

# 基于负载观测的永磁同步电机 非奇异快速终端滑模控制

杨永乐, 杨明发

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

**摘要:** 针对永磁同步电机矢量控制系统易受电机参数变化和负载扰动影响的问题, 提出了基于负载观测的非奇异快速终端滑模控制策略。设计了非奇异快速终端滑模速度控制器替代了传统 PI 调节器, 提升了系统鲁棒性, 同时引入负载转矩观测器对负载实时观测, 并将观测值作为电流前馈补偿, 提升了系统抗负载扰动能力。仿真结果表明: 与 PI 控制相比, 所提控制策略有更快的响应速度, 对负载扰动有较强的鲁棒性。

**关键词:** 永磁同步电机; 矢量控制; 非奇异终端滑模; 负载转矩观测器

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)08-0024-05

doi: 10.12177/emca.2020.070

## Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Control of PMSM Based on Load Observation

YANG Yongle, YANG Mingfa

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the permanent magnet synchronous motor vector control system is susceptible to motor parameter changes and load disturbances, a non-singular fast terminal sliding mode control strategy based on load observation is proposed. A non-singular fast terminal sliding mode speed controller is designed to replace the traditional PI regulator, which improves the system robustness. At the same time, a load torque observer is introduced to observe the load in real time, and the observed value is used as current feedforward compensation to improve the system anti-load-disturbance ability. Simulation results show that compared with PI control, the proposed control strategy has a faster response speed, and has strong robustness to load disturbances.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); vector control; non-singular terminal sliding mode; load torque observer

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)以其效率高、体积小及功率密度高等优点在数控机床、电动汽车、特种加工、工业机器人、航天飞行等多个领域得到了广泛应用,这也意味着对PMSM控制性能的要求更加严格。目前,PI控制由于参数简单、可靠性高

等特点在PMSM调速系统中应用广泛。但是,PMSM是一个多变量、强耦合的非线性系统,且运行过程中易受电机参数变化和负载扰动的影响,传统PI控制方法已无法满足PMSM调速系统的高性能要求<sup>[1-4]</sup>。

为此,国内外研究人员进行了大量研究,一些先进的控制方法应用到PMSM调速系统中,如神

收稿日期: 2020-04-24; 收到修改稿日期: 2020-06-02

作者简介: 杨永乐(1996—),男,硕士研究生,研究方向为新型电机理论与控制技术。

杨明发(1977—),男,博士,副教授,研究方向为电机电器及其系统智能化与在线检测技术。

经网络控制<sup>[5]</sup>、模糊控制<sup>[6]</sup>、自抗扰控制<sup>[7]</sup>和滑模变结构控制<sup>[8]</sup>。其中,滑模变结构控制以其对参数变化及扰动不敏感、鲁棒性强且实现简单等优点得到了广泛的应用。文献[9]将滑模控制与模糊控制结合,设计了一种新型滑模速度控制器,同时基于两级滤波思想设计了新型滑模观测器,该混合控制策略使三相电流快速趋于正弦波,提高了电机转速控制性能。文献[10]将加权积分型增益与指数型趋近律相结合提出了一种新型趋近律,有效地抑制了滑模抖振,提升了系统控制性能。文献[11]基于二阶终端滑模对电流环进行优化,使电流稳态精度得到提高,使调速性能更好。文献[12]将滑模控制应用到直接转矩控制中,提出了一种双滑模控制方法,有效降低了磁链和转矩脉动,并且提高了系统鲁棒性。文献[13]基于非奇异终端滑模面设计了滑模速度控制器,使电机转速超调量降低,系统鲁棒性提高。文献[14]将超螺旋滑模应用到 PMSM 无传感器控制中,同时通过二阶广义积分器对反电动势中存在的直流偏置进行了处理,使得转速和转子位置估算更加精确,控制效果得到改善。

虽然滑模控制取得了不错的效果,但是滑模控制的强鲁棒性是通过增大切换增益实现的,而切换增益的增大会增加滑模的固有抖振。文献[15]指出可以通过参数估计和观测器方法对参数和扰动量进行实时观测,以达到减弱抖振的目的。本文在文献[13]的基础上,结合文献[15]的思想,提出了一种基于负载观测的 PMSM 非奇异终端滑模控制策略。设计了非奇异快速终端滑模速度控制器替代传统 PI 调节器,提高了系统的动态响应速度和抗干扰能力,并利用 Lyapunov 函数证明了其稳定性。引入负载转矩观测器<sup>[16]</sup>实时观测负载转矩的变化,将观测值作为电流前馈补偿,有效抑制了负载引起的转速波动以及控制器的抖振,进一步提高了系统的鲁棒性。

## 1 表贴式 PMSM 数学模型

忽略铁心饱和和损耗,假设空间磁场呈正弦分布,则表贴式 PMSM 在  $d-q$  坐标系的数学模型可表示为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_m L_d i_d + p\omega_m \psi_f \\ \dot{\omega}_m = (1.5p\psi_f i_q - T_L - B\omega_m)/J \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d$ 、 $u_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电压; $R$  为定子电阻; $i_d$ 、 $i_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电流; $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电感; $p$  为极对数; $\omega_m$  为转子机械角速度; $\psi_f$  为永磁体磁链; $T_L$  为负载转矩; $B$  为阻尼系数; $J$  为转动惯量。

## 2 非奇异终端快速滑模速度控制器设计

定义误差状态:

$$e_\omega = \omega_m^* - \omega_m \quad (2)$$

式中: $\omega_m^*$  为给定机械角速度; $\omega_m$  为实际机械角速度。

由式(1)、式(2)可得:

$$\dot{e}_\omega = -\dot{\omega}_m = (-1.5p\psi_f i_q + T_L + B\omega_m)/J \quad (3)$$

$$\ddot{e}_\omega = -\ddot{\omega}_m = (-1.5p\psi_f \dot{i}_q + \dot{T}_L + B\dot{\omega}_m)/J \quad (4)$$

令  $D = 1.5p\psi_f/J$ 、 $U = \dot{i}_q$ , 则式(4)可变为

$$\ddot{e}_\omega = -DU + (\dot{T}_L + B\dot{\omega}_m)/J \quad (5)$$

在式(2)的基础上构造非奇异快速终端滑模面:

$$S = e_\omega + \alpha e_\omega^{g/h} + \beta \dot{e}_\omega^{p/q} \quad (6)$$

式中: $\alpha$ 、 $\beta$  为大于零的常数; $g$ 、 $h$ 、 $p$ 、 $q$  均为正奇数,  $1 < p/q < 2$ ,  $g/h > p/q$ 。

由式(6)得到终端滑模面的一阶微分为

$$\begin{aligned} \dot{S} = \dot{e}_\omega + \alpha \frac{g}{h} e_\omega^{\frac{g}{h}-1} \dot{e}_\omega + \beta \frac{p}{q} \dot{e}_\omega^{\frac{p}{q}-1} \ddot{e}_\omega = \\ \beta \frac{p}{q} \dot{e}_\omega^{\frac{p}{q}-1} \left[ \ddot{e}_\omega + \frac{q}{\beta p} \dot{e}_\omega^{2-\frac{p}{q}} \left( 1 + \alpha \frac{g}{h} e_\omega^{\frac{g}{h}-1} \right) \right] \end{aligned} \quad (7)$$

将式(5)代入(7)可得:

$$\begin{aligned} \dot{S} = \beta \frac{p}{q} \dot{e}_\omega^{\frac{p}{q}-1} \left[ -DU + (\dot{T}_L + B\dot{\omega}_m)/J + \right. \\ \left. \frac{q}{\beta p} \dot{e}_\omega^{2-\frac{p}{q}} \left( 1 + \alpha \frac{g}{h} e_\omega^{\frac{g}{h}-1} \right) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

控制器设计为

$$\begin{aligned} U = \frac{1}{D} \left[ \frac{B\dot{\omega}_m}{J} + \frac{q}{\beta p} \dot{e}_\omega^{2-\frac{p}{q}} \left( 1 + \alpha \frac{g}{h} e_\omega^{\frac{g}{h}-1} \right) + \right. \\ \left. \varepsilon \operatorname{sgn}(S) + qS \right] \end{aligned} \quad (9)$$

其中:  $q > 0, \varepsilon \geq \left| \frac{\dot{T}_L}{J} \right|$ 。

从而可得  $q$  轴参考电流为

$$i_q = \int U dt = \frac{1}{D} \int \left[ \frac{B\dot{\omega}_m}{J} + \frac{q}{\beta p} e^{\frac{2-p}{q}} \left( 1 + \alpha \frac{g}{h} e^{\frac{g}{h}-1} \right) + \varepsilon \operatorname{sgn}(S) + qS \right] dt \quad (10)$$

为了验证所设计控制器的稳定性, 选取 Lyapunov 函数  $V = 0.5s^2$ , 则:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S\beta \frac{p}{q} e^{\frac{2-p}{q}} \left[ -\varepsilon \operatorname{sgn}(S) - qS + \frac{\dot{T}_L}{J} \right] \leq \beta \frac{p}{q} e^{\frac{2-p}{q}} (-qs^2) \leq 0 \quad (11)$$

由 Lyapunov 稳定性理论可知, 所设计的滑模控制器是稳定的。

由于滑模控制存在抖振问题, 为了降低抖振, 可采用边界层可变的正弦饱和函数<sup>[17]</sup>代替开关函数。正弦饱和函数表达式为

$$\operatorname{ssat}(S) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(S), & |S| \geq \Delta \\ \sin(\lambda S), & |S| < \Delta \end{cases} \quad (12)$$

其中:  $\lambda = 2\pi/\Delta, \Delta$  为边界层厚度。

用  $\operatorname{ssat}(S)$  代替式(10)中的  $\operatorname{sgn}(S)$ , 可得:

$$i_q = \int U dt = \frac{1}{D} \int \left[ \frac{B\dot{\omega}_m}{J} + \frac{q}{\beta p} e^{\frac{2-p}{q}} \left( 1 + \alpha \frac{g}{h} e^{\frac{g}{h}-1} \right) + \varepsilon \operatorname{ssat}(S) + qS \right] dt \quad (13)$$

### 3 负载转矩观测器

为了减小负载扰动对电机控制性能的影响, 利用负载转矩观测器来实时观测电机负载转矩变化, 并将观测值作为电流前馈补偿增加系统的鲁棒性。

选取 PMSM 转速和负载转矩为状态变量, 状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (14)$$

其中:  $\mathbf{x} = [\omega_m \quad T_L]^T; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} =$

$\begin{bmatrix} \frac{1}{J} & 0 \end{bmatrix}^T; u = T_e; \mathbf{y} = \omega_m; \mathbf{C} = [1 \quad 0]^T$ 。

基于状态方程, 构造系统的状态观测器

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{K}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $\mathbf{x} = [\hat{\omega}_m \quad \hat{T}_L]^T$  为  $\mathbf{x}$  的估计值;  $\mathbf{K} = [k_1 \quad k_2]^T$  为反馈系数矩阵;  $\hat{\mathbf{y}}$  为  $\mathbf{y}$  的估计值。

由式(14)和式(15)可得观测器误差方程为

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})\hat{\mathbf{x}} \quad (16)$$

矩阵  $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}$  的特征方程为

$$s^2 + \left( k_1 + \frac{B}{J} \right) s - \frac{k_2}{J} = 0 \quad (17)$$

由现代控制理论可知, 要使误差趋近于零, 只需要矩阵  $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}$  的特征值均具有负实部。假设期望极点为  $\lambda_1, \lambda_2$ , 则观测器期望特征方程为

$$s^2 - (\lambda_1 + \lambda_2)s + \lambda_1\lambda_2 = 0 \quad (18)$$

由式(17)和式(18)可得:

$$\begin{cases} k_1 = -\left( \lambda_1 + \lambda_2 + \frac{B}{J} \right) \\ k_2 = -\lambda_1\lambda_2 J \end{cases} \quad (19)$$

由式(15)可得:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_m = \frac{T_e + (\omega_m - \hat{\omega}_m) \left( k_1 + \frac{k_2}{s} \right)}{Js + B} \\ \hat{T}_L = \frac{k_2(\omega_m - \hat{\omega}_m)}{s} \end{cases} \quad (20)$$

将负载转矩观测器的输出  $\hat{T}_L$  前馈至电流调节器的输入, 作为系统扰动的补偿控制输入  $i'_q$ , 结合式(13), 可得  $q$  轴电流给定为

$$i_q^* = i_q + i'_q = \frac{1}{D} \int \left[ \frac{B\dot{\omega}_m}{J} + \frac{q}{\beta p} e^{\frac{2-p}{q}} \left( 1 + \alpha \frac{g}{h} e^{\frac{g}{h}-1} \right) + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs \right] dt + g_{ff} \hat{T}_L \quad (21)$$

式中:  $g_{ff}$  为转矩观测前馈增益,  $\hat{T}_L$  为转矩估计值。

### 4 仿真结果与分析

为了验证本文所提控制策略的有效性, 在 MATLAB/Simulink 环境下搭建仿真模型。PMSM 参数为,  $R = 2.875 \Omega, \psi_f = 0.175 \text{ Wb}, L_d = L_q = 8.5 \text{ mH}, J = 0.008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, B = 0.000 \text{ 1 N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}, p = 4$ 。PMSM 调速系统仿真框图如图 1 所示。

#### 4.1 负载转矩观测器仿真

为了验证本文所设计的负载观测器的效果, 当 PMSM 稳定运行时, 使负载转矩进行突变。设

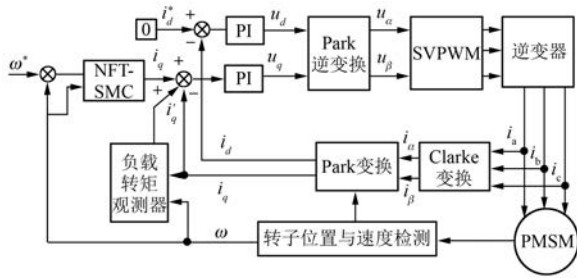


图1 PMSM 调速系统仿真框图

电机空载起动,在 0.1 s 时,负载突变为 9 N·m,在 0.2 s 时,负载突变为 3 N·m。给定转矩波形如图 2 所示。观测器观测波形如图 3 所示。由图 2、图 3 可知,负载观测器可以对负载转矩进行准确的观测,且收敛速度较快。

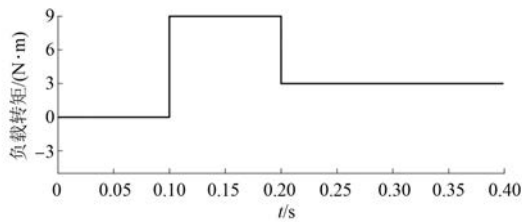


图2 给定转矩波形

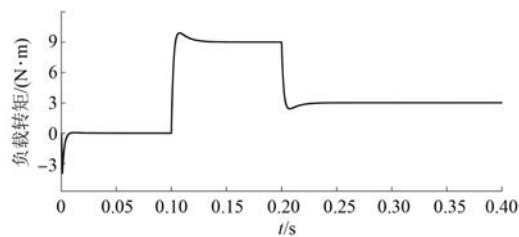


图3 观测器观测波形

#### 4.2 起动性能仿真

给定转速设置为 1 000 r/min,初始负载转矩 4 N·m。图 4 为 PI 控制与本文所提控制策略下的电机起动转速波形。由图 4 可以看出,与 PI 控制相比,本文提出的控制策略可以使电机转速迅速达到稳定值且超调量小。

#### 4.3 抗扰动仿真

通过突增负载和突卸负载来验证系统的抗干扰能力。给定转速设置为 1 000 r/min,初始负载转矩 4 N·m,0.2 s 时系统稳定运行在给定转速,负载转矩由 4 N·m 突增至 8 N·m,电机转速下降并迅速恢复到给定转速;0.4 s 时负载转矩由

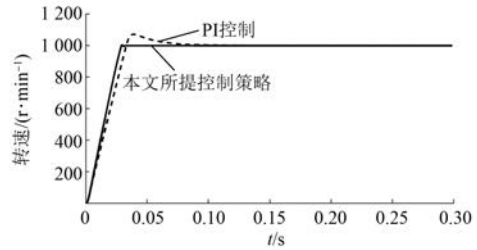


图4 PI 控制与本文所提控制策略下的电机转速波形

8 N·m 突卸至 2 N·m。图 5 为负载转矩变化波形。图 6、图 7 为系统稳定运行在给定转速 1 000 r/min 时,PI 控制和本文控制策略在突增负载和突卸负载下的电机转速波形。由图 6、图 7 可以看出,与 PI 控制相比,本文提出的控制策略在突增负载和突卸负载时,扰动较小且更快恢复到给定转速。

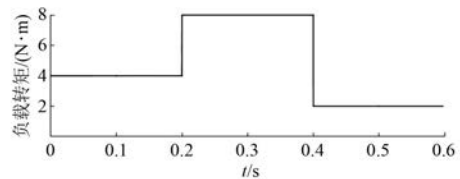


图5 负载转矩变化波形

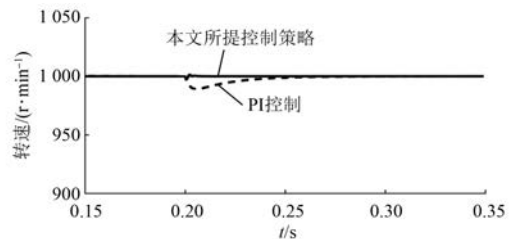


图6 突增负载下的转速波形

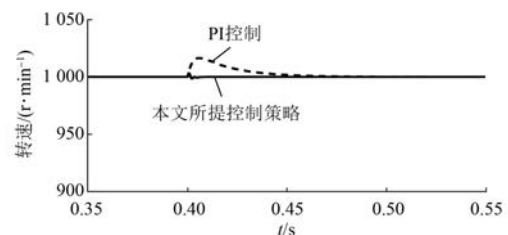


图7 突卸负载下的转速波形

## 5 结 语

为了实现 PMSM 调速系统的高精度控制,本

文提出了基于负载观测的非奇异快速终端滑模控制策略,并通过 MATLAB/Simulink 进行了仿真验证。该策略首先基于非奇异终端滑面设计了滑模速度控制器,提高了系统的鲁棒性,然后将负载转矩观测值作为电流前馈补偿,增强了系统的抗干扰能力。仿真结果表明:与 PI 控制相比,本文所提控制策略响应速度更快,抗干扰能力更强。

### 【参考文献】

- [ 1 ] 李政,胡广大,崔家瑞,等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(3): 431.
- [ 2 ] 张晓光,孙力,赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报,2012,32(3): 111.
- [ 3 ] LIN F J, HUNG Y C, RUAN K C. An intelligent second-order sliding-mode control for an electric power steering system using a wavelet fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2014,22(6): 1598.
- [ 4 ] 袁雷. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [ 5 ] 彭熙伟,高瀚林. 永磁同步电机的改进对角递归神经网络 PI 控制策略[J]. 电机与控制学报,2019,23(4): 126.
- [ 6 ] 李耀华,秦玉贵,赵承辉,等. 基于模糊控制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电机与控制应用,2019,46(11): 13.
- [ 7 ] 易灵芝,张成董,冯江. 基于 CKMTOA-KELM 优化 ADRC 的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工电能新技术,2019,38(4): 13.
- [ 8 ] CHEEMA M A M, FLETCHER J E, FARSHADNIA M, et al. Combined speed and direct thrust force control of linear permanent-magnetsynchronous motors with sensorless speed estimation using a sliding-mode control with integral action[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017,64(5): 3489.
- [ 9 ] 赵峰,罗雯,高峰阳,等. 基于模糊滑模控制器和两级滤波观测器的 PMSM 无位置传感器混合控制[J/OL]. 控制理论与应用. <https://kns.cnki.net/KCMS/detail/44.1240.TP.20200328.1757.006.html>.
- [ 10 ] 霍召晗,许鸣珠. 永磁同步电机滑模调速系统新型趋近律控制[J]. 电机与控制应用,2019,46(12): 16.
- [ 11 ] 黄宴委,刘喆怡,熊少华,等. 基于二阶终端滑模优化的电流环滑模控制[J]. 电机与控制学报,2018,22(3): 74.
- [ 12 ] 潘峰,闫庚龙,苑伟华,等. 基于双滑模的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报,2018,33(增刊2): 427.
- [ 13 ] 常雪剑,刘凌,崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可变边界层滑模控制[J]. 西安交通大学学报,2015,49(6): 53.
- [ 14 ] 郭磊磊,王华清,代林旺,等. 基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(2): 21.
- [ 15 ] 刘颖,周波,方斯琛. 基于新型扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(9): 80.
- [ 16 ] 章玮,王伟颖. 基于降阶负载扰动观测器的永磁同步电机控制[J]. 机电工程,2012,29(7): 821.
- [ 17 ] 陆斌泉,林鹤云,冯奕,等. 永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[J]. 电工技术学报,2015,30(2): 106.

(上接第 18 页)

- [ 8 ] 李耀华,秦辉,苏锦仕,等. 表贴式永磁同步电机有限集模型预测转矩控制成本函数研究[J]. 电机与控制应用,2019,46(9): 12.
- [ 9 ] DAVARI S A, KHABURI D A, KENNEL R. An improved FCS-MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1540.
- [ 10 ] 王从刚,何凤有,曹晓冬. 三相电压型 PWM 整流器有限开关序列模型预测电流控制[J]. 电工技术学报,2013,28(12): 182.
- [ 11 ] 涂文聪,骆光照,刘卫国. 基于模糊动态代价函数的永磁同步电机有限控制集模型预测电流控制[J]. 电工技术学报,2017,32(16): 89.
- [ 12 ] 李耀华,秦辉,苏锦仕,等. 基于模糊控制的动态权重系数表贴式永磁同步电机模型预测转矩控制系统[J]. 电机与控制应用,2020,47(3): 1.