

基于 IQGA 的永磁同步电机多模式控制参数协同优化

成艾国,甘霏,崔相雨[†],何智成

(湖南大学 整车先进设计制造技术全国重点实验室,湖南 长沙 410082)

摘要:在传统永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)控制系统中,参数设定依赖经验规则,难以应对动态负载变化与非线性耦合特性,导致适应性差、响应速度慢与稳定性不足.为此,本文提出改进量子遗传算法(improved quantum genetic algorithm, IQGA),通过自适应量子旋转门策略与动态种群更新机制提升全局搜索效率,用于PMSM矢量控制系统转速环与电流环的参数协同优化.实验结果表明,相较于对比算法, IQGA 响应速度平均提升46.5%,稳态精度平均提升90%.进一步地,针对无位置传感器控制全速域中低速域切换至高速域的转速波动问题,分别构建 IQGA-分数阶控制器, IQGA-非线性自抗扰控制器的协同优化架构,以实现模式平稳切换.最后,在表贴式PMSM实验平台上进行实验验证,验证了所提优化方法的优越性.

关键词:改进量子遗传算法;永磁同步电机;伺服系统;参数优化

中图分类号:TM341 **文献标志码:**A

Coordinated optimization of multi-mode control parameters for permanent magnet synchronous motors based on IQGA

CHENG Aiguo, GAN Fei, CUI Xiangyu[†], HE Zhicheng

(State Key Laboratory of Advanced Design and Manufacturing Technology for Vehicle, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: In traditional permanent magnet synchronous motor (PMSM) control systems, parameter settings rely on empirical rules, making it difficult to cope with dynamic load changes and nonlinear coupling characteristics. This results in poor adaptability, insufficient response speed and stability. To address these problems, this paper proposes an improved quantum genetic algorithm (IQGA) that enhances global search efficiency through an adaptive quantum rotation gate strategy and a dynamic population update mechanism. The IQGA is used for the cooperative optimization of parameters in the speed loop and current loop of the PMSM field oriented control system. Experimental results show that, compared with comparison algorithms, the IQGA improves the response speed by an average of 46.5% and the steady-state accuracy by an average of 90%. Furthermore, to address the speed fluctuation problem occurring during the transition from low-speed operation mode to high-speed operation mode in full-speed-range sensorless control, cooperative optimization architectures for IQGA-fractional-order controller and IQGA-nonlinear active disturbance rejection controller are constructed respectively, to achieve smooth mode switching.

* 收稿日期:2025-09-08

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2022YFB3403200), National Key Research and Development Program of China(2022YFB3403200); 湖南省科技创新领军人才资助项目(2022RC3038), Leading Talents in Science and Technology Innovation in Hunan Province(2022RC3038)

作者简介:成艾国(1972—),男,湖北天门人,湖南大学教授,博士

[†] 通信联系人, E-mail: cuixiangyu@hnu.edu.cn

Finally, experimental verification is conducted on a surface-mounted PMSM experimental platform, confirming the superiority of the proposed optimization method.

Key words: improved quantum genetic algorithm; permanent magnet synchronous motor; servo system; parameter co-optimization

PMSM 因其高效率、高功率密度和优良的动态性能,广泛应用于电动汽车、工业自动化和可再生能源等领域^[1-3].相较于其他类型电机,PMSM 能量转换效率更高,能耗更低,在相同体积和质量下能提供更大的功率输出^[4].PMSM 的能量转换效率通常超过 90%,在部分负荷条件下能耗更低^[5],同时由于使用高性能的永磁材料,体积和质量更小,适合应用于空间有限的情况.其良好的控制性能使其能够快速响应转速和转矩变化^[6],适用于要求严格的控制系统.常用的控制方法包括矢量控制(field oriented control, FOC)、直接转矩控制、模型预测控制^[7]、自适应控制和模糊控制^[8]等,这些方法可根据具体应用选择,以实现最佳的性能和稳定性.

PID/PI 控制器在电机控制系统中具有重要作用.PID 控制通过比例、积分和微分环节实现系统的快速响应与稳定控制.目前大多数商用永磁同步伺服系统均采用这两种控制器,广泛应用于电流环和速度环等,以减小稳态误差并提升动态性能.然而,控制器参数整定是一个关键问题.传统整定方法通常依赖于被控对象的精确数学模型,但在实际工况中,受参数时变、不确定性及非线性等因素影响,难以建立准确模型,导致传统 PID 控制性能受限.尽管已有多种参数整定与自整定方法,但在工业应用中普遍存在适应性不足或实施复杂等问题,实际整定过程往往依赖人工经验,不仅过程烦琐,对专业水平要求高,而且参数缺乏系统性与科学性,容易影响系统的响应速度与稳定性.

对于无位置传感器控制,在电机低速与启动阶段,由于电机的电气和反电动势特性,此时反电动势信号非常微弱,难以检测.对于内置式永磁同步电机(IPMSM)常采用高频注入方法利用凸极效应进行位置估计,但该方法实现复杂且对硬件要求较高.本文研究对象为表贴式永磁同步电机(SPM SM),采用恒电流变频(IF)控制作为低速启动

策略,在中高速区域,利用改进滑模观测器(sliding mode observer, SMO)结合锁相环(phase-locked loop, PLL)进行转子位置估计,并基于矢量控制实现稳定运行.针对控制模式切换过程中转速波动的问题,控制器参数及其整定方法是影响系统性能的关键因素.

为获得良好的控制性能,控制器参数的精确设定至关重要.随着控制理论与计算机技术的发展,参数自整定方法得到了广泛研究.其中,种群优化算法因其无须依赖被控对象精确数学模型、实现灵活等优点而受到广泛关注.该类方法以系统实际响应性能为评价依据,通过迭代搜索不断更新控制器参数,直至满足预设性能指标,从而实现控制参数的自整定与性能优化.遗传算法和粒子群优化算法是其典型的代表^[9-10].然而,传统的遗传算法不能很好地进行全局优化.文献[11]将遗传算法与粒子群优化算法相结合,对 PID 参数进行优化,取得了满意的结果.文献[12]对粒子群优化算法进行了改进,将算法的权值进行自适应变化,但当陷入局部最优时仍然很难跳出.有学者在粒子群算法中引入自适应权值变化,该方法可使全局最优解在小范围内发生突变,降低了所有粒子对其的依赖,达到了较好的效果^[13].有学者将量子计算与遗传算法相结合,首次提出量子遗传算法,它可以用较少的种群数量来表达种群多样性^[14].尽管其在全局优化中取得了令人满意的结果,然而,其旋转角度为定值,在局部寻优过程中易错过最优值,从而错过全局最优.以上研究多聚焦于转速环参数,却忽视了电流环参数整定的基础性作用.作为控制系统的内环,电流环的动态特性直接影响电机的转矩响应、过载能力等核心性能指标,其参数整定的合理性对整体控制效果具有决定性影响.

为此,本文提出一种改进量子遗传算法 IQGA,通过引入自适应量子旋转门策略与动态种群更新机

制提升全局搜索效率,对PMSM控制系统转速环与电流环参数进行协同整定优化.进一步地,针对无位置传感器控制全速域中I/F模式切换至FOC的转速波动问题,分别构建IQGA-分数阶控制器与IQGA-非线性自抗扰控制器(nonlinear active disturbance rejection controller, NLADRC)的协同优化架构,以实现模式的平稳切换.最后仿真与实验结果验证了该优化方法的有效性与优越性.

1 改进量子遗传算法

遗传算法是一种基于自然选择与遗传学原理构建的优化搜索技术,隶属于进化算法.该技术旨在应对复杂的优化问题挑战,通过精密模拟生物进化过程中的遗传变异与自然选择机制,寻求问题的最优或近优解.遗传算法已成为解决众多复杂优化问题的一种强大工具.量子遗传算法是一种结合量子计算和遗传算法的优化算法^[15].它旨在利用量子计算的优势,如量子叠加和量子纠缠等特性,加速遗传算法的搜索过程.这种结合可以在某些情况下提高算法的性能和效率.量子遗传算法中单个染色体可以代表多个态,相较于之前的遗传算法,易于维持群体的多样性,填补了遗传算法的一些不足之处,具有良好的收敛速度和寻优能力,是一种更加优秀的优化算法.

该算法使用量子比特编码替换二进制编码,量子比特是量子计算机中的信息存储单元.它与经典染色体的不同之处在于它可以同时处于两个量子态的叠加态^[16],一个量子位可以用式(1)表示:

$$|\phi\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle \quad (1)$$

式中: α 和 β 都为复数,分别表示自旋向上态与自旋向下态的概率振幅且满足式(2).

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 \quad (2)$$

因此量子比特可以同时表示0与1的状态信息,使用量子比特编码使染色体可表示所有可能的信息,大幅提升种群的多样性,单个染色体可以表示多个态,易于维持种群的多样性,因此较少的群体即可完成相应的计算^[17].

量子染色体初始化:设置种群的数量size,优化问题的维数 d ,以及每个变量对应的二进制编码位数 $[L_1, L_2, \dots, L_d]$,则种群中个体所对应的概率幅度

编码为式(3):

$$P_i = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{i1}) & \cos(\theta_{i2}) & \cdots & \cos(\theta_{in}) \\ \sin(\theta_{i1}) & \sin(\theta_{i2}) & \cdots & \sin(\theta_{in}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\theta_{ij} = 2\pi \times \text{rand}$,表示旋转角度,rand为0~1之间的随机数; i 表示第 i 个染色体; n 为所有变量的二进制位数之和,由此可以得到 $\alpha = \cos(\theta)$, $\beta = \sin(\theta)$.

该算法将量子编码初始化进行改进,将量子位分成 N 个概率空间,并通过式(4)进行划分:

$$\begin{cases} \alpha = \sqrt{i/N} \\ \beta = \sqrt{1 - i/N} \end{cases} \quad (4)$$

式中: i 表示第 i 个染色体; N 为种群个体数量.通过式(4)对概率空间进行划分,可使得每个子种群在初始化的时候具有相同概率,提高种群的搜索能力.

二进制编码转换:比较随机数rand与 $\cos(\theta)$,若rand大于或等于 $\cos(\theta)$,该位置编码为1,反之为0,得到一组包含量子信息的二进制编码.随即将二进制编码转换为十进制,如式(5)所示:

$$X = X_{\min} + \frac{\text{De}}{2^{L_l-1}} \times (X_{\max} - X_{\min}) \quad (5)$$

式中: $X_{\min}$ 为预设变量最小值; $X_{\max}$ 为预设变量最大值;De为二进制编码转换为十进制的数; X 为 d 维变量; L_l 表示第 l 个变量, $l=1, 2, \dots, d$.

1) 本文在传统量子遗传算法的基础上对算法的搜索与进化过程进行改进:在传统的遗传算法中通过交叉、遗传、变异等操作来实现种群的更新,在量子遗传算法中使用量子理论中的量子旋转门调整来更新种群.通过量子门的旋转调整改变量子态概率来保持种群的多样性,使个体向适应度高的方向移动,如式(6)所示:

$$\begin{bmatrix} \alpha'_i \\ \beta'_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i \\ \sin \theta_i & \cos \theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $[\alpha_i \ \beta_i]^T$ 为染色体更新前第 i 个量子比特编码; $[\alpha'_i \ \beta'_i]^T$ 为更新后的量子比特编码; θ_i 为旋转角.

2) 旋转角度策略改进:原始旋转角度的大小是固定的,在算法运行过程中可能会越过最优解,使得结果不断在最优解附近取值.旋转角度也不可过小,否则会使算法收敛过慢,并有可能陷入局部最优.根据粒子群算法中的速度更新式(7),将旋转角度的大小进行自适应取值^[18].

$$v_{id}^{t+1} = \omega v_{id}^t + c_1 r_1 (p_{id}^t - x_{id}^t) + c_2 r_2 (p_{gd}^t - x_{id}^t) \quad (7)$$

式中: d 为待优化的变量数(问题维数); c_1 与 c_2 分别为个体学习因子与社会学习因子; r_1 与 r_2 为 0~1 之间的随机数; p_i 与 p_g 分别为个体最优值与群体最优值, i 表示第 i 个粒子, g 为群体最优值对应位置; ω 为自适应的惯性权值; x_{id}^t 为个体当前位置. 基于此将旋转角增量大小改为式(8)^[15]:

$$\Delta\theta_{ij}^{t+1} = \left| \omega\Delta\theta_{ij}^t + c_1 r_1 (\theta_b - \theta_{ij}) + c_2 r_2 (\theta_g - \theta_{ij}) \right| \quad (8)$$

式中: θ_b 为当前个体历史最优值在该量子态位置的旋转角度; θ_g 为种群最优个体在该量子态位置的旋转角度. 在算法前期需要较大的惯性权值进行全局搜索, 后期则需要较小的权重来进行局部搜索^[19]. 权重更新式(9)如下:

$$\omega = \begin{cases} \omega_{\max} - \frac{(\omega_{\max} - \omega_{\min}) \times (f_i - f_{\text{av}})}{f_{\min} - f_{\text{av}}} & f_i > f_{\text{av}} \\ \omega_{\max} - (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \times \left(\frac{t}{M}\right)^3 & f_i \leq f_{\text{av}} \end{cases} \quad (9)$$

式中: f_i 为当前个体的适应度值; f_{av} 为当前种群的平均适应度值; $f_{\min}$ 为当前种群的最小适应度值; t 为当前迭代次数; M 为最大迭代次数; $\omega_{\max}$ 设定为 0.9; $\omega_{\min}$ 设定为 0.4.

旋转角增量公式中的 c_1 与 c_2 采用线性变化的学习因子, 在算法运行初期采用较大的 c_1 值和较小的 c_2 值, 使个体尽量发散到搜索空间即强调“个体独立意识”, 而较少受到种群内其他个体即“社会意识部分”的影响, 以增加种群的多样性. 随着迭代次数的增加, c_1 线性递减, c_2 线性递增, 从而加强了个体向全局最优点移动的能力, 学习因子变化如式(10)所示:

$$\begin{cases} c_1^k = c_1^{\text{ini}} + (c_1^{\text{fin}} - c_1^{\text{ini}}) \times \frac{t}{M} \\ c_2^k = c_2^{\text{ini}} + (c_2^{\text{fin}} - c_2^{\text{ini}}) \times \frac{t}{M} \end{cases} \quad (10)$$

式中: c_1^{ini} 为个体学习因子初始值, 取为 2.5; c_1^{fin} 为个体学习因子终止值, 取为 0.5; c_2^{ini} 为社会学习因子初始值, 取为 1; c_2^{fin} 为社会学习因子终止值, 取为 2.25; t 为当前迭代次数; M 为最大迭代次数.

旋转角度的方向为^[15]:

$$\Delta s_{ij} = \text{sign} \begin{pmatrix} \alpha_b & \alpha_{ij} \\ \beta_b & \beta_{ij} \end{pmatrix} \quad (11)$$

式中: Δs_{ij} 为第 i 条染色体的第 j 个位置的旋转方向; $(\alpha_b, \beta_b)^T$ 为种群最优个体在该位置的概率振幅; $(\alpha_{ij}, \beta_{ij})^T$ 为当前个体在该位置的概率振幅.

3) 突变与灾难: 为了减少算法陷入局部最优的可能性, 加入了突变与灾难机制. 使用 Hadamard 门进行突变, 变异概率 P 设置为 0.01, 突变公式见式(12):

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_{ij}) \\ \sin(\theta_{ij}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{4} - \theta_{ij}) \\ \sin(\frac{\pi}{4} - \theta_{ij}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

当算法连续三次迭代的最佳适应度值相同时, 即采用灾难机制, 根据适者生存原则, 在这次迭代后将适应度值最低的十分之一的个体进行初始化处理, 这样可以保护优良个体, 并增加种群的多样性. 算法流程图如图 1 所示.

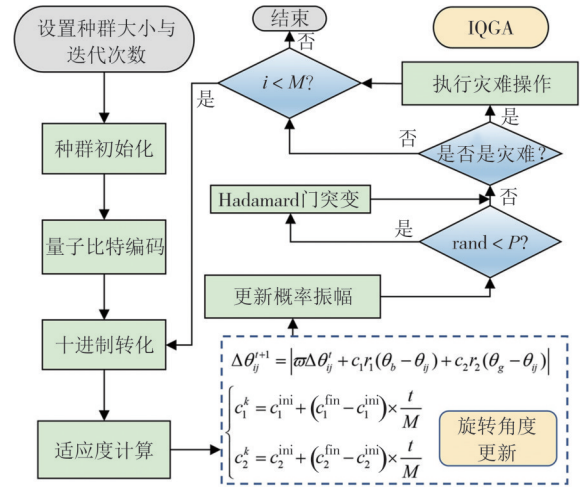


图 1 IQGA 流程图

Fig.1 Flowchart of IQGA

2 永磁同步电机控制系统

矢量控制是 PMSM 控制领域的重要方法之一, 其核心思想是通过将电机的三相电流转换至 dq 坐标系, 以实现对电机转矩和磁链的独立控制、使得电机在不同工况下都能够保持优异的动态性能和高效能^[20-21]. 常用控制方法包括 $i_d=0$ 控制、最大转矩电流比控制^[22] 和弱磁控制^[23]. $i_d=0$ 控制主要适用于表贴式电机, 旨在通过将 d 轴电流设定为零, 从而最大化电机的效率并简化控制算法. 最大转矩电流比控制通过优化电流比来实现最大转矩输出, 以此提高

系统的整体性能.弱磁控制主要用于高转速下的电机运行,通过调节 d 轴电流以降低电机的磁链,从而提升电机的转速能力.这里使用 $i_d=0$ 来控制表贴式永磁同步电机,控制框图如图2所示.

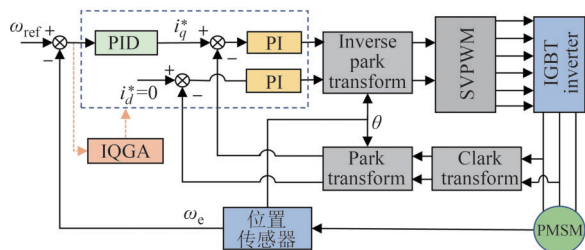


图2 表贴式永磁同步电机矢量控制框图

Fig.2 Block diagram of SPMSM field oriented control

在同步旋转坐标系 d - q 下建立永磁同步电机的数学模型^[24],电机的定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (13)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d 轴和 q 轴定子电压; R_s 为定子电阻; i_d, i_q 分别为 d 轴和 q 轴定子电流; L_d, L_q 分别为 d 轴和 q 轴定子电感(对于表贴式电机有 $L_d=L_q$); ω_e 为电机的电角速度; ψ_f 为永磁体磁通量.

电机的运动方程与转矩方程见式(14)和式(15):

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (14)$$

$$T_e = 1.5P[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (15)$$

式中: T_e 为电机的电磁转矩; J 为转动惯量; ω_m 为机械角速度; B 为阻尼系数; T_L 为负载转矩; P 为电机的极对数.

这里采用传统的PID控制器,则转速环控制器的表达式为^[25]:

$$i_q^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) (\omega_m^* - \omega_m) \quad (16)$$

式中: ω_m^* 为电机给定转速; ω_m 为电机实际转速; K_p 为比例系数; K_i 为积分系数; K_d 为微分系数.

对于电流环控制器,采用传统的PI控制器.在Simulink中进行仿真实验,所使用电机模型参数如表1所示,采用IQGA算法对转速环与电流环控制器参数进行协同优化.

对于控制系统的性能评价,常用的指标包括ITSE、ISE、IAE、ITAE.ITSE对于系统响应后期的误差

较为敏感,对于前期响应的误差反映不够明显,采用该指标得到的控制系统相对稳定,但反应速率慢,振动大.基于ISE设计的系统响应速度快,但振荡性大,稳定性较差.IAE综合了误差的绝对值,并有适当的阻尼与良好的瞬态反应,但该指标值在选取不同控制参数时差别不明显,不利于参数的区分.基于ITAE设计的系统瞬态响应的振荡小,对控制参数的选择性明显,随着时间的增加,误差的影响权重增大,该机制鼓励系统在早期减少误差,避免积累过多的后期误差,平衡了响应时间和误差控制,但未对超调量进行区分.

表1 永磁同步电机参数

Tab.1 Various parameters of PMSM

符号	参数	数值
P_n	极对数	4
L_s/mH	定子电感	0.62
R_s/Ω	定子电阻	0.89
ψ_f/Wb	磁通量	0.008 9
$J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	转动惯量	2.8×10^{-6}
$B/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	阻尼系数	0.000 125
V_{dc}	母线电压	24 V

综合考虑以上因素,本文采用一种改进型ITAE(IITAE)作为控制器性能评价指标与IQGA的目标函数,加入超调量量化因子以对超调量进行区分,如:

$$J = \begin{cases} \int_0^\infty t |e(t)| dt, & e(t) < S \\ P \int_0^\infty t |e(t)| dt, & e(t) \geq S \end{cases} \quad (17)$$

式中: $e(t)$ 为控制器输入误差; P 为超调量量化因子; S 为超调量临界值.该式可较好地表现控制系统响应的性能,另外由于该式涉及时间权重,长时间的运行可能会使结果偏向最小化稳态误差,故在实际运行过程中需严格控制运行时长,目标函数计算时间与仿真时长一致,应将仿真时长控制在合理区间内.在本文中,为突出对超调的量化,选取 P 为10,超调量临界值 S 为30 r/min.当系统超调量小于该阈值时,惩罚项不起作用,此时目标函数即为标准的ITAE,以衡量系统的动态响应性能;当系统超调量超过 S 时,通过 P 对目标函数值进行放大,从而降低该个体在优化过程中的竞争优势,引导算法优先搜索满足条件约束的解, P 为目标函数的加权系数,当 P 为1时,目标函数等价于ITAE.考虑到约束惩罚强

度与目标函数敏感性之间的平衡,本文选取 $P=10$,以保证超调量超出约束时能够施加足够的惩罚作用,同时避免对优化过程造成过度干扰.优化的目标是最小化IITAE,本文后续优化工作皆采用IITAE作为目标函数.该部分由模型输出的误差 $e(t)$ 在MATLAB的m文件中计算得到,具体的优化原理与本文后续优化工作原理如图3所示.

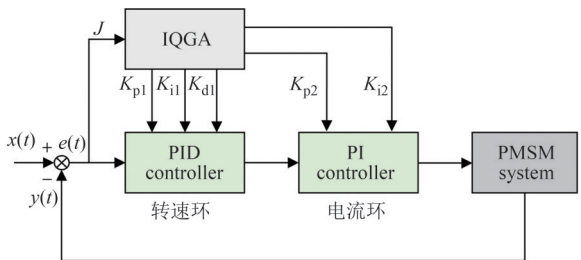


图3 优化原理框图

Fig.3 Optimization principle block diagram

利用改进量子遗传算法对转速环与电流环控制器参数进行优化,并将优化结果与改进遗传算法(IGA)^[26]、量子遗传算法(QGA)^[14]、改进粒子群算法(IPSO)^[27]进行对比.优化的变量为转速环(K_{p1}, K_{i1}, K_{d1})和电流环(K_{p2}, K_{i2}).各参数范围设置为 $K_{p1} \in [0, 200]$, $K_{i1} \in [0, 200]$, $K_{d1} \in [0, 20]$, $K_{p2} \in [0, 10]$, $K_{i2} \in [0, 20]$.种群数量直接影响算法对搜索空间的探索能力.较小的种群规模可能导致算法搜索多样性不足,增加陷入局部最优的风险;而过大的种群规模虽然能够增大搜索覆盖范围,却会显著增加计算复杂度与运行时间,且对优化效果的提升有限.鉴于本文研究对象为低维控制参数优化问题,在保证算法具备充分搜索多样性的前提下,同时为保证不同智能优化算法在相同计算条件下进行公平对比,综合搜索性能与计算代价后,将各算法的种群数量统一设置为100.算法的迭代次数在一定程度上影响优化效果并直接决定计算时间,通过对算法收敛过程的分析可以发现,在种群数量设置合理的情况下,各算法的目标函数值在约30代趋于稳定,进一步增加迭代次数对优化效果的改善不明显.四种算法的适应度值随迭代次数的变化如图4所示.从图4可以看到,四种算法的适应度值在第30代后基本保持稳定.为保证算法在有限计算资源下充分收敛,兼顾计算效率并确保算法对比的公平性,本文将各算法的最大迭代次数统一设置为50次.对于IPSO,粒子的最大运动速度设为对应参数范围的10%,惯性权重由0.9线

性变化到0.4,学习因子为2.IGA的交叉概率设为0.9,对于适应度由小到大排列的种群,变异概率由0.099 8线性递减到0.09.模型的仿真时间设置为2 s,仿真步长为 10^{-4} s.参数优化结果如表2所示.

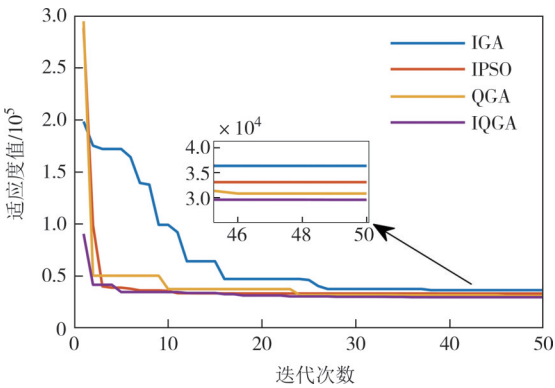


图4 适应度值变化图

Fig.4 Change curve of fitness value

表2 参数优化结果

Tab.2 The parameter optimization results

算法	K_{p1}	K_{i1}	K_{d1}	K_{p2}	K_{i2}	IITAE
IGA	72.337 1	1.303 5	0.845 6	0.155 0	12.346 7	36 358
IPSO	56.648 8	0.633 7	1.429 0	0.011 7	12.900 5	33 096
QGA	24.076 5	3.647 4	0.138 9	0.749 1	13.090 9	30 815
IQGA	23.013 3	4.200 2	0.120 4	0.839 9	10.204 7	29 564

在整个迭代过程中IGA与QGA的适应度值跨度较大,在初期的适应度值较大,经过几十次的迭代后才能找到适应度较低的个体. IPso次之,能够在较少的迭代次数内找到适应度较低的个体,但在后续的迭代过程中优势不明显,未能得到较好的结果. IQGA在迭代初期找到适应度较低的个体,并在迭代过程中不断更新,最终得到四种算法中适应度值最低的个体.结果表明, IQGA算法在寻优过程中,适应度值下降速率最快,可较快地向最优解靠拢,且所得到的优化结果的IITAE值最小.在算法优化的整体过程中,所耗费的时间主要取决于模型仿真的运行速度.由算法结构可知,该四种算法在计算复杂度层面处于相近水平,彼此间不存在显著差异.因此,在相同的运行环境与硬件配置下,这四种算法在执行优化任务时所需的时间基本一致.

为验证参数的优化效果,考虑其不同工况下的响应,设定一复杂工况,在该条件下仿真并观察电机的响应:电机以空载启动,初始预定转速为800 r/min,在1 s时加载0.1 N·m的负载,2 s时预设转速上升到

1 200 r/min,在3 s时解除电机的负载.在该条件下观察电机转速等指标的响应,以验证优化的效果.

仿真结果如图5所示.电机由启动至800 r/min阶段,QGA最快达到预定转速800 r/min,但是产生了24 r的超调,且达到稳态所需时间较长,在0.29 s时达到稳定状态,没有振荡;IGA在0.075 s达到预定

转速,但是产生较大的超调,超调量为31.3 r,达到稳态的时间为0.22 s;IPSO与IQGA均没有振荡与超调,IPSO存在1.5 r的稳态误差,在0.23 s时达到稳态,IQGA在0.09 s达到稳态,没有稳态误差.IQGA在启动至预定转速过程中无超调,且最快达到稳态,表现最优.

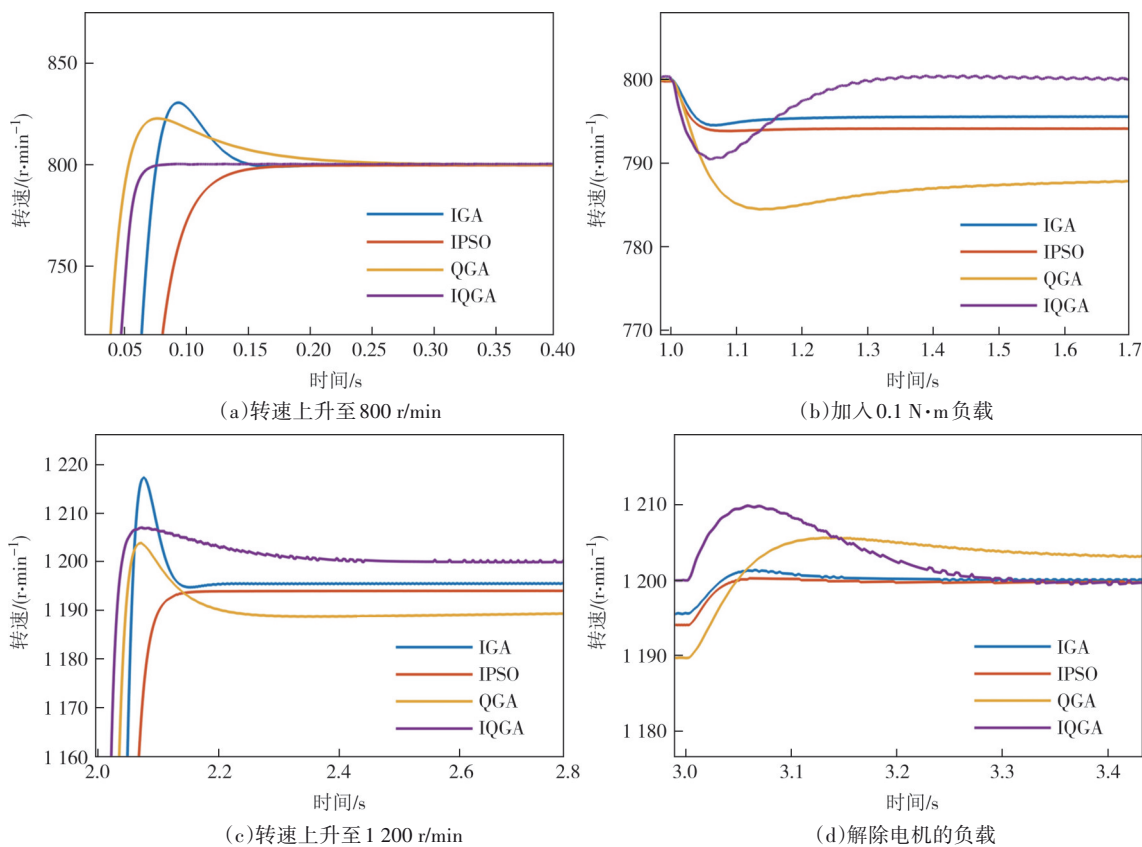


图5 在不同工况下的转速响应对比

Fig.5 Comparison of speed responses under different operating conditions

在1 s时加载0.1 N·m,QGA转速最低达到784 r/min,在1.82 s达到稳态,但存在11.2 r的稳态误差;IGA转速最低达794.3 r/min,在1.22 s达到稳态,稳态误差为4.1 r;IPSO转速最低达792.6 r/min,在1.21 s回到预定转速并达到稳态,稳态误差为5.7 r;IQGA转速最低达790.9 r/min,并于1.34 s达到稳定转速.IQGA在加载过程中表现最佳,能够快速回到稳定状态,且没有稳态误差.

转速上升至1 200 r/min阶段,QGA产生4.1 r的超调,于2.38 s达到稳态,稳态误差为10.8 r;IGA有18 r的超调,于2.25 s达到稳态,有4.2 r的稳态误差;IPSO虽无超调,但未达到预定转速,存在6.4 r的稳态误差;IQGA产生7.1 r的超调后于2.43 s调整至稳态,无稳态误差.

在3 s时解除负载后,四种算法转速均有所上升,IGA与IPSO经过变化后达到预定转速,QGA转速波动较大,达到稳态后的稳态误差为3.5 r,IQGA在经过9.7 r/min的波动后,回到预定转速,稳态误差为0.2 r.在所有工况中,IQGA响应速度优异,稳态误差较小,综合表现最优,其对应结果的IITAE值最小,为四种算法中最优.

综上所述,IQGA在动态响应速度(平均提速25%)、抗扰性(负载波动抑制能力平均提升35%)与超调抑制方面均优于对比算法,在IITAE值以及各类工况下的综合仿真性能上均展现出了最优表现,在永磁同步电机参数协同优化中实现了动态响应与稳态精度的提升,其综合控制性能显著优于传统智能优化算法,有效地实现了对永磁同步电机控制系

I/F控制的转速波形如图7所示,在转速提升阶段,观察到转速表现平稳,未出现明显波动;归因于I/F控制的固有特性,启动初期, d 轴电流呈现出较

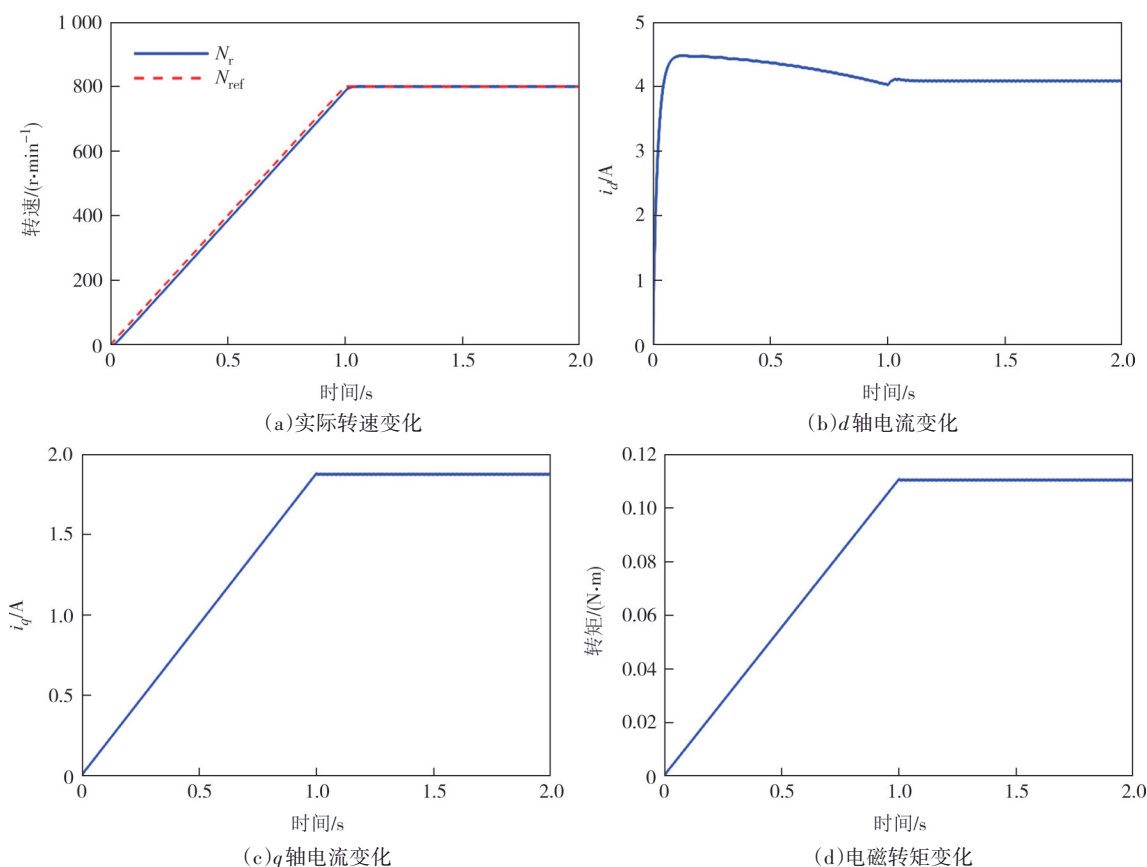


图7 I/F启动过程中系统参数变化

Fig.7 System response during the I/F startup process

的系数逐渐过渡到真正的转子位置角,可表示为:

$$\theta_{\text{cmd}} = \begin{cases} \theta_{d^*}, & \omega_r < \omega_{\text{shift, min}} \\ \theta_{d^*} + k \cdot \sin(\theta_{\text{est}} - \theta_{d^*}), & \omega_{\text{shift, min}} \leq \omega_r \leq \omega_{\text{shift, max}} \\ \theta_{\text{est}}, & \omega_r > \omega_{\text{shift, max}} \end{cases} \quad (18)$$

式中: ω_r 为当前速度; $\omega_{\text{shift, max}}$ 为速度设定上限; $\omega_{\text{shift, min}}$ 为速度设定下限; k 为加权系数; θ_{est} 为预设角度。

这种方法是把代入坐标变换的指令位置角 θ_{cmd} 从参考坐标系 d^*q^* 逐渐过渡到真实转子 dq 坐标系,人为主动模拟缓慢的变化过程,以保证过渡过程的平顺。但是需要反复调试加权系数,对于不同工况也需要作反复调整。文献[13]提出了一种基于电流幅值变化的过渡方案,通过在切换过程中减小 q 轴电流,根据“转矩-功角自平衡”原理,两坐标系将逐渐重合,从而完成切换。但是在电机负载较小或空载时会出现切换时间长、切换困难的问题。

本文采用一种 d 、 q 轴电流同时调整以完成切换的方案,在开环启动阶段, i_q 设为一常数, i_d 为 0, 在切换过程中,两电流按式(19)变化:

$$\begin{cases} i_q(t) = i_q(t_0) - k_q(t - t_0) \\ i_d(t) = -\sqrt{i_s^2 - i_q(t)^2} \\ i_s = C \end{cases} \quad (19)$$

式中: t_0 为切换开始时刻; k_q 为 i_q 的递减斜率; i_s 为总电流幅值; C 为常数。

切换过程中总电流幅值不变, i_q 切换不断减小, i_d 为负值,且绝对值不断增大,切换后直接进入双闭环矢量控制,使用改进 SMO 进行转子位置估算,可减少切换过渡时间。

在第3.1节中进行了低速域参数整定,现加入高速域进行全速域仿真,仿真时间设置为 4 s,仿真步长为 1×10^{-4} s,预定转速从 0 s 开始 1 s 内线性增加至 800 r/min,随后保持不变,电机负载从 0 s 开始在 1 s 内由 0 线性增加至 0.1 N·m,随后保持不变。设置 $t=2$ s 作为算法过渡开始时刻, q 轴电流递减斜率 k_q 设置为 5 (由于机械系统响应速度慢于电系统响应速度,递减斜率不宜过大),切换临界条件 θ_L 取 0.01 rad (θ_L 为 I/F 控制器输出转子位置与 SMO 估计的转子位置差值)。

使用 IQGA 对高速域控制参数进行参数整定。低

速域电流环参数采用低速域单独整定的结果,高速域转速环(K_{p1}, K_{i1})、电流环(K_{p2}, K_{i2})共4个参数,算法的迭代次数设为50次,种群数量为60,优化结果如表4所示.

整个切换过程的转速波形如图8所示,2 s时刻 d, q 轴电流开始同时调整,为切换过程做准备; $t=2.3958$ s时系统完成低速域至高速域的切换,在此

切换期间,转速发生了显著的波动,产生了39.4 r的超调,至3.5 s时恢复至预定的转速; d, q 轴电流在切换过程中有较大的波动,电磁转矩变化趋势与 q 轴电流相同,切换完成后,SMO的转速估计误差稳定在1 r以内.可见在切换过程中存在两个主要问题:一是转速的显著变化,二是电流与转矩的较大波动.这些问题对于实际电机控制系统而言是极其不利的,因为其有可能导致电机的失步和抖动,甚至在极端情况下引发系统失控.因此,为了提升电机控制系统的稳定性和可靠性,必须采取切实有效的措施来优化这一切换过程.

表4 参数优化结果(2)

Tab.4 Parameter optimization results (2)

参数	K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}	IITAE
结果	116.931 6	2 319.771 1	0.360 9	0.420 2	566 656

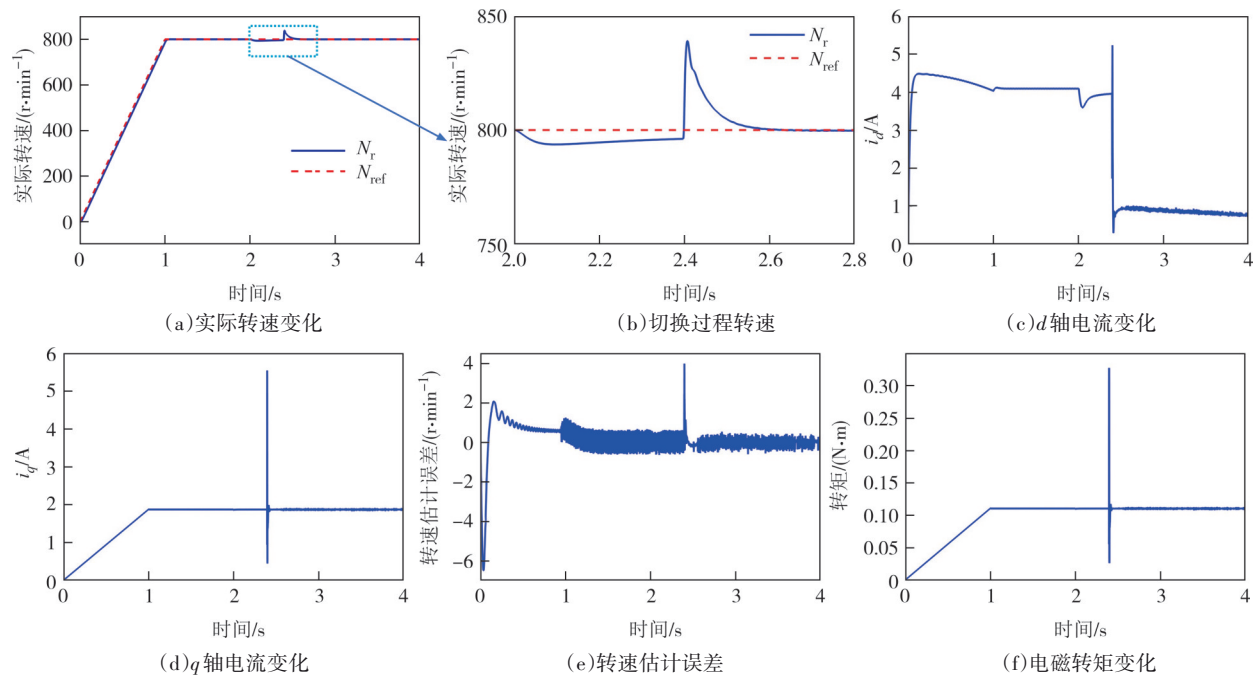


图8 切换过程参数变化

Fig.8 Control system response during the switching process

分数阶PI(FOPI)控制器是将传统PI控制器的积分项推广到分数阶,其获得的额外自由度已被证明能够增强控制系统的性能,在控制精度和灵活性方面优于整数阶控制器,具有更强的鲁棒性和自适应性^[29-31].考虑到上述问题,使用分数阶控制器替代传统的PI控制器,由于切换过程转速与转矩波动主要受高速域控制的影响,故将高速域的转速环与电流环控制器替换成分数阶PI控制器.分数阶PI控制器可表示为式(20).

$$PI^r = K_p + \frac{K_i}{s^r} \quad (20)$$

式中: r 为积分项的阶次, r 取值范围为 $[0, 2]$.

低速域控制器与参数保持不变.高速域分数阶PI控制器各参数取值范围设为转速环: $K_{p1} \in [0, 100]$,

$K_{i1} \in [0, 150]$, $r_1 \in [0, 2]$;电流环: $K_{p2} \in [0, 250]$, $K_{i2} \in [0, 2000]$, $r_2 \in [0, 2]$.算法的迭代次数为60次,种群数量增加至100,其余条件不变.优化后参数如表5所示.

表5 参数优化结果(3)

Tab.5 Parameter optimization results (3)

参数	K_p	K_i	r	IITAE
转速环	60.464 9	427.429 6	1.037 1	341 487
电流环	0.300 6	1.017 8	1.101 3	

优化结果如图9所示.切换过程中的 d, q 轴电流波动相较于PI控制器得到了有效的抑制,转速最低达到763 r/min,在 $t=2.3167$ s时完成切换,在 $t=3.21$ s时回到预定转速,切换完成前后转矩的波动有效减

小,改进 SMO 的转速估计误差基本稳定在 2 r/min 内.由此可见采用分数阶 PI 控制器具有更好的控制

性能,有效地抑制了低速域转高速域过程中转速与转矩的波动.

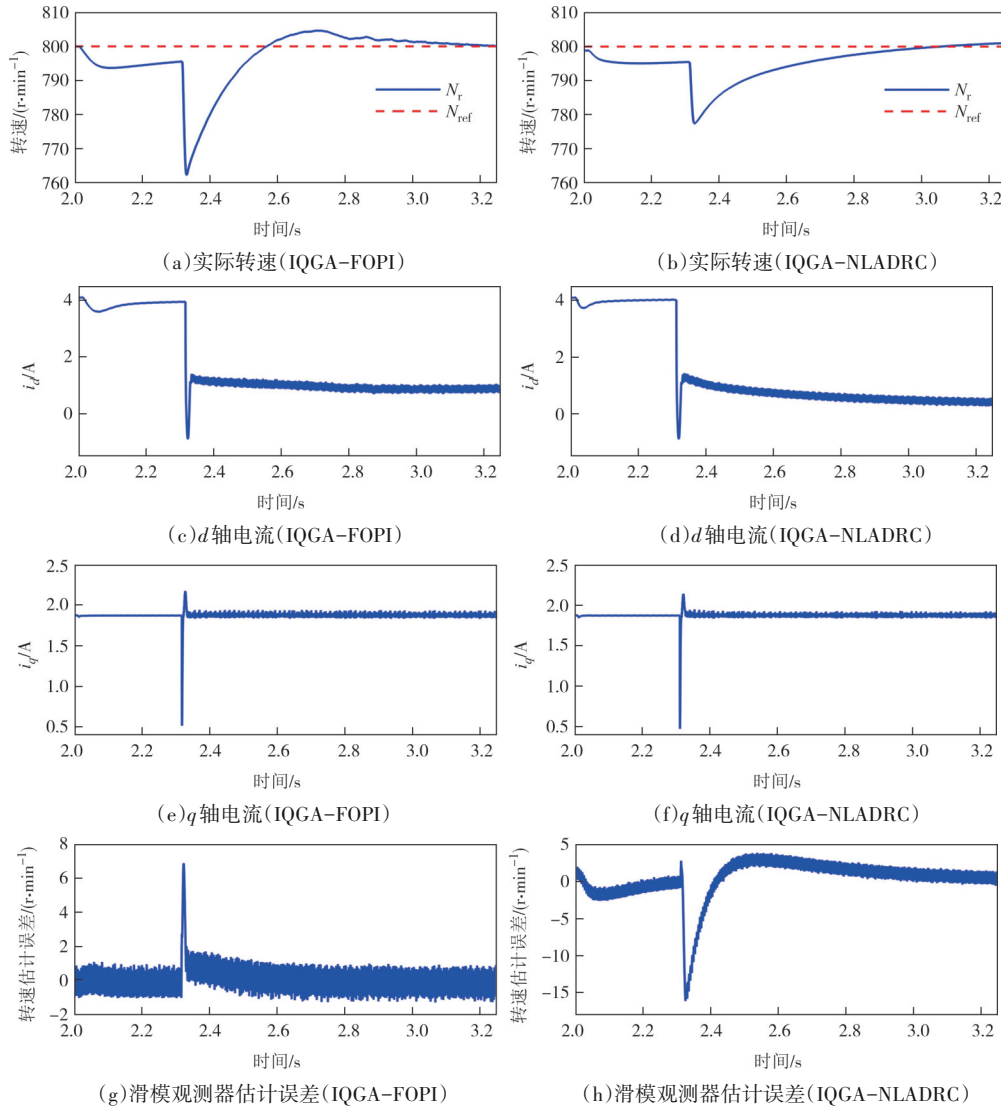


图 9 两种控制器下切换过程表现

Fig.9 Performance of the switching process under the two controllers

切换过程控制系统存在一定的扰动突变,这可能是切换过程转速与转矩突变的原因之一,故采用一种非线性自抗扰控制器来提高控制系统的鲁棒性并抑制切换过程的转速与转矩波动^[32-33].该控制器为了提高扰动的估计性能,采用了级联 NLESO. NLESO(a)和 NLESO(b)数学表示式如式(21)、式(22)所示.

$$\text{NLESO}(a): \begin{cases} e_{a1} = z_{a1} - \hat{\omega}_e \\ \dot{z}_{a1} = z_{a2} - \beta_{NL1} e_{a1} + \hat{b} i_s \\ \dot{z}_{a2} = -\beta_{NL2} \text{efal}(e_{a1}, 0.5, 0.05) \end{cases} \quad (21)$$

$$\text{NLESO}(b): \begin{cases} e_{b1} = z_{b1} - \hat{\omega}_e \\ \dot{z}_{b1} = z_{a2} + z_{b2} - \beta_{NL1} e_{b1} + \hat{b} i_s \\ \dot{z}_{b2} = -\beta_{NL2} \text{efal}(e_{b1}, 0.5, 0.05) \end{cases} \quad (22)$$

式中: z_{a1}, z_{b1} 为估计的电角速度; e_{a1}, e_{b1} 为速度跟踪误差; β_{NL1}, β_{NL2} 为观察增益系数, $\beta_{NL1} = 2\omega_0$, $\beta_{NL2} = \omega_0^2$; ω_0 为 NLESO 的带宽; ω_e 为电角速度; $\hat{b}$ 为电流增益(由电机参数决定); i_s 为总电流幅值; efal 函数表达式见式(23):

$$\text{efal}(e_1, 0.5, 0.05) = \begin{cases} e_1 0.05^{-0.5}, & |e_1| \leq 0.05 \\ |e_1|^{0.5} \text{sgn}(e_1), & 0.05 < |e_1| < 0.25 \\ e_1 + 0.25 \text{sgn}(e_1), & |e_1| \geq 0.25 \end{cases} \quad (23)$$

i_s 可表示为:

$$i_s = \frac{u_0 - z_{a2} - z_{b2}}{\hat{b}} \quad (24)$$

$$\begin{cases} u_0 \approx \dot{\hat{\omega}}_e \\ f \approx z_{a2} + z_{b2} \end{cases} \quad (25)$$

u_0 可表示为:

$$u_0 = k_p \cdot (\omega_e^* - \hat{\omega}_e) \quad (26)$$

将该控制器作为高速域转速环控制器,其余控制器采用传统的PI控制器.低速域控制器与参数保持不变.待整定参数有高速域转速环: $K_p \in [10\ 000, 100\ 000]$, $\omega_0 \in [1, 150]$;电流环: $K_{p2} \in [0, 50]$, $K_{i2} \in [0, 100]$.算法的迭代次数为60次,种群数量为100,其余条件不变,优化结果如表6所示.

表6 参数优化结果(4)

Tab.6 Parameter optimization results (4)

参数	K_p	ω_0	K_{p2}	K_{i2}	ITAE
结果	66 009.17	1.779 1	0.257 5	3.556 8	322 474

此时转速转矩波形如图9所示.可见在使用分数阶控制器与非线性自抗扰控制器后, dq 轴的电流波动大幅减小,转速波动有所改善,以NLADRC效果最佳.在 $t=2.311\ 6\text{ s}$ 时完成切换,在使用NLADRC控制器后,转速得到了较好的抑制,转速最低达到777 r/min,达到稳态时间与分数阶基本相同.在完成切换且达到稳态后,改进SMO估计的转速误差基本在1 r/min内波动.

综上所述,经过IQGA参数优化后的PMSM在全速域范围内的无感控制展现出了显著的性能提升.在I/F控制阶段,电机的转速呈现出平稳上升的态势,未出现明显波动,同时 dq 轴电流的变化亦十分平缓;当系统从I/F控制平滑过渡到FOC控制时,通过引入分数阶控制器与NLADRC,转速与电流的波动幅度得到了显著抑制,切换过程更为平稳流畅.

这一系列优化措施不仅提升了PMSM控制系统的整体性能,还显著增强了其运行过程的稳定性.

4 实验结果

基于三相PMSM的实验平台如图10所示,该平台采用两台相同的三相电机.一台用于测试所使用方法的优化效果与控制器,另一台电机用于提供所需的负载.采用LAUNCHXL_F28379D执行整个控制算法,电机驱动模块采用BOOSTXL_DRV8305EVM,开关频率设置为5 kHz. PMSM参数如表1所示.在该电机实验平台上进行实验,以验证所提出方法的优化效果.

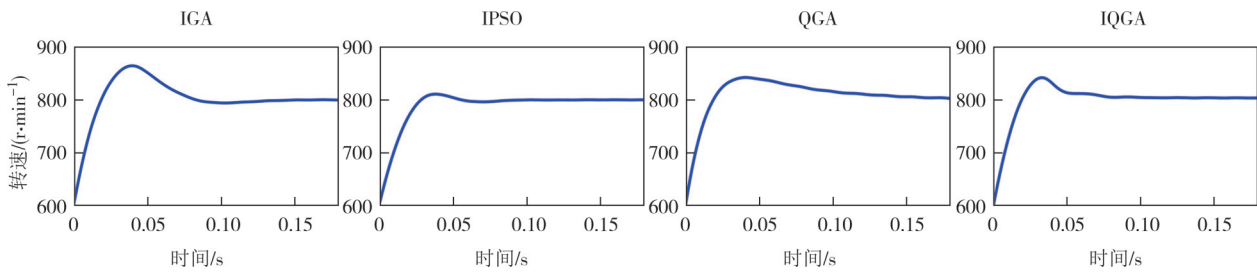


图10 永磁同步电机实验平台

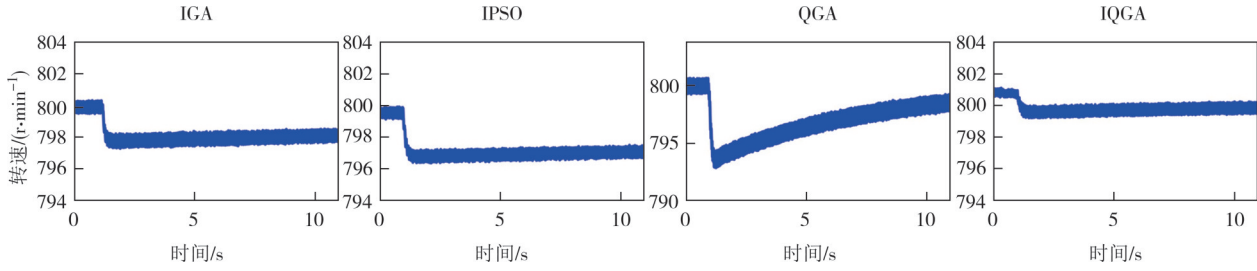
Fig.10 PMSM experiment platform

4.1 矢量控制

实验过程中使用的电机参数、控制算法与工况等与第3节的仿真一致,所使用的控制器参数如表2所示.经过实验平台测试,四种算法的表现如图11所示.从图中可得在转速上升至800 r/min过程中IGA超调量最大(67 r/min),IPSO超调量最小(15 r/min),



(a)预定转速由0上升至800 r/min转速响应对比



(b)施加0.1 N·m负载后转速响应对比

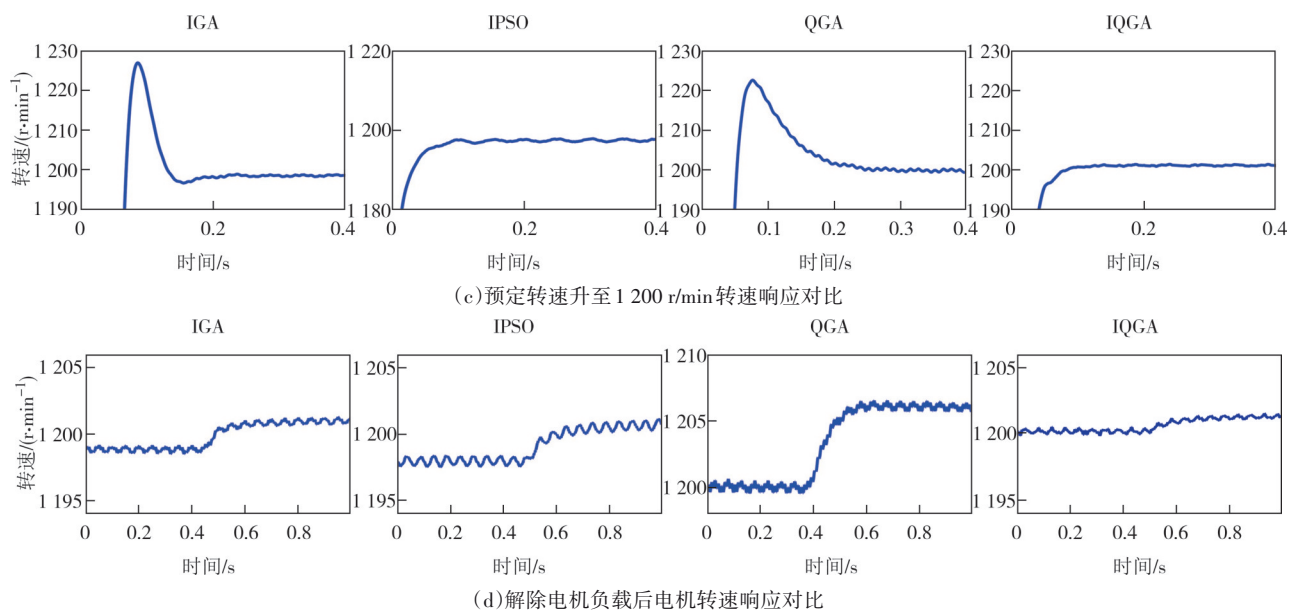
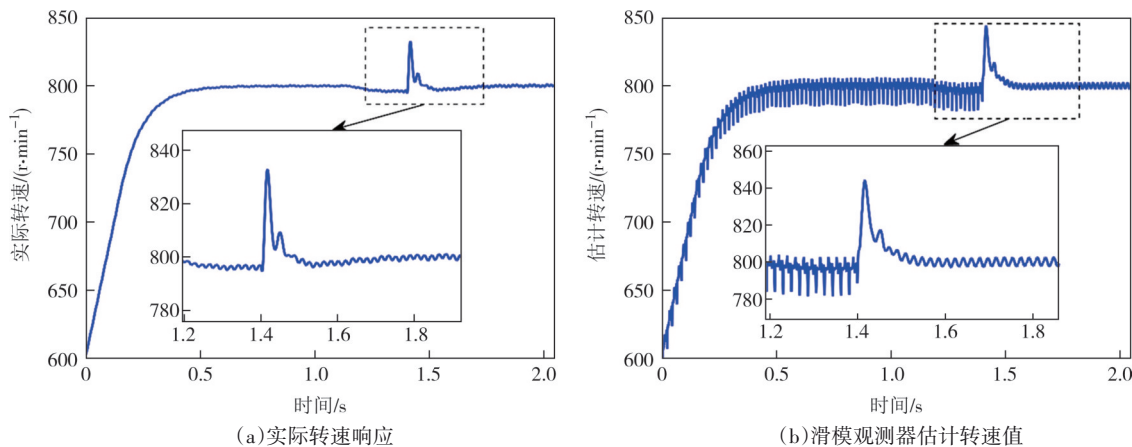


图 11 四种算法效果对比
Fig.11 Comparison of the effects of the four algorithms

IQGA 超调量为 35 r/min, IPSO 与 IQGA 最快达到稳态 (0.078 s 与 0.072 s), QGA 与 IGA 分别于 0.142 s 与 0.128 s 达到稳态;加载时 IQGA 表现效果最佳,转速波动最小(转速波动在 2.4 r/min 内), QGA 转速波动在 7.2 r/min 内, IPSO 与 IGA 转速波动分别在 3.5 r/min 与 2.7 r/min 内;在转速上升至 1 200 r/min 时, QGA 与 IGA 均有较大超调, IQGA 与 IPSO 无超调, IQGA 最快达到稳态转速,表现效果最佳;解除负载后 IQGA 的转速波动最小.综上所述, IQGA 较其他算法响应速度平均提升 46.5%, 稳态精度平均提升 90%, 尤其在高动态场景(转速切换、负载突变)中表现卓越.实验证明,采用 IQGA 进行控制系统优化可显著提升 PMSM 的动态性能与鲁棒性,具有明确的工程应用价值.

4.2 无感控制速域切换

该实验过程采用的控制算法、工况条件以及电机参数等与第 3 节一致,所使用控制器参数如表 3、表 4 所示.采用 PI 控制器进行无感控制下的 I/F 控制切换至矢量控制的实验结果如图 12 所示.整个切换过程耗时 $t=0.2511$ s, 其间转速超调量达到 33 r/min, 同时 SMO 的估计误差保持在 2 r/min 内,切换瞬间电机电流有显著的突变.这种较大的转速超调和电流突变对于电机控制系统而言是极其不利的,因为其不仅可能导致电机失步和抖动,影响系统的稳定性和精度,而且在极端情况下,还可能引发系统失控,对设备的正常运行构成严重威胁.因此,针对这一切换过程中的问题,必须采取有效措施进行优化,以确保电机控制系统的平稳、高效运行.



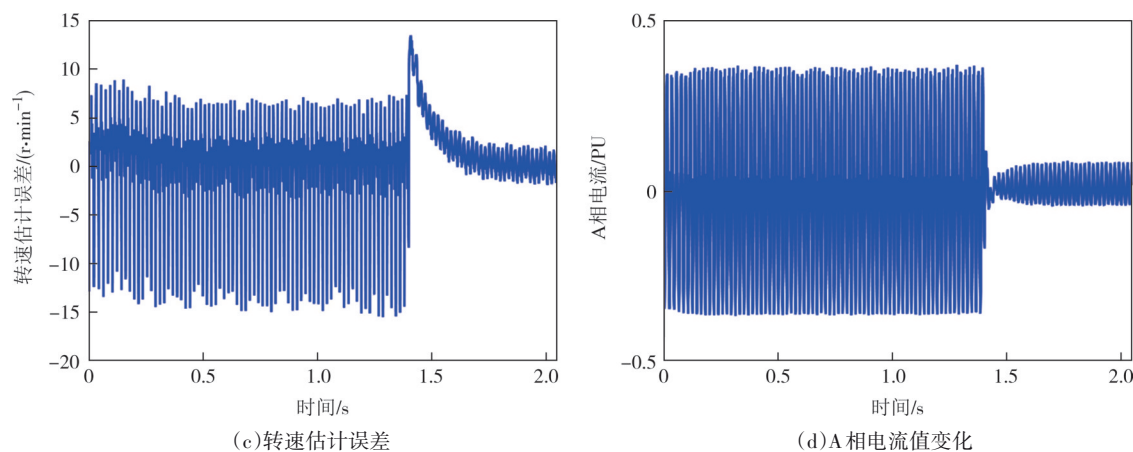


图12 切换过程控制系统参数变化

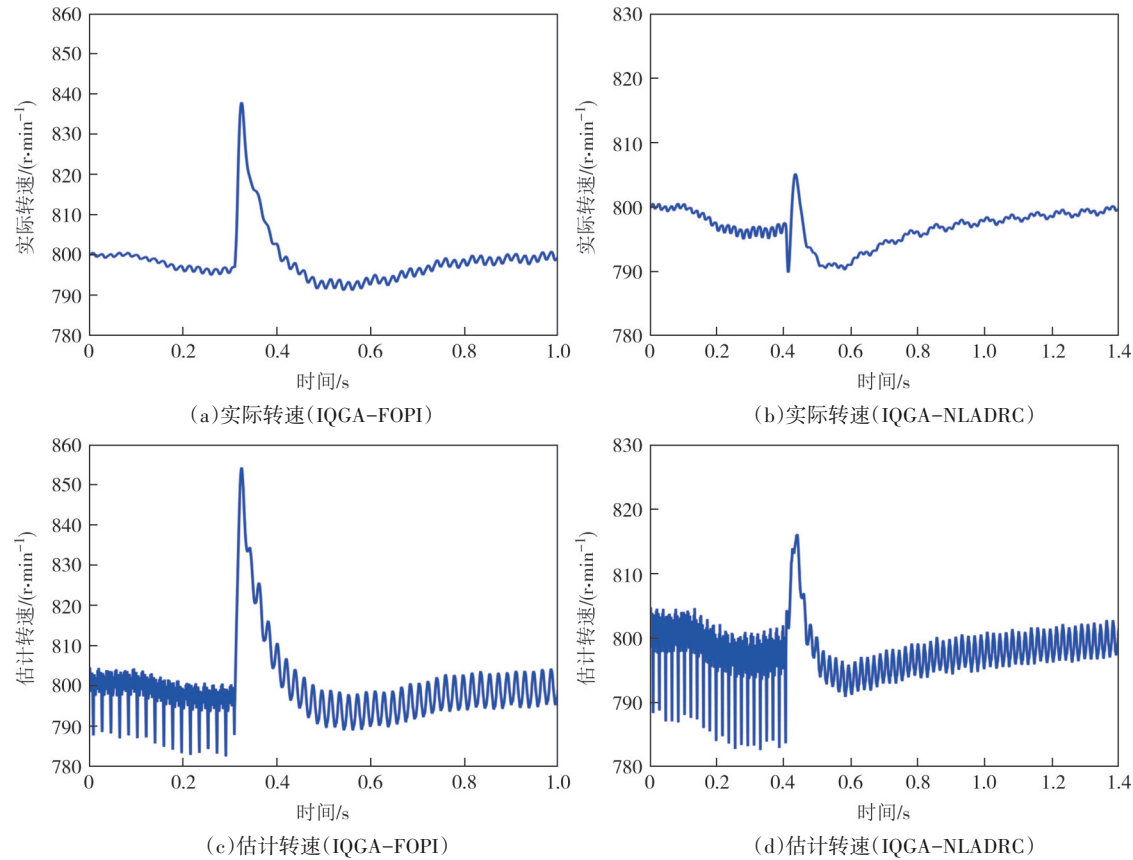
Fig.12 Control system response during the switching process

IQGA-分数阶PI控制器(IQGA-FOPI)与IQGA-NLADRC优化切换过程的实验结果如图13所示,采用的控制器参数如表5、表6所示.实验数据显示,分数阶控制器以较短切换时间(0.213 5 s)完成模式过渡,但其切换初期出现38 r/min的转速超调,随后通过动态调整快速收敛至792 r/min并趋于稳态,SMO转速估计误差峰值为4 r/min,表明其具备较强的瞬态恢复能力.

相比之下,NLADRC虽切换时间延长36%(0.290 3 s),但全程将转速波动严格抑制在 ± 10 r/min

范围内,且未引发显著超调现象,SMO估计误差进一步压缩至3 r/min以内,精度提升25%.值得注意的是,NLADRC通过内置扰动补偿机制实现了无超调平滑过渡,稳态转速偏差稳定在0.5%以下,而分数阶控制器在超调后凭借快速调节特性,稳态恢复时间较NLADRC缩短18%.

上述结果表明:IQGA-NLADRC通过牺牲部分切换速度(时间成本增加0.076 8 s),使转速波动幅度降低73.7%、观测精度提升25%,适用于高精度、强抗扰要求的工业场景;而分数阶控制器在快速响应



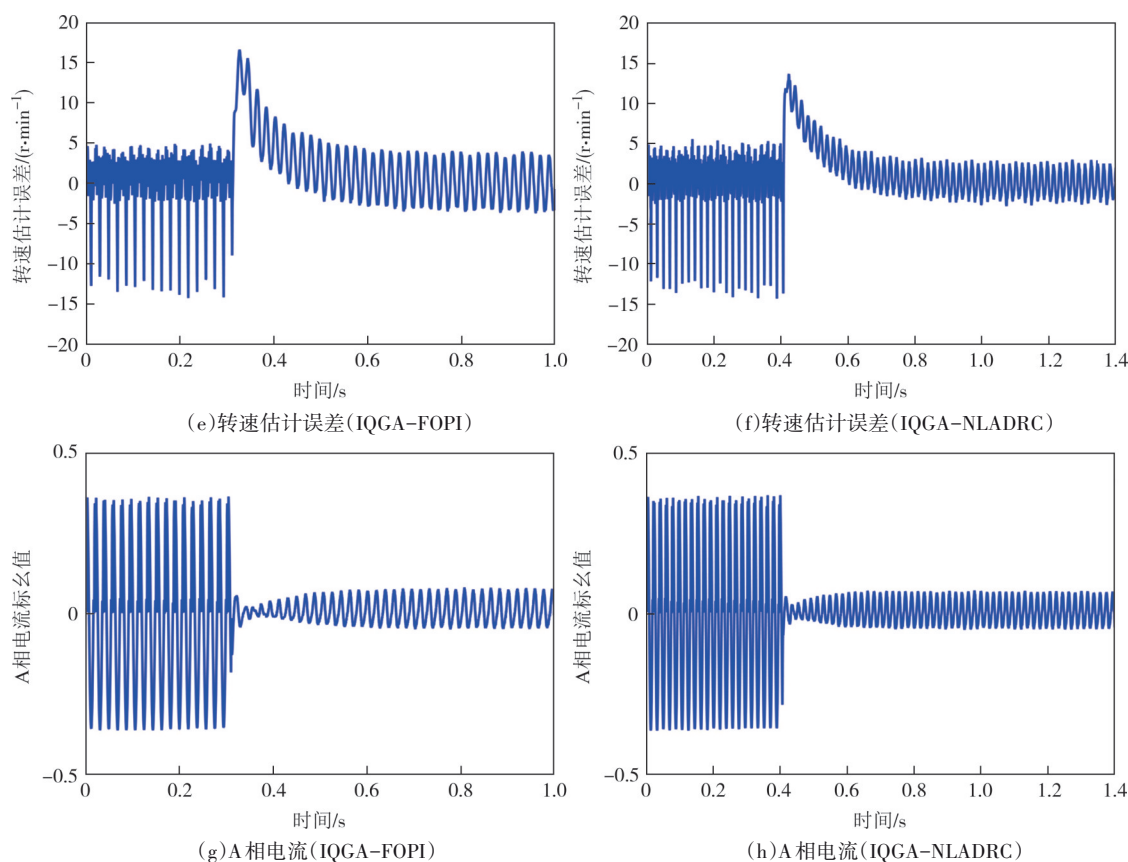


图 13 两种控制器优化效果

Fig.13 Optimization effects of the two controllers

需求场景中仍具有潜在优势. 未来研究可针对二者特性设计混合控制策略, 通过动态参数自适应机制协同优化切换过程的响应速度与稳态精度, 为复杂工况下的电机控制提供新思路.

实验结果表明, 尽管仿真得到的控制器参数在实际工况下面临逆变器死区效应、机械振动、电磁干扰与传感器噪声等复合扰动的影响, 但经过 IQGA 协同优化后的参数仍能表现出较好的系统控制性能. IQGA 优化策略在动态响应特性与稳态性能方面均展现出显著优势, 同时有效抑制了转速波动现象. 这一结果验证了 IQGA 算法在永磁同步电机控制系统中进行多参数协同优化的有效性, 且对复杂扰动具有一定的鲁棒性. 该研究成果为电机驱动系统的工程化参数优化提供了具有实践价值的技术路径.

5 结论

本文基于 IQGA 算法对 PMSM 矢量控制系统进行了多控制器参数协同优化研究. 首先, 针对传统控制器参数整定依赖经验规则的问题, 提出基于 IQGA 的全局优化框架. 通过转速阶跃响应与突加负

载的对比实验表明, IQGA 优化后的系统负载波动抑制能力平均提升 35%, 动态响应速度平均提升 25%, 稳态误差压缩至 1.3 r/min 以下, 验证了其在动态性能与抗扰性上的显著优势. 其次, 针对无位置传感器全速域控制中模式切换引发的转速与电流波动问题, 分别构建 IQGA-分数阶控制器、IQGA-NLADRC 的协同优化架构. 最后, 在三相表贴式永磁同步电机实验平台上进行实验验证. 实验表明, 在 IQGA-NLADRC 下, 该架构使 I/F 至 FOC 切换过程的转速波动幅度降低 73.7%, SMO 观测误差峰值控制在 3 r/min 以内, 实现转速平滑过渡, 解决了传统方法在宽速域动态切换中的稳定性问题. 实验结果表明, 所提方法在负载扰动抑制及稳态精度等指标上均优于现有算法, 为电机控制系统的参数优化与性能提升提供了新的思路和方法. 未来研究将聚焦于 IQGA 与模型预测控制、参数自适应机制的深度融合, 以进一步提升复杂工况下的协同优化能力.

参考文献

- [1] AHN H, PARK H, KIM C, et al. A review of state-of-the-art

- techniques for PMSM parameter identification [J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2020, 15(3): 1177–1187.
- [2] GUO Q, HAN J F, PENG W. PMSM servo control system design based on fuzzy PID [C]//2017 2nd International Conference on Cybernetics, Robotics and Control (CRC). July 21–23, 2017, Chengdu, China. IEEE, 2018:85–88.
 - [3] YUAN T Q, WANG D Z, WANG X H, et al. High-precision servo control of industrial robot driven by PMSM-DTC utilizing composite active vectors[J]. *IEEE Access*, 2019, 7:7577–7587.
 - [4] ZHANG Y, MCLOONE S, CAO W P, et al. Power loss and thermal analysis of a MW high-speed permanent magnet synchronous machine [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, 32(4):1468–1478.
 - [5] NOVAK M, NOVAK J, NOVAK Z. Efficiency mapping of a small permanent magnet synchronous motor [M]//*Mechatronics 2017*. Cham:Springer International Publishing, 2017:185–193.
 - [6] ZHAO P Z, YANG G J. Torque density improvement of five-phase PMSM drive for electric vehicles applications[J]. *Journal of Power Electronics*, 2011, 11(4): 401–407.
 - [7] LIU H L, LIN W Y, LIU Z T, et al. Model predictive current control with model-aid extended state observer compensation for PMSM drive[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(3): 3152–3162.
 - [8] CHOI H H, YUN H M, KIM Y. Implementation of evolutionary fuzzy PID speed controller for PM synchronous motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2015, 11(2):540–547.
 - [9] COELLO C A. An updated survey of GA-based multiobjective optimization techniques [J]. *ACM Computing Surveys*, 2000, 32(2): 109–143.
 - [10] NISHIDA T, SAKAMOTO T. Adaptive PSO for online identification of time-varying systems[J]. *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, 2011, 131(9): 1642–1649.
 - [11] SHI X H, LIANG Y C, LEE H P, et al. An improved GA and a novel PSO-GA-based hybrid algorithm [J]. *Information Processing Letters*, 2005, 93(5):255–261.
 - [12] WU T Z, ZHOU C C, YAN Z, et al. Application of PID optimization control strategy based on particle swarm optimization (PSO) for battery charging system [J]. *International Journal of Low-Carbon Technologies*, 2020, 15(4): 528–535.
 - [13] FENG H, MA W, YIN C B, et al. Trajectory control of electro-hydraulic position servo system using improved PSO-PID controller[J]. *Automation in Construction*, 2021, 127:103722.
 - [14] HAN K H, KIM J H. Quantum-inspired evolutionary algorithm for a class of combinatorial optimization[J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2002, 6(6):580–593.
 - [15] HAN Y Y, MA W H, MA D F. Green maritime: an improved quantum genetic algorithm-based ship speed optimization method considering various emission reduction regulations and strategies [J]. *Journal of Cleaner Production*, 2023, 385:135814.
 - [16] ZHANG X, WANG X H, LI Z D, et al. Optimization of impedance-accelerated inverse-time over-current protection based on improved quantum genetic algorithm [J]. *Energies*, 2023, 16(3):1119.
 - [17] CHEN B Q, ZHANG T H, CONG L, et al. Forward kinematics of body posture perception using an improved BP neural network based on a quantum genetic algorithm[J]. *Laser Physics Letters*, 2022, 19(9):095201.
 - [18] KANWAR K, VAJPAL J, MEENA S K. Design of PSO tuned PID controller for different types of plants [J]. *International Journal of Information Technology*, 2022, 14(6): 2877–2884.
 - [19] SHI Y, EBERHART R C. Empirical study of particle swarm optimization [C]//*Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation-CEC99* (Cat. No. 99TH8406). July 6–9, 1999. Washington, DC, USA. IEEE, 1999:0_3.
 - [20] VINDEL D, HAGHBIN S, RABIEI A, et al. Field-oriented control of a PMSM drive system using the dSPACE controller[C]//2012 IEEE International Electric Vehicle Conference. March 4–8, 2012, Greenville, SC, USA. IEEE, 2012:1–5.
 - [21] LIN X G, HUANG W X, WANG L. SVPWM strategy based on the hysteresis controller of zero-sequence current for three-phase open-end winding PMSM [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(4): 3474–3486.
 - [22] KIM S, YOON Y D, SUL S K, et al. Maximum torque per ampere (MTPA) control of an IPM machine based on signal injection considering inductance saturation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(1): 488–497.
 - [23] MORIMOTO S, SANADA M, TAKEDA Y. Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, 30(6):1632.
 - [24] LI S H, LIU Z G. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(8):3050–3059.
 - [25] ORTEGA R, ASTOLFI A, BARABANOV N E. Nonlinear PI control of uncertain systems: an alternative to parameter adaptation [J]. *Systems & Control Letters*, 2002, 47(3):259–278.
 - [26] LEUNG F H F, LAM H K, LING S H, et al. Tuning of the structure and parameters of a neural network using an improved genetic algorithm [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2003, 14(1):79–88.
 - [27] FANG S H, WANG Y C, WANG W, et al. Design of permanent magnet synchronous motor servo system based on improved particle swarm optimization [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(5): 5833–5846.
 - [28] SHEN H L, ZHANG C W. A new efficient sensorless I/F control method for IPMSM drives [C]//2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). June 19–21, 2017, Edinburgh, UK. IEEE, 2017:209–213.
 - [29] ZHENG W J, LUO Y, CHEN Y Q, et al. A simplified fractional order PID controller's optimal tuning: a case study on a PMSM speed servo[J]. *Entropy*, 2021, 23(2): 130.
 - [30] JACOB J, CHITRA A. Field oriented control of space vector modulated multilevel inverter fed PMSM drive [J]. *Energy Procedia*, 2017, 117:966–973.
 - [31] TUFENKCI S, SENOL B, ALAGOZ B B, et al. Disturbance rejection FOPID controller design in v-domain [J]. *Journal of Advanced Research*, 2020, 25:171–180.
 - [32] ZHU L H, ZHANG G Q, JING R Z, et al. Nonlinear active disturbance rejection control strategy for permanent magnet synchronous motor drives [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2022, 37(3):2119–2129.
 - [33] ZHANG X G, SUN L Z, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(3): 1358–1365.