文章编号: 2095-2163(2021)11-0079-05

中图分类号: TN341 文献标志码:A

# 随机载波 PWM 控制对 PMSM 谐波抑制的研究

李世伟,马家庆,谭舒丹,王 霄,何志琴 (贵州大学 电气工程学院,贵阳 550025)

要: 在三相逆变器驱动的永磁同步电机运行过程中,相电流谐波会使永磁同步电机的定子,转子的损耗增大。在严重的 摘 电流谐波的影响下,电动机振动和噪声增大,严重影响永磁同步电机的正常运行。针对上述影响,本文引入一种随机载波频 率 PWM 技术,通过随机化载波频率,生成随机频率的 PWM 波,经逆变器后,对相电流进行适当滤波后控制永磁同步电机,来 抑制在控制永磁同步电机运行过程中的相电流和转速谐波,提升永磁同步电机的控制性能。通过与传统的 PWM 控制方案对 比,在仿真和实验结果中发现,随机载波 PWM 方案对相电流和电机转速的谐波抑制有良好的效果。 关键词:永磁同步电机;三相逆变器;随机载波 PWM;谐波抑制

# Research on the suppression of PMSM harmonics by random carrier PWM scheme

LI Shiwei, MA Jiaqing, TAN Shudan, WANG Xiao, HE Zhiqin

(College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

[Abstract] During the operation of the PMSM driven by a three-phase inverter, the current harmonics will increase the loss of the stator and rotor. Under the influence of the serious current harmonics, the vibration and noise of the motor will increase, which seriously affects the normal operation of the PMSM. In response to the above effects, a random carrier frequency PWM scheme is adopted. Though randomize the carrier frequency and to generate a PWM wave of random frequency. After passing through the inverter, the phase current is properly filtered and to control the PMSM. It can suppress the phase current harmonics during the operation of the PMSM. Final the scheme can improve the control performance of the PMSM. By comparing with the traditional PWM scheme, it can be found that the random carrier PWM scheme has a good suppression effect on the harmonic's suppression of the phase current and motor speed after simulation and experiments.

[Key words] PMSM; three-phase inverter; random carrier PWM; harmonics suppression

#### 0 引 言

随着电力电子技术的迅速发展,逆变器广泛应 用于电机调速系统中。传统的永磁同步电机 (Permanent magnet synchronous motor, PMSM) 控制 方法与 PI 结合,可以解决电机运行过程中的大部分 问题;而将永磁同步电机控制与算法结合,通过进一 步改进算法,可以有效地提高电机的控制效率[1]; 传统 PMSM 控制方法通过与 PID 控制、模糊预测控 制、神经网络控制等新型方法结合,使得 PMSM 在 控制方法上衍生出许多新型控制方法,克服了部分 缺点;空间矢量脉宽调制(Space-vector pulse width modulation, SVPWM)技术与 PMSM 控制相结合,经 过长久的发展与研究,在电动车驱动的应用中逐渐 成熟<sup>[2]</sup>:在 SVPWM 技术的基础上,提出双空间矢量 技术,可以有效抑制控制方法所导致的零序电流对 驱动系统的影响[3];模型预测控制技术与受限制的 反馈技术结合,可以优化单控制方法的控制局限性, 又可以提高控制系统的性能<sup>[4]</sup>。

以上是对 PMSM 控制方法的优化, 而在 PMSM 运行过程中参数的检测与优化也很重要,例如谐波 消除、减振和转速稳定性等,都会影响电机的性 能<sup>[5-6]</sup>。通过提出一种对称规则采样空间矢量调制 和不连续脉宽调制,应用于可调速驱动器中,可以解 决逆变器的谐波传输问题,减少了电机运行过程中 的谐波损耗,提升电机的运行效率[7];而对于谐波 的估计,通过提出一种新的基于实测速度谐波的磁 链在线估计方法,可以有效地消除转矩和空间谐波

通讯作者: 马家庆 Email: 357287962@ gq.com

基金项目:国家自然科学基金(51867006,61861007);贵州省科技厅-贵大联合基金(黔科合 LH 字[2017]7229 号);黔科合平台人才([2017] 5788);贵州省科技厅项目(黔科合支撑[2021]-般442)。

作者简介:李世伟(1997-),男,硕士研究生,主要研究方向:交流电机控制、电力电子器件能量传递效率;马家庆(1981-),男,博士,副教授,主 要研究方向:交流电机非线性控制及传感器非线性特性。

对磁链估计的影响<sup>[8]</sup>:PMSM 在运行过程中产生的 振动会严重影响电机的控制性能,通过理论推导,提 出一种边带径向电磁力分量模型,应用于电机振动 模型中,以分析电机边带电磁振动,已达到降低电机 驱动器中的噪声的目的<sup>[9]</sup>。PWM 技术在 PMSM 控 制中有长久的研究历史,在 PWM 技术控制的基础 上,对 PWM 技术进行优化和改进,以得到更好的电 机控制效果。将 Markov 链引用 PWM 技术中,提出 一种基于 Markov 链的变频调速系统随机 PWM 技 术,与传统的 PWM 技术相比,可以减少输出电流的 纹波,提高电机系统的控制性能<sup>[10]</sup>;针对电压型逆 变器,提出一种具有固定频率随机 PWM 调制策略, 保证了 PWM 调速系统闭环控制器设计不变,有效 减小高频谐波幅值,从而可以抑制系统噪声和电机 机械振动<sup>[11]</sup>;IGBT 模块的逆变器,在运行过程中, 固定频率的 PWM 策略在变流器电压和电流的频谱 中产生谐波,提出一种在选定频率下产生频谱零点 的方法,经过理论分析,消除对系统的频谱功率<sup>[12]</sup>: 为了抑制相电流谐波和相关低频振动,提出一种用于 PMSM 的随机不对称载波脉宽调制方法,通过随机锯 齿载波幅度,以降低相电流谐波,较于传统的对称三 角载波 PWM.该方法可能有效的抑制相电流谐波以 及低高频振动,提升了 PMSM 运行的稳定性<sup>[13]</sup>。

本文基于三相逆变器,采用一种对称随机载波频率 PWM 控制策略,经过谐波理论推导,随机化载 波频率,并在逆变器三相电流后加入一个低通滤波器,来抑制相电流的谐波,提升 PMSM 系统的控制 性能。

# 1 理论分析

在 PWM 控制永磁同步电机运行的方案中,基本 PWM 的 PWM 信号由调制波和载波调制生成,如图 1 所示。



载波可以是三角波或锯齿波,本文中载波使用 的是三角波,当载波处于下降阶段时与调制波相交, 在相交位置触发导通信号,PWM 波为高电平,使得 IGBT 的对应晶体管导通,而当载波处于上升阶段时 也会与调制波相交,在相交位置触发关断信号, PWM 波为低电平,使得 IGBT 中对应的晶体管关 断,两个过程循环进行,从而得到最终所需的 PWM 输出波形。

传统的 PWM 调制技术中,载波的频率是固定 不变的,因此,在三相逆变器的驱动过程中,会在开 关器件固定开关频率及其倍数频率处产生谐波,从 而影响永磁同步电机的控制效率。本文采用的随机 载波 PWM 方法如图 2 所示。

通过随机化三角载波的周期,使与调制波生成 的随机 PWM 波的频率随机化,可以有效抑制或分 散 PWM 波形固定频率导致的固定频率及其整数倍 频率的高次谐波,最终达到改善 PMSM 控制系统的 目的。



(a) 随机载波 PWM 调制波与载波



传统的 PWM 控制方法中,载波的周期为 T,而随机载波的周期为式(1):

$$T_r = T(1 + K_r) \tag{1}$$

其中, *K*, 为载波的第 *m* 个周期的随机数。 三相电压型逆变器的电路图, 如图 3 所示。



Fig. 3 Three-phase voltage inverter circuit diagram

由逆变器电路图可得三相电路的电压,式(2):

$$U_{kn} = \begin{bmatrix} t \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad A t_m < t < t_{m+1} - \frac{1}{2}A t_m$$
(2)  
$$\begin{bmatrix} t \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad t_{m+1} - \frac{1}{2}A t_m < t < t_{m+1}$$

其中,  $k = a \ b \ c; t_m \ t_{m+1}$ 为第 $m \ m + 1$ 次载波的 时间:A 为三角载波的幅值。

永磁同步电机的相电压可以表示为式(3):

$$u_{k} = R i_{k} + L_{s} \frac{d i_{k}}{dt} + \varepsilon_{k}$$
(3)

其中,  $\varepsilon_{\mu}$  为反电动势。 由式(2)、(3)可得式(4):

$$\frac{1}{2} u_{ab} = u_{an} - u_{bn} = R \, i_a + L_s \, \frac{d \, i_a}{dt} + \varepsilon_a - \frac{d \, i_b}{dt} + \varepsilon_b \frac{\ddot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_b + L_s \, \frac{d \, i_b}{dt} + \varepsilon_b \frac{\ddot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\ddot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\ddot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} + \varepsilon_c \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\ddot{o}}{e} R \, i_c + L_s \, \frac{d \, i_c}{dt} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R \, i_c + \varepsilon_c \, \frac{\dot{o}}{\phi} = \frac{\dot{o}}{e} R$$

又逆变器的三相电流之间的关系为式(5):

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{5}$$

故可得到式(6):

$$\frac{1}{2} \frac{di_a}{dt} + \frac{R}{L_s} i_a = \frac{1}{3L_s} (u_{ab} + u_{ac} - 2\varepsilon_a + \varepsilon_b + \varepsilon_c)$$

$$\frac{1}{2} \frac{di_b}{dt} + \frac{R}{L_s} i_b = \frac{1}{3L_s} (u_{ab} + u_{bc} - 2\varepsilon_b + \varepsilon_a + \varepsilon_c) \quad (6)$$

$$\frac{1}{2} \frac{di_c}{dt} + \frac{R}{L_s} i_c = \frac{1}{3L_s} (u_{ac} + u_{bc} - 2\varepsilon_c + \varepsilon_a + \varepsilon_b)$$

$$\frac{1}{2} \frac{di_c}{dt} + \frac{R}{L_s} i_c = \frac{1}{3L_s} (u_{ac} + u_{bc} - 2\varepsilon_c + \varepsilon_a + \varepsilon_b)$$

 $\hat{I}_{i} i_{a} = e^{-\int \frac{R}{L_{s}}} \int \frac{1}{3L_{s}} (u_{ab} + u_{ac} - 2\varepsilon_{a} + \varepsilon_{b} + \varepsilon_{c}) e^{\int \frac{R}{L_{s}} dt} dt$  $\int_{\Gamma}^{R} \dot{i}_{b} = e^{-\int_{L_{s}}^{R}} \int \frac{1}{3 L_{c}} (u_{ab} + u_{bc} - 2 \varepsilon_{b} + \varepsilon_{a} + \varepsilon_{c}) e^{\int_{L_{s}}^{R} dt} dt$  $\frac{1}{4}i_c = e^{-\int_{L_s}^{R}} \int \frac{1}{3L} (u_{ac} + u_{bc} - 2\varepsilon_c + \varepsilon_a + \varepsilon_b) e^{\int_{L_s}^{R} dt} dt$ (7)

上式经快速傅里叶变换,可以得到三相电流的 谐波分量,即可分析谐波,再经低通滤波器,以此抑 制三相逆变器相电流的谐波。

#### 仿真分析 2

基于永磁同步电机 PWM 基本矢量控制策略, 在 PWM 模块处加入一个随机因子 α, 实现永磁同 步电机基本矢量控制的随机化,永磁同步电机随机 控制策略框图,如图4所示。



图 4 永磁同步电机随机控制策略框图

Fig. 4 Block diagram of random control strategy for PMSM 基于图4的永磁同步电机随机控制策略的框图, 搭建的随机载波 PWM 的仿真模型,如图 5 所示。



Fig. 5 Simulation model

为了分析 PMSM 运行过程中的谐波改进效果, 仿真过程采用频域分析,由于采取随机技术,故仿真 结果采用功率谱密度分析方法。

电机转速的功率谱密度估计如图 6 所示,对比 图 6(a) 基本 PWM 调制下的图形,图 6(b) 在随机载 波频率 PWM 调制下的转速功率谱估计曲线更加平 滑,减弱了在固定频率处的部分噪声。

相电流的功率谱估计如图 7 所示。通过图 7 (a)和图7(b)的对比,在固定频率有尖峰的存在, 在其倍数频率处有高次谐波的存在,影响电机的运 行状态。图 7 对比可以看出,随机载波频率较于基本 PWM 控制下有尖峰抑制效果,其固定频率位置处的高次谐波都得到了有效的抑制。



# **3** 实验验证

使用 TI 公司的 TMS320F28335 芯片实现算法和系统的控制。实验平台如图 8 所示。实验平台主要有控制部分和驱动部分。实验过程中,电机系统采用空载运行,母线电压为 80 V,选择设定转速为 600 r/min。



图 8 实验平台 Fig. 8 Experiment platform

在以上实验条件下,电机转速的功率谱密度估 计曲线如图9所示。



通过对比基本 PWM 和随机载波 PWM 技术控制下电机转速的功率谱密度估计曲线,可以看出采 用随机载波 PWM 的功率谱估计曲线相较于基本 PWM,更加稳定和平滑,尤其是对固定频率处的尖 峰突出抑制,即随机载波频率技术可以在一定程度 上抑制电机系统的高次谐波,有利于减少谐波损耗, 提高电机运行效率。

电机的相电流功率谱密度估计,如图 10 所示。 通过对比相电流的功率谱可以看出,在开关频率及 整数倍频率处,随机载波频率 PWM 技术,对于相电 流的尖峰幅值均有不同程度的减少,说明随机载波 频率 PWM 技术,较于基本 PWM 技术,对相电流的 谐波有抑制效果。



(b)随机载波 PWM 相电流的功率谱密度估计图 10 相电流的功率谱密度估计

Fig. 10 PSD estimate of phase current

## 4 结束语

基于三相逆变器模型,在 PWM 方法的基础上, 引入一种对称载波 PWM 控制方法,以降低永磁同 步电机在整个频率范围内的电磁振动,通过具体的 实验分析可知,随机载波 PWM 方法可以在不影响 永磁同步电机整体运行特性的基础上,抑制了系统 高次谐波,提高运行系统的稳定性,并一定程度上提 高电机能量传递效率,改善了电机的运行状态。

### 参考文献

- [1] 胡勤丰, 陈威振, 邱攀峰, 等. 适用于连续加减速的永磁同步电 机模糊增益自调整 PI 控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(3): 907-914.
- [2] KOLLI A, BÉTHOUX O, BERNARDINIS A D, et al. Space-Vector PWM Control Synthesis for an H-Bridge Drive in Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(6): 2441-2452.
- [3] AN Q T, LIU J, PENG Z, et al. Dual-Space Vector Control of Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Fed by Dual Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8329-8342.
- [4] LIANG W Y, WANG J F, LUK P C K, et al. Analytical Modeling of Current Harmonic Components in PMSM Drive With Voltage– Source Inverter by SVPWM Technique [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(3): 673–680.

### (上接第78页)

由于研究时间和能力有限,本文提出的识别模型在实际应用中仍然存在一些问题有待解决。如, 识别过程中易受到周围环境因素影响、识别率仍有 待进一步提高等等。针对上述多方面问题,在今后 的研究中还将进行更加深入探索,从而进一步提高 本文识别模型的应用性能。

#### 参考文献

- [1] 祝宏辉,张颖,尹小君. 基于 DEMATEL-ISM 模型的农户绿色生态农业技术使用意愿与行为悖离的影响因素识别[J]. 数学的实践与认识,2021,51(14):293-304.
- [2] 苏春芳,傅立成,李梃颖,等. 基于 Dirichlet 多项式混合模型的复杂人体行为识别[J]. 计算机应用与软件,2021,38(2):205-212.
- [3] 曹仰杰,李昊,段鹏松,等. AHNNet:融合注意力机制的行为识别混合神经网络模型[J]. 西安交通大学学报,2021,55(5):123-132.
- [4] 左国才,吴小平,苏秀芝,等. 基于 CNN 人脸识别模型的大学生
   课堂行为分析研究[J]. 智能计算机与应用,2019,9(6):107-110.
- [5] 卞天宇,张昌兵,李琛霖. 基于 Lightgbm 算法的隐式反馈数据中购买行为识别模型设计及应用[J]. 无线互联科技,2019,16 (22):65-66.

- [5] MIYAMA Y, ISHIZUKA M, KOMETANI H, et al. Vibration Reduction by Applying Carrier Phase–Shift PWM on Dual Three– Phase Winding Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 5998–6004.
- [6] 高原. 永磁同步电机随机 PWM 控制方法研究[D].贵阳:贵州 大学,2019.
- [7] SOLTANI H, DAVARI P, ZARE F, et al. Effects of Modulation Techniques on the Input Current Interharmonics of Adjustable Speed Drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 167–178.
- [8] FENG G D, LAI C Y, MUKHERJEE K, et al. Online PMSM Magnet Flux – Linkage Estimation for Rotor Magnet Condition Monitoring Using Measured Speed Harmonics [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2786–2794.
- [9] LIANG W Y, LUK P C K, FEI W Z. Analytical Investigation of Sideband Electromagnetic Vibration in Integral–Slot PMSM Drive With SVPWM Technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4785–4795.
- [10]钟彦儒, 刘静, 朱权兵. 基于 Markov 链的变频调速系统随机 PWM 控制技术[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(2): 41-46.
- [11]张伟刚. 一种固定采样频率随机 PWM 调制策略研究[J]. 船电 技术, 2014 (4): 62-66.
- [12] KIRLIN R L, LASCU C, TRZYNADLOWSKI A M. Shaping the Noise Spectrum in Power Electronic Converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2780–2788.
- [13] XU J, ZHANG H. Random Asymmetric Carrier PWM Method for PMSM Vibration Reduction [J]. IEEE Access, 2020, 1 (8): 109411-109420.
- [6] 陈亮,冯延超,李巧茹. 基于 Multi-class SVM 的车辆换道行为识 别模型研究[J]. 安全与环境学报,2020,20(1):193-199.
- [7] 董海山,徐晓姗,郑春红. 基于 TensorFlow 及 LSTM 模型的室内 行为识别算法的研究与实现[J]. 现代计算机,2020(6):55-59.
- [8] 杨丰嘉. 基于 Log-Euclidean 词袋模型与基于 Stein 核稀疏编码的人体行为识别算法的优化与改进[J]. 科技创新与应用,2019 (35):10-11.
- [9] 赵明富,刘帅,宋涛,等. 基于残差独立循环神经网络的空间增强人体骨架行为识别[J]. 激光杂志,2020,41(7):37-43.
- [10]武一,田小森,张朝旭. 一种改进的 GRU-InFCN 人体行为识别 模型[J]. 计算机应用与软件,2020,37(1):199-204.
- [11]周云,陈淑荣. 基于双流非局部残差网络的行为识别方法[J]. 计算机应用,2020,40(8):2236-2240.
- [12] Jalal A, Quaid M A K, Hasan A S. Wearable sensor based human behavior understanding and recognition in daily life for smart environments [ C ]//2018 International Conference on Frontiers of Information Technology (FIT). IEEE, 2018: 105– 110.
- [13] 陈飞,程合彬,王伟光. 基于 CNN-LSTMs 混合模型的人体行为 识别方法[J]. 信息技术与信息化,2019(4):32-34.
- [14] 厍向阳,苏学威. 基于 CNN 和 LSTM 混合模型的人体跌倒行为 研究[J]. 计算机应用研究,2019,36(12):3857-3859,3868.
- [15]盖勇刚. 基于深度学习的人体行为识别技术[J]. 信息技术与信息化,2021(5):143-144.