

级联五电平电容钳位逆变器及功衡控制策略

张利华¹, 姜攀攀²

(1. 华东交通大学 软件学院, 江西 南昌 330013; 2. 华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:介绍了一种五电平电容钳位逆变器拓扑,对其拓扑结构和工作原理进行分析,并基于载波同相层叠(PD)的基础上提出了一种功率均衡控制策略:对该拓扑的右半部分脉冲信号进行互换,使得在1个周期内各级联单元输出的PWM波形进行了互换,可保证每个单元输出功率均衡,且保留了PD调制策略良好的消谐特性。以两单元五电平电容钳位逆变器为例,对该功率均衡控制策略进行了仿真研究和实验验证,其结果证明了所提策略的可行性和正确性。

关键词:多电平逆变器;电容钳位逆变器;载波同相层叠(PD);功率均衡

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19991

Research on Cascaded Five-level Capacitor-clamped Inverter and Power Balance Control Strategy

ZHANG Lihua¹, JIANG Panpan²

(1. School of Software, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, Jiangxi, China;

2. School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, Jiangxi, China)

Abstract: A five-level capacitor clamped inverter topology was introduced, its topology and working principle was analysed, and proposes a power balancing control strategy was proposed based on phase disposition (PD). The right half of the pulse signal of the topology was interchanged, so that the PWM waveforms output by all levels of interconnection units were interchangeable in a cycle. The output power of each unit was balanced, and the good harmonic elimination characteristic of PD modulation strategy was retained. Taking a two-cell five-level capacitor clamped inverter as an example, the power balancing control strategy was simulated and verified by experiments. The results show that the proposed strategy is feasible and correct.

Key words: multilevel inverter; capacitor clamped inverter; phase disposition (PD); power balance

随着电力电子技术飞速的发展,多电平逆变器应用越来越广泛。而且随着多电平逆变器电压等级越高,电压畸变小,谐波含量低。多电平逆变器主要分为:级联型、飞跨电容型和二极管钳位型这3种结构^[1-3]。

级联多电平逆变器每个单元是独立供电的,所以各级联单元输出功率往往不均衡^[4],这样会导致输出电压的谐波含量增大,对逆变器的运行效率造成一定影响。所以要对逆变器各级联单元的调制策略进行改进,保证各单元输出功率均衡。

基于载波同相层叠(PD)调制的功率均衡控

制策略一般应用于级联H桥(cascaded H bridge, CHB)逆变器较多。文献[5]提出的基于PD控制的功率均衡调制策略,通过先调整正弦波的自由度,来实现1,3单元输出功率均衡,然后再对三角载波自由度进行改进,对载波在垂直方向的排列方式重新组合,使得各单元输出功率比接近1。但是开关次数增加了,损耗也就加大了。文献[6]也是基于PD调制,针对CHB逆变器提出了2种功率均衡调制策略,第1种是以1/4输出周期为单位,对三角载波进行循环,使得各级联单元在3/2个输出周期内达到功率均衡,但功率均衡时间随

作者简介:张利华(1972—),男,博士,副教授,Email:179611328@qq.com

通讯作者:姜攀攀(1994—),男,在读硕士,Email:877720568@qq.com

着级联单元增加而增加;第2种是以载波周期为单位,在单元1和单元3输出功率相等的时候,单元2对应的载波分别在单元1,3进行循环,即可使每个单元在一个输出周期内实现功率均衡控制,该策略适用于 n 个级联单元,但开关损耗会增加。文献[7]是针对五开关T型H桥多电平逆变器提出一种结合载波同相层叠和载波移相调制的功率均衡控制策略,该均衡策略保留了载波层叠良好的消谐特性,又具有载波移相功率自均衡的优点。

针对级联五电平电容钳位逆变器各单元间功率不平衡问题。本文对其载波同相层叠调制策略进行研究,对其不平衡机制进行分析,再结合该拓扑结构的工作原理,在不改变调制策略的情况下,对各级联单元右半部分脉冲信号进行互换,以此实现各单元功率均衡。这样做也易于对比研究和实验编程。最后通过仿真分析和实验验证该功率均衡策略的可行性。

1 拓扑结构分析

图1为2单元级联五电平电容钳位逆变器的一般拓扑结构。

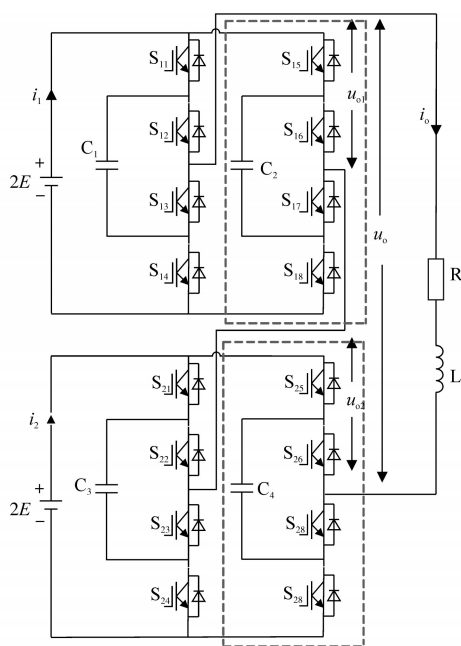


图1 2单元级联五电平电容钳位逆变器拓扑结构

Fig.1 Topology of 2-cell cascaded five-level capacitor clamped Inverters cells

各级联单元均可输出5种电平： $\pm 2E, \pm E, 0$ 。每个单元由8个开关管,2个电容,1个直流源组成。其中每个单元中 S_{k1} 与 S_{k4} , S_{k2} 与 S_{k3} , S_{k5} 与 S_{k8} ,

S_{k6} 与 S_{k7} 为脉冲信号互补对, k 为级联单元数。

表1为级联五电平电容钳位逆变器第 k 个级联单元输出电平与其对应的开关状态如表1所示,其中“1”表示导通,“0”表示关断。

表1 第 k 个单元输出电压与其对应的开关状态

Tab.1 Switches states corresponding to output voltages of the k_{th} unit

输出电压 u_o	开关状态			
	S_{k1}	S_{k2}	S_{k5}	S_{k6}
$2E$	1	1	0	0
E	1	1	1	0
E	1	1	0	1
E	1	0	0	0
E	0	1	0	0
0	1	1	1	1
0	1	0	1	0
0	1	0	0	1
0	0	1	1	0
0	0	1	0	1
0	0	0	0	0
$-E$	1	0	1	1
$-E$	0	1	1	1
$-E$	0	0	1	0
$-E$	0	0	0	1
$-2E$	0	0	1	1

2 功率均衡控制策略的研究

图2为传统的载波层叠调制原理图,由于是2单元级联,所以需要8个三角载波,且相位相同,幅值都为1。

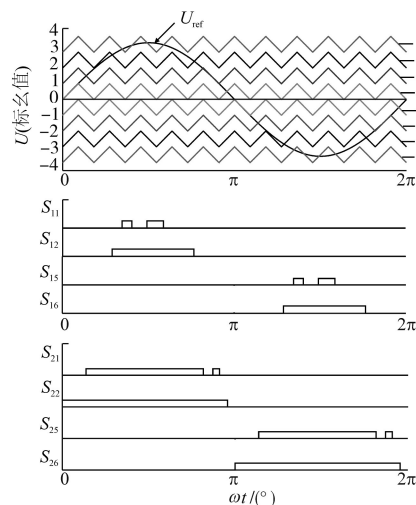


图2 载波同相层叠调制原理图

Fig.2 Principle Diagram of PD modulation

锯齿载波同相交错层叠调制原理中正弦调制波 U_{ref} 为

$$U_{\text{ref}} = 4M\sin(\omega t) \quad (1)$$

式中: ω 为角速度; M 为幅值调制度, $0 < M \leq 1$ 。

图2中的8个三角载波 U_{c1+} , U_{c2+} , U_{c3+} , U_{c4+} , U_{c1-} , U_{c2-} , U_{c3-} , U_{c4-} , 在第1个单元中, 开关 S_{11} 和 S_{12} 的脉冲信号由正弦调制波 U_{ref} 分别与载波 U_{c1+} , U_{c2+} 相交产生(开关管 S_{11} 和 S_{14} , S_{12} 和 S_{13} 脉冲信号互补), 开关管 S_{15} 和 S_{16} 的脉冲信号由正弦调制波 U_{ref} 分别与载波 U_{c2-} , U_{c1-} 相交产生(开关 S_{18} 和 S_{15} , S_{17} 和 S_{16} 脉冲信号互补), 第2个单元同理。

由图2可知, 显然, 当调制度 $M \in (0, 0.5]$ 时, 调制波与载波 U_{c1+} , U_{c2+} , U_{c1-} , U_{c2-} 相交不到, 第1个功率单元不参与调制, 输出电压 u_{o1} 为0, 此时相电压 u_o 和 u_{o2} 相等; 当调制度 $M \in (0.5, 0.75]$ 时, 调制波与载波 U_{c1+} , U_{c1-} 相交不到, 第1个功率单元输出电压 u_{o1} 为三电平; 只有调制度 $M \in (0.75, 1]$ 时, 第1个功率单元输出电压 u_{o1} 为五电平。而第2个功率单元只有在调制度 $M \in (0, 0.25]$ 时, 输出电压 u_{o2} 为三电平; 调制度 $M \in (0.25, 1]$ 时, u_{o2} 始终是五电平。因此, 在低调制度 $(0, 0.5]$ 时, 载波同相调制策略使2个单元输出分配出现极端现象。

载波同相调制策略下, 各级联单元输出电压可表示为

$$u_{o1} = (S_{11} + S_{12})E - (S_{15} + S_{16})E \quad (2)$$

$$u_{o2} = (S_{21} + S_{22})E - (S_{25} + S_{26})E \quad (3)$$

从式(2)和式(3)可知, 开关管脉冲对输出电压影响很大, 显然, 载波层叠调制下第1个功率单元与第2个功率单元对应开关管(如 S_{11} 与 S_{21})脉冲差异是非常大的, 从图2中也可看出, 这造成了2个单元输出电压差异大。进而影响了各级联单元输出功率不均衡, 导致直流电源充、放电不一致, 降低了系统可靠性。

为解决载波层叠策略所带来的各级联单元输出分配极端和输出功率不均衡问题, 在载波同相层叠的基础上, 提出了一种功率均衡控制策略。

功率均衡策略就是把级联单元右半部分(如图1中虚线部分)开关管的脉冲信号互换。有2种方式实现: 1) 载波进行互换, 这样就相当于开关管脉冲信号进行了交换, 但过于复杂; 2) 直接把载波层叠形成的脉冲, 将图1中虚线部分的开关管进行对调, 其他部分不变, 如 S_{15} 的脉冲与 S_{25} 的脉冲进行交换。2种方法得到的效果一致, 本文采用第2种方法, 也易于编程实验。

功率均衡策略下, 各级联单元输出电压可表示为

$$u_{o1} = (S_{11} + S_{12})E - (S_{25} + S_{26})E \quad (4)$$

$$u_{o2} = (S_{21} + S_{22})E - (S_{15} + S_{16})E \quad (5)$$

式(4)和式(5)中各开关管脉冲与式(2)和式(3)是相同的, 都是基于载波层叠调制下得到的, 因此该功率均衡控制方法操作起来便捷。

逆变器输出相电压 u_o 可表示为

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} \quad (6)$$

从式(6)可知, 该功率均衡控制策略并没有改变相电压。

图3a、图3b分别为载波层叠策略和功率均衡策略下级联单元输出电压的调制原理图。图3a中, u_{o1} , u_{o2} 差异明显, 图3b相当于图3a输出电压在负半周期进行了互换, 这也是由于脉冲信号进行交换, 而且相电压并没有改变。

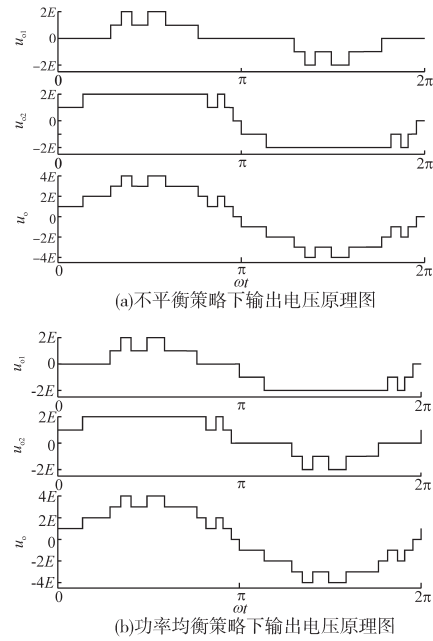


图3 2种策略下各级联单元输出电压、相电压原理图

Fig.3 Principle diagram of output voltage and phase voltage of units at different levels under two strategies

该逆变器输出电流为 i_o , 设 i_o 为标准的正弦波, 可表示为

$$i_o = I\sin(\omega t - \varphi) \quad (7)$$

式中: I 为 i_o 的幅值; φ 为功率因数角。

在1个输出周期内各级联单元输出功率表达式为

$$P_{ok} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ok} i_o dt = 0.5 U_{ok} I_o \cos\varphi \quad (8)$$

式中: U_{ok} 为第 k 个级联单元输出电压的基波分量幅值。

由双边傅里叶分析法^[8]可知, 2个单元输出电

压基波分量幅值为

$$U_{o1}=U_{o2}=2ME \quad (9)$$

式中: M 为调制度; E 为输入直流侧电源值的1/2。

由式(7)~式(9)可知, $P_{o1}=P_{o2}$,实现了功率均衡控制。

3 仿真验证

为了验证本文所提功率均衡控制方法的正确性,基于Matlab/Simulink平台进行仿真研究,以2个级联单元为例进行仿真实验。仿真参数如下:直流侧输入电压都是 $2E=200\text{ V}$,钳位电容 $C=2\ 200\ \mu\text{F}$,负载 $R=25\ \Omega$, $L=2\ \text{mH}$,调制比 $M=0.86$,正弦调制波频率 $f_{\text{ref}}=50\text{ Hz}$;三角载波频率 $f_c=3\text{ kHz}$ 。

图4a为该逆变器各级联单元在载波层叠调制下输出电压 u_{o1} 、 u_{o2} ,相电压 u_o 以及线电压 u_{AB} 的波形,图4b为相电压 u_o 及线电压 u_{AB} 对应的频谱分析。从图4a中可看出,载波层叠调制下 u_{o1} 、 u_{o2} 波形相差很大。从图4b可知,相电压谐波主要以60次为中心的边带谐波,线电压中不包含3的整数倍次谐波。

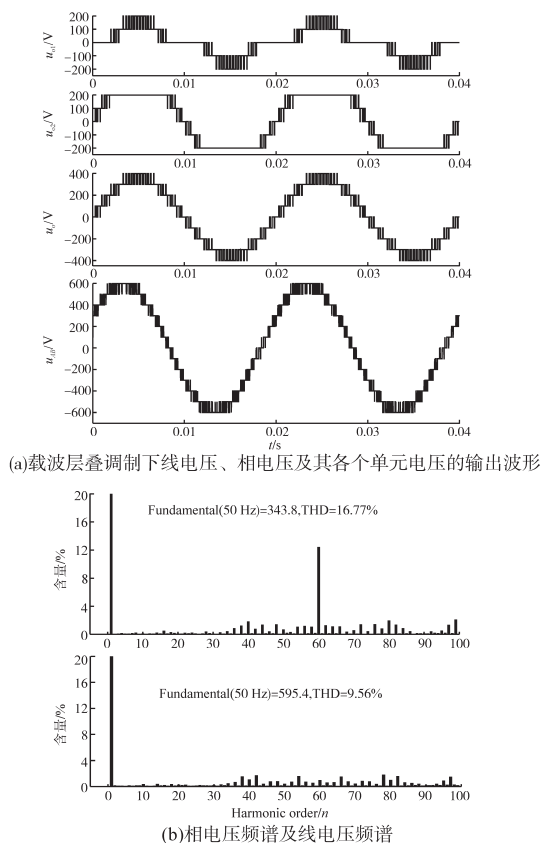


图4 PD调制下逆变器输出电压及频谱分析

Fig.4 Output voltage and spectrum analysis of inverter under PD modulation

图5a为功率均衡控制策略下该逆变器各级联单元输出电压 u_{o1} 、 u_{o2} ,相电压 u_o 以及线电压 u_{AB} 的波形,对比图4a的 u_{o1} 、 u_{o2} 可知,图5a中 u_{o1} 、 u_{o2} PWM波形在负半周期进行了交换,但输出的相电压 u_o 、线电压波形 u_{AB} 与图4a的基本一致。图5b为功率均衡控制策略下相电压 u_o 及线电压 u_{AB} 对应的频谱分析。由于2种策略下相电压、线电压基本一致,所以功率均衡调制下相电压谐波也主要以60次为中心的边带谐波,线电压中不包含3的整数倍次谐波。

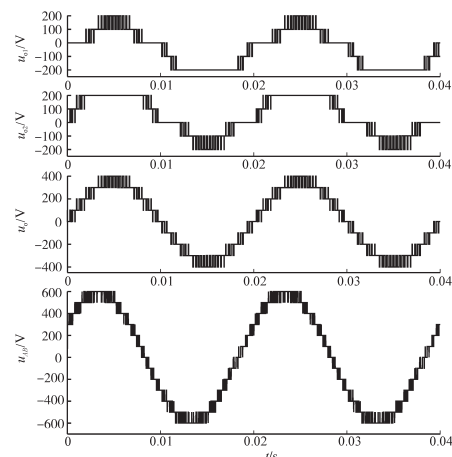


图5 功率均衡调制下逆变器输出电压及频谱分析

Fig.5 Output voltage and spectrum analysis of inverter under power equalization modulation

图6为3种策略调制下,线电压THD与调制度的关系曲线。由图6可知,载波移相(carrier phase shift, CPS)调制下,虽然能使各级联单元输出功率自均衡,但线电压THD高于PD调制,而PD调制输出线电压谐波特性最好。由表2和图6可知,功率均衡控制策略线电压THD曲线与PD调制重合,保留了PD策略良好的消谐特性。表2为3种策略下逆变器输出相电压、线电压在不同调制度下总谐波失真(total harmonic distortion, THD)的值。从表2可看出,3种策略下,相电压

THD基本一致。

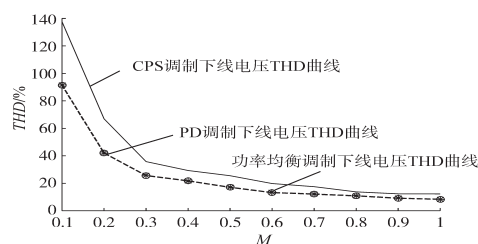


图6 不同策略下输出线电压THD与调制度的关系曲线

Fig. 6 The relationship between output line voltage THD and modulation degree under different strategies

表2 不同调制比下的输出电压THD比较

Tab.2 Comparison of output voltages THD under different modulation ratios

调制策略		调制比				
		0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
CPS	相电压/%	76.97	36.35	24.36	17.32	13.84
	线电压/%	67	29.77	19.80	13.74	12.26
PD	相电压/%	76.87	36.38	24.25	17.15	13.68
	线电压/%	42.18	21.76	13.44	10.95	8.37
功率均衡策略	相电压/%	76.81	38.39	24.28	17.15	13.7
	线电压/%	42.08	21.79	13.25	10.87	8.37

图7为功率均衡控制调制下各单元输出的瞬时功率图,从图7可知,2个单元在1个输出周期内的输出有功功率 P_{o1} 、 P_{o2} 基本一致,分别为1 187 W和1 185 W。

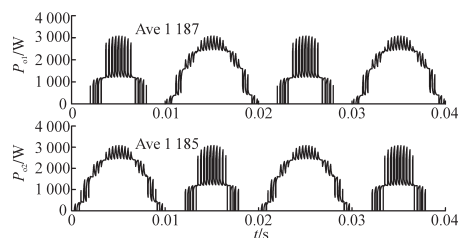


图7 功率均衡控制方法下各单元瞬时输出功率

Fig.7 Instantaneous output power of each cell for power balance control method

表3为不同调制度下,各级联单元在1个周期内输出的有功功率。

表3 不同幅值调制度下各单元输出有功功率

Tab.3 Output active power of cells with different modulations

级联单元输出功率/W	调制比M			
	0.3	0.5	0.7	1.0
P_{o1}	147.9	406.1	787.8	1 603
P_{o2}	148.3	405.4	788.1	1 603

由表3可知,本文提出功率均衡控制方法在全调制度下都适用,在1个输出周期内均能实现

各单元的功率均衡。

4 实验研究

为了进一步论证该功率均衡控制策略的可行性,设计了1台2单元级联九电平逆变器试验样机,以DSP芯片TMS320F28335和FPGA为控制核心,开关管采用IGBT。实验参数如下:直流侧输入电压都是 $2E=95$ V;钳位电容 C 都为 $2\ 200\ \mu\text{F}/100\ \text{V}$,负载 $R=25\ \Omega$, $L=2\ \text{mH}$,调制比 $M=0.86$;正弦调制波频率 $f_{\text{ref}}=50\ \text{Hz}$;三角载波频率 $f_c=3\ \text{kHz}$ 。

图8a为功率均衡调制策略下,各级联单元输出电压和相电压波形,与图5a的仿真波形基本一致,说明了该策略的可行性。图8b为相电压频谱分析图,由图8可知,谐波主要分布在以3 kHz为中心的边带谐波。

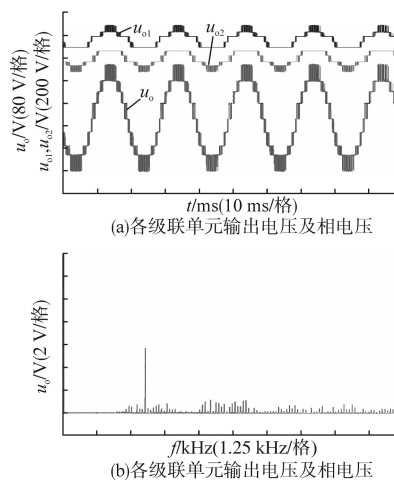


图8 逆变器输出电压及频谱分析

Fig.8 Output voltage and spectrum analysis of inverter

5 结论

本文基于传统PD调制策略提出了一种功率均衡控制方法。

以2单元级联五电平电容钳位逆变器为例,通过在Matlab/Simulink平台上和实验验证,得出以下结论:

1)提出功率均衡控制方法保留了载波层叠良好的消谐特性,输出线电压最优;

2)提出功率均衡控制方法在不改变逆变器输出电压波形质量的前提下,实现了级联单元间的功率均衡,解决了直流侧电源充、放电不一致问题,提高了系统可靠性;

3) 提出功率均衡控制方法解决了低调制度下,各单元输出分配出现极端的问题。

参考文献

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A New Neutral-point-clamped PWM Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.
- [2] Meynard T A, Foch H. Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-source Inverters[C]//Proceedings of the 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). Toledo, Spain: IEEE, 1992: 397-403.
- [3] Marchesoni M, Mazzucchelli M, Tenconi S. A Non Conventional Power Converter for Plasma Stabilization[C]//Proceedings of the 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). Kyoto, Japan: IEEE, 1988: 122-129.
- [4] Peng Fangzheng, McKeever J W, Adams D J. A Powerline Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(6): 1293-1298.
- [5] 陈仲, 那显龙, 徐亚明, 等. 基于控制自由度组合的级联H桥逆变器PD功率均衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 1-11.
- [6] 陈仲, 徐亚明, 袁涛, 等. 级联型逆变器载波循环功率均衡控制方法及比较[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4802-4812.
- [7] 康翔. 级联五开关H桥多电平逆变器功率均衡控制方法[J]. 电力系统自动化学报, 2017, 29(2): 27-31.
- [8] Carrara G, Gardella S, Marchesoni M, et al. A New Multi Level PWM Method: a Theoretical Analysis[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1992, 7(3): 497-505.

收稿日期: 2019-03-05

修改稿日期: 2019-04-27

作者告知书

本刊自2019年8月起,加入OSID(英文全称open science identity,简称OSID)开放科学计划。OSID开放科学计划是由国家新闻出版署出版融合发展(武汉)重点实验室发起的,面向学术期刊行业的一项开放科学公益性计划。

每篇论文将拥有专属的OSID码,作者可在码内对论文作者、研究背景、学术价值等问题进行语音阐述,也可上传论文的补充性数据与材料(图片或视频),使论文成果更加立体化展现,增强论文质量,提升论文的阅读量、下载量和引用率,扩大论文和作者的影响力。此项计划能帮助作者提升论文影响力,拓展学术人脉与资源。

《电气传动》编辑部