DOI: 10.3901/JME.2020.14.196

模块化 CC/CV 变换器及其控制策略*

肖 洒 李德骏 陈燕虎 杨灿军 金 波

(浙江大学流体传动与机电系统国家重点实验室 杭州 310027)

摘要: 为实现长期深海观测,并充分利用恒流输电海底观测网抵抗输电电缆短路故障能力强,可靠性高,鲁棒性好等优点,设计并实现了海底观测网多模块恒流变换器。综合考虑系统体积、电能变换效率、可靠性以及输入输出电压和功率等级等多方面因素,提出采用推挽拓扑和输入串联输出并联的多模块堆叠结构的恒流转恒压电能变换系统(CC/CV)。针对恒流输电系统稳定性特性问题,分析设计用于功率补偿作用的功率平衡器,并对基于共占空比的功率平衡器控制策略进行研究。设计出在低频段具有高增益,在中频段具有足够相位裕量,在高频段能有效抑制高频干扰功能的补偿控制器以获得更佳的控制效果。在实验室环境下验证了 CC/CV 电能变换技术,测试结果验证了各模块间的兼容性和系统整体的可靠性,为今后研究和建设长期实用型的多节点恒流输电海底观测网提供了理论依据和技术支持。

关键词: 海底观测网; 恒流输电; 功率平衡

中图分类号: TM421

Modular CC/CV Converter and Its Control Strategy

XIAO Sa LI Dejun CHEN Yanhu YANG Canjun JIN Bo

(State Key Laboratory of Fluid Power & Mechatronic Systems, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

Abstract: Considering the advantages of constant current(CC) power transmission submarine observation network in high anti-short circuit capability, high reliability, good robustness, etc., a multi-module CC converter for submarine observation network is designed and implemented in order to realize long-term deep-sea observation. Considering the factors such as system volume, power conversion efficiency, reliability, input and output voltage and power level, a constant current to constant voltage (CC/CV) conversion system with multi-module stack structure with push-pull topology and input series output parallel is proposed. Aiming at the stability characteristics of CC transmission system, the power balancer for power compensation is analyzed and designed. The control strategy of power balancer based on common duty cycle shows good characteristics in simulation. A compensation controller with high gain in low frequency band, sufficient phase margin in middle frequency band, and high frequency interference suppression function in high frequency band is designed for a better control of the power balancer. The CC/CV conversion technology is verified in the laboratory environment. The test results verify the overall reliability of the system and the compatibility between modules. Research result provides theoretical basis and technical support for future research and construction of long-term practical multi-node CC transmission cabled-submarine observation network.

Key words: submarine observation network; constant current power transmission; power balance

0 前言

从 20 世纪 90 年代开始,能够实现长期、连续、实时和原位海底观测,并具有强大的电能供给能力和超高的数据通信带宽的缆系海底观测网受到越来越多的关注。美国、加拿大、日本等发达国家在面

向热液现象、地震监测、海啸预报、全球气候等科学目标上,开展了相关的研究工作,分别建立了海底观测示范网络与实际应用系统,并投入正式使用^[1-3]。这些前沿工作,对于海洋科学研究、海底资源勘探、自然灾害的监测与预报、热液作用与极端生态系统的研究显得尤其重要。同时,海底观测网络也为军事海洋学研究创造了新的可能^[4]。

从缆系海底观测网的供电方式来看,海底观测网可分为交流输电,直流恒压输电和直流恒流输电三种类型缆系海底观测网。传统的陆地电力网一般

* 国家自然科学基金(41676089, 51979246)和中国浙江省自然科学基金(LY18E090003)资助项目。20190614 收到初稿,20200229 收到修改稿

采用交流输电。然而, 通过长距离海缆的交流传输会导致高无功功率, 从而降低海底仪器的有功功率。因此, 交流传输主要用于小型观测网, 如位于美国新泽西州用于近岸大陆架海洋长期生态科学研究的 LEO-15(Long-term Ecosystem Observatory)观测系统, 伍兹霍尔海洋研究所(WHOI)建立的 MVCO(Martha's Vineyard Coastal Observatory)海底观测系统, 以及意大利在地中海西西里岛附近建成的 NEMO(NEutrino Mediterranean Observatory)海底观测网^[5-8]。直流恒压输电方式具有输电能力强、能量利用率高、节点扩展方便等优点, 在缆系海底观测网输电系统中具有最为广泛的应用, 代表性的直流恒压输电缆系海底观测网主要如下。

(1) 2007 年建成的位于夏威夷 Oahu 岛南边的 Kilo Nalu 观测系统。

(2) 位于加拿大维多利亚海峡的 Victoria Experimental Network Under the Sea 海底观测网。

(3) 美国 MBARI 海洋研究所建立的用于测试各种水下观测平台的试验网络 Monterey Accelerated Research System (MARS)。

(4) 位于北美太平洋的 Juan de Fuca 板块的 North East Pacific Time-series Undersea Networked Experiments-Canada(NEPTUNE-Canada)海底观测网^[9-13]。

近年来, 在国家和地方地府的大力支持下, 浙江大学、同济大学、清华大学、中国海洋大学和中国科学院等单位在海底接驳盒技术、直流恒压输电技术、海底工程布放技术和传感器技术等方面得到了快速发展^[14-15]。

直流恒流供电方式相较于直流恒压供电方式具有抵抗输电电缆短路故障能力强, 输电系统可靠性高, 短路故障点定位方便且可靠, 中继器恒流供电技术成熟且实现方便等优点。因此在要求输电系统可靠性高, 鲁棒性好的场合, 直流恒流输电缆系海底观测网是更好的选择, 例如在海洋军事观测领域的应用。其次, 用于海底地震和海啸监测或者布放位置地震发生较频繁的缆系海底观测网, 其要求输电电缆具有很强的抵抗短路故障能力, 即使输电主干缆上出现多处断裂, 输电系统仍然不受影响, 部分水下节点和传感器平台仍然能够正常工作。

作为缆系海底观测网不可缺少的重要组成部分, 节点接驳盒是岸基站和水下科学仪器平台之间的中间处理节点, 其主要功能为电能变换及分配, 信息处理及传递以及精确时间同步^[16-18]。由于几乎所有的海洋传感器都采用恒压供电, 因此将输电缆上的直流恒流电变换为恒压电输出是恒流输电缆系

海底观测网节点接驳盒电能变换系统的核心部分。本文主要讨论了节点 CC/CV 电能变换系统, 从 CC/CV 电能变换原理出发, 分别对多种拓扑的电能变换单元和模块堆叠方式进行功能性分析和比较, 以得出最适合的电路拓扑结构和模块组合方式, 并对基于共占空比的功率平衡器控制策略进行了研究, 以得到稳定输出的 CC/CV 电能变换系统。

1 系统总体方案

基于恒流输电的缆系海底观测网输电电流大小可调, 岸基电源电压由观测网水下节点负载的大小和输电缆长度等因素决定。由于输电缆上存在不可忽略的输电电阻, 输电缆上的稳态功率损耗与输电电流的二次方成正比, 为了减少主干缆上的输电损耗同时保证足够的输电功率, 系统输电电流一般选择范围是零点几安培到两安培之间。根据节点负载轻重以及网络大小和拓扑结构, 岸基电源供电电压一般从数百伏到数十千伏不等。

表 1 为已建成的恒流输电缆系海底观测网的电力系统设计参数。

表 1 已有恒流输电海底观测网电力系统设计参数

网络名称	供电方式	供电电流 I/A	最大供电 电压 V/kV	节点输出端口
H2O	恒流供电	0.37	1.2	8 路端口
ACO	恒流供电	1.6	0.8	8 路端口, 2 路 400 V 输出, 6 路 48 V 输出
VENUS	恒流供电	0.136	2.14	—
DONET	恒流供电	1.1	3	8 路端口, 0.15 A 恒流输出, 最大电压 300 V
DONET-2	恒流供电	1.1	5	与 DONET 相同
MACHO	恒流供电	1.1	1	4 路输出端口

参考已有恒流输电缆系海底观测网的电力系统设计参数, 并结合网络大小、输电损耗限制、所接传感器用电需求等实际情况, 本文研究的恒流输电缆系海底观测网 CC/CV 电能变换系统方案设计如下。

(1) 主干缆输电电流恒定为 1.0 A, 岸基电源最大供电电压为 500 V, 输电缆功率损耗不超过 100 W。

(2) 节点接驳盒额定输入电压为 400 V, 接驳盒提供 4 路 48 V 输出端口, 每路输出端口限流 2.0 A。

(3) 接驳盒电能变换系统具有功率扩展性, 在不改变技术方案的提前下, 可方便提高节点电能变换系统的输电功率到数千瓦甚至数十千瓦。

节点接驳盒是缆系海底观测网的中间节点, 输入端连接光电复合海缆, 输出端连接海底科学仪器, 输出电压为 48 V, 另外可为科学仪器提供百兆级别速率的以太网通信和亚微秒级别的高精度授时服务。如图 1 所示为本研究恒流供电接驳盒的结构框架图, 岸基恒流源通过主干缆为缆系海底观测网水下部分供电, 主干缆上的恒流电经过 CC/CV 电能变换器输出 48 V 直流恒压电。48 V 输出总线一方面为接驳盒内部设备如以太网通信设备、时间服务设备以及 DC/DC 变换器供电, 另一方面通过外部负载监控单元为外部科学仪器供电。DC/DC 变换器将 48 V 转换为 24 V、15 V、5 V、3.3 V 等所需电压为接驳盒内部设备和系统外围电路供电。

图1 恒流供电接驳盒结构框架图

CC/CV 电能变换器将主干缆上的恒流电转换为传感器所需的恒压电, 是接驳盒电能管理和分配系统的基础和前提, 也是核心部分。这种形式的电能变换器在陆地上应用极少, 且输出功率不满足需求。因此针对恒流输电缆系海底观测网的电能变换需求和特殊的海底应用场景, 需要对节点接驳盒内的 CC/CV 电能变换器进行专门的研究和设计。

2 基于模块堆叠的 CC/CV 电能变换

CC/CV 电能变换器输入电量设计为 1 A/400 V。在单模块推挽拓扑结构中, 采用当前开关电源中最流行, 使用最广泛的功率 MOSFET 作为开关器件。由于 MOSFET 开关器件的耐压值有限, 绝大多数在 600 V 以下, 且推挽电路中 MOSFET 在关断期间需要承受双倍电路输入电压应力, 因此单模块电路的输入电压需要低于 300 V。另外, 综合考虑器件长期工作的可靠性, 提升电能变换器输出功率的可拓展性, 以及总输入电压与单模块输入电压的倍数关系性, 取单模块推挽电路的额定输入为 100 V。1 A/400 V 的电能变换器结构如图 2 所示, 由 4 个单模块电路进行输入串联输出并联构成。

图2 1 A/400 V 电能变换器结构示意图

CC/CV 电能变换器单模块主电路如图 3 所示, Q_1 和 Q_2 为功率 MOSFET 开关管, 接在初级有中心抽头($N_{p1} = N_{p2} = N_1$)的变压器 T 上, 变压器 T 的次级绕组同样带有中心抽头且 $N_{s1} = N_{s2} = N_2$, 二极管 D_1 、 D_2 为整流二极管, 电感 L 和电容 C 构成输出滤波电路。功率 MOSFET 开关管由一对相位相差 180° 的方波信号控制通断。变压器次级绕组输出一对相位相差 180° , 幅值由开关管占空比和变压器原副边线圈匝数比决定的方波电压, 电感 L 工作于连续模式^[19-20]。

图3 CC/CV 电能变换器推挽主电路

如图 4 所示为 CC/CV 电能变换器推挽主电路工作波形图, 主电路在 4 种电路状态中循环工作, 具体工作状态如下。

(1) $t_0 \sim t_1$ 时段: 功率开关管 Q_1 驱动电压 V_{g1} 为高电平(Q_2 驱动电压 V_{g2} 为低电平), Q_1 饱和导通, Q_2 截止。输入电压通过 Q_1 加载到变压器原边 L_{p1} 上, 在变压器副边线圈产生感应电势。二极管 D_2 正偏导通, D_1 反向截止, 变压器副边电流流经二极管 D_2 , 电感 L 和电容 C 或者负载 R 形成回路。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时段: V_{g1} 变为低电平(V_{g2} 仍然为低电平), Q_1 截止, Q_2 仍截止, 此时电源停止向次级传输能量, 次级输出滤波电感续流, 整流管 D_1 和 D_2 同时导通, 每个整流管流过一半的负载电流。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时段: V_{g2} 为高电平(V_{g1} 为低电平), Q_2 饱和导通, Q_1 截止。输入电压通过 Q_2 加载到变压器原边 L_{p2} 上, 在变压器副边线圈产生感应电势。二极管 D_1 正偏导通, D_2 反向截止, 变压器副边电流流经二极管 D_1 , 电感 L 和电容 C 或者负载 R 形成回路。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时段: V_{g2} 变为低电平(V_{g1} 仍然为低

电平), 电路状态与(2)相同。

图 4 推挽变换主电路工作波形图

功率开关管 Q_1 和 Q_2 的饱和导通压降为 $V_{ce(set)}$, 整流二极管 D_1 和 D_2 的导通压降为 V_d , 开关管周期为 T , 导通时间为 T_{on} , 则变换器输出电压 V_o 的平均

电压可表示为

$$V_o = \left[(V_{in} - V_{ce(set)}) \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_d \right] \cdot \frac{2T_{on}}{T} \quad (1)$$

如果忽略 $V_{ce(set)}$ 和 V_d , 则有

$$V_o = \frac{2T_{on}}{T} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \cdot V_{in} \quad (2)$$

主电路上的功率开关管驱动芯片正常工作需要有稳定电源供电, 传统的开关电源中, 需要加入启动电路和辅助电源电路。启动电路在系统启动瞬间为电源芯片供电, 辅助电源电路为启动后正常工作状态下的电源芯片供电。启动电路和辅助电源电路的加入不但增加了电源系统的复杂度, 降低了系统的可靠性, 还增加了电源本身的功耗并增大了电源体积。为了避免上述设计中带来的问题, 在本研究中通过在电能变换主电路中加入稳压管取压电路来为系统启动时的电源芯片供电; 通过为变压器增加辅助副边绕组从而获得辅助输出电压为正常工作状态的电源芯片供电。优化后的 CC/CV 电能变换主电路如图 5 所示。

图 5 优化后的 CC/CV 电能变换器推挽主电路

系统启动时, 分压电阻 R_1 和稳压二极管 D_{Z1} 工作, 并为 MOSFET 开关管 Q_3 提供栅极驱动电压, 此时 Q_3 开启并工作在线性放大状态。电路电流流经 Q_3 、 R_3 和稳压二极管 D_{Z2} , 稳定的电压为电源芯片供电。电源芯片输出一对相位相差 180° 的方波信号, 驱动开关管 Q_1 和 Q_2 交替通断工作, 主电路开始正常工作。正常工作时, 变压器副边主绕组 L_{s1} 和 L_{s2} 产生感应电势并为传感器负载或接驳盒内部设备供电; 变压器副边辅助绕组 L_{s3} 和 L_{s4} 产生感应电压, 通过二极管整流并经过 D_{Z2} 稳压后输出恒定电压, 该电压为电源芯片持续供电。另外, 该电压驱动晶体管 Q_4 开启, 使 Q_4 工作在饱和导通状态, 并拉低 Q_3 的栅极电压, Q_3 的栅源电压小于开关管开启电压, Q_3 关断停止工作。

3 基于共占空比的功率平衡器及控制策略

3.1 功率平衡器方案设计

在恒流输电电缆系海底观测网中, 传统 DC/DC 变换器在节点负载发生波动时, 会引起电能变换系统输入电压急剧下降, 并导致输电系统崩溃。海底观测网节点接驳盒正常工作情况下, 需要接入 P_N 或者切出所接科学仪器, 并引起总负载变化。为了避免接驳盒电能变换系统因恒流输电方式带来的不稳定性, 使负载切变或输电网波动时恒流输电系统依然能够稳定工作, 并为传感器负载提供所需的恒压输出, 需要设计功耗可调的功率平衡器。由于实际

负载功率随着传感器的接入和切出以及本身工作波动而不断变化,为了使电能变换系统总输出功率 P_N 不变,则必须使功率平衡器功耗 P_B 随着 P_L 的变化而变化。电能变换系统的输出端电压本身需要稳定不变,为了使能够可控变化,即需要使功率平衡器负载阻值可控。

要使功率平衡器的负载阻值可控变化,主要有两种设计方案。第一种方案是利用功率开关管的放大特性,通过控制功率开关管的门极电压,使开关管工作在线性放大区,此时开关管的漏源极可以类比为可控的电阻,通过调节门极电压大小来控制漏源极电阻变化。第二种方案是利用功率开关管的开关特性,将功率电阻和功率开关管串联接入到电能变换器输出端,通过控制开关管的闭合和断开,使功率电阻间歇性的工作,功率开关管工作在饱和区和截止区。功率管驱动波形占空比为 D ,功率电阻大小为 R_B ,电能变换器输出电压为 V_o 。则有,功率平衡器功耗

$$P_B = \frac{V_o^2}{R_B} \cdot D + P_{k1} + P_{k2} \quad (3)$$

式中, P_{k1} 为开关管导通功耗, P_{k2} 为开关管开关损耗。由于开关管的导通阻抗为毫欧级,因此开关管上的功耗相对于功率电阻上的功耗可忽略不计。当输出电压和功率电阻不变时,功率平衡器功耗与开关管驱动信号的占空比 D 成正比。

比较功率平衡器的两个设计方案。在方案一中,功率开关管的漏源极电阻大小虽然受门极电压控制,但是漏源极电阻与门极电压并没有简单的明确关系式,控制器的设计与实现存在较大的难度;另一方面,该方案利用功率开关管作为功耗元件,影响开关管的使用寿命,电路的可靠性降低。在方案二中,采用功率电阻作为功耗元件,电路的平均阻抗和功耗与开关管驱动信号占空比具有简明关系,为控制电路的设计和实现带来便利;另一方面,功率开关管工作在开关状态,器件使用寿命长,可靠性高。因此,在本研究中采用方案二来进行功率平衡器设计。

如图 6 为功率补偿电路架构图,功率补偿电路并联在电压转换模块后端,电路设计的初衷就是通过电路的功率耗散,使得电能变换模块的后端输出的功率保持恒定,从而维持输出电压的恒定。

功率耗散是通过 MOSFET 和功率电阻串联的方式实现的,GATE 端为负载耗散电路的控制端,当管脚悬空或低电平时 MOS 管断开,电路不工作,GATE 端给高电平时,MOS 管的栅极和源级之间电压大于导通电压,导致 MOS 管开启并处于低阻状

态,电路工作,主要通过 MOS 管上串联的电阻将能量以热能的形式耗散掉。实际应用时,GATE 端由采样控制电路输入占空比可调的 PWM 波形,实现功率补偿电路的功率调整,使得电压变换器后端功率恒定。

图 6 功率补偿电路架构图

由于模块化设计的要求,对每一路电能转换电路设计一路功率补偿电路,为了降低 MOS 管占空比,提高可靠性采用冗余设计,利用多路并联的方式对负载端的功率进行耗散。

由于每路电能转换电路的设计输出功率为 100 W,则功率补偿电路的最大消耗功率需要大于等于 100 W,才能保证后端空载时仍然维持稳压输出。

对于本系统而言,设计电阻选择为 40 Ω 功率电阻,考虑到降额设计,选择 200 W 电阻,MOSFET 也需要选择工作温度高,开关响应速度快的功率 MOSFET。

由于功率 MOSFET 导通阻抗 m Ω 级,在对功率补偿电路功率消耗计算中忽略不计,单块功率补偿电路消耗的最大功率

$$P = \frac{V^2}{R} \times N \times D_{\max} = \frac{48^2}{40} \times 4 \times 0.49 = 112.9 \text{ W} \quad (4)$$

3.2 基于共占空比的控制方案

在确定了功率平衡器设计方案之后,需要进行 CC/CV 电能变换系统的控制方案研究与设计,主要用于电源或输电线缆引起的输入扰动以及输出负载波动或切变状况下,实时调整功率平衡器开关管驱动信号占空比大小,从而实现电能变换器的稳定输出。

在功率平衡器功率开关管的一个开关周期内,根据功率开关管的不同工作状态,将电路的工作过程分成两个阶段,等效电路如图 7、8 所示。针对每个工作阶段,为电路建立线性状态方程。取电感电流 $i_L(t)$ 和电容电压 $v_C(t)$ 作为状态变量,即 $\mathbf{x}(t) = (i_L(t) \ v_C(t))^T$;取变压器副边主电压 $v_s(t)$ 为输入变量,即 $\boldsymbol{\mu}(t) = (v_s(t))^T$;取变压器副边主电流 $i_s(t)$ 和电路输出电压 $v_o(t)$ 作为输出变量,即 $\mathbf{y}(t) = (i_s(t) \ v_o(t))^T$ 。

图 7 开关管导通时(状态 1)的等效电路

图 8 开关管断开时(状态 2)的等效电路

电路状态空间方程可以写成

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i \boldsymbol{\mu}(t) \quad (5)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_i \boldsymbol{\mu}(t) \quad (6)$$

式中, $\mathbf{A}_i$ 为状态矩阵, $\mathbf{B}_i$ 为输入矩阵, $\mathbf{C}_i$ 为输出矩阵, $\mathbf{E}_i$ 为传递矩阵, $i=1,2$ 。

根据电路分析,可以得到状态 1 和状态 2 的电路状态方程,分别见式(7)和式(8)

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} (v_s(t)) \\ \begin{pmatrix} i_s(t) \\ v_o(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} (v_s(t)) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} (v_s(t)) \\ \begin{pmatrix} i_s(t) \\ v_o(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} (v_s(t)) \end{cases} \quad (8)$$

对状态矢量、输入矢量和输出矢量的平均矢量 $\{\mathbf{x}(t)\}_T$ 、 $\{\boldsymbol{\mu}(t)\}_T$ 、 $\{\mathbf{y}(t)\}_T$ 作直流分解

$$\{\mathbf{x}(t)\}_T = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (9)$$

$$\{\boldsymbol{\mu}(t)\}_T = \mathbf{U} + \hat{\boldsymbol{\mu}}(t) \quad (10)$$

$$\{\mathbf{y}(t)\}_T = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) \quad (11)$$

式中, $\mathbf{X}$ 、 $\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{Y}$ 为直流分量矢量, $\hat{\mathbf{x}}(t)$ 、 $\hat{\boldsymbol{\mu}}(t)$ 、 $\hat{\mathbf{y}}(t)$ 为对应的交流小信号分量矢量。同时对功率平衡器开关管驱动信号占空比控制量 $d(t)$ 进行分解,形式为 $d(t) = D + \hat{d}(t)$ 。令

$$\begin{cases} \mathbf{A} = d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} = d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} = d\mathbf{C}_1 + (1-d)\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} = d\mathbf{E}_1 + (1-d)\mathbf{E}_2 \end{cases} \quad (12)$$

经计算可得

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{D}{RC} \end{pmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \mathbf{E} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

将交流小信号量等式两端的非线性小信号乘积项消去,即可得到线性化的小信号状态方程和输出方程

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\boldsymbol{\mu}}(t) + \\ &[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\hat{d}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\boldsymbol{\mu}}(t) + \\ &[(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]\hat{d}(t) \end{aligned} \quad (14)$$

输出变量对控制变量的传递函数

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{yd}(s) &= \frac{\hat{\mathbf{y}}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{\mathbf{v}}_s(s)=0} = \\ &\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{V}_s] + \\ &(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{V}_s = \\ &\begin{pmatrix} s & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{D}{RC} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{D}{R} \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{V}_s = \\ &\frac{1}{\frac{1}{LC} + \frac{Ds}{RC} + s^2} \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{RCL} \\ \frac{s + R/L}{RC} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{V}_s \end{aligned} \quad (15)$$

输出电压对控制变量 $\hat{d}(s)$ 的传递函数为

$$\mathbf{G}_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{\mathbf{v}}_s(s)=0} = \frac{\frac{s + R/L}{RC} \mathbf{V}_s}{\frac{1}{LC} + \frac{Ds}{RC} + s^2} \quad (16)$$

PWM 波信号产生电路的的传递函数为 $G_p(s) =$

$\frac{1}{V_H - V_L}$ [21], 电压采样电路传递函数为 $H(s) = \frac{V_{\text{ref}}}{V_o}$,

其中, V_H 和 V_L 为锯齿波电压的峰峰值, V_{ref} 为控制器参考电压, V_o 为期望得到的标准输出电压。则有,

CC/CV 电能变化系统的开环传递函数

$$G(s) = G_{vd}(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s) \quad (17)$$

根据奈奎斯特准则,系统的开环传递函数 Bode 图可由于评价闭环系统的稳定性和动态特性。利用 Matlab 软件,绘制上述传递函数的伯德图。

分析图 9 可知,该系统存在以下几个问题。

(1) 在低频段,系统的增益很低,因此会导致系统的稳态误差较大。

(2) 在中频段系统穿越频率附近,系统开环幅频特性曲线以接近 -40 dB/dec 的增益通过 0 dB,系

图9 电能变换系统传递函数伯德图

统相移随频率变化过快。系统的相位裕量仅为 38.5° ，相位裕量不充足，可能导致系统不稳定。

(3) 在高频段，系统开环幅频特性曲线以接近 -20 dB/dec 的增益下降，可能会引入高频噪声。为解决上述问题，需要设计补偿网络来保证闭环系统的稳定性和动态特性，同时在一定程度上抑制高频干扰。在电能变换系统领域，常用的补偿网络有四种类型，分别为单极点补偿网络，具有增益限制的单极点补偿网络，单极点单零点补偿网络以及双极点双零点补偿网络^[21-22]。

单极点单零点补偿网络如图 10 所示。在低频率段， C_1 的容抗远大于 R_2 ，故电阻 R_2 可忽略，误差放大器的增益大小为 X_{C1}/R_1 ，此时增益的斜率为 -20 dB/dec ，因此在低频段可获得较大的增益。在零点频率 $F_z = 1/(2\pi R_2 C_1)$ 处，增益斜率由 -20 dB/dec 转为 0 dB/dec 。在中频段， X_{C1} 相比 R_2 已经很小，此时增益大小为 R_2/R_1 。在极点频率 $F_p = 1/(2\pi R_2 C_2)$ 处开始，增益斜率重新由 0 dB/dec 转为 -20 dB/dec ，因此可以实现电路总增益在高频段迅速下降，从而抑制高频干扰。此时 X_{C2} 相比 R_2 小很多， R_2 在补偿网络中不起作用，补偿网络的增益大小为 X_{C2}/R_1 。从相位角度考虑，通过引入零点，可以补偿系统最低极点引起的相位滞后，实现扩展频带的功能。综上所述，在本研究中可以设计一个单极

图10 单极点-单零点补偿网络示意图

点-单零点的补偿网络，用来实现：① 在低频段，使系统具有高增益，降低系统的稳态误差；② 在中频段，扩展频带，增加系统穿越频率处的相位裕量，提高系统稳定的可靠性；③ 在高频段，迅速降低系统增益，增强系统抑制高频干扰能力。增加补偿网络后，系统的控制框图如图 11 所示。

图11 补偿后的电能变换器控制系统框图

控制器开关频率选择为 50 kHz ，根据采样定理，为了保证系统稳定，穿越频率 F_{co} 必须小于开关频率的 $1/2$ 。实际应用中，为减小输出中的开关纹波，通常将 F_{co} 选取为开关频率的 $1/4 \sim 1/5$ ，在本研究中 F_{co} 选择为开关频率的 $1/5$ ，即 10 kHz 。如图 9 中的幅频特性曲线所示，系统在 10 kHz 频率时的增益为 -20 dB ，要使经过补偿后的系统穿越频率等于 10 kHz ，补偿网络在 10 kHz 时的增益应等于 $+20 \text{ dB}$ 。另外，系统开环幅频特性曲线在 10 kHz 频率时已经以接近 -20 dB/dec 的增益下降，因此此时补偿网络的增益曲线斜率应等于 0 。而由前述对单极点-单零点补偿网络的特征分析可知，在中频段，补偿网络的增益曲线斜率为 0 ，此时增益大小为 R_2/R_1 ，即有 $R_2/R_1 = +20 \text{ dB}$ ，取 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ，则有 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ 。根据 Venable 方法^[23]，穿越频率 F_{co} ，零点频率 F_z 和极点频率 F_p 之间存在以下关系式： $F_{co}/F_z = F_p/F_{co} = K$ ，取 $K = 4$ ，则有零点频率 $F_z = 10/4 = 2.5 \text{ kHz}$ ，极点频率 $F_p = 10 \times 4 = 40 \text{ kHz}$ 。在单极点-单零点补偿网络中，有以下关系式

$$F_z = 1/(2\pi R_2 C_1) \quad (18)$$

$$F_p = 1/(2\pi R_2 C_2) \quad (19)$$

代入相应已知的数值，则可以求得 $C_1 = 6.37 \text{ nF}$ ， $C_2 = 0.398 \text{ nF}$ 。补偿网络的传递函数

$$G_c(s) = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_1C_2/(C_1 + C_2))} \quad (20)$$

经过补偿后的系统开环传递函数

$$G'(s) = G_c(s) \cdot G_p(s) \cdot G_{vd}(s) \cdot H(s) \quad (21)$$

其幅频特性曲线和相频特性曲线如图 12 所示。由图可知，系统在低频段具有较高的增益，系统稳态误差低；在中频段，系统的穿越频率在 $10^4 \sim 10^5 \text{ Hz}$ ，在穿越频率附近幅频特性曲线斜率约为 -20 dB/dec ；在高频段，幅频特性曲线斜率逐渐增大为 -40 dB/dec ，

可以有效抑制高频干扰。

图 12 补偿后的电能变换系统传递函数伯德图

4 试验测试

4.1 单模块测试

CC/CV 电能变换系统试验框图如图 13 所示。恒流源提供 1.0 A 直流恒流输出, 推挽主电路输出电压连接到电子负载、功率平衡器和反馈控制器, 反馈控制器输出 PWM 信号至功率平衡器。CC/CV 电能变换系统试验实物图如图 14 所示。

图 13 电能变换系统试验框图

图 14 单模块试验环境图

CC/CV 电能变换系统采用 1.0 A 恒流直接启动时, 单个 CC/CV 电路输入端和输出端电压启动波形图如图 15 所示。由于 CC/CV 电路本身为开环电路, 主电路开关管占空比固定, 因此 CC/CV 电路输入和输出电压波形变化相似, 电压大小比例约为 2:1。输入端电压在启动 40 ms 后达到正常输入电压, 超调电压约 5 V。在启动 320 ms 时间后, 控制器开始工作, 并对输出电压进行调制, 进而控制输入电

压变化, 调整时间约为 120 ms, 调整期间输出电压最大压降约为 10 V。从恒流源启动工作, 到恒流恒压电能变换系统输出稳定 48 V 电压的总时间约为 420 ms。

图 15 电能变换系统输入输出电压启动波形

4.2 单模块输出电压动态响应特性测试

动态响应是 CC/CV 电能变换系统的一个重要指标。定义系统所接负载功耗大于电能变换器可提供最大功率输出的 70% 时, 即认为所接负载相对本电能变换系统为重载。CC/CV 电能变换系统在额定输入电流工作时, 重载接入和切出时电能变换系统输入输出电压动态响应波形图如图 16、17 所示。

图 16 电压动态响应特性图: 重载接入波形图

图 17 电压动态响应特性图: 重载切出波形图

由图 16 可知, 当重载接入电能变换系统时, 输出电压产生欠压超调, 最大超调电压约为 8 V, 调

整时间约为 40 ms; 当重载切出电能变换系统时, 输出电压产生过压超调, 最大超调电压约为 4 V, 调整时间约为 60 ms。

当负载连接状态不发生变化, 而负载大小产生较大波动时, CC/CV 电能变换系统的输出和输入电压也会产生波动, 调整时间约为几十毫秒, 输入输出电压动态响应波形图如图 18 所示。

图 18 负载波动时电压动态响应波形图

负载接入和切出以及负载波动时, 电能变换系统供给负载的功率输出发生变化, 而系统的输入电压和电流不发生变化, 即电能变换系统输入功率不变。因此可知, 当负载变化时, 功率平衡器功耗同时发生变化。负载接入前后, 功率平衡器上功率电阻两端的电压波形图如图 19、20 所示。

图 19 功率变换器电压波形图：轻载时电压波形

图 20 功率变换器电压波形图：重载时电压波形

由图 20 可知, 负载接入前后, 功率电阻两端的电压大小不变, 电压导通时间长短发生变化, 进而使得功率平衡器的功耗发生变化, 验证了功率平衡器在不同负载下, 对稳定输出电压所起的作用。

4.3 系统联调试验

为了验证所设计的多模块恒流电能变换技术, 设计了系统联调试验, 搭建联调测试环境如图 21 所示。该试验对系统整体功能进行测试, 包括电能转换和控制通信功能等。倍福嵌入式 PC 作为控制核心实现数据采集和控制, 工控机采用 LabVIEW 上位机对状态进行监控和控制, 电源供给正常工作的 1 A 电流, 通过电路系统电能变换后为负载提供稳定 48 V 输出, 在负载端通过四块接驳电路接入四个阻值不同的水泥电阻负载, 模拟实际负载接入时的运行工况, 电阻分别为 30 Ω 、50 Ω 、100 Ω 和 200 Ω 。

系统上电后, 四路接驳电路开启将负载接入, 上下位机能够正常通信, 在监控界面内可获得当前环境温湿度和系统内部电压电流值, 同时通过上位机给出的控制指令能够下位机实时响应, 出现故障后也能在上位机上进行提示。图 22 为上位机对系统实时运行状况的电压采集, 可以看到 CC/CV 变换器的四路输出电压稳定后几乎恒定不变, 验证了本系统有不错的稳定性。由于系统元器件存在误差, 导致试验中各路输出电压与理想输出电压 48 V 存在一定误差, 但误差在允许范围之内。

图 21 系统联调测试环境

图 22 系统联调上位机实时电压数据图

5 结论

(1) 针对恒流海底观测网络, 设计一种 CC/CV 电能变换器。试验结果表明所设计的 CC/CV 电能变换器能够满足 1 A 到 48 V 的电能转换需求, 且表现出了良好的稳态特性。

(2) 在电能变换器结构方面, 采用了 4 个单模块电路进行输入串联输出并联相结合的多模块复合结构, 来减小体积并实现模块化设计, 只要单模块间的参数尽可能一致, 就能自动实现均压均流。

(3) 考虑到恒流系统的恒功率特性, 设计了功率补偿电路, 并联在电能变换电路输出后端, 实现对输出电压的 PWM 控制, 最终实现 CC/CV 电能变换。

(4) 针对恒流输电系统稳定性特性问题, 分析了用于功率补偿作用的功率平衡器, 并对基于共占空比的功率平衡器控制策略进行了研究。设计了在低频段具有高增益, 在中频段具有足够相位裕量, 在高频段能有效抑制高频干扰功能的补偿控制器。

(5) 研究结果将应用于恒流海底观测网络电能传输系统, 对我国海底观测网技术的发展有着重要的意义。但在恒流海底观测网的研究上还处于起步阶段, 对于小体积, 大功率, 宽范围的恒流观测网还需开展进一步的研究。

参 考 文 献

- [1] BARNES C R. Building the world's first regional cabled ocean observatory (NEPTUNE): Realities, challenges and opportunities[C]// Oceans. Vancouver BC: MTS/ IEEE, 2007.
- [2] CHAVE A D, WATERWORTH G, MAFFEI A R, et al. Cabled ocean observatory systems[J]. Marine Technology Society Journal, 2004, 38(2): 30-43.
- [3] HAZELL N J, LECROART A, MARCEROU J. Regional cable observatory solutions[C]// Oceans. Vancouver BC: MTS/IEEE, 2007.
- [4] CLARK H L. New seafloor observatory networks in support of ocean science research[C]// Oceans. Honolulu HI: MTS/IEEE, 2001.
- [5] COCIMANO R. A comparison of AC and DC power feeding systems based on the NEMO experiences[J]. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research Section A-Accelerators Spectrometers Detectors and Associated Equipment, 2009, 602(1): 171-173.
- [6] EDSON J, AUSTIN T, MCGILLIS W, et al. The Martha's vineyard coastal observatory: A long term facility for monitoring air-sea processes[C]// Oceans. Providence RI: MTS/IEEE, 2000.
- [7] CREED E L, GLENN S, SCHOFIELD O M, et al. LEO-15 observatory: The next generation[C]// Oceans. Washington DC: MTS/IEEE, 2005.
- [8] FORRESTER N C, STOKEY R P, ENGINEER I O E A. The LEO-15 long-term ecosystem observatory: Design and installation[C]// Oceans. Halifax NS: MTS/IEEE, 1997.
- [9] HOWE B M, CHAN T, SHARKAWI M E, et al. Power system for the MARS ocean cabled observatory[J]. Marine Technology Society Journal, 2005, 39(1): 1-6.
- [10] PAWLAK G, DE CARLO E H, FRAM J P, et al. Development, deployment, and operation of Kilo Nalu Nearshore Cabled Observatory[C]// Oceans. Bremen: MTS/IEEE, 2009.
- [11] TAYLOR S M. Supporting the operations of the NEPTUNE Canada and VENUS cabled ocean observatories[C]// Oceans. Kobe: MTS/IEEE, 2008.
- [12] KIRKHAM H, LANCASTER P, LIU C. The NEPTUNE power system: Design from fundamentals[C]// The International Workshop on Scientific Use of Submarine Cables and Related Technologies. Tokyo: IEEE, 2003.
- [13] HARRIS D W, DUENNEBIER F K. Powering cabled ocean-bottom observatories[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2002, 27(2): 202-211.
- [14] 王俊, 李德骏, 肖举林, 等. 海底观测网水下环境实时监控系统设计及实现[J]. 浙江大学学报, 2016, 50(2): 193-200.
WANG Jun, LI Dejun, XIAO Julin, et al. Design and realization of underwater environment real-time monitoring system for ocean observatory network[J]. Journal of Zhejiang University, 2016, 50(2): 193-200.
- [15] WANG J, LI D J, YANG C J, et al. Developing a power monitoring and protection system for the junction boxes of an experimental seafloor observatory network[J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2015, 16(12): 1034-1045.
- [16] WOODROFFE A M, PRIDIE S W, DRUCE G. The NEPTUNE Canada Junction Box-Interfacing science instruments to sub-sea cabled observatories[C]// Oceans. Kobe: MTS/IEEE, 2008.
- [17] WANG J, ZHANG Z, LI D, et al. Key technologies of

- junction boxes for Chinese experimental ocean observatory networks[C]// Oceans. Washington DC: MTS/IEEE, 2015.
- [18] CHEN Y, YANG C, LI D, et al. Study on 10 kVDC powered junction box for a cabled ocean observatory system[J]. China Ocean Engineering, 2013, 27(2): 265-275.
- [19] 陈洁. 基于推挽式结构的开关电源设计[J]. 机械制造与自动化, 2009, 38(4): 170-173.
- CHEN Jie. Design of switch power based on the push-pull structure[J]. Machine Building & Automation, 2009, 38(4): 170-173.
- [20] ZHOU L, BI K, LIU S, et al. Modeling and control of DC/DC switching converters for wide operating point variations[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(1007): 55-62.
- [21] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- ZHANG Weiping. Modeling and control of switching converters[M]. Beijing: China Electric Press, 2006.
- [22] 程红, 王聪, 王俊. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- CHENG Hong, WANG Cong, WANG Jun. Modeling, control and digital controller implementation of switching power converters[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013.
- [23] 文亚凤. 状态空间平均法在开关电源动态建模中的应用[J]. 电气应用, 2008, 27(18): 54-56, 60.
- WEN Yafeng. Application of state space averaging method for switch circuit modeling[J]. Electrotechnical Application, 2008, 27(18): 54-56, 60.
-
- 作者简介: 肖洒, 男, 1993 年出生, 博士研究生。主要研究方向为海底观测网络。
E-mail: sxiao@zju.edu.cn
- 李德骏(通信作者), 男, 1970 年出生, 博士, 教授。主要研究方向为深海机电装备。
E-mail: li_dejun@zju.edu.cn