

# 基于 PSSH 电路的悬架系统馈能发电研究

张 晗, 张海龙, 马 云

(南京师范大学南瑞电气与自动化学院, 江苏 南京 210023)

**[摘要]** 车辆行驶时因路面不平整引起车身振动的能量, 可通过悬架系统的阻尼以热能形式耗散. 为了提升车辆系统能源利用率, 悬架振动能量回收技术越来越受到关注. 提出了一种针对直线电机的振动能量回收电路——并联同步开关能量回收(parallel synchronous switch harvesting, PSSH)电路, 完成了该电路在恒定激励位移下回收功率的理论分析和计算. 对标准能量回收电路、并联同步开关能量回收电路进行仿真比较并进行实验验证. 结果表明, 并联同步开关能量回收电路的回收功率与负载的变化无关且始终保持在较高的水平, 具有优越的性能.

**[关键词]** 馈能悬架, 能量回收, 直线电机, PSSH 电路

**[中图分类号]** TM13; TM35 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2022)03-0021-09

## Research on Suspension System Feeding Power Generation Based on PSSH Circuit

Zhang Han, Zhang Hailong, Ma Yun

(NARI School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

**Abstract:** When the vehicle is running, the energy of the body vibration caused by the uneven road surface is dissipated in the form of heat energy through the damping of the suspension system in the past. In order to improve the energy utilization rate of the vehicle system, the suspension vibration energy recovery technology has attracted more and more attention. This paper proposes a vibration energy recovery circuit for linear motors, a parallel synchronous switch harvesting (PSSH) circuit, and completes the theoretical analysis and calculation of the circuit's recovery power under constant excitation displacement. The standard energy recovery circuit and the parallel synchronous switch energy recovery circuit are simulated and compared and verified by experiments. The results show that the recovered power of the parallel synchronous switching energy recovery circuit has nothing to do with the change of the load, that it always maintains a high level, and , that it has superior performance.

**Key words:** regenerative suspensions, energy harvesting, linear machine, PSSH circuit

对于汽车这一高耗能高排放的产品, 其保有量的逐年增加导致了国内石油消耗量居高不下. 为了追求更好的乘坐舒适性, 提高行驶安全性, 汽车的设计更加趋向高度自动化、集成化和智能化. 越来越多的驾驶辅助系统如驾驶员疲劳探测, 自适应巡航控制, 车道偏离预警, 车道变道辅助, 车道保持辅助, 紧急制动系统和道路交通标识识别系统等应用增加车辆系统能源的消耗. 因此, 为了响应国家节能减排的号召、提高汽车燃油利用率减小电动汽车的电池使用程度、提高车辆的续航能力, 能量收集技术需要被逐渐利用到车辆设计中, 从车辆中收集到的能量可以存储到电池中, 也可以利用自供电技术为车载电子设备供电.

目前, 众多学者对汽车悬架振动能量回收技术开展了广泛的研究, 主要集中在对振动能量回收装置和能量回收转换电路两个方面. 可作为回收汽车振动能量的能量回收减振器主要分为两种: 压电式和电磁式. 压电式能量回收主要是利用压电材料的压电特性, 将挤压、拉伸、振动等机械运动应力或力转换为成比例的电势或电压<sup>[1]</sup>, 已经提出的悬臂式<sup>[2]</sup>、滚压式<sup>[3]</sup>和柔性关节式<sup>[4]</sup>压电振动能量回收装置可以用于乘用车上的振动能量收集. 电磁式能量回收利用电磁感应将机械能转换为电能, 绕组的磁通量变化会在端部形成感应电动势. 电磁式能量回收装置结构多样, 主要可分为直线电机式<sup>[5]</sup>和旋转电机式<sup>[6]</sup>. 由于能

收稿日期: 2022-04-01.

基金项目: 江苏省自然科学基金青年项目(BK20171039).

通讯作者: 张海龙, 博士, 副教授, 研究方向: 磁流变智能减振及电磁馈能技术研究. E-mail: 61204@njnu.edu.cn

量回收装置所产生的电能往往是不能直接利用的,而标准能量回收电路<sup>[7]</sup>虽然结构简单适用性强但馈能死区大,回收功率不高,因此能将能量回收装置产出的电能高效地收集起来的转换电路对整个系统至关重要. 因为机电转换原理的不同,适用于压电式与电磁式能量回收装置的转换电路也会有所不同. 丁晓亮等<sup>[8]</sup>提出了一种改进型双中间电容压电式能量回收电路,经过理论以及仿真与实验验证,相同条件下该电路的最大回收功率为标准能量回收电路的 8 倍且回收功率与负载无关. Fang 等<sup>[9]</sup>将最大功率点跟踪技术(maximum power point tracking, MPPT)应用到转换电路中来,实现了 98.1% 的最大 MPPT 效率. 汪若尘等<sup>[10]</sup>设计了一种应用在馈能直线电机上的转换电路,当电机感应电压较低时,能量虽然无法传递到超级电容中储存,但可以转化为电磁阻尼力以改善悬架性能达到能量再利用的目的.

本文根据馈能装置的结构原理,考虑到电磁式振动能量回收装置的死区特性,设计了一种新的电磁式振动能量回收电路即并联同步开关能量回收(parallel synchronous switch harvesting, PSSH)电路. 通过对该电路的工作方式进行详细的理论分析,推导出在恒定激励下的理论回收功率,建立仿真模型与标准能量回收电路进行比较,并进行实验验证. 结果表明,本文所提出电路能够在负载变化时一直保持着可观的回收功率,有着优越的性能.

## 1 悬架振动能量损耗与回收

### 1.1 悬架振动能量损耗

悬架振动能量回收潜力定性研究与量化研究一般从车辆能源损耗角度进行展开. 车辆在日常使用中燃油或电池能量仅有约 15% 用于动力推进和配件供能,其中大部分能量损耗于机械和传动机构以及克服阻力的过程中<sup>[11]</sup>. 以传统汽车为例,燃油能量损失主要为燃机的热、泵送与摩擦损失和车轮损耗<sup>[12]</sup>,如图 1 所示. 考虑到车辆的能量平衡,车轮和减振阻尼器中粘滞环节共同消耗悬架振动能量,并随路面粗糙度和车速时变<sup>[13]</sup>. 因此悬架潜在振动能量一般可认为车轮滚动阻力损耗<sup>[14]</sup>,占燃料能量损耗的 3%~12%.

悬架振动能量有着可观的回收潜力,需要通过机电转换装置将它转化为电能以便存储和使用,目前回收悬架振动能量的装置主要分为压电式与电磁式两种.

### 1.2 振动能量回收模型

图 2 为二自由度车辆馈能悬架系统模型,主要由车厢、悬架弹簧、阻尼器、馈能电机与车轮组成. 定义系统参数: $m_s$  表示簧载质量, $m_u$  表示非簧载质量, $k_s$  表示悬架弹簧刚度系数, $c_s$  表示悬架被动阻尼系数或可变阻尼器等效阻尼系数, $F_d$  表示阻尼器输出阻尼力, $F_m$  表示直线电机轴向电磁力, $k_t$  表示轮胎等效刚度系数, $c_t$  表示轮胎等效阻尼系数, $x_i$  表示路面激励位移, $x_s$  表示车厢垂直相对运行位移, $x_u$  表示底盘垂直相对运动位移. 假设:

- (1) 簧载质量与非簧载质量为刚体,仅有垂直于地面方向的运动.
- (2) 悬架系统具有线性刚度系数和阻尼系数.
- (3) 运动过程中阻尼器与直线电机均不超出有效行程.
- (4) 车辆轮胎始终贴合地面.

建立馈能悬架系统动力学模型

$$\begin{cases} m_s \ddot{x}_s = -k_s(x_s - x_u) - F_d - F_m, \\ m_u \ddot{x}_u = k_s(x_s - x_u) - k_t(x_u - x_i) - c_t(\dot{x}_u - \dot{x}_i) + F_d + F_m. \end{cases} \quad (1)$$

当馈能悬架系统阻尼器为传统被动悬架阻尼器时,输出阻尼力  $F_d$  可表示为

$$F_d = c_s(\dot{x}_s - \dot{x}_u). \quad (2)$$

轮胎动态力为

$$F_t = k_t(x_u - x_i) + c_t(\dot{x}_u - \dot{x}_i). \quad (3)$$

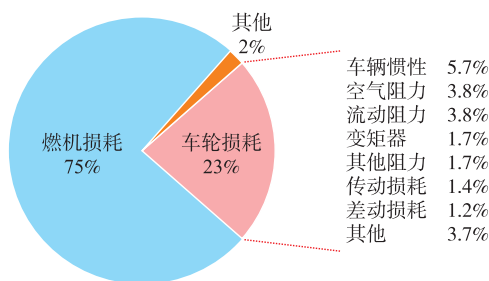


图 1 车辆燃油损耗的各类能量损失占比

Fig. 1 The proportion of various energy losses in vehicle fuel consumption

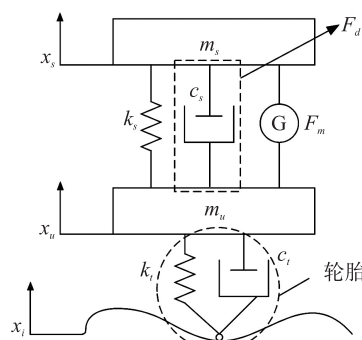


图 2 车辆馈能悬架系统模型

Fig. 2 Vehicle energy-feeding suspension system model

不考虑馈能直线电机内部摩擦损耗,则馈能电机输出功率可表示为

$$P_m = F_m (x_s - x_u). \quad (4)$$

## 2 PSSH 电路理论分析

本文提出了 PSSH 能量回收电路,如图 3 所示,PSSH 能量回收电路由馈能直线电机、并联同步开关  $S_1$ 、整流桥  $D_1 \sim D_4$ 、电容  $C$ 、开关  $S_2$ 、电感  $L$ 、续流二极管  $D_5$ 、滤波电容  $C_L$  以及负载  $R_L$  组成。

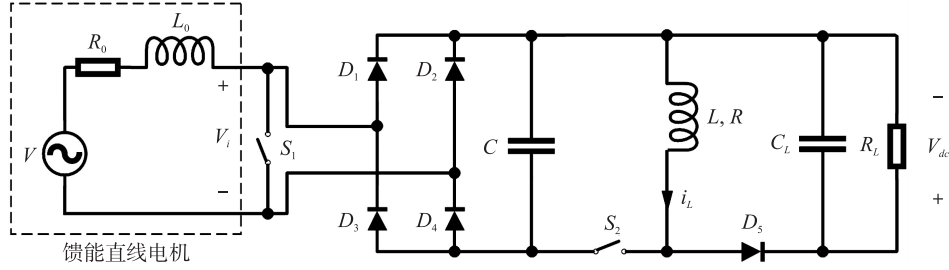


图 3 PSSH 能量回收电路原理图

Fig. 3 PSSH energy recovery circuit schematic

该直线电机装置的振动能量回收电路是基于通过 LC 谐振将电荷转移的思想所提出的,具有很高的回收功率。即使负载不同,回收的功率能够一直保持在很高的水平,具有比较好的负载适应性。PSSH 振动能量回收电路在每个机械振动周期  $T$  内进行两次能量回收,每次能量回收可分为 4 个阶段。第一阶段开关  $S_1$  闭合、 $S_2$  断开,电机输出电流增加,电机产生的电能储存在绕组电感  $L_0$  中。第二阶段  $S_1$  断开,储存在绕组电感中的电能通过绕组电感  $L_0$  与电容  $C$  构成的 LC 振荡回路转移到电容  $C$  中,设此阶段电机输出电流经过四分之一振荡周期后降为零时,感应电压也降为零的激励频率为临界频率  $f_c$ 。第三阶段  $S_1$ 、 $S_2$  同时闭合,电容  $C$  中的能量通过和电感  $L$  构成的 LC 振荡回路转移到电感  $L$  中。第四阶段  $S_2$  断开,电感  $L$  中的能量转移到负载  $R_L$  中,实现半个周期的单次能量回收。下面以馈能直线电机机械振动速度的正半周期为例对单次能量回收的 4 个阶段进行详细地理论分析。

设馈能直线电机机械振动速度  $u$  以正弦规律  $u = U_M \sin(\omega t)$  变化,感应电压为  $V = V_M \sin(\omega t)$ 。若感应电压频率低于临界频率  $f_c$ ,馈能电机运动速度  $u$ 、馈能电机输出电流  $I_{L0}$ 、整流桥交流侧电压  $V_i$ 、电容  $C$  两端电压  $V_C$ 、电感  $L$  电流  $I_L$ 、输出电压  $V_{dc}$  的波形如图 4 所示。

$t_0$  时刻之前为第一阶段,开关  $S_1$  处于闭合状态, $S_2$  处于断开状态,馈能直线电机相当于短路状态,给直线电机内部绕组等效电感  $L_0$  充电,根据基尔霍夫电压定律可得

$$L_0 \frac{dI_{L0}}{dt} + R_0 I_{L0} = V. \quad (5)$$

将  $I_{L0}$  的初值零代入上式可得

$$I_{L0} = \frac{V_M}{|Z|} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi\right) - \frac{V_M}{|Z|} \cos\left(-\frac{\pi}{2} - \varphi\right) e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (6)$$

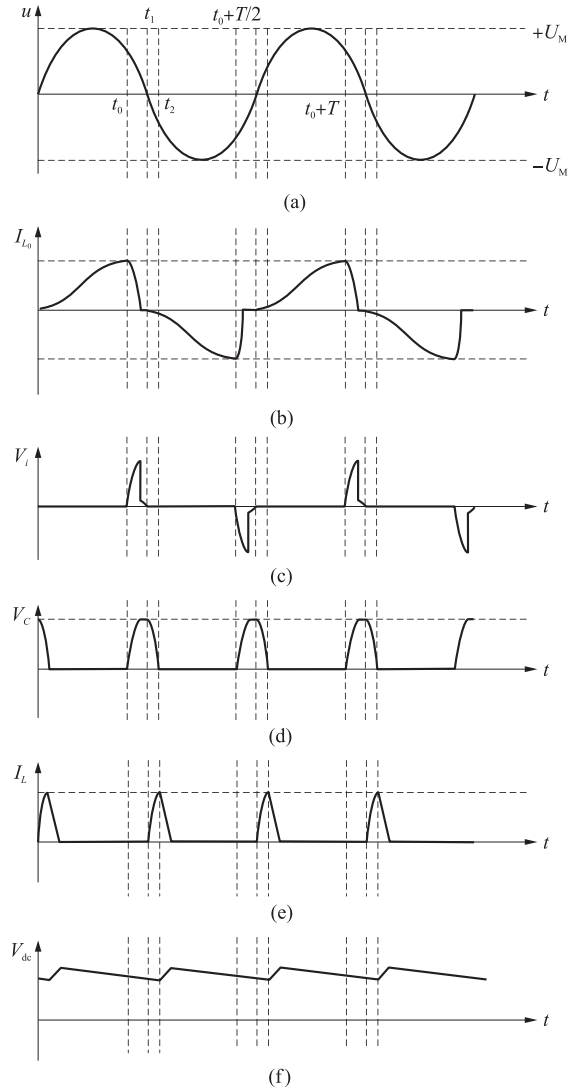


图 4 感应电压频率小于临界频率  $f_c$  时 PSSH 电路波形图

Fig. 4 PSSH circuit waveform diagram when the induced voltage frequency is less than the critical frequency  $f_c$

式中,  $\tau = \frac{L_0}{R_0}$  为时间常数,  $|Z|$  和  $\varphi$  为  $L_0$ 、 $R_0$  的等效阻抗模值和相角, 可用下式表示

$$|Z| = \sqrt{R_0^2 + (\omega L_0)^2}, \quad \varphi = \arctan\left(\frac{\omega L_0}{R_0}\right). \quad (7)$$

当  $L_0$  储存的电能达到最大值也就是流过  $L_0$  的电流达到最大值时为  $t_0$  时刻, 此时关断  $S_1$ . 第二阶段开始, 由基尔霍夫电压定律

$$L_0 C \frac{d^2 V_C}{dt^2} + R_0 C \frac{dV_C}{dt} + V_C = V. \quad (8)$$

$t_0$  时刻  $V_C$  的初值为 0, 电感  $L_0$  的初值  $I_0$ . 可令  $\frac{dI_{L0}}{dt} = 0$ , 将  $V_C$  的初值 0, 电感  $L_0$  的初值  $I_0$  代入式(8), 可得

$$V_C = \frac{I_0}{C\omega_0 \sqrt{1-\xi_0^2}} e^{-\omega_0 \xi_0 t} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\xi_0^2} t). \quad (9)$$

式中,  $\omega_0$  和  $\xi_0$  分别是第二阶段振荡回路固有的角频率和刚度系数, 其可以由下式表示

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C}}, \quad \xi_0 = \frac{1}{2} R_0 \sqrt{\frac{C}{L_0}}. \quad (10)$$

在电容  $V_C$  达到最大值, 电感  $L_0$  电流降为零时, 电路中没有电流流过, 当振动频率低于临界频率  $f_c$  时, 馈能电机两端电压还未翻转, 会有很短时间的开路电压, 其值与等效理想电压源电压相同, 是由于馈能电机还有很慢的正向速度, 如图 4 中  $[t_0, t_1]$  段所示, 当其降为零时, 输出电压开始翻转. 令  $dV_C/dt = 0$  可以得到此时电容  $C$  两端电压  $V_{\text{end}}$ ,

$$V_{\text{end}} = \frac{I_0}{C\omega_0 \sqrt{1-\xi_0^2}} e^{-\frac{\pi \xi_0}{2}} \sin\left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1-\xi_0^2}\right). \quad (11)$$

在  $t_1$  时刻开始第三阶段, 馈能电机两端电压降为零, 开关  $S_1$ 、 $S_2$  同时导通, 负半周的能量通过  $S_1$  给绕组等效电感  $L_0$  充电, 与正半周类似. 而储存在电容  $C$  的电能通过电容  $C$  与电感  $L$  构成的振荡回路转移到电感  $L$  中去, 根据基尔霍夫定律

$$LC \frac{d^2 V_C}{dt^2} + RC \frac{dV}{dt} + V = 0. \quad (12)$$

电感  $L$  上的电流可以表示为

$$I_L = C \frac{dV}{dt} = CV_{\text{end}} \frac{\omega_{LC}}{\sqrt{1-\xi_{LC}^2}} e^{-\omega_{LC} \xi_{LC} t} \sin(\omega_{LC} \sqrt{1-\xi_{LC}^2} t). \quad (13)$$

式中,  $\omega_{LC}$  和  $\xi_{LC}$  分别是第三阶段振荡回路固有的角频率和刚度系数, 其可以由下式表示

$$\omega_{LC} = \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad \xi_{LC} = \frac{1}{2} R \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (14)$$

经过四分之一一个振荡周期流过电感  $L$  的电流达到最大, 此时电容  $C$  两端电压降为零, 能量全部转移到电感  $L$  中. 因为电阻  $R$  很小, 所以刚度系数  $\xi_{LC} \leq 1$ , 令  $dI_L/dt = 0$  可以得到电感  $L$  电流的最大值

$$I_{\text{end}} \approx CV_{\text{end}} \omega_{LC} e^{-\frac{\pi \xi_{LC}}{2}}. \quad (15)$$

在  $t_2$  时刻开始第四阶段, 电容  $C$  两端电压降为零, 开关  $S_2$  断开, 电感通过续流二极管  $D_5$ 、负载电容  $C_L$  给负载  $R_L$  供电. 由于负载电容  $C_L$  和负载  $R_L$  构成的 RC 电路时间常数  $2\pi R_L C_L$  远大于半个振动周期, 近似将负载电压  $V_{dc}$  看作常数. 可得

$$L \frac{dI_L}{dt} + RI_L = -V_{dc}. \quad (16)$$

式中, 电感  $L$  电流的初始值为  $I_{\text{end}}$ . 由于  $R$  很小,  $R$  所占电压  $RI_{\text{end}} \leq V_{dc}$ , 可忽略  $R$  的影响, 则式(16)可表示为

$$L \frac{dI_L}{dt} + V_{dc} = 0. \quad (17)$$



第四阶段电感  $L$  中的电流  $I_L = 0$  时,第四阶段能量转移结束,电荷的变化为

$$\Delta q \approx \frac{1}{2} \frac{L}{V_{dc}} I_{\text{end}}. \quad (18)$$

所以整个系统半个周期内回收的能量为

$$E = \int V_{dc} I_L dt = V_{dc} \Delta q. \quad (19)$$

根据式(15)、式(18)和式(19)得出

$$E = \frac{1}{2} \gamma C V_{\text{end}}^2. \quad (20)$$

式中,  $\gamma$  为

$$\gamma = e^{-\pi \xi_{LC}}. \quad (21)$$

由于本文提出的 PSSH 电路在每个周期内进行两次能量回收,因此 PSSH 电路的回收功率  $P$  为

$$P = \frac{\omega \gamma C}{2\pi} V_{\text{end}}^2. \quad (22)$$

当振动频率刚好等于临界频率  $f_c$  时,使得在第二阶段电容  $V_C$  达到最大值也就是电感  $L_0$  电流降为零之后,电路中没有电流流过,此时馈能电机运动速度刚好降为零,输出电压刚好为零,此时开关  $S_1$ 、 $S_2$  同时导通,整个电路工作过程与上文分析类似。

当直线电机绕组电感  $L_0$  的感应电压频率大于临界频率  $f_c$  时,使得馈能电机速度方向发生翻转导致绕组电感  $L_0$  的感应电压也发生翻转时,在第二阶段电容  $C$  两端电压  $V_C$  未经过四分之一振荡周期达到最大值,即绕组电感  $L_0$  电流未降为零,如图 5 中  $[t_0, t_1]$  所示。可见,直线电机运动速度的翻转导致的反向速度会使得馈能电机两端电压下降,但由于反向速度很小,产生的反向电压也很小,而绕组电感  $L_0$  上仍有很大的正向电压。故反向的速度对馈能电机的输出电压影响很小,整个馈能电机对外呈现的仍是正向电压,储存在绕组电感  $L_0$  中的电能仍然可以继续向电容  $C$  中转移。在  $V_C$  达到最大值即电感  $L_0$  电流降为零时,此时开关  $S_1$ 、 $S_2$  同时导通,馈能电机的速度不是从零开始增加,即理想电压源电压不是从零开始增加,会产生一个延迟角,设其为  $\phi$ 。

在这种情况下电路的工作方式略有不同,  $t_0$  时刻之前为第一阶段,开关  $S_1$  处于闭合状态,  $S_2$  处于断开状态,馈能直线电机相当于短路状态,给直线电机内部绕组等效电感  $L_0$  充能,此时由速度产生的电压为  $V = V_M \sin(\omega t + \phi)$ 。根据基尔霍夫电压定律可得

$$L_0 \frac{dI_{L0}}{dt} + R_0 I_{L0} = V. \quad (23)$$

将  $I_{L0}$  的初值零代入上式可得

$$I_{L0} = \frac{V_M}{|Z|} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \phi - \varphi\right) - \frac{V_M}{|Z|} \cos\left(-\frac{\pi}{2} + \phi - \varphi\right) e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (24)$$

式中,  $\tau = \frac{L_0}{R_0}$  为时间常数,  $|Z|$  和  $\varphi$  分别为  $L_0$ 、 $R_0$  的等效

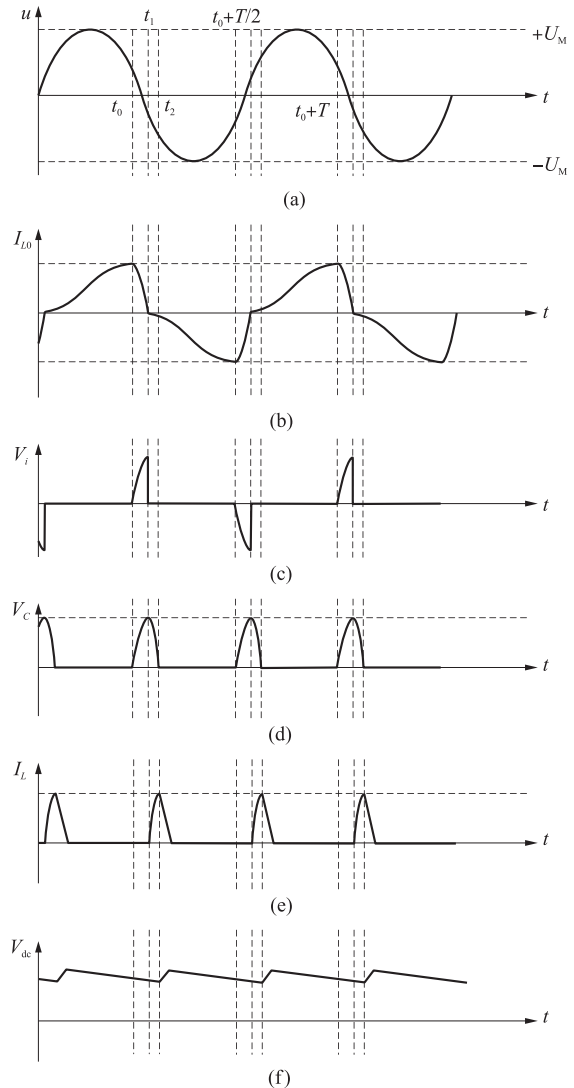


图 5 感应电压频率大于临界频率  $f_c$  时 PSSH 电路波形图

Fig. 5 PSSH circuit waveform diagram when the induced voltage frequency is more than the critical frequency  $f_c$

阻抗模值和相角,可表示为

$$|Z| = \sqrt{R_0^2 + (\omega L_0)^2}, \varphi = \arctan\left(\frac{\omega L_0}{R_0}\right). \quad (25)$$

当  $L_0$  储存的电能达到最大值,即流过  $L_0$  的电流达到最大值,即  $t_0$  时刻,此时关断  $S_1$ ,第二阶段开始,由基尔霍夫电压定律

$$L_0 C \frac{d^2 V_c}{dt^2} + R_0 C \frac{dV_c}{dt} + V_c = V. \quad (26)$$

$t_0$  时刻  $V_c$  的初值为 0,电感  $L_0$  的初值为  $I_0$ . 可令  $\frac{dI_{L0}}{dt} = 0$ ,将  $V_c$  的初值取为零,电感  $L_0$  的初值  $I_0$  代入式(26)可得

$$V_c = \frac{I_0}{C\omega_0\sqrt{1-\xi_0^2}} e^{-\omega_0\xi_0 t} \sin(\omega_0\sqrt{1-\xi_0^2} t). \quad (27)$$

式中,  $\omega_0$  和  $\xi_0$  分别是第二阶段振荡回路固有的角频率和刚度系数,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C}}, \xi_0 = \frac{1}{2} R_0 \sqrt{\frac{C}{L_0}}. \quad (28)$$

由式(28)可得第二阶段系统振荡周期  $T_1$ ,

$$T_1 = \frac{1}{\omega_0} = \sqrt{L_0 C}. \quad (29)$$

令  $\frac{dI_{L0}}{dt} = 0$ ,由式(24)可得从馈能电机速度降为零至输出电流降为零的时间  $t_\phi$ ,

$$t_\phi = t_0 + \frac{T_1}{4} - \frac{\pi}{\omega}. \quad (30)$$

则可得延迟角  $\phi$ ,

$$\phi = \omega t_\phi. \quad (31)$$

由于振动频率大于临界频率  $f_c$ ,所以当电容  $V_c$  达到最大值也就是电感  $L_0$  电流降为零时速度方向已经翻转,所以此时只需要将  $S_1$ 、 $S_2$  同时导通,开始电路工作第三阶段,储存在电容  $C$  上的电能通过电容  $C$  和电感  $L$  构成的 LC 振荡电路向电感  $L$  中转移。

### 3 电路仿真分析

#### 3.1 仿真波形对比分析

首先对典型标准能量回收(standard energy harvesting, SEH)电路进行仿真,以正弦信号模拟馈能直线电机输出电压,图 6 为感应电压  $V$ 、输入电流也就是流过电感  $L_0$  的电流  $I_i$ 、整流桥交流侧电压  $V_i$  以及负载端电压  $V_{dc}$  在感应电压幅值为 6 V、频率为 20 Hz 下 1 k $\Omega$  负载时的仿真波形图。仿真时长设置为 2 s,该时间与实际时间所对应,图中截取其稳定之后的一段。从图中可以看出,当感应电压  $V$  小于负载端电压  $V_{dc}$  时,电路中无电流流过,整流桥交流侧电压  $V_i$  即为感应电压,当感应电压  $V$  大于直流侧电压  $V_{dc}$  时,整流桥导通,馈能电机输出电流  $I_{L0}$  开始增加,整流桥交流侧电压  $V_i$  的幅值与负载端电压相同约为 5.8 V 左右,在感应电压  $V$  减少到与负载端电压  $V_{dc}$  相等时,输入电流  $I_i$  达到最大值约为 0.046 A,经过一段延迟角后衰减到零。可以计算得出 SEH 电路回收功率约为 0.033 W。

同样以正弦信号模拟馈能直线电机输出,图 7 为感应电压  $V$ 、输入电流  $I_i$ 、整流桥交流侧电压  $V_i$ 、中间电容  $C$  两端电压  $V_c$ 、流过电感  $L$  的电流  $I_L$  以及负载电压  $V_{dc}$  在感应电压幅值为 6 V 频率为 20 Hz 下 1 k $\Omega$  负载时的仿真波形图。仿真时长设置为 2 s,该时间与实际时间所对应,图中截取其稳定之后的一段。从图 7 中可以看出,当感应电压  $V$  较低时,开关  $S_1$  闭合,流过绕组电感  $L_0$  的电流  $I_i$  增加。当流过馈能电机绕组电感的电流  $I_i$  达到最大值 3.2 A 左右时,开关  $S_1$  断开,电容  $C$  两端电压开始上升,电容  $C$  两端电压达到最大值约为 54.4 V 后,待感应电压降为零,开关  $S_1$ 、 $S_2$  同时闭合。 $S_2$  闭合后储存在电容  $C$  中的电能通过一

个 LC 振荡电路向电感  $L$  中转移,其振荡角速度由式 (14) 给出. 在这个阶段电容  $C$  两端电压下降,电感  $L$  电流上升,经过四分之一一个振荡周期后电容  $C$  两端电压降为零,电感  $L$  的电流达到最大值约为 11.8 A,此时关断  $S_2$ ,最终电感  $L$  中储存的能量转移到负载中,负载电压约为 51.4 V,根据式 (22) 可以得到回收功率约为 2.6 W 远大于 SEH 能量回收电路.

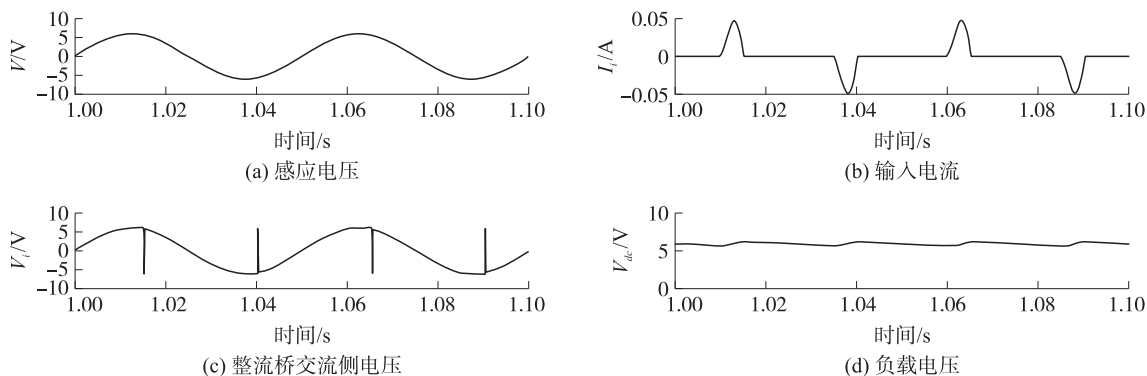


图 6 SEH 电路仿真波形

Fig. 6 SEH circuit simulation waveform

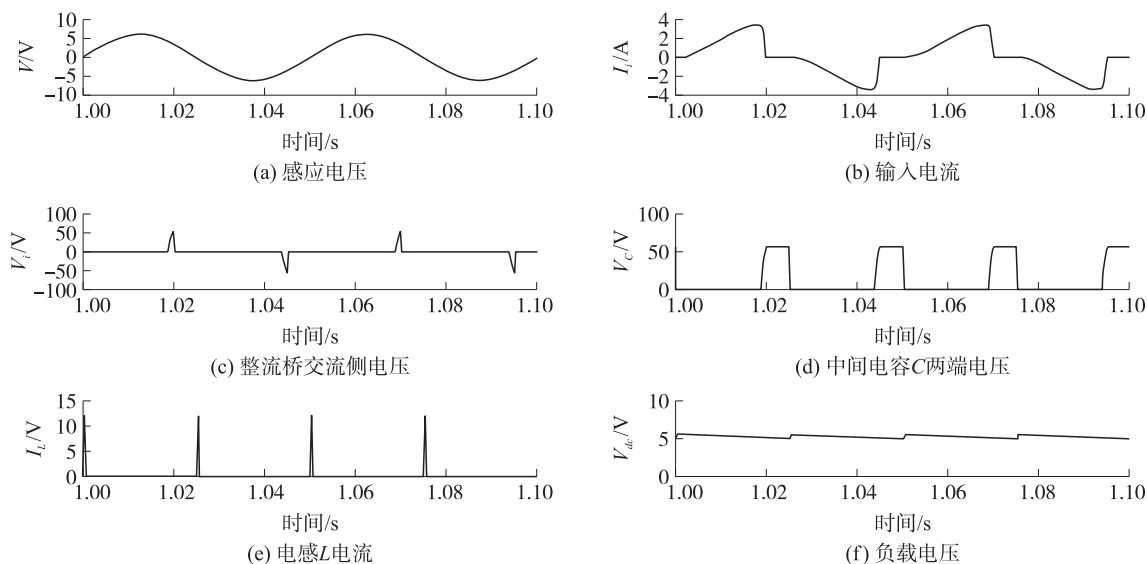


图 7 PSSH 电路仿真波形

Fig. 7 PSSH circuit simulation waveform

### 3.2 回收功率对比分析

图 8 给出了 SEH 能量回收电路以及 PSSH 能量回收电路在感应电压幅值为 6 V 频率为 20 Hz 激励下回收功率与负载的关系. 从图中可以看出在负载为  $1 \sim 1\,000\ \Omega$  内变化时,SEH 电路的回收功率随着负载的增大先增大后减小,所以 SEH 在最优负载约为  $2\ \Omega$  时有着最大回收功率约为 2.6 W. 而单相 PSSH 电路的回收功率几乎不随负载的变化而变化,一直保持在 2.7 W 左右,既提高了回收功率等级又有很高的负载适应性.

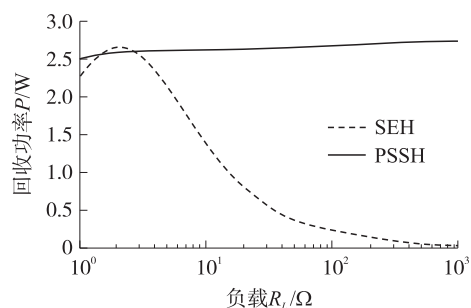


图 8 回收功率与负载的关系

Fig. 8 The relationship between recovered power and load

## 4 实验验证

本节将通过实验测得标准能量回收电路、PSSH 电路在幅值为 6 V 频率为 20 Hz 正弦信号源激励下的

实验波形和回收功率结果.

标准能量回收电路结构简单,在能量回收接口电路的研究中使用广泛,通常都把它作为其他电路的参考. 首先验证标准能量回收电路回收功率随负载的变化情况,实验中当负载为  $1\text{ k}\Omega$  时,通过示波器将信号导入上位机中,得到输入电压  $V$ 、整流桥交流侧电压  $V_i$  和负载两端电压  $V_{dc}$  的波形如图 9 所示. 从图中可以看出标准能量回收电路的实验波形与理论波形一致,用万用表测得该电路负载两端电压为  $4.44\text{ V}$ ,通过计算可以得到回收功率为  $0.0197\text{ W}$ .

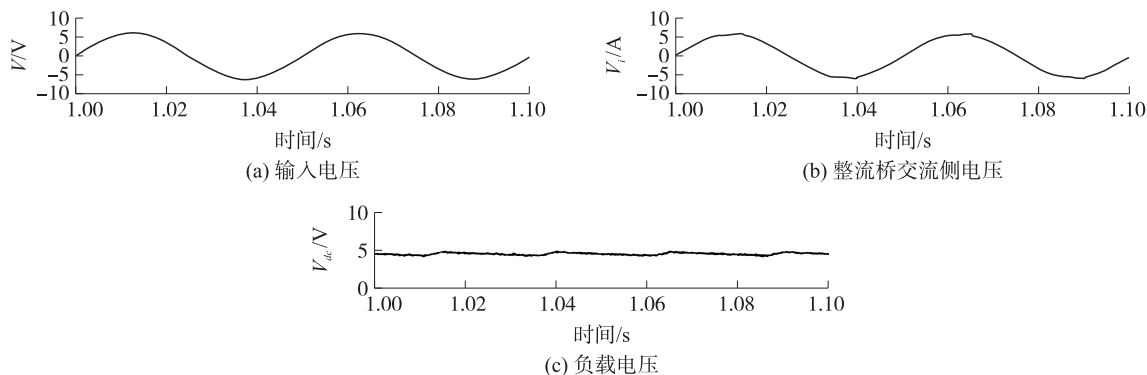


图 9 SEH 电路实验波形

Fig. 9 SEH circuit experiment waveform

当负载  $R_L$  不同时,相应的回收功率也会不同,实验中选择负载从  $1\text{ }\Omega$  到  $1\text{ k}\Omega$  以对数规律变化,选取 25 个数据点,相应的测得其负载电压,得到负载电压与负载的关系图,如图 10(a) 所示. 再通过负载电压计算出相应的回收功率,得到回收功率与负载的关系图,如图 10(b) 所示. 从图 10 可见,随着负载的增大,该电路的负载电压也会随之增大,但是回收功率先增大后减小,最大回收功率  $P_{\max}$  约为  $1.405\text{ W}$ ,对应的最优负载  $R_{\text{opt}}$  约为  $1.78\text{ }\Omega$ .

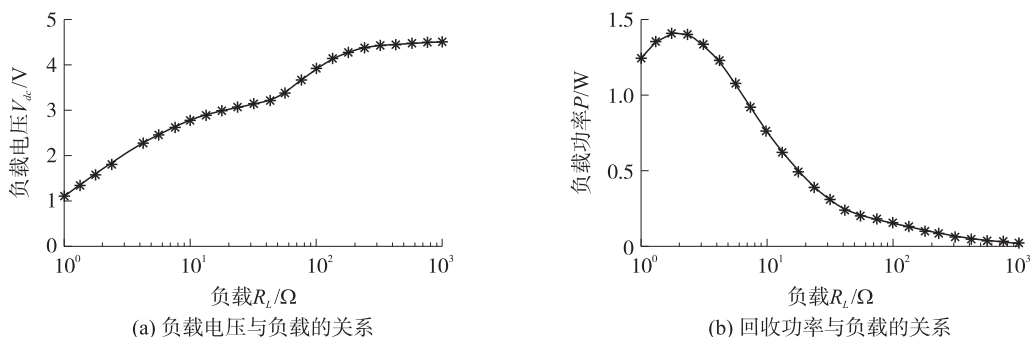


图 10 SEH 电路的负载电压和回收功率

Fig. 10 Load voltage and recovered power of SEH circuit

当负载为  $1\text{ k}\Omega$  时,通过示波器将信号导入上位机中,得到 PSSH 电路输入电压  $V$ 、输入电流  $I_i$ 、整流桥交流侧电压即开关  $S_1$  两端电压  $V_i$ 、电容  $C$  两端电压  $V_c$  以及负载两端电压  $V_{dc}$  波形如图 11 所示. 从图中可以看出 PSSH 能量回收电路的实验波形与理论波形一致,用万用表测得该电路负载两端电压约为  $50.24\text{ V}$ ,通过计算可以得到回收功率为  $2.524\text{ W}$ .

从图 12 可见,在负载较小时,PSSH 电路负载电压随着负载的增大缓慢增大,当负载大于  $100\text{ }\Omega$  后负载电压随着负载的增大迅速增大,呈现出抛物线趋势,与理论分析相符. 而随着负载电压的变化回收功率的变化则不明显,基本上维持在  $2.469\text{ W}$  左右.

可以看出 SEH 电路实验中的负载端电压和回收功率与仿真相比低了很多,但 PSSH 电路实验中的负载端电压和回收功率与仿真相比相差不是很大,这主要是由实验中二极管的压降造成的,SEH 电路整流桥交流侧两端电压幅值只有  $6\text{ V}$  左右,而 PSSH 电路在整流桥导通时交流侧电压幅值可以达到  $50\text{ V}$  左右,因此实验中二极管的压降对 SEH 电路回收功率的影响要比对 PSSH 电路回收功率的影响要大得多.



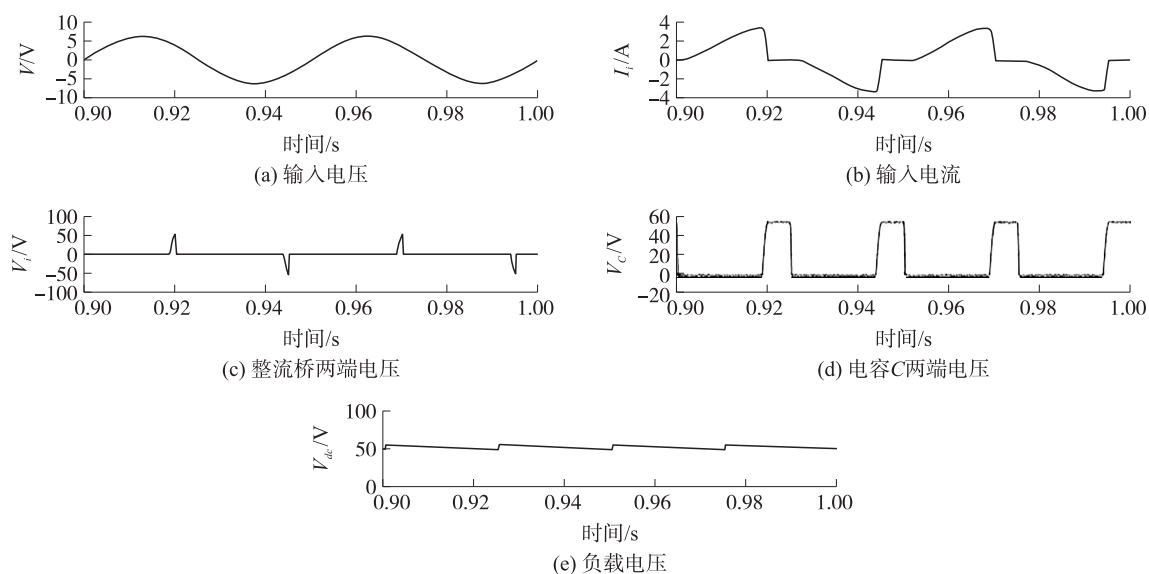


图 11 PSSH 电路实验波形

Fig. 11 PSSH circuit experiment waveform

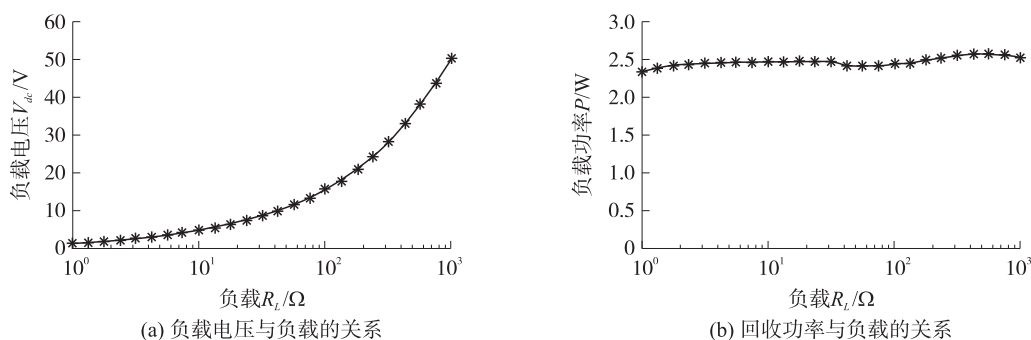


图 12 PSSH 电路的负载电压和回收功率

Fig. 12 Load voltage and recovered power of PSSH circuit

## 5 结论

本文对馈能悬架能量回收转换电路进行研究,提出了一种适用于馈能直线电机的 PSSH 电路,对该电路进行详细的理论分析并推导理论回收功率,并进行仿真与实验验证. 通过与典型 SEH 电路对比表明,本文所提出的 PSSH 电路的回收功率与负载的变化无关且一直维持在很高的水平,具有优越性.

### [参考文献] (References)

- [1] BADEL A, LAGACHE M, GUYOMAR D, et al. Finite element and simple lumped modeling for flexural nonlinear semi-passive damping[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2007, 18(7): 727-742.
- [2] LAFARGE B, GRONDEL S, DELEBARRE C, et al. A validated simulation of energy harvesting with piezoelectric cantilever beams on a vehicle suspension using Bond Graph approach[J]. Mechatronics, 2018, 53: 202-214.
- [3] 王戎, 王铁, 赵震, 李蒙. 一种悬架系统压电能量回收装置的可行性研究[J]. 机械设计与制造, 2021, 42(12): 33-37.
- [4] WANG M, YIN P, LI Z, et al. Harnessing energy from spring suspension systems with a compressive-mode high-power-density piezoelectric transducer[J]. Energy Conversion and Management, 2020, 220: 220-232.
- [5] 寇发荣, 杜曼, 马建, 等. 电磁直线电机悬架馈能潜力与能量回收分析[J]. 机械科学与技术, 2021, 40(6): 941-948.
- [6] LIU Y, XU L, ZUO L. Design, modeling, lab, and field tests of a mechanical-motion-rectifier-based energy harvester using a ball-screw mechanism[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(5): 1933-1943.
- [7] SHU Y C, LIEN I C. Analysis of power output for piezoelectric energy harvesting systems[J]. Smart Materials and Structures, 2006, 15(6): 1499.

(下转第 62 页)

- tion[J/OL]. arXiv preprint arXiv:1711.08200,2017.
- [13] WANG Y B,GAO Z F, LONG M S, et al. PredRNN++:towards a resolution of the deep-in-time dilemma in spatiotemporal predictive learning[J/OL]. arXiv preprint arXiv:1804.06300,2018.
- [14] 国家市场监督管理总局,国家标准化管理委员会. 综合能耗计算通则:GB/T 2589-2020[S]. 北京:中国标准出版社,2020.
- [15] 简毅文,江亿. 住宅供暖空调能耗计算模式的研究[J]. 暖通空调,2005,35(2):11-14.
- [16] JALAL M,JALAL H. Retracted;behavior assessment,regression analysis and support vector machine(SVM) modeling of waste tire rubberized concrete[J]. Journal of Cleaner Production,2020,273:122960.
- [17] XU L,HOU L,ZHU Z Y, et al. Midterm prediction of electrical energy consumption for crude oil pipelines using a hybrid algorithm of support vector machine and genetic algorithm[J]. Energy,2021,222(1):119955.
- [18] EAPEN J,VERMA A,BEIN D. Improved big data stock index prediction using deep learning with CNN and GRU[J]. International Journal of Big Data Intelligence,2021,7(4):202-210.
- [19] 陈聪,候磊,李乐乐,等. 基于 GRU 改进 RNN 神经网络的飞机燃油流量预测[J]. 科学技术与工程,2021,21(27):11663-11673.
- [20] 党建武,从筱卿. 基于 CNN 和 GRU 的混合股指预测模型研究[J]. 计算机工程与应用,2021,57(16):167-174.
- [21] LIU L J,WANG L,YU Z. Remaining useful life estimation of aircraft engines based on deep convolution neural network and LightGBM combination model[J]. International Journal of Computational Intelligence Systems,2021,14:165.
- [22] MUSLIM M A,DASRIL Y,ALAMSYAH A, et al. Bank predictions for prospective long-term deposit investors using machine learning LightGBM and SMOTE[J]. Journal of Physics:Conference Series,2021,1918(4):042143.
- [23] WEI J,LI Z Q,PINKER R T, et al. Himawari-8-derived diurnal variations in ground-level PM<sub>2.5</sub> pollution across China using the fast space-time Light Gradient Boosting Machine(LightGBM)[J]. Atmospheric Chemistry and Physics,2021,21(10):7863-7880.
- [24] FARID M. Data-driven method for real-time prediction and uncertainty quantification of fatigue failure under stochastic loading using artificial neural networks and Gaussian process regression[J]. International Journal of Fatigue,2022,155:106415.
- [25] REN C H,YANG Y X,DONG X, et al. Prediction of the maximum temperature of sulfur-containing oil using gaussian process regression for hazards prevention[J]. International Journal of Performability Engineering,2018,14(12):2951-2959.

[责任编辑:严海琳]

(上接第 29 页)

- [8] 丁晓亮,沈辉,曲鹏超. 增强型双中间电容压电能量回收电路的优化设计[J]. 青岛大学学报(自然科学版),2021,34(1):54-58.
- [9] FANG S,XIA H,XIA Y, et al. An efficient piezoelectric energy harvesting circuit with series-SSHI rectifier and FNOV-MPPT control technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2020,68(8):7146-7155.
- [10] 汪若尘,焦宇,钱金刚,等. 混合悬架半主动控制器设计与试验[J]. 农业机械学报,2017,48(6):334-340.
- [11] ZHANG X,MI C. Vehicle power management:modeling,control and optimization[M]. London:Springer Science & Business Media,2011.
- [12] BAGLIONE M,DUTY M,PANNONE G. Vehicle system energy analysis methodology and tool for determining vehicle subsystem energy supply and demand[R/OL]. SAE Technical Paper,2007. [2022-07-01]. <http://doi.org/10.4271/2007-01-0398>.
- [13] SEGEL L,LU X. Vehicular resistance to motion as influenced by road roughness and highway alignment[J]. Australian road Research,1982,12(4):211-222.
- [14] SMITH M C,SWIFT S J. Power dissipation in automotive suspensions[J]. Vehicle System Dynamics,2011,49(1):59-74.

[责任编辑:陈 庆]