

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.1.51

中图分类号: TM46

文献标志码: A

基于 DCX 的水下恒流转恒压高效变换 与控制研究

赵锦波¹, 胡云耕¹, 舒欣¹, 刘庆¹, 夏远庚², 方支剑²

(1. 中国船舶集团有限公司第七二二研究所低频电磁通信技术实验室, 武汉 430205;

2. 中国地质大学(武汉)自动化学院, 武汉 430074)

摘要: 恒流供电系统因其较强的抗故障能力, 适用于环境恶劣的海底远距离供电, 但海底设备均采用恒压供电, 因此需使用恒流转恒压变换装置将恒流输入转换为恒压输出, 然后为该类设备提供电能。为解决宽负载范围下恒流转恒压的高效变换与高压隔离控制的关键问题, 首先提出1种分流调节器电路和直流变压器级联的恒流转恒压变换拓扑, 实现恒流到恒压的宽范围高效变换; 其次, 针对高压隔离下的输出控制问题, 研究基于输入侧检测的输出电压间接控制策略, 无需高成本、大体积的输出隔离检测器件实现对输出电压的精准控制; 最后, 搭建输入电流为 1 A、额定功率为 500 W 的实验样机, 验证恒流转恒压变换器电能变换技术的可行性。

关键词: 直流变压器; 恒流转恒压; 分流调节器; 间接控制

High-efficient Conversion and Control of Underwater Constant-current to Constant-voltage Based on DCX

ZHAO Jinbo¹, HU Yungeng¹, SHU Xin¹, LIU Qing¹, XIA Yuangeng², FANG Zhijian²

(1. Laboratory of Low-frequency Electro-magnetic Communication Technology with the 722 Research Institute, CSSC, Wuhan 430205, China; 2. School of Automation, China University of Geosciences(Wuhan), Wuhan 430074, China)

Abstract: The constant-current power supply system is suitable for remote seabed power supply in a harsh environment owing to its strong anti-failure capability. As all the seabed equipment adopts constant-voltage power supply, a constant-current to constant-voltage conversion device is needed to convert constant-current input into constant-voltage output to provide electric energy for the seabed equipment. To solve the problem that an efficient conversion from constant-current to constant-voltage in a wide load range as well as a high-pressure isolation control, a constant-current to constant-voltage converter topology with cascade of a shunt regulator circuit and a DC transformer is proposed to achieve the efficient conversion from constant-current to constant-voltage in a wide range. Aimed at the output control problem under high-pressure isolation, an indirect control strategy for output voltage based on input-side detection is studied to achieve an accurate control of output voltage without the need of high-cost and large-volume output isolation detection devices. Finally, an experimental prototype with input of 1 A and rated power of 500 W was built to verify the feasibility of the power conversion technology of constant-current to constant-voltage converter.

Keywords: DC transformer; constant-current to constant-voltage; shunt regulator; indirect control

海底观测网络主要用于探寻海洋资源、确保海洋安全。海底复杂环境下如何保证传输系统与观测网络的安全可靠运行是目前需要研究的关键问题^[1]。当前, 水下供电主要由光电复合缆将电能

从岸基传输到海底^[2-3], 传输距离远、可靠性高的优点使该技术得到广泛应用, 其供电方式主要有交流供电和直流供电。由于交流供电远距离传输会导致输送容量受限, 而直流恒压供电难以抵抗海底供电中频发的短路故障, 使得该技术的可靠性受到影响^[4]。直流恒流供电具有较高的传输效率、良好的

收稿日期: 2022-03-11; 修回日期: 2022-04-30, 2022-05-23;

录用日期: 2022-05-30; 网络首发日期: 2022-07-25

抗海水短路故障能力,非常适合海底观测网的供电应用,是未来的发展方向^[5-6]。然而,电子设备一般采用恒压供电方式,在水下恒流供电系统中需要通过恒流转恒压变换装置将电缆输入的恒定电流转换为设备所需的恒定电压。

针对直流恒流型供电系统所需的恒流转恒压变换问题,文献[7-8]提出基于分流调节器 SR(shunt regulator)结构的恒流转恒压变换器,该拓扑可实现恒流向恒压变换,然而海底恒流供电系统中各用电单元串联组网,随着海底设备功率增加至千瓦级以上,输入侧与输出侧存在几千伏的电位差,为确保系统的安全可靠性,变换器需要具有更高电压的电气隔离能力;文献[9]提出 1 种基于双路推挽谐振变换器的恒流转恒压电源,该拓扑采用推挽变压器实现负载侧与电源侧的电气隔离,但是开关管无法实现软开关,损耗较大,效率较低;文献[10-11]提出 1 种恒流输入的并联谐振型变换器实现恒流转恒压变换,该电路利用谐振特性实现开关管的软开关,提高了系统变换效率,然而该拓扑增益特性对开关频率变化不敏感,在宽范围负载变化过程中无法保持高效率运行,且较难适用于轻载环境。综上所述,当前恒流转恒压变换拓扑虽然可以实现恒流到恒压的转换,但难以兼顾变换器的输出与效率特性。同时,上述电路均直接采集输出侧信息进行电路控制,未考虑大功率下输入侧与输出侧较大电压差带来的输出检测与控制难题^[12],当输入侧与输出侧存在较高电位差时,需要采用高成本的隔离检测设备实现输入侧与输出侧的信息交互。

本文针对当前恒流转恒压装置面临的高效变换问题,提出 1 种采用分流调节器电路和直流变压器 DCX(DC transformer)相级联的恒流转恒压变换器,同时针对高电压差下的隔离检测问题提出基于输入信息的输出电压间接控制策略。

1 系统模型与分析

图 1 为本文所提恒流转恒压 CC/CV(constant-current to constant-voltage)变换器拓扑。该拓扑可分

为分流调节器电路和 DCX 电路 2 个部分,其中分流调节器电路由开关管 Q_1 、二极管 D_0 和母线滤波电容 C_0 组成;DCX 电路由开关管 S_1 和 S_2 、谐振电感 L_m 、变压器 T_1 、励磁电感 L_s 、谐振电容 C_r 、输出整流二极管 D_1 和 D_2 、输出滤波电容 C_1 组成。

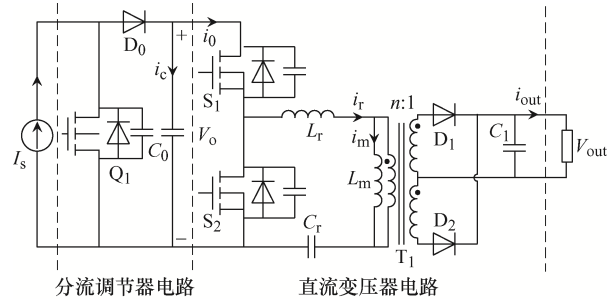


图 1 恒流转恒压变换器拓扑

Fig. 1 Topology of constant-current to constant-voltage converter

分流调节器电路将输入的恒定电流转换为稳定的电压,然后通过 DCX 中的逆变电路逆变为高频交流,再通过变压器整流后为负载供电。其中 DCX 电路采用定频运行,负载电压由分流调节器电路控制并维持稳定。该变换器在负载变化的条件下,原边开关管实现零电压开关 ZVS(zero voltage switching)、副边整流二极管实现零电流开关 ZCS(zero current switching)工作时可实现系统的高效率运行^[12]。

1.1 分流调节器电路工作原理

图 2 为分流调节器电路工作波形。

在阶段 1($t_0 < t < t_1$), 开关管断开, 电流源对电容 C_0 充电, 此时电容储存能量。负载电流 I_0 可表示为

$$I_0 = I_s - i_c \quad (1)$$

式中, I_s 、 i_c 分别为输入电流、电容电流。

在阶段 2($t_1 < t < t_2$), 开关管导通, 此时电容释放能量对负载进行供电, 有

$$\frac{i_c}{C_0} = \frac{du}{dt} \quad (2)$$

在 1 个周期内, 电容储存的能量等于释放的能量, 因此有

$$\frac{I_0}{C_0} T_{\text{on}} = \frac{I_s - I_0}{C_0} T_{\text{off}} \quad (3)$$

式中, T_{on} 、 T_{off} 分别为周期内通态、断态时间。

整理得到分流调节器输入电流与输出电压的关系为

$$V_o = I_s(1-D)R_L \quad (4)$$

式中: D 为开关管 Q_1 的占空比; R_L 为等效负载。通过调节分流调节器占空比 D 的大小来调节输出电压, 以实现输出电压的稳定调控, 为后级直流变压器电路提供稳定的输入电压。

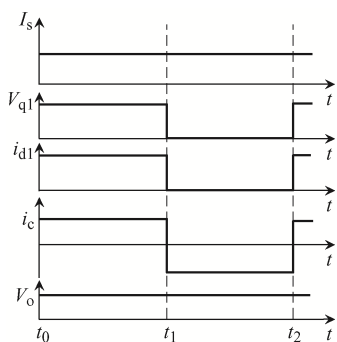


图 2 分流调节器电路工作波形

Fig. 2 Operating waveforms of shunt regulator circuit

1.2 DCX 电路工作原理

DCX 因其高频特性能够实现高效率转换, 其工作原理是通过改变开关管开关频率 f_s 控制变换器能量传输。当 f_s 略小于谐振频率 f_r 时, 直流变压器电路增益约为 1, 负载变化引起的输入电压调节非常小。此特性为分流调节器电路稳定工作提供了必要条件, 电路原边可实现 ZVS, 副边整流电路可实现 ZCS。因此当 $f_s < f_r$ 时, 变换器能够实现高效率 DC-DC 变换。图 3 为 $f_s < f_r$ 时 DCX 工作波形。

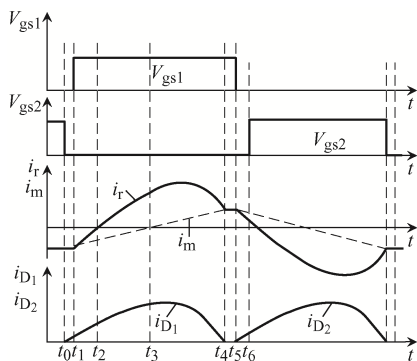


图 3 $f_s < f_r$ 时 DCX 工作波形

Fig. 3 Operating waveforms of DCX when $f_s < f_r$

阶段 1($t_0 < t < t_1$): t_0 时刻, 开关管 S_2 关闭, 此时由于电路呈感性, 谐振电流方向不变, 对开关管 S_2 寄生电容充电, 同时开关管 S_1 寄生电容放电, 当放电完成时, 其两端电压 U_{ds1} 变为 0。励磁电感为负载提供能量, 其两端电压被钳位至 $-nV_{out}$ 。

阶段 2($t_1 < t < t_2$): t_1 时刻, 开关管 S_1 开通, 由于此时其两端电压 $U_{ds1} = 0$, 因此电路实现 ZVS, 同时由于此时谐振电流仍小于励磁电流, 因此负载仍由励磁电感提供能量。

阶段 3($t_2 < t < t_3$): t_2 时刻, 谐振电流减小至 0 并换向, 开关管 S_1 为正向导通状态, 励磁电感被钳位, 不参与谐振, 副边整流管 D_1 导通。

阶段 4($t_3 < t < t_4$): t_3 时刻, 励磁电流 i_m 换向, 其电流线性上升, 变压器流过的电流大小为谐振电流与励磁电流的差值, 原边向副边传输能量。

阶段 5($t_4 < t < t_5$): t_4 时刻, 谐振电流大小等于励磁电流, 因此无能量传输至副边, 流过副边整流二极管 D_1 的电流为 0, 实现 ZCS, 负载端由输出滤波电容提供能量。

t_5 时刻之后为电路后 1/2 周期, 其工作原理与前 1/2 周期相同。

1.3 效率特性分析

由于 DCX 采用定频设计, 因此不需要进行电压调节。当其工作于谐振频率处, 电路可实现软开关, 最高效率可达 95%。而当前级分流调节器电路运行时, 开关管与二极管为硬开关, 存在一定损耗。通过分流调节器电路和直流变压器电路级联, 后级电路无需进行电压调节, 因此可减小损耗。当负载变化时, 由于分流调节器电路为高压小电流, 输出电压小范围变化, 后级电路仍处于最高效率点运行, 因此变换器在宽范围负载变化下可始终保持高效率运行。

整个系统损耗可分为分流调节器电路损耗和直流变压器电路损耗。分流调节器电路损耗主要为开关管开关损耗和二极管损耗, 后级直流变压器电路损耗以器件通态损耗为主。

1.3.1 分流调节器电路损耗

分流调节器电路主要损耗: 开关管通态损耗

$P_{\text{con_Q1}}$ 、开关管开通损耗 $P_{\text{on_Q1}}$ 和开关管关断损耗 $P_{\text{off_Q1}}$ 。本文由于输入电流额定值为 1 A, 满载时导通占空比约为 0.1, 通态损耗较小, 因此分流调节器电路主要损耗为开关损耗。

开关管开通损耗 $P_{\text{on_Q1}}$ 为

$$P_{\text{on_Q1}} = f_{\text{sr}} \int_0^{t_{\text{ri}}+t_{\text{fu}}} V_{\text{ds}}(t) i_{\text{s}}(t) dt = \left(V_{\text{bus}} I_{\text{mos}} \frac{t_{\text{ri}} + t_{\text{fu}}}{2} + Q_{\text{rr}} V_{\text{bus}} \right) f_{\text{sr}} \quad (5)$$

式中: f_{sr} 为分流调节器电路开关频率; t_{ri} 为开关管电流上升时间; t_{fu} 为开关管电压 V_{ds} 下降时间; V_{bus} 为分流调节器输出电压; I_{mos} 为开关管导通时的电流; Q_{rr} 为二极管反向恢复电荷。

开关管关断损耗 $P_{\text{off_Q1}}$ 为

$$P_{\text{off_Q1}} = f_{\text{sr}} \int_0^{t_{\text{ru}}+t_{\text{fi}}} V_{\text{ds}}(t) i_{\text{s}}(t) dt = V_{\text{bus}} I_{\text{mos}} \frac{t_{\text{ru}} + t_{\text{fi}}}{2} f_{\text{sr}} \quad (6)$$

式中: t_{ru} 为开关管电压 V_{ds} 上升时间; t_{fi} 为开关管电流下降时间。

二极管通态损耗 $P_{\text{con_D1}}$ 为

$$P_{\text{con_D1}} = (1-D) V_{\text{F_D}} I_{\text{D_ave}} + I_{\text{D_rms}}^2 (1-D) R_{\text{D_on}} \quad (7)$$

式中: $V_{\text{F_D}}$ 为二极管导通压降; $I_{\text{D_ave}}$ 为二极管平均电流; $I_{\text{D_rms}}$ 为二极管有效值; $R_{\text{D_on}}$ 为二极管导通电阻。

二极管反向恢复损耗 $P_{\text{off_D1}}$ 为

$$P_{\text{off_D1}} = \frac{1}{2} K_{\text{f}} V_{\text{R}} I_{\text{RM}} \frac{t_{\text{rr}}}{2} f_{\text{sr}} \quad (8)$$

式中: K_{f} 为手册中给定的温度系数; V_{R} 为二极管承受的反向电压; I_{RM} 为二极管最大反向恢复电流; t_{rr} 为二极管反向恢复时间。

1.3.2 直流变压器电路损耗

直流变压器电路主要损耗: 开关管关断损耗 $P_{\text{off_mos}}$ 、开关管通态损耗 $P_{\text{con_mos}}$ 、变压器铜损 P_{Cu} 、变压器铁损 P_{Fe} 和其他器件损耗 P_{other} 。由于 DCX 电路原边可实现 ZVS, 副边整流电路可实现 ZCS, 因此该部分电路损耗主要为通态损耗。

由于半桥电路上、下桥开关管交替导通, 每个开关管导通时间为 1/2 个周期, 因此其通态损耗

$P_{\text{con_mos}}$ 为

$$P_{\text{con_mos}} = \frac{1}{2} R_{\text{ds(on)}} I_{\text{rms}}^2 \quad (9)$$

式中: $R_{\text{ds(on)}}$ 为开关管导通电阻; I_{rms} 为谐振电流, 其大小与输出负载、谐振频率和励磁电感有关。

变压器损耗由铜损和铁损构成, 其中铁损由其材料特性决定, 与流经的电流有关。铜损的大小可计算为

$$P_{\text{Cu}} = I_{\text{Prms}}^2 R_{\text{p}} + I_{\text{Srms}}^2 R_{\text{s}} \quad (10)$$

式中: R_{p} 、 R_{s} 分别为变压器原、副边线路电阻; I_{Prms} 、 I_{Srms} 分别为变压器原、副边电流有效值。

2 间接控制策略

当前海底恒流供电系统供电一端通常与大地相连, 其末端与海水相连, 以减少回流电缆的铺设成本, 其原理如图 4 所示。

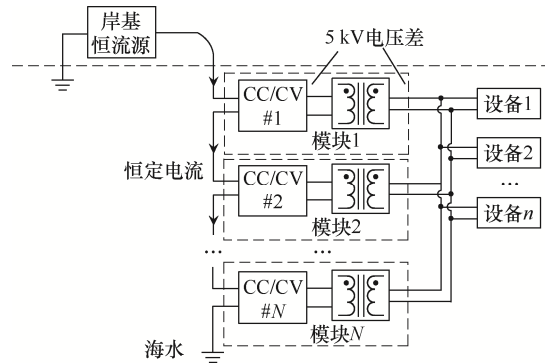


图 4 恒流供电系统原理框图

Fig. 4 Block diagram of principle for constant-current power supply system

海底观测设备的恒压供电电源需要与海底恒流供电系统电气隔离, 以保证海底供电系统与观测设备安全可靠运行。然而上述高电位差的隔离, 导致输出侧电压、电流信息必须使用高压隔离检测装置才能传输至控制电路^[13], 而隔离检测装置成本高、体积大, 因此使用范围有限。采用无线通讯方式虽然能准确采集到输出信息, 但是较大的通信延时影响了系统控制的快速性。因此, 必须研究高电位差隔离下恒流转恒压变换器输出电

压的快速精准控制方法, 以解决无线通信传输延时影响输出电压控制快速性的问题, 实现对输出电压的快速精准控制。

针对上述高压隔离下的输出控制问题, 本文提出 1 种基于输入侧检测的输出电压间接控制策略, 并结合无线通信实现对输出电压的快速精准检测。该方法首先采集输出电压, 通过无线通信技术传输至控制系统中; 由于海底环境特殊, 其信息存在一定延时, 同时选择变换器中输入侧母线电压和谐振电流来计算输出电压; 最后将无线通信和间接控制策略进行结合, 搭建间接控制器, 从而实现对输出电压的快速精准检测, 为变换器的设计减小体积和节约成本。其控制框图如图 5 所示。

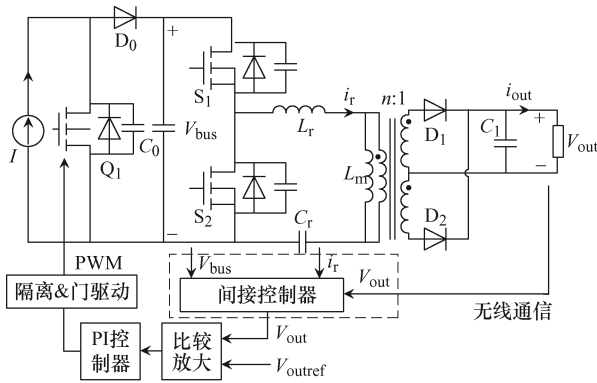


图 5 间接控制策略框图

Fig. 5 Block diagram of indirect control strategy

首先, 针对直流变压器电路采集输入电压 V_{bus} 和谐振电流 i_r 送入 $F(V_{bus}, i_r)$ 中, 通过该数值计算出当前输出电压(参考值) V_{out}^* , 即

$$V_{out}^* = F(V_{bus}, i_r) \quad (11)$$

同时考虑通过计算得到的输出电压存在一定误差, 将无线通信技术采集的、具有一定延时的输出电压 V_{out_delay} 与输出电压计算参考值 V_{out}^* 作差, 生成 ΔV , 然后通过 PI 控制器生成 ΔV^* , 对计算的输出电压 V_{out}^* 进行矫正, 最终得出输出电压 V_{out} 。通过 V_{out} 与给定值作差进行 PI 计算后, 得出分流调节器占空比 D , 以此调节输出电压至额定输出电压。其控制策略如图 6 所示。

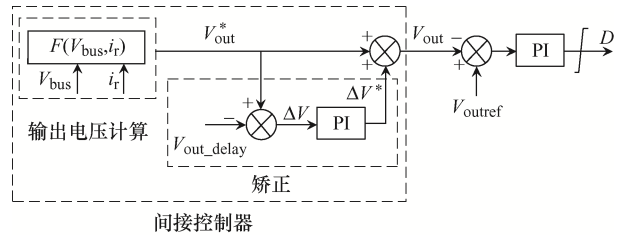


图 6 间接控制策略

Fig. 6 Indirect control strategy

3 实验验证

为验证本文所提恒流转恒压变换拓扑的可行性, 在实验室制作了 1 台额定功率为 500 W 的样机, 如图 7 所示, 变换器关键参数见表 1。

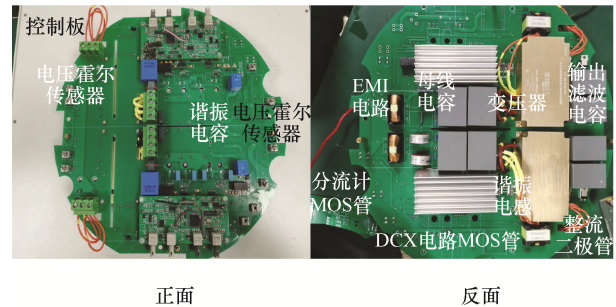


图 7 实验样机

Fig. 7 Experimental prototype

表 1 变换器关键参数

Tab. 1 Key parameters of converter

参数或元件	数值或型号
输入电流 I_{in}/A	1
输出电压 V_{out}/V	375
输出功率 P_{load}/W	0~500
谐振电感 L_r/nH	86
谐振电容 C_r/nF	22
励磁电感 $L_m/\mu H$	806
变压器变比	300:375
MOS 管	Infineon-IMW120R220M1
二极管	IXYS-DSEP12-12A

3.1 恒流转恒压变换验证

图 8(a)和(b)分别为变换器输出功率半载和满载时分流调节器电路输出波形, 图中 I_s 为输入电流, V_{gs} 为分流调节器开关管 Q_1 驱动电压, V_{ds} 为开关管漏源电压, V_{bus} 为分流调节器电路输出母线电压。可以看出, 分流调节器电路可实现恒流源转恒压源稳定变换, 输出功率为半载(250 W)时分流调节器占空比

D 约为 0.45, 输出功率为满载(500 W)时分流调节器占空比 D 约为 0.10。实验结果表明, 分流调节器电路在不同负载下均可实现恒流源向恒压源的稳定变换。

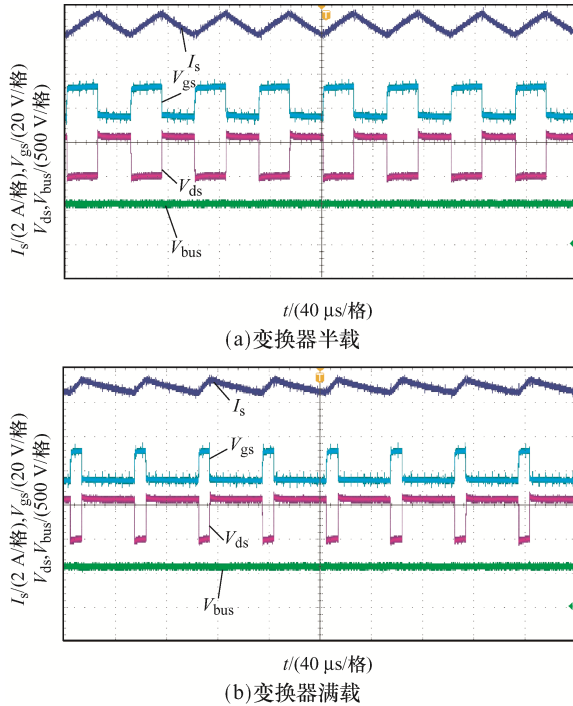


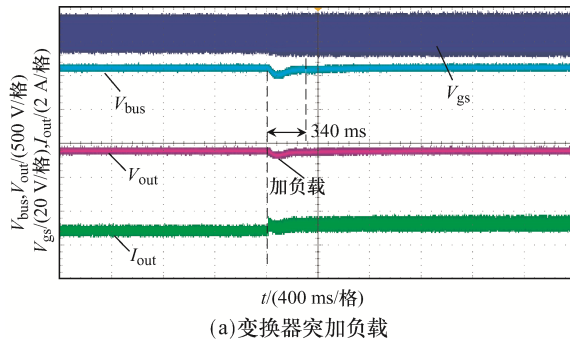
图 8 分流调节器电路输出波形

Fig. 8 Output waveforms of shunt regulator circuit

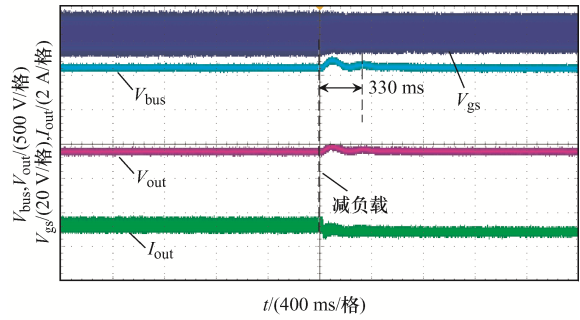
值得注意的是, 由于当前直流稳压电源本质上为电压源特性, 因此无法真正实现恒流输出特性, 仅在 1 个开关周期内实现其平均值为 1 A。但由图 8 可以看出, 在当前恒流源特性下, 变换器仍可实现恒流转恒压稳定变换。

3.2 间接控制策略验证

图 9 和图 10 分别为直接控制方法和间接控制策略下系统突加、突减负载时的输出波形, 图中 V_{out} 为输出电压, I_{out} 为输出电流。突加负载时输出功率由 350 W 切换至 500 W, 突减负载时输出功率由 500 W 切换至 350 W。对比直接控制方法和间

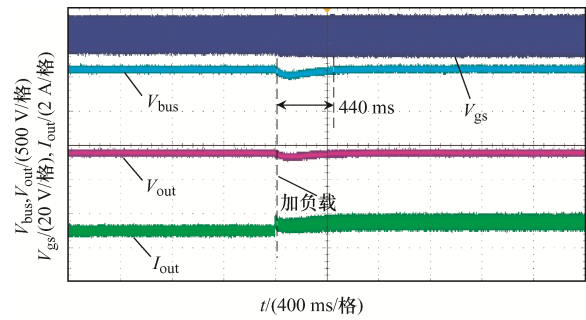


(a) 变换器突加负载

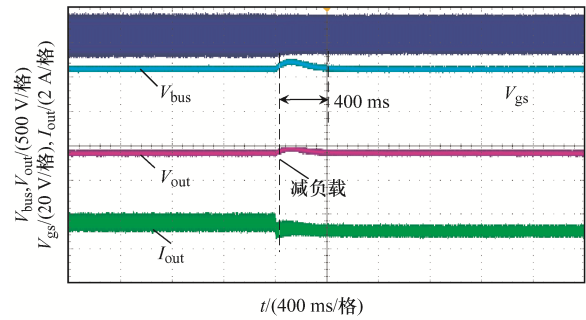


(b) 变换器突减负载

图 9 直接控制方法下变换器负载切换时输出波形
Fig. 9 Output waveforms when the converter load switches under direct control method



(a) 变换器突加负载



(b) 变换器突减负载

图 10 间接控制策略下变换器负载切换时输出波形

Fig. 10 Output waveforms when the converter load switches under indirect control strategy

接控制策略下系统突加、突减负载实验结果可见, 采用间接控制策略对系统进行调节时动态响应时间略长于直接控制方法, 但最终可实现输出电压的精准调控, 验证了本文所提间接控制策略的有效性。

3.3 变换器高效变换

图 11 和图 12 分别为变换器输出功率半载(250 W)和变换器输出功率满载(500 W)时谐振网络和全波整流电路输出波形。图中 V_{ds1} 、 V_{ds2} 分别为开关管 S_1 、 S_2 漏源电压, I_r 为谐振电流, I_{d1} 、 I_{d2} 分别为副边整流二极管 D_1 、 D_2 的电流, V_{d1} 、 V_{d2} 分别为

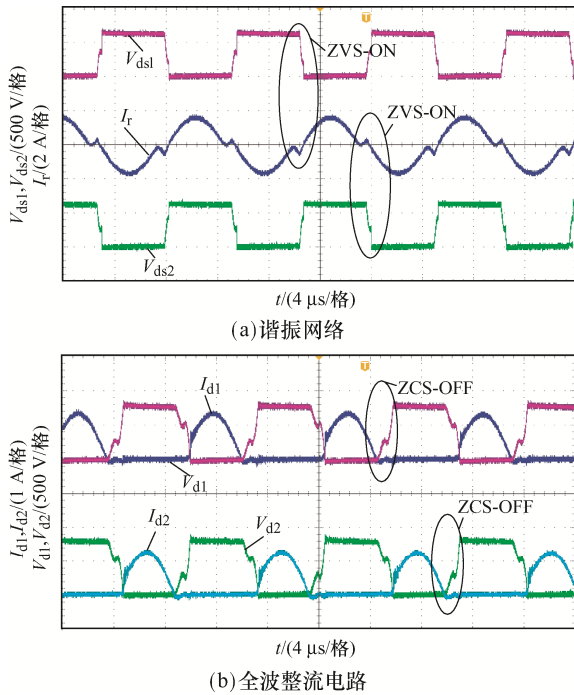


图 11 变换器半载时系统输出波形

Fig. 11 Waveforms of system output when the converter is half-loaded

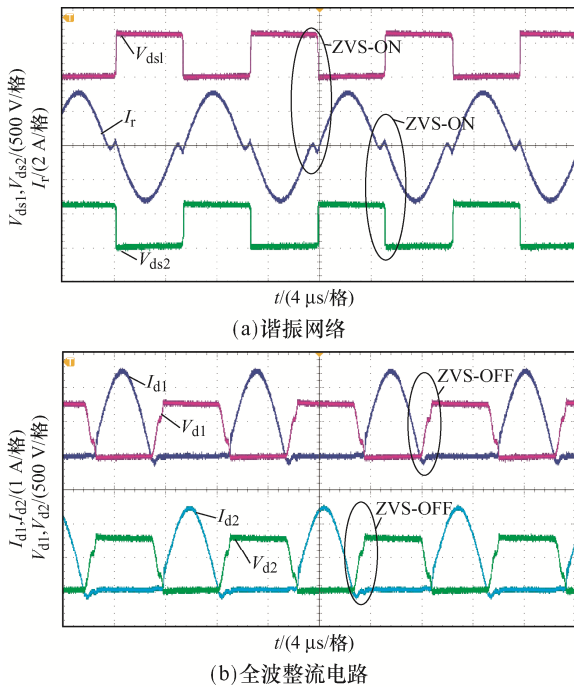


图 12 变换器满载时系统输出波形

Fig. 12 Waveforms of system output when the converter is full-loaded

副边整流二极管 D_1 、 D_2 的电压。可以看出, 当变换器半载或满载运行时, 开关管 S_1 、 S_2 开通过程中开关管两端电压已降为 0, 副边整流二极管 D_1 、 D_2 关断时电流已降为 0。

当变换器半载或满载运行时, 后级直流变压器电路开关管可实现 ZVS 开通, 副边整流二极管也为 ZCS 开关, 因此可实现高效率运行。

通过对变换器输出功率从 50 W 到满载 500 W 进行测试, 得出其效率变化如图 13 所示。可以看出, 当系统处于满载(500 W)时的效率为 94.1%, 系统处于半载(250 W)时的效率为 92.6%, 整体上效率均在 90% 以上。

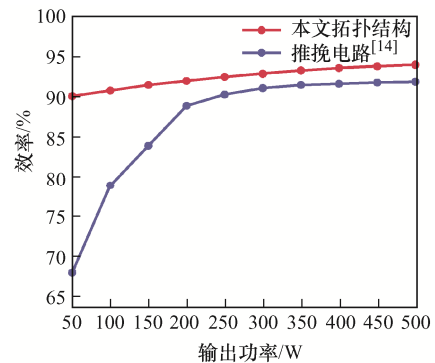


图 13 效率曲线

Fig. 13 Efficiency curves

4 结语

本文分析了当前海底观测网远程供电系统线路结构及恒流供电方式的优点, 针对当前恒流转恒压装置面临的高效变换问题, 提出 1 种采用分流调节器电路和 DCX 相级联的恒流转恒压变换器; 同时, 针对高电压差下的隔离检测问题, 提出了基于该拓扑的间接控制策略。通过对该拓扑结构进行理论分析并对间接控制策略进行研究, 搭建输入电流源为 1 A、输出为 375 V/500 W 的恒流转恒压变换器进行实验验证。实验结果表明, 该拓扑在间接控制策略下能够实现恒流源向恒压源稳定变换, 同时在宽范围负载变换下能高效率运行。

参考文献:

- [1] Wang Hongjie, Saha T, Riar B, et al. Design considerations for current-regulated series-resonant converters with a constant input current [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 141-150.
- [2] 周学军, 樊诚, 李大伟, 等. 缆系海底观测网恒流输电系统供电方案选择方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(19):

- 126-131.
- Zhou Xuejun, Fan Cheng, Li Dawei, et al. Power scheme selecting method for constant current power system of cabled seafloor observatory network [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(19): 126-131. (in Chinese)
- [3] 王增, 王俊华, 许波, 等. 海洋综合信息光网络远程供电技术[J]. 光通信技术, 2020, 44(10): 33-36.
- Wang Zeng, Wang Junhua, Xu Bo, et al. Remote power supply technology of marine integrated information optical network [J]. Optical Communication Technology, 2020, 44(10): 33-36. (in Chinese)
- [4] Saha T, Bagchi A C, Zane R A. Analysis and design of an LCL-T resonant DC-DC converter for underwater power supply [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6725-6737.
- [5] Fan Cheng, Wang Xichen, Chen Jin. Power supply scheme selection method of grid type underwater constant current remote supply network [C]// 2021 IEEE 2nd International Conference on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence(ICIBA). Chongqing, China, 2021: 1043-1047.
- [6] Zang Yujia, Chen Yanhu, Yang Canjun, et al. A new approach for analyzing the effect of non-ideal power supply on a constant current underwater cabled system [J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2020, 21(4): 604-614.
- [7] 马文伟, 鄢婉娟, 刘元默, 等. 基于 S3R 拓扑的电源控制器建模及稳定性分析[J]. 电源技术, 2019, 43(12): 2014-2016.
- Ma Wenwei, Yan Wanjuan, Liu Yuanmo, et al. Dynamical modeling and characterization of PCU based on S3R [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2019, 43(12): 2014-2016. (in Chinese)
- [8] Shtein D A, Klassen S V, Klassen T S, et al. Multiport push-pull/S3R/S4R DC-DC converter for spacecraft power systems [C]// 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices(EDM). Chelal, Russia, 2020: 400-406.
- [9] 范辉辉, 文传勇. 基于双路推挽谐振变换器 I_V 节点电源设计[J]. 电子技术与软件工程, 2019(16): 224-226.
- Fan Huihui, Wen Chuanyong. Design of I_V node power supply based on two-way push-pull resonant converter [J]. Electronic Technology & Software Engineering, 2019(16): 224-226. (in Chinese)
- [10] Saha T, Wang Hongjie, Riar B, et al. Analysis and design of a parallel resonant converter for constant current input to constant voltage output DC-DC converter over wide load range [C]// 2018 International Power Electronics Conference(IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia). Niigata, Japan, 2018: 4074-4079.
- [11] Wang Hongjie, Saha T, Zane R. Analysis and design of a series resonant converter with constant current input and regulated output current [C]// 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Tampa, FL, USA, 2017: 1741-1747.
- [12] 刘林, 熊兰, 高迎飞. 应用于储能变流器的 LLC/CLLC 谐振变换器综述[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 50-63.
- Liu Lin, Xiong Lan, Gao Yingfei. Review of LLC/CLLC resonant converters applied to power conversion system [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 50-63. (in Chinese)
- [13] 吕遥. 基于自适应 PWM 的高压大电流信号检测方法及其 MCR 应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- Lü Yao. Study of signal detection based on PWM for high voltage and large current and its MCR application [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022. (in Chinese)
- [14] Zhang Zheng, Zhou Xuejun, Wang Xichen, et al. Design, analysis, and modeling of an isolated constant-current to constant-voltage converter in cabled underwater information networks [J]. Electronics, 2019, 8(9): 961.



赵锦波

作者简介:

赵锦波(1988—), 男, 博士, 高级工程师。研究方向: 大功率电磁发射与水下远程供电。E-mail: 267237045@qq.com。

胡云耕(1991—), 男, 硕士, 工程师。研究方向: 大功率电磁发射与水下远程供电。E-mail: 844739178@qq.com。

舒欣(1994—), 女, 硕士, 工程师。研究方向: 大功率电磁发射与水下远程供电。E-mail: 447529580@qq.com。

刘庆(1977—), 男, 通信作者, 硕士, 研究员。研究方向: 大功率电力电子与低频电磁通信。E-mail: 1734131@qq.com。

夏远庚(1997—), 男, 硕士研究生。研究方向: 电力电子与电能变换。E-mail: xiaygg@foxmail.com。

方支剑(1988—), 男, 博士, 教授。研究方向: 电力电子与电能变换。E-mail: fangjianhust@gmail.com。

(责任编辑: 郭凯凯)