

船舶氢储电力推进系统燃料电池功率变换器设计

胡鑫^{1,2}, 王国玲^{1,2}, 许顺孝^{1,2}, 李振宇^{1,2}, 罗成汉^{1,2}

(1. 集美大学轮机工程学院, 福建 厦门 361021; 2. 福建省船舶与海洋工程重点实验室, 福建 厦门 361021)

[摘要] 为解决氢燃料电池输出特性软, 输出电压低, 动态响应慢等问题, 采用移相全桥直流变换器作为前级功率变换器, 构建变换器的状态空间模型, 确定电流型变换器主电路参数和关键控制参数设计准则, 完成氢燃料电池功率变换器的设计, 搭建船舶氢储电力推进系统的仿真平台。仿真结果表明, 该功率变换器实现了升压和稳压的功能, 使氢燃料电池工作在最佳工作点。

[关键词] 船舶; 电力推进系统; 氢燃料电池; 移相全桥; 直流变换器

[中图分类号] TM 911.42; U 644.14

Research on Fuel Cell Power Converter in Marine Hydrogen Storage Electric Propulsion System

HU Xin^{1,2}, WANG Guoling^{1,2}, XU Shunxiao^{1,2}, LI Zhenyu^{1,2}, LUO Chenghan^{1,2}

(1. School of Marine Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China;

2. Fujian Province Key Laboratory of Ship and Ocean Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China)

Abstract: In order to solve such the problem of a hydrogen fuel cell as soft output characteristics, low output voltage and slow dynamic response, in this paper, a phase shift full bridge DC converter was supposed to use as the front-stage power converter, and the state space model of the converter was constructed. The design criteria of the main circuit parameters and key control parameters of the current-mode converter were firstly set, the construction of the converter was designed and the simulation platform of marine hydrogen storage power propulsion system was then built. It showed that the results from simulations verified the accuracy of the designed power converter, which improved and stabilized the output voltage of the hydrogen fuel cell while working at its best working point.

Keywords: ship; electric propulsion system; hydrogen fuel cell; phase shifting full bridge; DC converter

0 引言

随着航运经济的发展, 船舶 CO₂ 排放逐渐成为影响全球气候环境的主要因素。据统计, 船舶的 CO₂ 排放量约占全球 CO₂ 总排放量的 3%^[1]。为解决船舶碳排放对环境的污染问题, 国际对新能源船舶的需求日渐迫切。随着科学技术不断地进步, 能源的持续开发, 氢燃料电池以其能量转换效率高、能量密度高、零碳排放、振动噪声低、寿命长等优点, 成为船舶电力推进装置的最佳选择^[2]。

[收稿日期] 2021-10-07

[基金项目] 国家自然科学基金项目(51809114); 福建省自然科学基金项目(2019J01702); 福建省工业引导性项目(2022H0019)

[作者简介] 胡鑫(1994—), 女, 硕士生, 主要从事微电网系统稳定性分析研究。通信作者: 许顺孝(1965—), 男, 副教授, 主要从事多源微电网系统控制研究。E-mail: jmuauto@jmu.edu.cn

目前有学者对氢燃料电池功率变换器展开了研究。文献 [3] 采用两个交错式升压转换器作为第一部分升压电路, 三级升压转换器作为第二部分升压电路, 克服了传统 Boost 电路因为电感饱和等原因存在的升压倍数受限制问题, 但未实现电气隔离; 文献 [4] 采用四开关 Buck-Boost 变换器作为前级直流变换器, 对氢燃料电池进行升压与稳压, 该变换器无源元件少、器件应力低, 效率高, 适用于氢燃料电池大电流、宽电压输出的功率变换, 同样的也未实现电气隔离; 文献 [5] 采用 Boost 与推挽正激变换器组合的方式, 实现了电气隔离, 且响应速度快, 但推挽正激变换器采用开环控制, 易造成变换器不稳定; 文献 [6] 采用推挽 Buck 型直流变换器, 在氢燃料电池输出电压变化时, 能够保证系统输出电压达到设定值, 高效可靠, 但推挽型变换器只适用于中小功率场合, 且采用两个变压器, 硬件电路较为复杂; 文献 [7] 采用两个二极管和两个开关管组成全桥整流桥, 能够控制变压器一次侧、二次侧开通和关断, 利用变压器漏感进行能量转移, 最终获得较高的能量转化效率, 但增加了两个开关管, 导致驱动电路较为复杂, 成本较高。为了有效转换氢燃料电池的电能, 本文建立了电池功率变换器的状态空间平均模型, 提出电路参数以及关键控制参数设计准则, 设计了变换器控制系统, 最后搭建了船舶氢储电力推进系统的仿真平台, 并对仿真结果进行讨论。

1 系统组成

船舶氢储电力推进系统通过氢燃料电池的能量传递以实现船舶运行的推进, 在设计船舶氢储电力推进系统时, 不但要考虑船舶工况, 而且需结合氢燃料电池输出外特性。

深远海的海况相对较复杂, 会受到天气、水流速度、风速、暗礁等诸多因素的影响, 船舶工况变化呈现出随机特性。氢燃料电池输出外特性软、动态特性差, 故需与储能单元并联, 利用储能单元平衡负荷变化引发的功率波动, 构成船舶氢储电力推进系统, 如图 1 所示, 系统参数设置如表 1 所示。

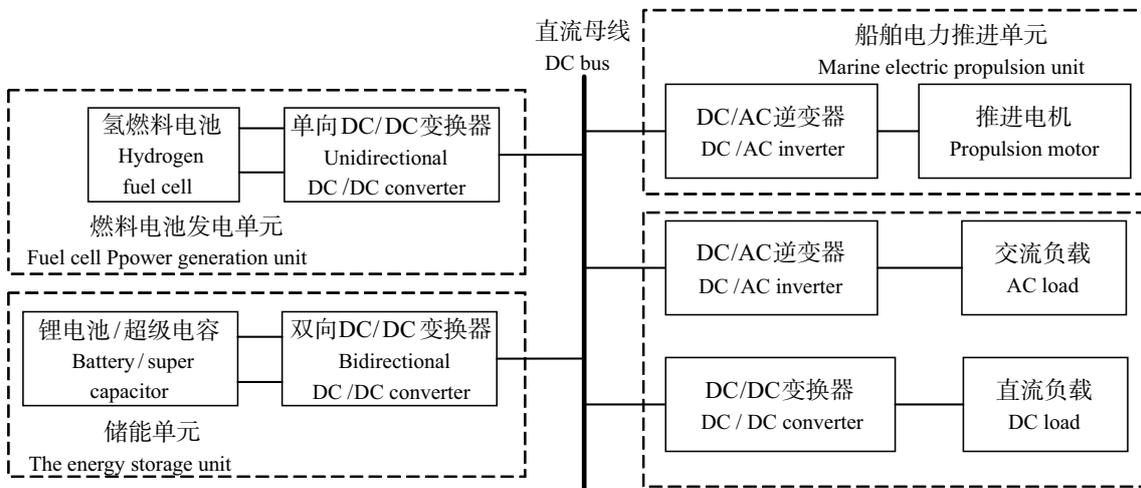


图 1 船舶氢储电力推进系统

Fig. 1 Marine hydrogen storage electric propulsion system

表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

输入电压 V_g Input voltage/V	输出电压 V_0 Output voltage/V	输出功率 P Output power/kW	变压器匝数比 N Transformer turns ratio	开关频率 Switching frequency f_s /kHz
45	400	6	30: 500	10

当船舶运行在启动、加速或者过载等暂态工况下, 驱动船舶行驶所需的功率大于氢燃料电池所能提供的运行功率, 由于超级电容的快速动态响应, 所需的额外瞬态功率立即由超级电容补充, 但超级电容能量密度低, 能量存储有限, 只能持续提供大约 1 min 的峰值功率, 当大于超级电容所能提供

的额外功率时, 切换锂电池, 与氢燃料电池共同提供峰值功率; 当船舶运行在低速、减速或者制动等暂态工况时, 驱动船舶行驶所需的功率低于氢燃料电池输出功率, 此时系统瞬间电流较大, 由于超级电容的充电速度快于锂电池的充电速度, 氢燃料电池将先向超级电容充电, 避免了大电流充电对锂电池寿命的损坏。此后氢燃料电池再向锂电池充电, 存储富余的能量, 同时吸收存储再生制动能量。

2 氢燃料电池功率变换器功率电路设计

由于氢燃料电池输出特性软, 输出电压低, 峰值功率输出不足、动态响应慢, 如果直接连接在船舶氢储电力推进系统的直流母线上, 氢燃料电池则难以承受高比例船舶电力推进负载工况的频繁变化, 从而导致船舶电力系统源-载侧功率不匹配, 引起氢燃料电池输出特性改变、母线电压振荡, 造成系统不稳定, 因此需要增加直流变换器来提升和稳定氢燃料电池的输出电压, 使其运行在最佳工作点。在此转化过程中会造成较大的电能损耗, 因此, 应选择合适的电路结构, 提高直流变换器变换效率, 以保证燃料电池电能利用率及氢燃料电池的寿命。

本文采用如图2所示的移相全桥直流变换器, 通过控制四个 MOSFET 管 $S_1 \sim S_4$, 对输入电压进行逆变, 经过变压器 T_1 升压后, 在变压器副边得到交流电压, 最后利用整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 的单向导通特性进行整流, 并通过电感电容的滤波作用减少纹波, 完成 DC-AC-DC 的电压转换过程。

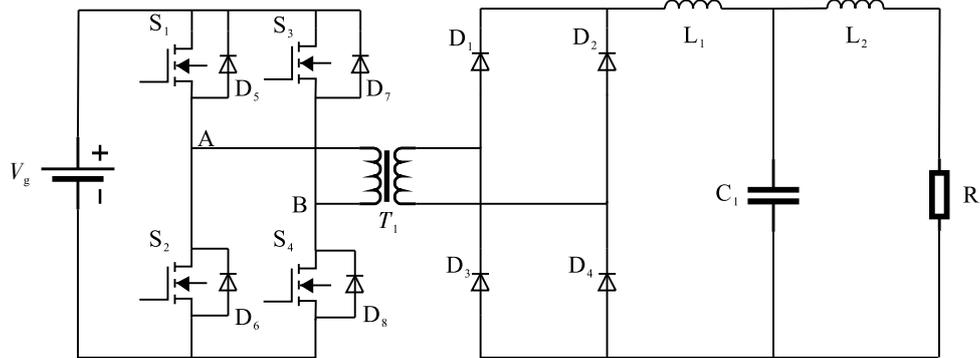


图2 直流全桥变换器电路结构

Fig. 2 Structure of full bridge converter

2.1 基本工作原理

移相全桥变换器驱动波形如图3所示。其中: θ 表示移相角; 0 表示开关管关断状态; 1 表示开关管处于导通状态。为避免桥臂直通, 开关管 S_1 和 S_2 的驱动信号 PWM_1 、 PWM_2 互补, S_3 和 S_4 的驱动信号 PWM_3 、 PWM_4 互补, 且 PWM_3 落后 PWM_1 一个相位角 θ ($0 < \theta < 180^\circ$)。

具体工作过程如下: 在 $[0, t_1]$ 时间段, S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 关断, 变压器原边电压 $v_1 = V_g$, 与此同时, 根据变压器同名端关系, 变压器副边电压 $v_2 = N \cdot V_g$, 次级二极管 D_1 、 D_4 导通, 变压器原边向负载提供能量, t_1 时刻 PWM_3 、 PWM_4 反向, S_4 截止, 由电感原理可知, 变压器原边电感中的电流不能突变, S_3 不能立刻导通, S_3 的反并联二极管 D_7 导通续流, S_1 与 D_7 同时导通, 此时变压器原边、副边绕组电压均为零; t_2 时刻, PWM_1 、 PWM_2 反向, S_1 截止, 而 S_2 不能立刻导通, 其反并联二极管 D_6 导通续流, 和 D_7 构成电流通路, 变压器原边电压为 $v_1 = -V_g$, 当变压器原边电感电流过零并开始反向

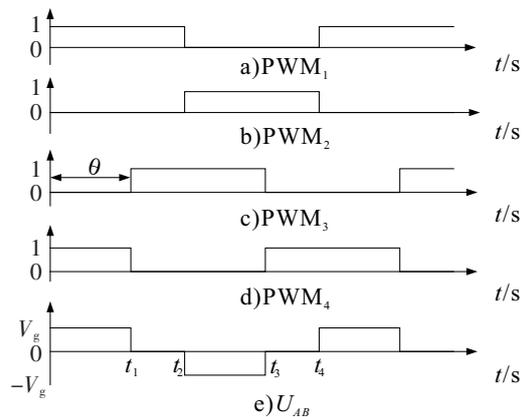


图3 移相全桥变换器驱动波形

Fig.3 Driving waveform of phase shift full bridge converter

时, S_2 、 S_3 开始导通, 变压器原边电压仍然为 $v_1 = -V_g$, 此时变压器副边电压为 $v_2 = -N \cdot V_g$, 次级二极管 D_2 、 D_3 导通, 变压器原边向负载提供能量; t_3 时刻, PWM_3 、 PWM_4 再次反向, S_3 截止, 而 S_4 不能立刻导通, 其反并联二极管 D_8 导通续流, 变压器原边电压再次为零。此后的过程和上面类似, 这样通过改变移相角 θ 的大小即可调节系统输出电流, 实现输出电流恒定, 进而实现系统输出功率恒定, 使氢燃料电池运行在最佳工作点。

2.2 功率开关器件的选型

功率开关管是移相全桥直流变换器的重要组成部分, 其功能特性的优劣在很大程度上影响着整个系统的转化效率。目前常用的功率开关管主要有两种: 绝缘栅极型晶体管 (IGBT) 和大功率场效应管 (MOSFET)。IGBT 在低压大电流的工作场合下, 如果不能实现零电流关断, 会产生较大的损耗, 而 MOSFET 很容易实现零电压关断, 并且开关速度更快, 具有较好的频率特性, 直流变换器的开关频率可以做得更高。

本文所设计的氢燃料电池功率变换器要求功率开关器件具有较大的电流应力, 此外考虑到功率开关器件的开关速度以及系统的效率, 移相全桥直流变换器的开关管采用 MOSFET。

在稳态工作过程中, 当 S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 关闭或者 S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 关闭时, 桥臂上的单个开关管所承受的电压最大, 最大电压即氢燃料电池的输出电压, 大约 45 V 左右, 通常保留 1.5 倍到 2 倍的裕量, 因此 MOSFET 的耐压值取 100 V 较好; 系统所选择的氢燃料电池模型为 6 kW/45 V, 此时氢燃料电池的输出电流为 134 A, 保留 1.5 倍到 2 倍的裕量, 则单个开关管至少需满足 250 A 的过电流能力; 此外, 还应考虑导通损耗和开关损耗, 因此应选择导通电阻较小, 具有快速体二极管恢复特性的 MOSFET。综上所述, 本文移相全桥直流变换器的开关器件选用英飞凌公司 100V/290 A 的 IRFP4468 功率 MOSFET。

2.3 LCL 滤波器参数设计

在直流变换器中, 变换器的脉宽调制会产生大量的开关频率次谐波, 为了满足系统开关频率次和倍频次谐波电流的抑制要求, 必须设计合理的入网滤波器。LCL 滤波器在高频段具有较好的滤波性能, 可以以 -60 dB/dec 的速率衰减 PWM 引入的高频段谐波, 其等效电路模型如图 4 所示。其中: v_2 为变压器副边输出电压; v_o 为直流母线侧电压; v_x 为滤波器电容 C_1 电压; i_o 为变换器输出电流。

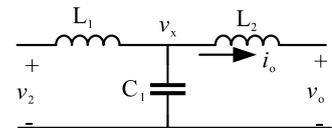


图 4 LCL 滤波电路
Fig.4 Circuit of LCL filter

由图 4 可得变换器输出电流与变压器副边输出电压的关系^[8], 即:

$$\begin{cases} (v_2 - v_x)/(sL_1) = i_o + v_x sC_1, \\ v_x = i_o sL_2 + v_o. \end{cases} \quad (1)$$

$$(i_o/v_2)|_{v_o=0} = 1/(s^3 L_1 L_2 C_1 + s(L_1 + L_2)). \quad (2)$$

令 $L = L_1 + L_2$, $L_p = L_1 L_2 / (L_1 + L_2)$, LCL 滤波器的谐振频率 $\omega_{res} = \sqrt{(L_1 + L_2)/(L_1 L_2 C_1)} = 1/\sqrt{C_1 L_p}$ 。因此式 (2) 可化解为:

$$i_o/v_2 = 1/[sL(1 + s^2/\omega_{res}^2)]. \quad (3)$$

将 $s = j\omega_s$ (ω_s 为系统开关频率) 代入式 (3) 中, 可得:

$$i_o/v_2 = 1/\{j\omega_s L(1 - \omega_s^2/\omega_{res}^2)\} \Rightarrow L = |1/\{\omega_s (i_o/v_2)(1 - \omega_s^2/\omega_{res}^2)\}|. \quad (4)$$

通常采样变换器侧电感电流时, LCL 滤波器的谐振频率应小于开关频率的 1/6; 采样网侧电感电流时, LCL 滤波器的谐振频率应大于开关频率的 1/6, 且小于开关频率的 1/2^[9]。在此系统中开关频率为 10 kHz, 本文采用采样网侧电感电流的控制方法, 谐振频率取开关频率的 1/3, 变压器副边电压为 $v_2 = N \cdot V_g$, 将表 1 中的参数代入式 (4) 可得 $L = 100 \mu\text{H}$, 综合考虑取 $L_1 = 35 \mu\text{H}$, $L_2 = 65 \mu\text{H}$ 。

高频谐波输入时, 滤波电容支路的阻抗随频率的增大而减小, 所以滤波电容支路为高频谐波提供了低阻通路, 极大减少了输出电压的高频谐波含量, 取变换器的输出电压纹波 $\Delta V = V_o \times 1\% = 4 \text{ V}$, 输出电容在一个充放周期内吸收的能量可用式 (5) 表示,

$$C_1 (V_0 + \Delta V)^2/2 - C_1 (V_0 - \Delta V)^2/2 = P \cdot (T_s/2) \tag{5}$$

其中: T_s 为系统开关周期。

由式 (5) 可得: $C_1 = P/(4 \cdot f_s \cdot V_0 \cdot \Delta V) = 6/(4 \times 10 \times 400 \times 4) = 94(\mu\text{F})$ 。

根据 $\omega_{res} = \sqrt{(L_1 + L_2)/(L_1 L_2 C_1)}$ 代入已求得的 L_1 、 L_2 、 C_1 的值, 即可求得:

$$\omega_s/6 \leq \sqrt{(35 \times 10^{-6} + 65 \times 10^{-6})/(35 \times 10^{-6} \times 65 \times 10^{-6} \times 94 \times 10^{-6})} \leq \omega_s/2 \tag{6}$$

满足设计要求。

3 氢燃料电池功率变换器控制系统设计

由移相全桥直流变换器工作原理分析可知, 在 $[0, t_1]$ 以及 $[t_2, t_3]$ 时段, $v_2 = N \cdot V_g$; 在 $[t_1, t_2]$ 以及 $[t_3, t_4]$ 时段, $v_2 = 0$ 。假设输入电压与 v_2 连续且周期内变化量很小, 其大小用开关周期平均值表示, 则一个开关周期内平均值为:

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = (1/T_s) \left\{ \int_0^{(\theta/360)T_s} N \cdot v_g(t) dt + \int_{d T_s}^{d T_s + (\theta/360)T_s} N \cdot v_g(t) dt \right\} = \langle \theta(t) \rangle_{T_s} / 180 N \cdot \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \tag{7}$$

采用线性 PID 控制器控制移相全桥直流变换器, 由于上述系统建立在一个开关周期内, 所以选取的变量都是开关周期平均值, 包含了稳态值和扰动量, 是非线性模型, 不便于对其进行线性控制器设计。为了方便设计线性化控制器, 对大信号系统模型进行线性化处理, 在稳态工作点附近加入小信号扰动, 即有:

$$\begin{cases} v_2(t) = V_2 + \hat{v}_2(t), \\ v_g(t) = V_g + \hat{v}_g(t), \\ \theta(t) = \theta + \hat{\theta}(t). \end{cases} \tag{8}$$

其中: V_2 、 V_g 、 θ 分别表示稳态工作点对应的变压器副边输出电压、变压器输入电压和移相角。

将式 (8) 代入式 (7) 中, 忽略直流分量以及二阶交流量可得:

$$\hat{v}_2(t) = (\theta/180) N \hat{v}_g(t) + (V_g/180) \hat{\theta}(t) \tag{9}$$

经过拉式变换后, 相关传递函数为:

$$G_1(s) = \hat{v}_2(s)/\hat{\theta}(s) = V_g/180 \tag{10}$$

由式 (2)、式 (10) 可得系统等效控制模型, 如图 5 所示。此外, 氢燃料电池输出特性软, 输出电压随着输出电流的增大而减小, 如图 6 所示。为使氢燃料电池工作在最佳工作点, 用最佳工作点的输出功率除以直流母线电压 400 V, 从而得到输出电流基准 i_{ref} ; 电流调节器采用无误差的 PI 调节器, 其表达式为 $G_{ic} = k_p + k_i/s$ (其中: k_p 为比例系数, k_i 为积分系数), 比例环节能迅速、及时、按比例调节偏差, 提高控制灵敏度, 加快系统响应速度; 积分环节的主要作用是改善系统的稳态性能, 消除系统的稳态误差。

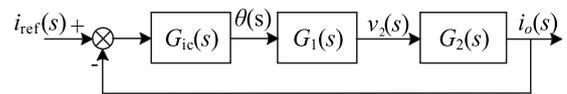
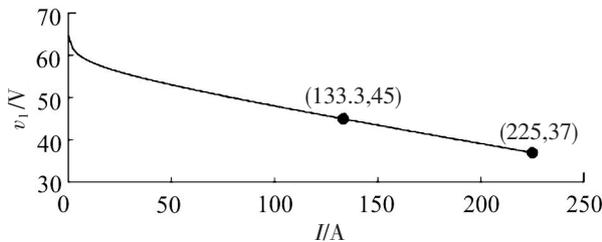
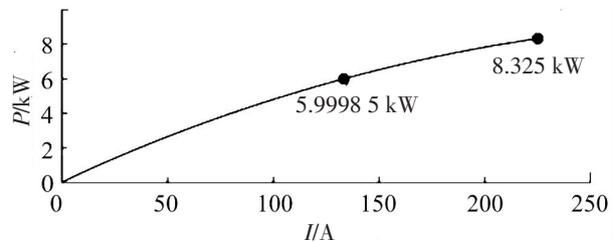


图 5 直流变换器控制系统框图

Fig.5 Diagram of DC converter control system



a) 电压与电流曲线 Voltage and current curve



b) 功率与电流曲线 Power and current curve

图 6 氢燃料电池输出特性

Fig.6 Output characteristics of hydrogen fuel cell

系统的开环传递函数 $G_i(s) = G_{ic}G_1G_2$, 其中 $G_2(s) = \hat{i}_o/\hat{v}_2 = 1/[(s^3L_1L_2C_1 + s(L_1 + L_2))]$, 化简可得:

$$G_i(s) = (V_g k_p s + k_i V_g) / [(\omega_c^4 L_1 L_2 C_1 \cdot 180 + s^2(L_1 + L_2) \cdot 180)] \quad (11)$$

将 $s = j\omega_c$ 代入式 (11), 其中 ω_c 为系统开环截止频率, 可得:

$$G_i(j\omega_c) = (V_g k_p j\omega_c + k_i V_g) / [\omega_c^4 L_1 L_2 C_1 \cdot 180 - \omega_c^2(L_1 + L_2) \cdot 180] \quad (12)$$

由式 (12) 可得幅频特性 $A(\omega)$ 及相位 $\varphi(\omega)$ 如下:

$$\begin{cases} A(\omega) = V_g \sqrt{(k_p \omega_c)^2 + (k_i)^2} / [\omega_c^4 L_1 L_2 C_1 \cdot 180 - \omega_c^2(L_1 + L_2) \cdot 180], \\ \varphi(\omega) = -180^\circ + \arctan[k_i / (k_p \omega_c)]. \end{cases} \quad (13)$$

电流环的控制目标主要是使变换器输出电流能够快速准确地跟踪系统输出电流设定值, 要求具有较强的抗扰动性能, 所以要考虑系统的稳态误差。当闭环传递函数的模为 1 时, 系统的稳态误差为 0, 相位滞后也为 0, 系统的动态响应速度无穷大^[10]。此外, 当系统的相角裕度为 $30^\circ \sim 60^\circ$ 时, 系统具有良好的性能, 令 $A(\omega) = 1$, 取 $\omega_c = 0.3\omega_s$, 相位裕度取 45° , 由式 (13) 可得 k_p 、 k_i 。

4 仿真结果与讨论

为了验证本文所提出的移相全桥直流变换器的拓扑设计与控制设计的有效性, 使用 MATLAB/Simulink 软件搭建包含移相全桥直流变换器、船舶电力推进单元以及储能单元的系统仿真模型, 如图 7 所示。其中氢燃料电池所选取的模型为 6 kW/45 V, 船舶电力推进单元用恒功率负载代替, 储能单元采用电感串联理想电压源的形式, 移相全桥直流变换器系统相关参数如表 1、表 2 所示。

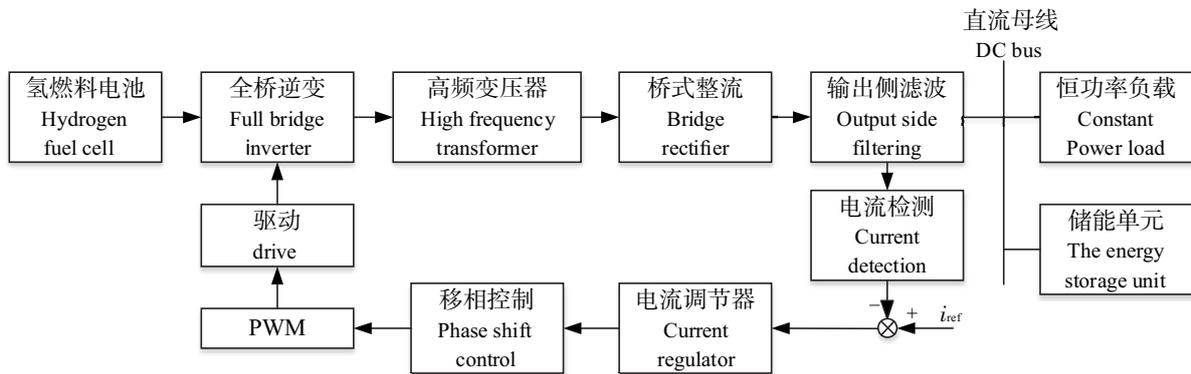


图 7 系统仿真框图

Fig.7 Diagram of system simulation

表 2 系统相关参数

Tab.2 System parameters

滤波电感 Filter inductance $L_1/\mu\text{H}$	滤波电容 Filter capacitor C_1/mF	滤波电感 Filter inductance $L_2/\mu\text{H}$	比例系数 Proportion k_p	积分系数 Integral k_i
35	0.1	50	20	700

当开关管 S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 关断时, 此时变压器原边电压 $v_1 = V_g$, 副边电压为 $v_2 = N \cdot V_g$; 当开关管 S_1 、 S_4 关断, S_2 、 S_3 导通时, 变压器原边电压 $v_1 = -V_g$, 副边电压 $v_2 = -N \cdot V_g$; 其余情况变压器原边、副边电压为零。变压器原边、副边输出电压波形如图 8 所示。从图 8 中可看出, 变压器原边电压约为 45 V, 经过变压器升压后副边输出电压约为 750 V, 由表 1 可知变压器原副边匝数比为 30: 500, 可见变压器工作波形正常。

设定作用于移相全桥直流变换器的初始驱动信号 PWM_1 、 PWM_2 、 PWM_3 和 PWM_4 频率均为

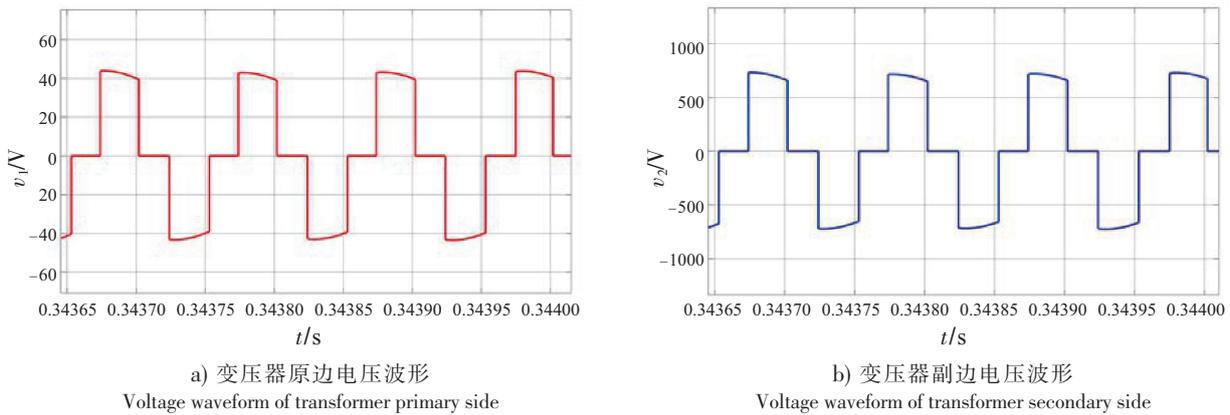


图8 变压器两端输出电压波形
Fig.8 Voltage waveform of transformer

10 kHz, 占空比为 50%, 其中 PWM_1 与 PWM_2 互补导通, PWM_3 与 PWM_4 互补导通, 且 PWM_1 与 PWM_3 相位相差为 180° 。通过 MATLAB/Simulink 软件中的示波器工具, 可以观察驱动波形是否正常, 测试波形如图 9 所示。

由图 9 可看出, 横格每格为 0.00005 s , 因此一个周期为 0.0001 s , 对应工作频率为 10 kHz 。此外, 开关管 PWM_1 和 PWM_2 互补导通, PWM_3 和 PWM_4 互补导通, PWM_1 、 PWM_3 或 PWM_2 、 PWM_4 之间的相位差为 $\theta (0 < \theta < 180^\circ)$, 驱动波形正常, 与设计一致。

对船舶氢储电力推进系统进行仿真实验, 获取移相全桥直流变换器在负载突变时的输出波形, 如图 10 所示。

系统开始工作时, 变换器能够快速稳定在输出电流设定值, 稳定输出功率 6 kW , 且输出电流纹波、输出电压纹波以及超调量都较小, 控制效果好。当 $t = 0.373\text{ s}$ 时, 投入 6 kW 的恒功率负载; 当 $t = 0.69\text{ s}$ 时, 切除 6 kW 的恒功率负载。

从图 10 中可看出, 变换器能在 0.5 ms 的时间内快速稳定在输出电流设定值, 基本稳定输出功率为 6 kW , 最大电压变化量为 0.3 V , 最大电流变化量为 $\pm 0.1\text{ A}$, 满足设计要求。

仿真结果表明, 移相全桥直流变换器在负载发生突变时输出电流能够在短时间内达到所设定的值, 变换器功率恒定输出为 6 kW , 保证了氢燃料电池工作在最佳工作点。

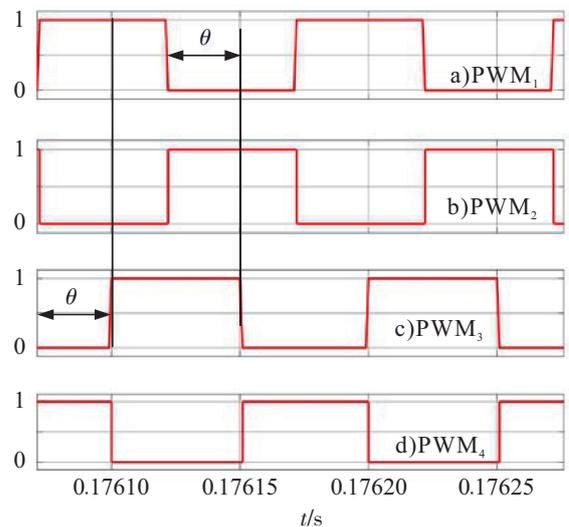
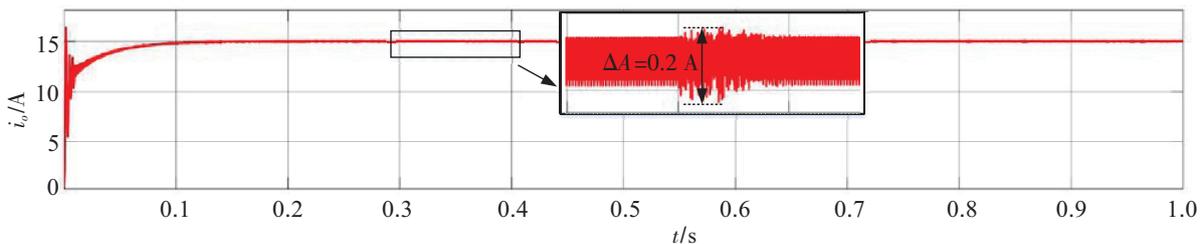


图9 变换器功率开关管驱动波形
Fig.9 Driving waveform of power switch



a) 输出电流曲线 Curve of output current

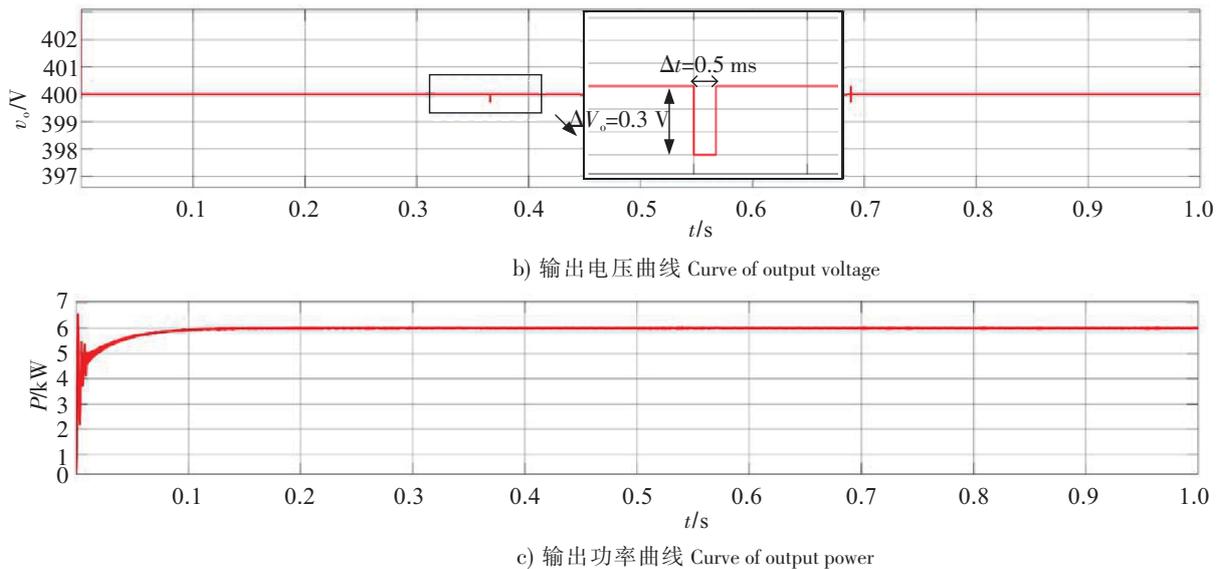


图 10 变换器输出动态响应曲线

Fig.10 Dynamic response curve of converter

5 结论

本文从氢燃料电池的输出特性出发,采用移相全桥直流变换器来提升和稳定氢燃料电池的输出电压,使其工作在最佳工作点,解决了当船舶工况频繁变化时船舶电力系统源-载侧功率不匹配问题。仿真结果表明,移相全桥直流变换器作为船舶氢储电力推进系统中氢燃料电池功率变换器的电路拓扑方案具有良好的工作特性,当负载突变时能够快速准确地跟踪系统所设定的输出电流基准,恒定输出功率 6 kW,改善了氢燃料电池的输出特性,实现了电气隔离,提升了系统的安全性能。

[参 考 文 献]

- [1] DEDES E K, HUDSON D A, TURNOCK S R. Assessing the potential of hybrid energy technology to reduce exhaust emissions from global shipping [J]. Energy Policy, 2012, 40(1): 204-218.
- [2] GUAITOLINI S, YAHYAOU I, FARDIN J F, et al. A review of fuel cell and energy cogeneration technologies [C] // Proceedings of The 9th International Renewable Energy Congress. Hammamet: IEEE, 2018: 1-6.
- [3] HUANG B, SHAHIN A, Martin J P, et al. High voltage ratio non-isolated DC-DC converter for fuel cell power source applications [C] // Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes: IEEE, 2008: 1277-1283.
- [4] 戚志东, 裴进, 胡迪. 基于分数阶 PID 控制的质子交换膜燃料电池前级功率变换器 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 235-243.
- [5] 姜志玲, 陈维荣, 游志宇, 等. 用于燃料电池的前级 DC-DC 变换器 [J]. 电力电子技术, 2010, 44(6): 67-74.
- [6] 刘佳, 李修亮, 沈焯焯, 等. 燃料电池 DC-DC 变换器的设计与数字化控制 [J]. 上海交通大学学报, 2016, 50(6): 910-916.
- [7] SHARMA R, HONGWEI G. Low cost high efficiency DC-DC converter for fuel cell powered auxiliary power unit of a heavy vehicle [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3): 587-591.
- [8] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 110-116.
- [9] WANG X, BLAABJERG F, LOH P C. Passivity-based stability analysis and damping injection for multi-paralleled voltage-source converters with LCL filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017. DOI:10.1109/TPEL.2017.2651948.
- [10] 余裕璞. 逆变器电压电流双闭环控制系统设计 [J]. 电力科学与工程, 2019, 35(3): 5-11.

(责任编辑 陈敏 英文审校 郑青榕)