

# 绕线转子同步电机用ZCS Buck励磁变换器

孟准<sup>1</sup>,涂世杰<sup>2</sup>,李国栋<sup>3</sup>,陈培育<sup>3</sup>,王议锋<sup>1</sup>

(1. 天津大学 电气与自动化工程学院,天津 300072;2. 江西省电力公司检修分公司,江西 南昌 330000;3. 国网天津市电力公司,天津 300010)

**摘要:**提出了一种适用于电励磁同步电机的零电流(ZCS)软开关Buck励磁变换器。为了减小励磁变换器的体积,利用转子绕组的等效电感作为Buck输出滤波电感。在此基础上,为了消除转子绕组寄生参数和Buck开关器件高频开关引起的励磁电流脉动噪声,提出一种传统Buck电路与耦合电感和谐振电容的组合结构。谐振回路的存在实现了功率开关器件的ZCS软开关,提高变换器效率的同时平滑输出电流,有效减小电磁干扰(EMI)。最后,通过PSIM仿真验证了所提变换器拓扑的有效性。

**关键词:**电动汽车;绕线转子同步电机;零电流开关;Buck变换器

**中图分类号:**TM464

**文献标识码:**A

## ZCS Buck Excitation Converter for Electric Vehicle with Wound Rotor Synchronous Motors

MENG Zhun<sup>1</sup>, TU Shijie<sup>2</sup>, LI Guodong<sup>3</sup>, CHEN Peiyu<sup>3</sup>, WANG Yifeng<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. State Grid Jiangxi Electric Power Company Repair Branch, Nanchang 330000, Jiangxi, China;

3. State Grid Tianjin Electric Power Company, Tianjin 300010, China)

**Abstract:** A ZCS Buck excitation converter for electric vehicle (EV) with wound rotor synchronous motors was proposed. In order to eliminate the pulse noises in excitation current when considering the parasitic parameters for the rotor coil, a small coupled inductor and a small resonant capacitor were combined with basic Buck circuit. Due to the existence of resonance, zero-current soft-switching for both turn-on and turn-off transitions were achieved, and more importantly, a constant output current without any spikes was guaranteed, which contributed to efficiency promotion and electromagnetic interference (EMI) reduction. In the end, PSIM simulation results are presented to verify the feasibility of theoretical analysis.

**Key words:** electric vehicle; wound rotor synchronous motor; zero-current switching; Buck excitation converter

随着石油、天然气等不可再生化石燃料的日益减少,混合动力型电动汽车以及纯电力型电动汽车相关方面的研究已经成为近些年研究的热点<sup>[1-4]</sup>。电动汽车的传动系统经常采用感应电机或永磁同步电机<sup>[5-7]</sup>。通常,为了使传动系统具有较高的效率,永磁同步电机往往需要大量的稀土元素,增加了成本,降低了市场竞争能力,同时在安全性上也存在一定问题。例如,当电机中的绕线部分发生短路时,永磁体将不可避免地导致较大的短路电流以及刹车转矩。此外,在高速和有限的逆变电压条件下,电机将产生额外的功率损耗,这将导致系统效率下降<sup>[8]</sup>。因此,综合考虑成

本、性能以及变换效率等因素,电励磁绕线转子同步电机具有较大的研究和应用价值。

为了减小励磁变换器的体积,消除输出励磁电流的脉冲尖峰并进一步提高变换器效率,本文提出了一种适用于电励磁同步电机的新型零电流Buck励磁变换器。在传统Buck变换器结构基础上采用感值很小的耦合电感来实现电动机励磁电路的无尖峰恒定电流输出,同时实现了功率开关器件的零电流开通和关断。此外,由于未使用体积较大的滤波器和谐振元件,变换器的体积可以做到很小。最后,利用PSIM仿真验证了所提变换器结构的正确性。

**基金项目:**天津市支撑计划项目(14ZCZDGX00035)

**作者简介:**孟准(1984-),男,博士研究生,Email:quakermaster@hotmail.com

## 1 Buck拓扑结构和控制策略

本文提出的Buck变换器拓扑结构如图1a所示。该拓扑主要由两部分组成,包括新型零电流开关Buck变换器和虚线框内代表电机转子等值电路的部分。等值电路包括寄生电容 $C_{eq}$ ,等效转子电阻 $R_{eq}$ ,等效线路电感 $L_{line}$ 和1个电感值较大的等效转子电感 $L_{rotor}$ 。为了实现零电流开关,Buck电路采用互感值为 $M$ 的耦合电感 $L_1$ 和 $L_2$ 。 $L_1$ 与直流源 $V_i$ 和功率开关管 $S$ 串联,而 $L_2$ 与续流二极管 $D$ 串联。此外,在所提Buck变换器拓扑中引入了1个由耦合电感 $L_1, L_2$ 及输出电容 $C_i$ 组成的准谐振电路来实现零电流开关。逆变器的体积由于选取的电感值 $L_1, L_2, M$ 和电容值 $C_i$ 较小而得到了较大的减小。

图1b示出了该Buck变换器的控制框图。实际输出电流与参考电流相比得到的误差信号 $V_{EA}$ 经过电压控制振荡器(VCO)调节后生成 $S_{SET}$ 信号来使能PWM触发器。为了避免开关管 $S$ 直通采用了相位延迟和占空比调节模块。VCO的输出信号首先在相位上延迟 $0.9 \times 2\pi$ ,接着被转变成占空比为0.1的窄脉冲信号 $S_{PRO}$ ,并且它的相位与频率 $f$ 的下个上升沿右对齐。这种情况下,如果开通占空比大于0.9时, $S_{PRO}$ 信号将会强迫开关管 $S$ 关断,由此避免开关管 $S$ 损坏。 $S_{ZCD}$ 和 $S_{PRO}$ 经由或门得到触发器的重置信号 $S_{REST}$ 。

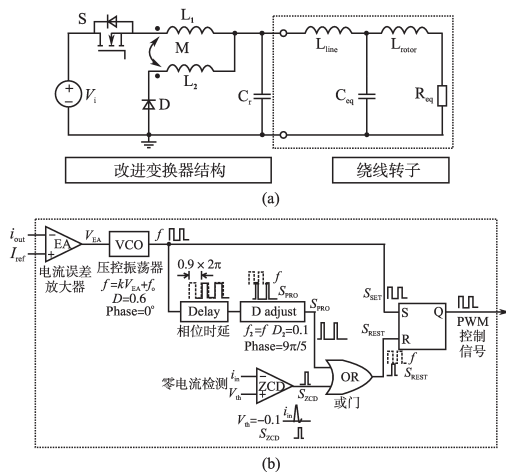


图1 Buck变换器电路拓扑及其控制结构

Fig.1 Power circuit and control structure for the Buck converter

## 2 工作原理分析

为了简化电路分析,作出以下假设:虚线框

内转子等值电路的电感 $L_{rotor}$ 足够大,输出电流 $I_o$ 视为恒定值;耦合电感 $L_1$ 和 $L_2$ 内阻忽略不计;电感 $L_1$ 和 $L_2$ 完全相同,即 $L_1=L_2$ ;功率开关管 $S$ 和二极管 $D$ 为理想元件。

所提出的ZCS Buck电路工作模式分析如下,各模态的等效电路图如图2所示,主要波形如图3所示。

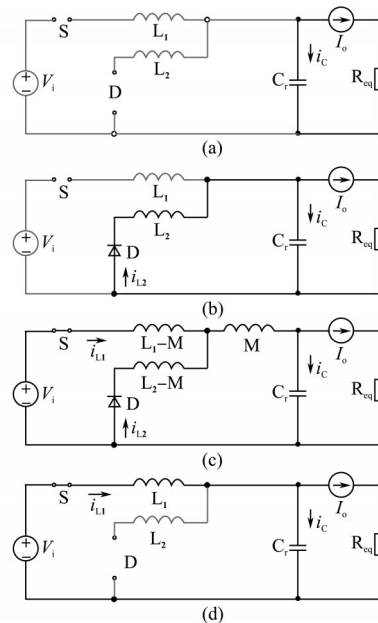


图2 逆变器等效电路

Fig.2 Equivalent circuits of the proposed converter

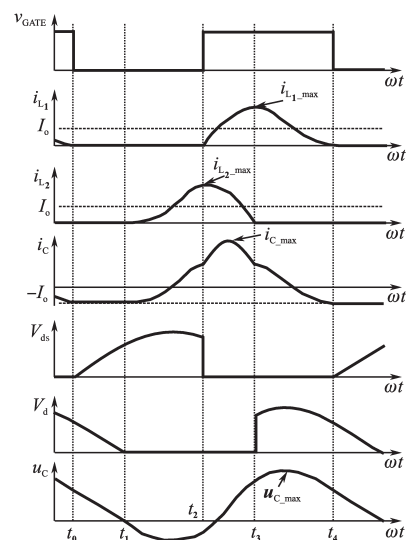


图3 主要参数波形

Fig.3 Waveforms of main parameters

### 2.1 MODE\_1( $t_0 \sim t_1$ )

模态1的等效电路如图2a所示,在 $t_0$ 时刻,开关管 $S$ 关断,二极管 $D$ 处于反向截止状态,电容 $C$ 上电压为 $V_i$ ,并开始向负载以恒定电流放电,故电

压  $u_c$  线性下降,直至  $t_1$  时刻该电压降至零,此时,二极管 D 两端压降为零,二极管开始导通,模式 1 结束,电路进入下一个工作模式。

该模式下电路等值方程为

$$\begin{cases} V_{ds} = V_i - u_c \\ u_c = V_d \\ i_c = C \frac{du_c}{dt} = -I_o \end{cases}$$

由初始边界条件

$$\begin{cases} V_{ds}(t_0) = 0 \\ V_d(t_1) = 0 \end{cases}$$

可得该模式下各个变量表达式为

$$\begin{cases} V_{ds}(t) = \frac{I_o}{C} t \\ V_d(t) = u_c(t) = V_i - \frac{I_o}{C} t \\ \Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{V_i}{I_o} C \end{cases}$$

## 2.2 MODE\_2( $t_1 \sim t_2$ )

模式 2 的等效电路如图 2b 所示,开关管 S 仍然处于关断状态,二极管 D 在  $t=t_1$  时刻导通,电感  $L_2$  和电容 C 开始谐振,电流  $i_{L_2}$  从零上升,电容电压  $u_c$  则从零开始下降。当电容电流  $i_c$  由  $-I_o$  上升至零时,电容电压  $u_c$  达到负向最大值,此时有  $i_{L_2} = I_o$ ;之后,  $i_{L_2}$  继续上升,电容电压  $u_c$  由负向最大值向零变化,直至  $t=t_2$  时,开关管 S 导通。此时,电感  $L_2$  上电流  $i_{L_2}$  的值记为  $i_{L_2\_MAX}$ 。在开关管 S 关断过程中,电感  $L_1$  上电流  $i_{L_1}$  一直为零,故电路实现了 ZCS 关断。

该模式下电路等值方程为

$$\begin{cases} V_d = V_i - u_c - M \frac{di_{L_2}}{dt} \\ 0 = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + u_c \\ i_c = C \frac{du_c}{dt} = i_{L_2} - I_o \end{cases}$$

由初始边界条件

$$\begin{cases} i_{L_2}(t_1) = 0 \\ \frac{di_{L_2}}{dt}(t_1) = \frac{u_c(t_1)}{L_2} = 0 \end{cases}$$

可得该模式下各个变量表达式为

$$\begin{cases} i_{L_2}(t) = I_o - I_o \cos(\omega_2 t) \\ u_c(t) = -I_o \omega_2 L_2 \sin(\omega_2 t) \\ \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \end{cases}$$

## 2.3 MODE\_3( $t_2 \sim t_3$ )

模式 3 的等效电路如图 2c 所示,  $t_2$  时刻开关

管 S 导通,二极管 D 处于导通状态,耦合电感  $L_1$ ,  $L_2$  和电容 C 形成谐振。电流  $i_{L_1}$  自零上升,电流  $i_{L_2}$  由  $t_2$  时刻的值  $i_{L_2\_MAX}$  开始下降,电压  $u_c$  由初值  $u_{c\_m1}$  开始上升。至  $t=t_3$  时,电感  $L_2$  的电流  $i_{L_2}$  下降至零,电感  $L_1$ ,  $L_2$  和电容 C 结束谐振,电路进入下一个工作模式。

该模式下电路等值方程为

$$\begin{cases} V_i = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt} + u_c \\ 0 = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + M \frac{di_{L_1}}{dt} + u_c \\ i_c = C \frac{du_c}{dt} = i_{L_1} + i_{L_2} - I_o \end{cases}$$

由初始边界条件

$$\begin{cases} i_{L_2}(\Delta t_2) = I_o - I_o \cos \omega_2 \Delta t_2 = i_{L_2\_max} \\ u_c(\Delta t_2) = -I_o \omega_2 L_2 \sin \omega_2 \Delta t_2 = u_{c\_m1} \\ \Delta t_2 = (1-D)T_s - \Delta t_1 \\ = (1-D)T_s - \frac{V_i}{I_o} C \end{cases}$$

可得该模式下各个变量表达式为

$$\begin{cases} u_c(t) = (u_{c\_m1} - u_c^*) \cos(\omega_0 t) + \frac{i_{L_2\_max} - I_o}{\omega_0 C} \sin(\omega_0 t) + \\ \quad \frac{L_2 - M}{L_1 + L_2 - 2M} V_i \\ = A \sin(\omega_0 t + \varphi) + u_c^* \\ i_{L_1}(t) = \frac{A \omega_0 C (L_2 - M)}{L_1 + L_2 - 2M} [\cos(\omega_0 t + \varphi) - \cos \varphi] + \\ \quad \frac{V_i}{L_1 + L_2 - 2M} \cdot t \\ i_{L_2}(t) = I_o + A \omega_0 C \cos(\omega_0 t + \varphi) - \frac{V_i}{L_1 + L_2 - 2M} \cdot t - \\ \quad \frac{A \omega_0 C (L_2 - M)}{L_1 + L_2 - 2M} [\cos(\omega_0 t + \varphi) - \cos \varphi] \\ = -\frac{V_i}{L_1 + L_2 - 2M} \cdot t + i_{L_2\_max} + \\ \quad \frac{A \omega_0 C (L_1 - M)}{L_1 + L_2 - 2M} [\cos(\omega_0 t + \varphi) - \cos \varphi] \end{cases}$$

其中

$$\begin{aligned} u_c^* &= \frac{L_2 - M}{L_1 + L_2 - 2M} V_i \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{L_1 + L_2 - 2M}{(L_1 L_2 - M^2) C}} \\ A &= \sqrt{(u_{c\_m1} - u_c^*)^2 + \left(\frac{i_{L_2\_max} - I_o}{\omega_0 C}\right)^2} \\ \varphi &= \arctan \left[ \frac{\omega_0 C (u_{c\_m1} - u_c^*)}{i_{L_2\_max} - I_o} \right] \end{aligned}$$

## 2.4 MODE\_4( $t_3 \sim t_4$ )

模态4的等效电路如图2d所示,此时,开关管S一直开通,二极管D处于反向截止状态,电感 $L_1$ 和电容C进行谐振,电感 $L_1$ 向电容C和负载电流源放电,其电流 $i_{L_1}$ 从初值下降,至 $i_{L_1}=I_0$ 时,电容电压 $u_c$ 达到正向最大值 $u_{c\_max}$ 。此后, $u_c, i_{L_1}$ 同时下降直至 $i_{L_1}$ 下降至零时,开关管S关断,电路实现ZCS开通,并进入下一个工作周期。

该模态下电路等值方程为

$$\begin{cases} V_i = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + u_c \\ 0 = M \frac{di_{L_1}}{dt} + u_c + V_d \\ i_c = C \frac{du_c}{dt} = i_{L_1} - I_0 \end{cases}$$

由初始边界条件

$$\begin{cases} i_{L_1}(\Delta t_3) = i_{c\_m2} \\ u_c(\Delta t_3) = u_{c\_m2} \end{cases}$$

可得该模态下各个变量表达式为

$$\begin{cases} i_{L_1}(t) = [i_{L_1}(\Delta t_3) - I_0] \cos(\omega_1 t) + \frac{V_i - u_c(\Delta t_3)}{\omega_1 L_1} \sin(\omega_1 t) + I_0 \\ u_c(t) = V_i + [i_{L_1}(\Delta t_3) - I_0] \cdot \omega_1 L_1 \sin(\omega_1 t) - [V_i - u_c(\Delta t_3)] \cdot \cos(\omega_1 t) \\ \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \\ \Delta t_4 = DT_s - \Delta t_3 \end{cases}$$

## 3 PSIM 仿真及分析

为了验证所提零电流开关Buck变换器的正确性,在PSIM仿真环境下建立模型并仿真。该仿真模型如图4所示。由于PSIM中无法实现VCO,本文只实现了开环控制仿真。

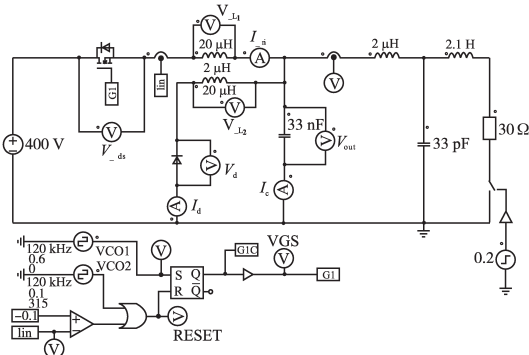


图4 零电流开关Buck变换器的Psim仿真模型

Fig.4 PSIM model block diagram for the proposed ZCS Buck excitation converter

如图4所示,时钟源VCO1用来产生频率为120 kHz的PWM开通信号,而ZCD的输出则作为PWM关断信号。负载在空载(0%)到满载(100%)的范围内变化。所提逆变器结构的仿真参数如下:输入电压 $V_i=400$  V,开关频率 $f_s=120$  kHz,额定占空比 $D=0.44$ ,耦合电感 $L_1/L_2=20$   $\mu$ H,互感 $M=2$   $\mu$ H,谐振电容 $C_r=33$  nF,转子等值电阻 $R_o=30$   $\Omega$ ,转子等值电感 $L_{rotor}=2.1$  H,转子等值电容 $C_{eq}=33$  pF,输出线路等效电感 $L_{line}=2$   $\mu$ H。

图5和图6分别示出了空载和额定负载条件下零电流开关Buck变换器主要参数的仿真波形。

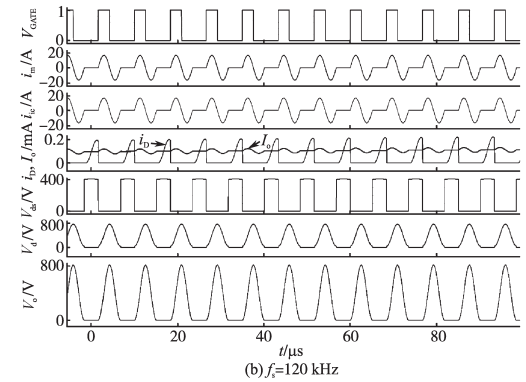
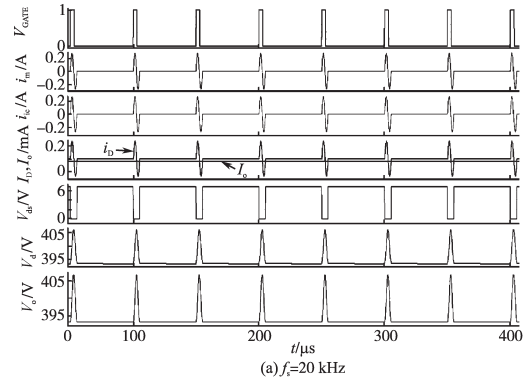


图5 Buck变换器仿真波形

Fig.5 Simulated waveforms of the proposed Buck converter

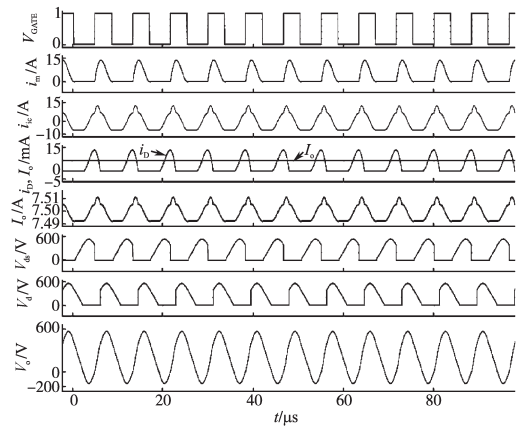


图6 Buck变换器仿真波形( $f_s=120$  kHz)

Fig.6 Simulated waveforms of the proposed Buck converter



图5图6中,纵坐标从上到下依次为功率开关管驱动信号  $V_{\text{GATE}}$ ,输入电流  $i_{\text{in}}(i_{L_1})$ ,电容电流  $i_C$ ,输出电流  $I_o$ ,开关管电压  $V_{\text{ds}}$ ,续流二极管电压  $V_d$ 及电容电压  $V_o$ 。

图5a和图5b的主要区别就是开关频率不同。图5a所示为  $f_s=20$  kHz下的输出波形。图5b所示为  $f_s=120$  kHz下的输出波形。由图5可以看出,如果开关频率与输出电流值不匹配,开关管S的反向二极管内将会流过较大的反向电流。同时还可以看到通过VCO电路参数的优化使得在合理的负载变化范围内系统的效率得到了提高。

从图6可以看出在开关转换期间,流经开关管的电流  $i_{\text{in}}(i_{L_1})$  和其两端的电压  $V_{\text{ds}}$  的波形没有重叠。因此,所提变换器拓扑能够同时实现零电流开通和零电流关断,并能实现续流二极管的软开通。输出电流波形中的数值在7.49 A到7.51 A间的波动相对于其有效值可以忽略不计。这保证了在无法忽略电路寄生参数的影响下转子绕组的输出电流恒定。图5和图6中的波形与图2中描述的开关模式匹配良好,由此验证了所提拓扑的合理性。

## 4 结论

本文提出了一种适用于电励磁同步电机的新型零电流Buck励磁变换器。在利用绕线转子等效电感减小变换器体积的同时考虑转子绕组寄生参数的影响,通过传统Buck电路中集成耦合电感和谐振电容保证了转子绕组输出电流的平滑无尖峰。同时还实现了功率开关器件的ZCS软开通和软关断,极大地降低了变换器的功

率损耗和EMI。最后,通过PSIM仿真验证了所提拓扑结构的有效性。

## 参考文献

- [1] Chau K T, Li W. Overview of Electric Machines for Electric and Hybrid Vehicles[J]. Int. J. Vehicle Design, 2014, 64(1): 46-71.
- [2] Wei J, Wei M. Structure and Performance of a Novel Electric Power Steering System Integrated with Active Steering [J]. Int. J. Vehicle Design, 2014, 65(1): 94-113.
- [3] Dai Y F, Luo Y G, Chu W B, et al. Optimum Tyre Force Distribution for Four-wheel-independent Drive Electric Vehicle with Active Front Steering[J]. Int. J. Vehicle Design, 2014, 65(4): 336-359.
- [4] Zou Y, Sun F C, Zhang C N, et al. Optimal Energy Management Strategy for Hybrid Electric Tracked Vehicles[J]. Int. J. Vehicle Design, 2012, 58(2-4): 307-324.
- [5] Zhu Z Q, Howe D. Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(4): 746-765.
- [6] Chau K T, Chan C C, Liu Chunhua. Overview of Permanent-magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2246-2257.
- [7] León-Sánchez A I, Romero-Cadaval E, Milanés-Montero M I, et al. Effect of Controller Coefficients and Converter Switching Frequency on Performance and Efficiency of Electric Drives Used in Electrical Vehicles[J]. Int. J. Vehicle Design, 2012, 58(2-4): 325-347.
- [8] Strauch M, Dewenter S, Binder A, et al. Calculation of the Electromagnetic Characteristics of an Electrically Excited Synchronous Motor for an EV[C]//Vehicle Power and Propulsion Conference(VPPC), 2012: 1086-1091.

收稿日期:2015-09-30

修改稿日期:2015-12-21

## 欢迎订阅《电气传动》(月刊)

《电气传动》创刊于1959年,由天津电气传动设计研究所和中国自动化学会共同主办,是我国自动化类和电工技术类具有权威性的核心刊物。本刊以促进科技交流,沟通行业、产品信息,培养人才为宗旨。主要栏目包括:综述和专论、交、直流调速、计算机应用、微机及PLC应用、自动控制理论、自动控制系统、控制技术、设计计算、工业应用等。内容涵盖电气传动自动化最新研究成果、发展动态及新技术、新产品、新器件。是科研院所、工矿企业广大科技人员和高等院校师生发表学术见解、应用经验及学术争鸣的园地,也是了解新产品、新器件、新技术的窗口。

邮发代号:6-85 邮局全年订价:120元 零售价:10.00元