

基于 UCC1895 移相全桥电源的设计

林 杰, 马文超

(中国电子科技集团公司第五十八研究所, 江苏 无锡 214035)

摘 要: 移相全桥拓扑因为能够实现真正的软开关, 降低高频下的开关损耗, 得到了越来越广泛的应用。研制了基于 UCC1895 的 300 W 移相全桥电源, 介绍了其电路结构和软开关的实现原理, 说明了主电路的设计过程以及关键器件的选型依据。利用低侧单通道驱动芯片和隔离变压器解决了 UCC1895 驱动能力不足和全桥上下管驱动隔离的问题。通过对仿真波形和试验数据的分析证明了整体方案的合理性。

关键词: 软开关; 移相全桥; UCC1895

中图分类号: TN624

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.212437

中文引用格式: 林杰, 马文超. 基于 UCC1895 移相全桥电源的设计[J]. 电子技术应用, 2022, 48(9): 140-144.

英文引用格式: Lin Jie, Ma Wenchao. Design of phase shifted full bridge power supply based on UCC1895[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(9): 140-144.

Design of phase shifted full bridge power supply based on UCC1895

Lin Jie, Ma Wenchao

(The N0.58 Research Institute of China Electronic Technology Group Corp, Wuxi 214035, China)

Abstract: Phase shifted full bridge topology has been more and more widely used because it can realize real soft switching and reduce switching loss at high frequency. A 300 W phase shifted full bridge power supply based on UCC1895 is presented. Its circuit structure and the implementation principle of soft switching are introduced. The design process of the main circuit and the selection basis of key components are explained. The problems of insufficient driving capacity of UCC1895 and driving isolation of upper and lower MOS of the full bridge are solved by using low side single channel driving chip and isolation transformer. Through the analysis of simulation waveform and test data, the rationality of the overall scheme is proved.

Key words: soft switching; phase shifted full bridge; UCC1895

0 引言

随着开关电源对功率密度的要求越来越高, 提高开关频率, 减小磁性器件的体积和重量成为一条最重要的途径。但是伴随着开关频率地逐步提高, 一方面, 功率管硬开关带来的开关损耗会导致器件的发热严重, 从而迫使工程师增加散热器件的面积; 另一方面, 硬开关还会导致功率管在开关过程中承受更大的电压应力, 同时还会产生高频振荡, 这会加剧电磁噪声的问题^[1], 工程中通常会使用更多的滤波电感和电容来应对^[2], 导致电源体积和重量增大, 这严重制约了开关电源高频化的发展^[3-4]。

为了解决这些问题, 软开关技术应运而生。移相全桥就是其中一种可以实现零电压开关的软开关拓扑, 相比于其他软开关拓扑, 移相全桥具有功率等级高, 输入输出隔离等优势。

1 移相全桥电路工作原理分析

1.1 移相全桥电路结构

移相全桥电路的基本结构和主要工作波形如图 1

和图 2 所示, 其中 $Q_1 \sim Q_4$ 为四个主功率开关管; $D_1 \sim D_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的体二极管; $C_1 \sim C_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的寄生电容或外部并联的电容; L_s 是谐振电感, 它可以是变压器的漏感或外接的电感, 也可以是两者之和; T_r 为主功率变压器; D_{R1} 和 D_{R2} 是两个整流二极管, 构成了全波整流电路; L_{out} 和 C_{out} 分别是输出滤波电感和滤波电容^[5]。

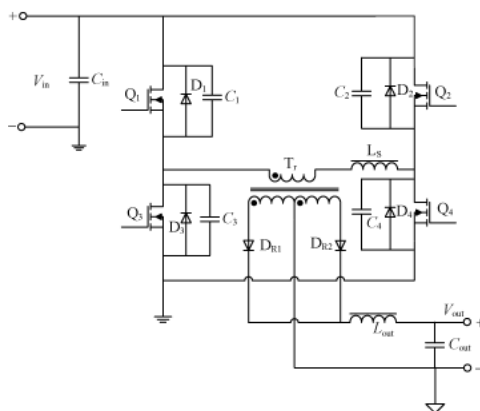


图 1 移相全桥基本结构

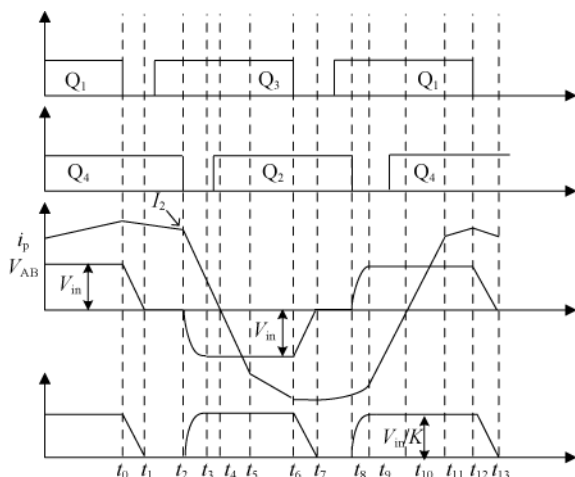


图2 移相全桥主要工作波形

所谓移相是指每个桥臂的上下两个功率管都是 180° 互补导通,而斜对角的两个功率管的驱动信号之间存在一个相位差,即移相角。移相角越小,斜对角驱动信号的重叠部分越多,变压器原边的等效电压越高,输出电压越高。一般地, Q_1 和 Q_3 的驱动信号分别超前于 Q_4 和 Q_2 ,因此 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂被称为超前桥臂, Q_2 和 Q_4 组成的桥臂为滞后桥臂。

1.2 功率管软开关的实现

下面来分析其零电压关断和零电压开通的实现过程。当 Q_1 和 Q_4 关断时,由于 Q_1 和 Q_4 的等效电容和外接电容的存在, Q_1 和 Q_4 的DS两端电压 V_{DS} 从零开始上升,且上升速率被限制,因此,可以认为 Q_1 和 Q_4 是零电压关断。

由于原边电流的作用, C_1 和 C_4 会被充电至 V_{in} ,而 C_2 和 C_3 会被放电至零,因此 Q_2 和 Q_3 的体二极管 D_2 和 D_3 会导通,即 Q_2 和 Q_3 的DS电压 V_{DS} 为体二极管导通压降,可以近似为零,此时开通 Q_2 和 Q_3 ,就可以实现 Q_2 和 Q_3 零电压开通。

由上面的分析可知,为了实现功率管的零电压开通,需要利用原边电流来给功率管的等效电容充放电,并且考虑到变压器存在的寄生电容,也就是说原边的能量必须满足如下条件:

$$E > \frac{1}{2} C_{lead} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{lag} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (1)$$

其中, C_{lead} 是超前桥臂MOS管的等效电容, C_{lag} 是滞后桥臂MOS管的等效电容, C_{TR} 是变压器的寄生电容。

具体来看,超前桥臂的零电压开通要比滞后桥臂的零电压开通更容易实现,这是因为在超前桥臂的开关过程中,输出滤波电感 L_{out} 和谐振电感 L_s 是串联关系,而且一般情况下 L_{out} 的值都比较大。所以,原边电流 i_p 近似认为不变,是一个恒流源,可以很容易地对超前桥臂功率管和变压器的等效电容进行充放电。

而滞后桥臂的零电压开通实现之所以困难,是因为在滞后桥臂的开关过程中,副边的两个整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 都处于导通状态,变压器副边被短路,输出电感上的能量仅在副边通过二极管续流,和原边脱离了关系。所以,仅仅只有谐振电感里的能量能够对滞后桥臂的功率管和变压器的等效电容进行充放电。所以,谐振电感中的能量需要满足式(2):

$$\frac{1}{2} L_s I_2^2 > C_{lag} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (2)$$

一般情况下,谐振电感相比于输出电感折算到原边的感量要小得多,所以相对于超前桥臂来说,滞后桥臂的零电压开通要更困难。

2 移相全桥主电路设计实现

2.1 主要参数规格

本文以300 W移相全桥电源为例来说明移相全桥主电路的设计方法和计算过程。具体规格如表1所示。

表1 300 W 移相全桥具体参数规格

参数	规格
输入电压/V	200~330
输出电压/V	28
输出电流/A	11
开关频率/kHz	100
峰值效率/%	94

2.2 关键器件参数计算

2.2.1 主功率变压器

在隔离型DC-DC开关电源的设计中,变压器一般都起到了功率传输和原副边隔离的作用。而变压器设计的好坏关系到系统能否正常工作,并且对整机效率影响很大^[6]。

在移相全桥变压器的设计中,首先计算变压器的匝比,需要注意,移相全桥拓扑的最大占空比出现在输入电压最低时,且考虑到副边占空比存在丢失的情况并保证留有足够的裕量,取最大占空比 D_{max} 为0.7。另外,取整流二极管导通压降 V_f 为0.5 V。则变压器匝比的计算如式(3)所示。

$$n = \frac{V_{inmin} \times D_{max}}{V_{out} - V_f} \quad (3)$$

其中 $V_{inmin}=200$ V,则 $n=4.9$,在这里取整,取匝比为5。

考虑到功率等级和开关频率,初步选定磁芯为PQ3535,其 $A_e=196$ mm²,取 $B_{max}=0.1$ T,则副边匝数可由式(4)得出^[7]:

$$N_s = \frac{V_{out}}{4 \times f_s \times A_e \times B_{max}} = 3.571 \quad (4)$$

其中 V_{out} 为28 V,可以取 N_s 为4,因为变压器匝比为5,

则原边匝数 N_p 为 20。

在计算高频变压器的绕组导线线径时, 需要考虑到集肤效应, 一般要求导线线径要小于 2 倍的集肤深度, 在开关频率为 100 kHz 时, 集肤深度可由式 (5) 得出:

$$\Delta = \frac{76.5}{\sqrt{f_s}} = 0.242 \text{ mm} \quad (5)$$

因此导线线径应小于 2 倍的 Δ 即 0.484 mm。

而变压器原副边最大的电流分别为:

$$I_{pmax} = \frac{I_{omax}}{n} = 2.2 \text{ A} \quad (6)$$

$$I_{smax} = \frac{I_{omax}}{\sqrt{2}} = 7.778 \text{ A} \quad (7)$$

考虑到散热方式为空气自然对流, 因此取电流密度 J 为 3.5 A/mm², 原边可以选用直径为 0.1 mm 的漆包线, 则原边股数为:

$$N_{pwire} = \frac{I_{pmax}}{J \times \left[\pi \times \left(\frac{D_{pwire}}{2} \right)^2 \right]} = 80.032 \quad (8)$$

副边选用直径为 0.2 mm 的线, 则副边股数为:

$$N_{swire} = \frac{I_{smax}}{J \times \left[\pi \times \left(\frac{D_{swire}}{2} \right)^2 \right]} = 50.02 \quad (9)$$

那么, 最终变压器的原边线径为 0.1 mm×80 股, 副边线径为 0.2 mm×50 股。

2.2.2 输出电感

将电感电流纹波设定在 20%, 则输出电感的计算公式如式 (10) 所示:

$$L_{out} = \frac{V_{out} \times \left[1 - \frac{(V_{out} + V_f) \times n}{V_{inmax}} \right]}{0.2 \times I_{omax} \times 2 \times f_s} = 30.05 \times 10^{-6} \text{ } \mu\text{H} \quad (10)$$

其中 $V_{inmax} = 270 \text{ V}$ 。电感电流的最大值为:

$$I_{loutmax} = I_{omax} + \frac{1}{2} \times 0.2 \times I_{omax} = 12.1 \text{ A} \quad (11)$$

考虑到输出电感的电流是单向流动的, 存在很大的直流分量, 在直流偏磁的作用下, 感量会存在衰减, 因此最终选定的电感为 PA4349.473ANLT, 其额定感量为 47 μH , 额定电流为 17 A, 在直流电流为 11 A 时, 感量衰减为 35 μH 左右, 符合设计要求。

2.2.3 主功率开关管

已知最大输入电压为 330 V, 考虑到 1.5~2 倍的裕量, 选用耐压为 600 V 的功率管, 又因为开关频率为 100 kHz, 不太适合选用 IGBT。且最大输出电流为 11 A, 假设存在 20% 的峰峰值电流纹波, 则副边的电流最大值为 12.1 A, 折算到原边, 电流最大值为 2.42 A。考虑到自然风冷的设计效果, 需要选用 $R_{ds(on)}$ 较小的 MOSFET, 最终选择的 MOS 管为 IPB60R125CFD7, 其耐压为 600 V, 最大漏极电流为 18 A, $R_{ds(on)}$ 为 125 m Ω 。

2.2.4 输出整流二极管

由于本设计开关频率较高, 且输出电压不高, 因此可以选择肖特基二极管作为输出整流二极管, 二极管承受的最高反向电压和额定电流分别可由式 (12) 和式 (13) 得出:

$$V_{dmax} = \frac{2 \times V_{inmax}}{n} = 132 \text{ V} \quad (12)$$

$$I_{dmax} = \frac{I_{out}}{\sqrt{2}} + \frac{1}{2} \times \Delta I_{lout} = 8.878 \text{ A} \quad (13)$$

考虑到裕量和温升, 最终选用的输出二极管是 STTH16R04CG, 其耐压是 400 V, 额定电流是 20 A, 每一路采用两颗并联均流散热。

3 基于 UCC1895 的隔离驱动设计

本文的移相全桥电源主控芯片采用的是 TI 的 UCC1895, 该芯片为一款移相 PWM 全桥控制器。芯片输出四路驱动信号, 用于控制全桥电路中四个功率管的导通和关断, 以得到不同输出电压。其可工作于电压或电流模式, 具有零电压开关、可编程死区设置和自适应延时等特性。

但 UCC1895 的四路驱动信号驱动能力很弱, 需要外加电路才能够驱动大功率 MOS 管, 且还要考虑同一桥臂驱动的隔离。所以, 本文针对 UCC1895 的应用, 采用了如图 3 所示的驱动电路。其中, ABCD 为 UCC1895 的四路驱动信号, JS614 为一款低边单路驱动器, 最大峰值驱动电流可达 14 A。可以直接用一颗 JS614 来驱动下管, 然后再用一颗 JS614 配合隔离变压器来驱动上管, 实现同一桥臂上下管的驱动隔离。

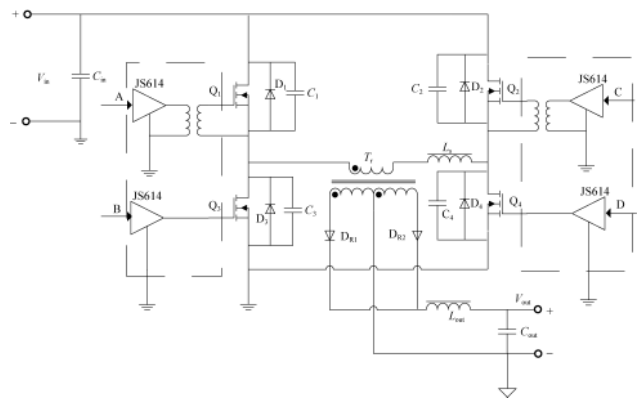


图 3 基于 UCC1895 的驱动设计

4 仿真分析

为了验证器件参数和方案的可行性, 按照表 1 所示的设计规格和计算参数, 在 SIMetrix 中搭建了仿真模型, 图 4 为系统闭环且满载输出时的桥臂中电压和谐振电感电流波形, 可以看出仿真波形和理论分析一致。

图 5 为零电压开通的实现波形, 在图中圈出的部分可以明显看出, MOS 管的 V_{DS} 在驱动信号 V_{GS} 到来之前已经到零了, 所以是完全的零电压开通。

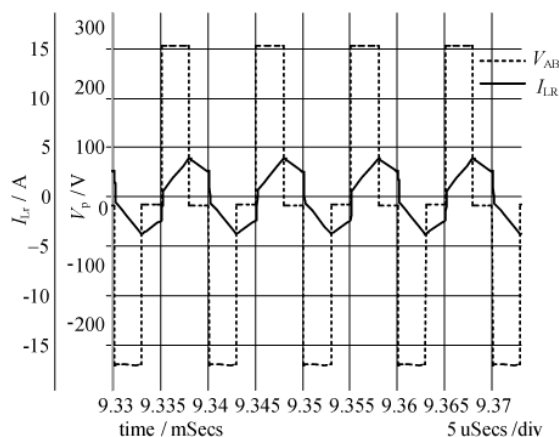


图4 桥臂中点电压和谐振电感电流

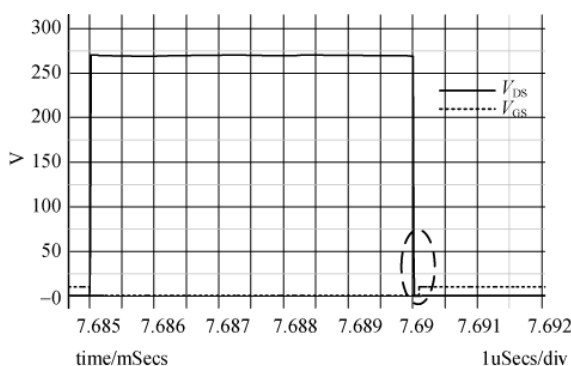


图5 零电压开通的实现波形

图6为在满载起机时的输出电压和输出电流的波形,可以看出系统在4 ms后进入稳态,输出电压为28 V,输出电流为11 A。

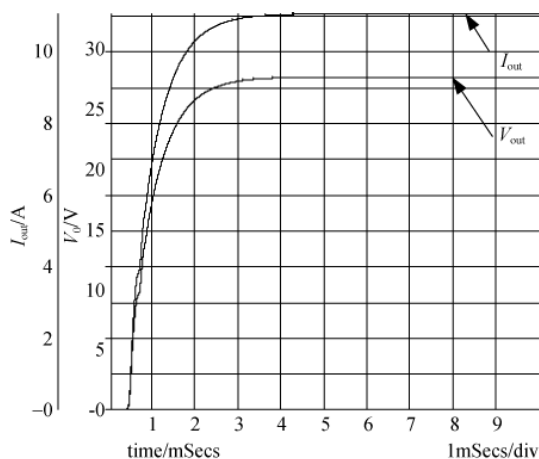


图6 闭环时输出电压和输出电流

从以上仿真结果可以看出,对于关键器件的参数计算是合理的,而且基于JS614和隔离变压器的驱动方案是可行的。

5 样机实验验证

在仿真的基础上进一步研制了300 W移相全桥样机,具体规格指标如表1所示。抓取了关键波形,并对实验结果进行了分析。

图7是实测的零电压关断波形,和理论分析一致,由于MOS管的寄生电容以及外界电容的存在,MOS管在关断时,MOS管的DS电压 V_{DS} 在驱动信号 V_{GS} 撤去之后才开始上升,实现了零电压关断。

图8为超前桥臂零电压开通波形,在驱动信号到来之前,MOS的DS电压 V_{DS} 提前下降为零,实现了零电压开通。

图9为滞后桥臂零电压开通波形。可以看出,在相同的负载条件下,滞后桥臂和超前桥臂相比,零电压开通的实现要困难一些。

图10是输出电压为28 V,输出电流为5.5 A时的半载带载启机波形。

输出电压有轻微的超调,约2.6 V,但是在控制器的作用下很快调节回来,证明了系统的动态性能。

图11是输入电压为270 V时的整机效率,由于实现了零电压关断和零电压开通,减小了开关损耗,使得峰值效率能够达到94%。



图7 零电压关断波形

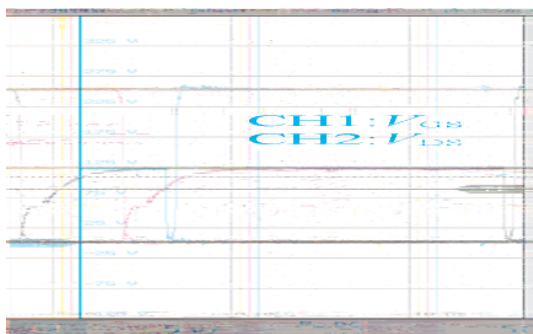


图8 超前桥臂零电压开通波形

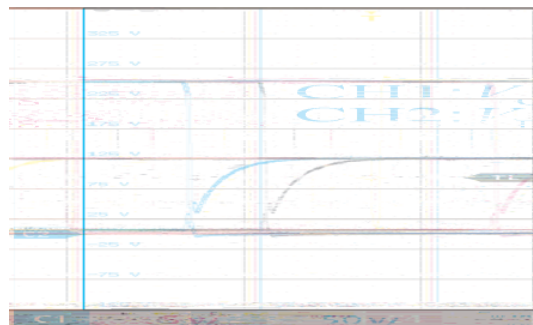


图9 滞后桥臂零电压开通波形

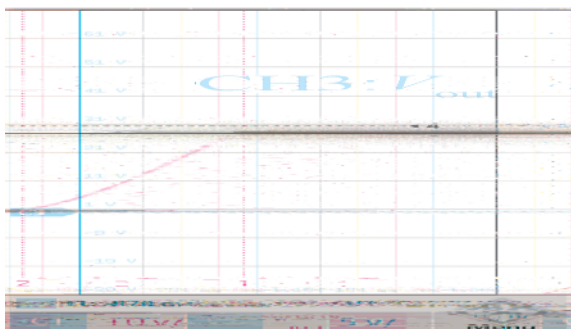


图 10 半载起机波形

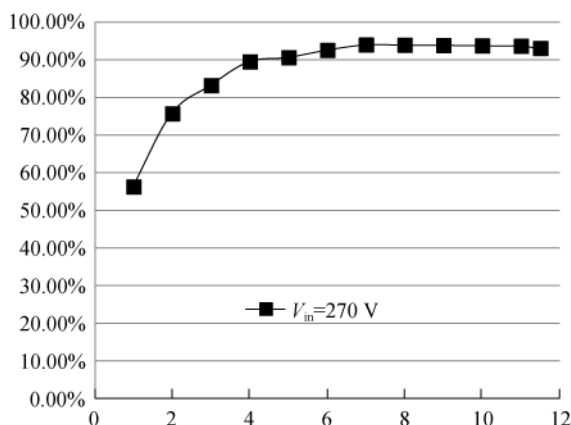


图 11 输入电压为 270 V 时的整机效率

6 结论

移相全桥凭借其软开关、功率等级高的优势,在中大功率高频应用场合下占据了重要地位,能够满足服务器等电源对于高功率密度和效率的要求。本文对移相

全桥的原理和设计过程进行了分析。提出了 UCC1895 配合低边单路驱动器以及隔离变压器的系统方案,并利用仿真和硬件实验结合的方式进行了验证。

参考文献

- [1] 林庄,杨新国,汪国亮.一种中大功率多路低噪声开关电源的设计[J].电子与封装,2020,20(5):39-43.
- [2] 张艳飞,曹正州.一款用于 DCDC 芯片的多模式、高精度振荡器设计[J].电子与封装,2021(1):77-83.
- [3] 王景芳.移相全桥软开关直流变换器的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2012.
- [4] BRYANT J P. AC-DC power supply growth variation in China and North America[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2005.
- [5] 李旭东.移相全桥变换器的设计及其并联研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015.
- [6] 阮新波.脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术[M].北京:科学出版社,2013.
- [7] RUAN X, YAN Y. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4):777-785.

(收稿日期:2021-12-07)

作者简介:

林杰(1992-),通信作者,男,硕士,工程师,主要研究方向:电力电子技术, E-mail: 13270019676@163.com.

马文超(1987-),男,硕士,工程师,主要研究方向:IC 开关电源应用。



扫码下载电子文档

(上接第 135 页)

- [6] 仲伟波,罗炆,卢道华,等.无人艇通讯导航控制系统设计与实现[J].中国造船,2018,59(1):207-215.
- [7] 张洪飞,闫守成.自适应智能航向控制方法研究[J].舰船科学技术,2016,38(1):76-78.
- [8] 韩京清.从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J].控制工程,2002(3):13-18.
- [9] 王雨迪.基于自抗扰控制算法的水面无人艇航向自动舵设计[D].大连:大连海事大学,2014.
- [10] 慕东东,王国峰,范云生,等.吊舱推进无人水面艇的航向保持[J].哈尔滨工程大学学报,2018,39(2):274-281.
- [11] 曹诗杰,曾凡明,陈于涛.无人水面艇航向航速协同控制方法[J].中国舰船研究,2015,10(6):74-80.
- [12] 仲伟波,卢章成,冯友兵,等.双桨驱动水面无人艇航行控制研究与实现[J].中国造船,2019,60(3):194-202.

- [13] 彭艳,吴伟清,刘梅,等.无人艇航迹跟踪 GPC-PID 串级控制[J].控制工程,2014,21(2):245-248.
- [14] 赵梦铠,王建华,裴肖颜,等.固定双桨驱动的无人水面艇自主直线路径跟踪系统[J].计算机应用,2015,35(S1):305-309.
- [15] 范云生,郭晨,赵永生,等.时变漂角下 USV 直线路径跟踪控制器设计与验证[J].仪器仪表学报,2016,37(11):2514-2520.

(收稿日期:2022-01-06)

作者简介:

叶楠(1988-),男,硕士研究生,工程师,主要研究方向:嵌入式设备研发。

王祥(1989-),男,硕士研究生,工程师,主要研究方向:嵌入式软件设计。

刘怀芝(1985-),男,本科,工程师,主要研究方向:嵌入式硬件设计。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所