DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.275 中图分类号：TM311 文献标志码：A

高速永磁同步电机高鲁棒性电流解耦控制器设计方法

徐子悦[1](中国电源学会学生会员)，秦建楠[2]
(1.南京理工大学自动化学院，南京 210094；2.南京林业大学工程培训中心，南京 210037)

摘要：为增强高速永磁同步电机HSPMSM(high-speed permanent magnet synchronous motor)电流解耦控制器的参数鲁棒性，首先，提出一种高参数鲁棒性的电流解耦控制器；接着，提出一种参数优化设计方法。所提方法基于零极点对消原则，在离散域直接设计电流解耦控制器，可有效克服低载波比工况下数字控制系统的延时效应，大大提高控制器的参数鲁棒性。最后，基于HSPMSM的实验结果验证了所提方法的有效性。

关键词：高速永磁同步电机；解耦控制；高参数鲁棒性；离散域直接设计法

Design Method for Current Decoupling Controller of High-speed PMSM with High Robustness

XU Ziyue[1], *Student Member*, *CPSS*, QIN Jiannan[2]
(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China; 2. Engineering Training Center, Nanjing Forestry University, Nanjing 210037, China)

Abstract: To enhance the parameter robustness of the current decoupling controller of a high-speed permanent magnet synchronous motor (HSPMSM), first, a current decoupling controller with high parameter robustness is proposed. Then, a parameter optimization design method is put forward. Based on the zero-pole cancellation principle, the proposed method directly designs the current decoupling controller in the discrete-domain, which can effectively overcome the delay effect of the digital control system under low carrier ratio conditions, thus greatly improving the parameter robustness of the controller. Finally, experimental results based on the HSPMSM verified the effectiveness of the proposed method.

Keywords: High-speed permanent magnet synchronous motor (HSPMSM); decoupling control; high parameter robustness; discrete-domain direct design method

得益于出色的功率密度与动态性能，高速永磁同步电机 HSPMSM(high-speed permanent magnet synchronous motor)在航空航天、电动汽车、飞轮储能、家用电器、工业压缩机等领域的应用越来越广泛[1]。随着 HSPMSM 转速的逐步提升，受限于开关器件的极限开关频率，HSPMSM 常常工作于低载波比工况[2]，在大功率永磁同步电机 PMSM (permanent magnet synchronous motor)系统中，载波比甚至低于10。在低载波比工况下，基于传统比例积分 PI(proportional integral)控制器的 HSPMSM 驱动系统中 d、q 轴间的交叉耦合随着转速的上升而变强，数字延时和交叉耦合导致系统动态响应性能变差，严重时可能导致系统失稳[3]。在 HSPMSM 驱动系统中，电流解耦控制器的性能直接影响驱动系统的动态性能与稳态性能，低载波比工况下的 HSPMSM 控制逐渐成为学术界的研究热点。

针对数字控制系统的延时问题，文献[4-5]通过

收稿日期：2024-09-10；**修回日期：**2024-11-21，2024-12-21；
录用日期：2024-12-29；**网络首发日期：**2025-01-15
基金项目：江苏省重点研发计划资助项目(BE2021016)
This work is supported by the Key R&D Program of Jiangsu Province under the grant BE2021016

提高电流环控制带宽缩短了时间延迟，但无法完全补偿；文献[6]通过改进驱动器拓扑来提高等效开关频率，以此降低数字延时的影响，但所提拓扑成本和损耗均较高；文献[7-8]通过直接相位补偿的方法解决控制系统时延问题，但补偿的相位难以准确获取。

针对交叉耦合问题，一系列解耦方法被提出。传统的前馈解耦方法通过引入电流给定值前馈实现解耦，然而该方法除参数鲁棒性差外，还无法实现完全解耦。反馈解耦方法将前馈解耦中的电流给定值变为电流实际值，在参数准确的情况下理论上可实现完全解耦。文献[9]分析了低载波比工况下，数字延时和角度延时对电流环稳定性的影响。为克服低载波比对 HSPMSM 控制带来的干扰，在前馈与反馈解耦的基础上，文献[10]采用内模解耦实现了稳态性能的改善，但其动态性能不够理想，存在欠阻尼振荡问题，同时其参数鲁棒性也未得到改善；文献[11]提出偏差解耦方法，但存在动态振荡问题；文献[12]采用基于神经网络的解耦方法，但需要提前对模型进行大量训练；文献[13]提出电流预测控制方法用于消除耦合影响，但其参数依赖性较强，若系统参数失配或系统参数在运行中发生变化，控制性能将大幅下降甚至失稳；文献[14-15]设计了复平面的解耦控制器，能够增强系统稳定性和动态响应性能，实现较好的解耦效果，但该方法未考虑系统参数失配情况下的鲁棒性；文献[16]提出基于扰动观测器的解耦方法，用于电机驱动系统，但是该方法结构较为复杂，不易实现；文献[17]考虑了 PMSM 驱动系统实际运行过程中，电机的电感及电阻等参数的时变因素，定义了灵敏度函数来表征电机电感和电阻参数变化对系统性能的影响程度，但是所考虑的参数不仅误差范围较小，还是基于连续域模型开展的，无法直接表征系统的稳定性，且未提出优化方法。

基于上述背景，本文以 HSPMSM 离散域精确数学模型为基础，通过离散域直接设计电流解耦控制器，并提出了一种可以提高控制器参数鲁棒性的优化设计方法。所提方法实现了低载波比工况下考虑数字延时的 HSPMSM 高参数鲁棒性的解耦控制，并基于此给出了控制器增益系数和优化系数的选择依据。通过在 3 kW 的 HSPMSM 实验平台上进行实验，验证了所提方法的可行性和有效性。

1 HSPMSM 传统解耦方法

1.1 HSPMSM 复矢量模型

HSPMSM 在 dq 同步旋转坐标系的标量电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_{\mathrm{s}} i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{e}} L_d i_q \\ u_q = R_{\mathrm{s}} i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{e}} L_q i_d + \omega_{\mathrm{e}} \psi_{\mathrm{f}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为 d、q 轴电机电压；R_{s} 为电机定子相电阻；i_d、i_q 分别为 d、q 轴电机电流；L_d、L_q 分别为电机 d、q 轴等效电感，在表贴式 HSPMSM 系统中，L_d=L_q；ω_{e} 为电机电流基波角频率；ψ_{f} 为电机磁链幅值。

式(1)所示的 HSPMSM 模型中，d、q 轴电压不仅与对应轴的电流有关，还与另一轴的电流相关，即 d、q 轴之间存在交叉耦合。

为便于描述，引入复矢量模型，HSPMSM 电压及电流复矢量变量的定义为

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{dq} = u_d + \mathrm{j}u_q \\ \boldsymbol{i}_{dq} = i_d + \mathrm{j}i_q \end{cases} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{dq}$ 为同步旋转坐标系下的电压复矢量；j 为复数的虚数单位；$\boldsymbol{i}_{dq}$ 为同步旋转坐标系下的电流复矢量。

结合式(1)及式(2)，可得 HSPMSM 复矢量模型为

$$\boldsymbol{u}_{dq} = (R_{\mathrm{s}} + sL_d + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}} L_d)\boldsymbol{i}_{dq} + \boldsymbol{e}_{dq} \tag{3}$$

式中：s 为拉普拉斯算子；$\boldsymbol{e}_{dq}$ 为反电动势扰动项复矢量，根据文献[9]，其定义为

$$\boldsymbol{e}_{dq} = 0 + \mathrm{j}[(L_d - L_q)(\omega_{\mathrm{e}} i_d - s i_q) + \omega_{\mathrm{e}} \psi_{\mathrm{f}}] \tag{4}$$

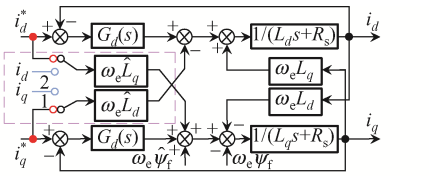
进而可得 HSPMSM 在连续域的复矢量模型(即电流到电压的传递函数)为

$$G_{\mathrm{m}}(s) = \frac{\boldsymbol{i}_{dq}(s)}{\boldsymbol{u}_{dq}(s)} = \frac{1}{R_{\mathrm{s}} + sL_d + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}} L_q} \tag{5}$$

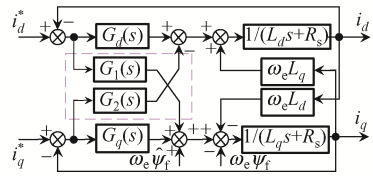
式中，带“(*s*)”后缀的变量为连续时间域的变量。

1.2 HSPMSM 传统解耦方法

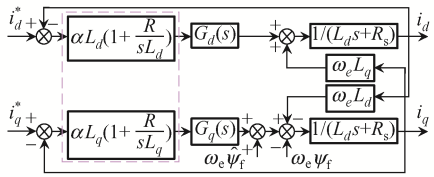
HSPMSM 传统解耦控制方法框图如图 1 所示。图中：i_d^*、i_q^* 分别为电机 d、q 轴电流给定值；$G_d(s)$、$G_q(s)$分别为 d、q 轴电流控制器传递函数；$G_1(s)$、$G_2(s)$分别为 d、q 轴偏差解耦控制器传递函数；α 为内膜解耦增益系数；R 为电机定子电阻；K_i、K_p 分别为复矢量电流控制器比例、积分增益；$\boldsymbol{i}_{dq}^*$ 为 d、q 轴电流给定值复矢量；L_s 为表贴式 HSPMSM 的等效电感；带“^”上标的变量表示该变量的估计值；带“*”上标的变量表示该变量的给定值；虚线框内表示解耦控制器。



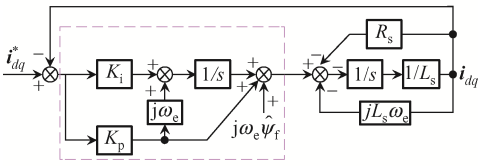
(a) 前馈、反馈解耦



(b) 偏差解耦



(c) 内模解耦



(d) 复矢量解耦

图 1　PMSM 传统解耦控制方法

Fig. 1 Conventional decoupling control method for PMSM

图 1(a)所示为前馈与反馈解耦方法，当信号选择开关位于 1 号位时为前馈解耦，否则为反馈解耦。前馈解耦方法中，电流给定值被用于计算解耦电压分量，这导致其在动态过程中无法完全解耦；反馈解耦方法则表现更优，但在低载波比工况下也不尽人意，最致命的缺点是若系统参数出现失配，解耦性能将大大降低。图1(b)所示为偏差解耦方法，其利用电流控制器的偏差进行解耦，但动态振荡问题需要单独考虑。图1(c)所示为内模解耦方法，其在电流控制回路中串接内模模型，导致动态性能下降。图 1(d)所示为复矢量解耦方法，是 HSPMSM 驱动系统目前应用较多的方法，但是，其控制器基于连续域模型设计，在低载波比工况下解耦性能下降且对参数失配较为敏感。

2　离散域直接设计解耦方法

2.1 HSPMSM 离散域低误差模型

HSPMSM 离散域低误差建模的核心思想是，将逆变器输出电压在静止坐标系下通过零阶保持器 ZOH(zero-order holder)离散化。

首先，表贴式 HSPMSM 在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的复矢量模型为

$$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}=R_\mathrm{s}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}+L_\mathrm{s}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}}{\mathrm{d}t}-\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta} \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}$ 为两相静止坐标系下的电压复矢量；$\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}$ 为两相静止坐标系下的电流复矢量；θ 为转子位置角度。

通常，转速变化相对电流调节过程较慢，因此，在电流瞬态调节过程中，反电动势可认为恒定不变。将反电动势项视为扰动项，可得 HSPMSM 在两相静止坐标系下的传递函数[14]为

$$G_{\alpha\beta}(s)=\frac{1}{sL_\mathrm{s}+R_\mathrm{s}} \tag{7}$$

将逆变器对输出电压的作用等效为 ZOH，可得两相静止坐标系下逆变器驱动的 HSPMSM 离散数学模型为

$$G_{\alpha\beta}(z)=\frac{\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}(z)}{\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}(z)}=Z\left[\frac{1-\mathrm{e}^{-sT}}{s}G_{\alpha\beta}(s)\right]=\frac{1-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}}{R_\mathrm{s}(z-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})} \tag{8}$$

式中：z 为时移算子；带“(*z*)”后缀的变量为离散时

间域的变量；“$Z[\ ]$”表示 z 变换运算；T 为控制周期。

离散系统不同时刻的采样信号转换关系可表示为

$$z^{-n}F(k)=F(k-n) \tag{9}$$

式中：n 为采样时间差；$F(k)$为 k 时刻变量 F 的值。

将式(8)转换为差分方程，同时代入式(9)，可得差分方程

$$\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}(k+1)=\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}(k)\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}+\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}(k)(1-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})/R_\mathrm{s} \tag{10}$$

可将两相静止坐标系的差分方程转换为

$$\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}(k+1)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta(k+1)}=\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta(k+1)}\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}+\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta(k+1)}(1-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})/R_\mathrm{s} \tag{11}$$

其中，相邻时刻的转子位置角度满足

$$\theta(k+1)=\theta(k)+\omega_\mathrm{e}T \tag{12}$$

两相静止坐标系的差分方程到旋转坐标系的转换满足

$$f_{\alpha\beta}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta(k)}=f_{dq}(k) \tag{13}$$

式中：$f_{\alpha\beta}(k)$为两相静止坐标系的变量；$f_{dq}(k)$为两相旋转坐标系的变量。

将式(12)、式(13)代入到式(11)，可得

$$z\boldsymbol{i}_{dq}(k)=\boldsymbol{i}_{dq}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T}\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}+\boldsymbol{u}_{dq}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T}\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}(1-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})/R_\mathrm{s} \tag{14}$$

根据式(14)可得，不考虑一拍滞后情况下，HSPMSM 在 dq 旋转坐标系下的离散模型为

$$G_{dq}(z)=\frac{\boldsymbol{i}_{dq}(z)}{\boldsymbol{u}_{dq}(z)}=\frac{1-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}}{R_\mathrm{s}(z\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T}-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})} \tag{15}$$

在数字控制系统中，当前采样周期计算得到的输出电压将在下一采样周期通过脉冲宽度调制PWM (pulse width modulation)输出。根据文献[13]，旋转坐标系下延时模型的传递函数可表示为

$$G_d(z)=(z\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T})^{-1} \tag{16}$$

由此可得考虑延时的 PMSM 在 dq 旋转坐标系下的离散模型为

$$G_{dq}(z)=\frac{\boldsymbol{i}_{dq}(z)}{\boldsymbol{u}_{dq}(z)}=\frac{1-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}}{R_\mathrm{s}z\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T}(z\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T}-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})} \tag{17}$$

根据式(17)可知，HSPMSM 在 dq 旋转坐标系下的离散模型中存在 2 个极点，分别为

$$\begin{cases}p_1=0\\ p_2=\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}}\end{cases} \tag{18}$$

由式(18)可知，极点 p_2 随转速的变化而变化，随着转速的上升，极点偏离正实轴向负虚轴靠近。根据闭环系统的零极点对消原则，为在各速度下实现良好的控制效果，电流控制器的零点应该实时对消被控对象(HSPMSM)的极点。

2.2 离散域直接设计解耦控制器

一般情况下，电流解耦控制器先在连续域设计，再由前向欧拉、后向欧拉、双线性变换等近似离散化方法得到离散模型[18]。但是，上述间接离散化方式设计的解耦控制器，在低载波比工况下其解耦效果随转速上升而明显下降。

为了具有更优的解耦性能，本文在离散域直接设计电流解耦控制器，以解决传统离散化方法在低载波比工况下的模型误差问题，进而增强零极点对消的准确度，从而增强低载波比工况下的解耦性能。

根据控制器、被控对象的零极点准确对消原则，电流控制器的零点应设置为

$$n_\mathrm{c}=\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}} \tag{19}$$

同时考虑数字系统的一拍滞后补偿、控制器增益调节，设计电流控制器传递函数为

$$G_\mathrm{c}(z)=\frac{K(z\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T}-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})}{z-1} \tag{20}$$

式中，K 为解耦控制器增益系数，选取方法将在后续给出。

在此基础上，考虑 d、q 轴的解耦，最终设计的电流解耦控制器传递函数为

$$G_\mathrm{c}(z)=\frac{K(z\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T}-\mathrm{e}^{-TR_\mathrm{s}/L_\mathrm{s}})}{z-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_\mathrm{e}T} \tag{21}$$

所提解耦控制器框图如图 2 所示。图中，$\boldsymbol{U}_{dq}$ 为解耦控制器 d、q 轴输出电压。

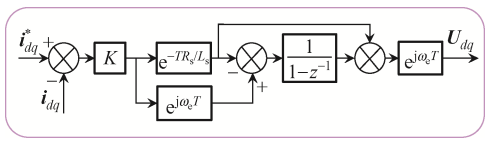


图 2 离散域直接设计的解耦控制器框图

Fig. 2 Block diagram of decoupling controller designed directly in discrete-domain

2.3 控制器参数选择方法

所提离散域直接设计的解耦控制器，仅需确定 K 这一个控制系数。在系统参数准确的情况下，系统的闭环传递函数为

$$G_{\mathrm{clo}}(z)=\frac{K(1-\mathrm{e}^{-TR_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}}})}{R_{\mathrm{s}}z^2-R_{\mathrm{s}}z+K(1-\mathrm{e}^{-TR_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}}})} \tag{22}$$

由式(22)可知，闭环传递函数存在 1 对共轭主导极点，可表示为

$$p_{1,2}=0.5\pm\frac{\sqrt{R_{\mathrm{s}}^2-4R_{\mathrm{s}}K(1-\mathrm{e}^{-TR_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}}})}}{2R_{\mathrm{s}}} \tag{23}$$

若共轭主导极点位于单位圆内，则系统稳定。为保证系统稳定且具备通用性，可配置共轭极点为重极点，K 的推荐取值为

$$K=\frac{1}{4}\frac{R_{\mathrm{s}}}{(1-\mathrm{e}^{-TR_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}}})} \tag{24}$$

2.4 控制器性能分析

所提解耦控制器与传统 PI 控制器的伯德图对比如图 3 所示，在控制增益相同的条件下，所提方法具有更高的低频增益，对低频(低于 2 kHz)电流信号的控制效果更强，可更有效地抵消外部干扰和建模误差的影响。

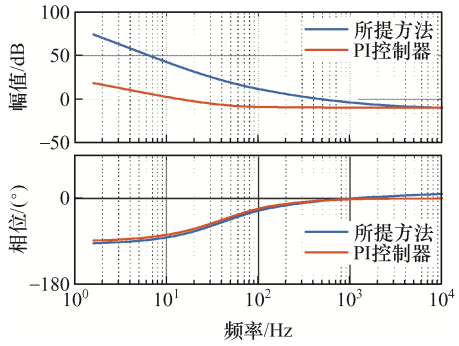


图 3　所提解耦控制器与传统 PI 控制器的伯德图对比

(基频 1 000 Hz)

Fig. 3 Comparison of Bode diagram between proposed decoupling controller and traditional PI controller

(fundamental frequency of 1 000 Hz)

为探究所提解耦控制器在不同转速下的表现，设定电机电流基波角频率分别为 0、500、1 000 Hz，绘制如图 4 所示的伯德图。分析结果表明：所提解耦控制器的低频幅值增益随基波角频率的上升而上升，高频增益几乎不受电流基波角频率的影响；所提解耦控制器的低频段相角滞后随基波频率上升而大幅减少，高频段相角滞后则随基波频率的上升而略微减少。

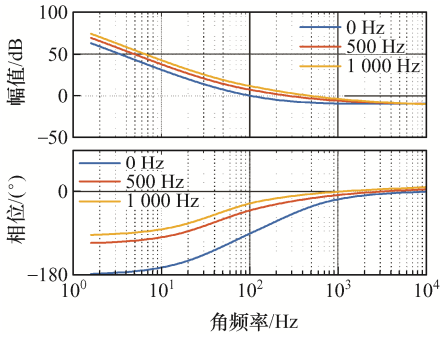


图 4　所提解耦控制器在不同转速下的伯德图

Fig. 4 Bode diagram of proposed decoupling controller at different speeds

图 5 为应用所提解耦控制器的 HSPMSM 闭环系统零、极点随电流角频率变化的迁移图，其中电流基波角频率以 200 Hz 的步进值从 0 Hz 逐步变化到 1 200 Hz。由图 5 可见，随着电机转速的上升，耦合零、极点逐渐向左下方移动。在系统参数准确的情况下，闭环系统的零、极点在任意转速下均可实现准确对消，这意味着 d、q 轴的耦合在理想情况下可完全解除。

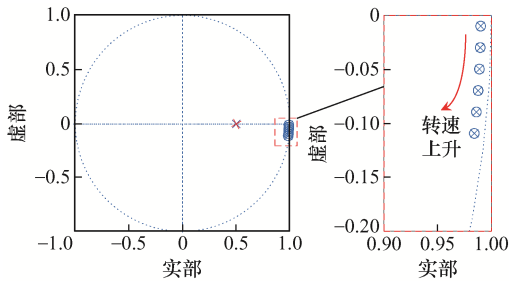


图 5　所提方法系统零、极点迁移图

Fig. 5 Zero-pole migration diagram of system under proposed method

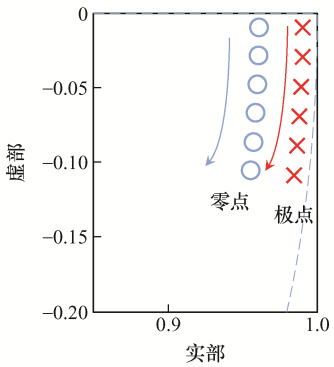
3　参数鲁棒性改进方法

3.1 参数鲁棒性问题分析

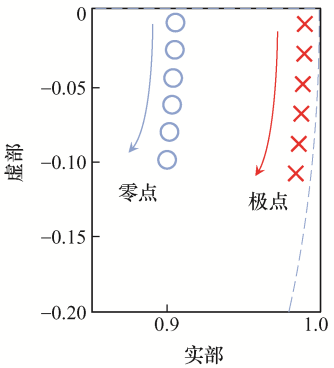
在实际应用中，电机参数不可避免地存在误差。参数误差将导致解耦控制器的零点偏离系统的

极点，从而影响系统零极点的对消效果[19]。对系统参数存在误差情况下的零极点对消情况进行分析，通常电机的电感受交叉耦合与磁路饱和效应影响，在运行过程中会变小，而电机的电阻受温升影响则会变大。

改进前参数失配情况下的零、极点迁移图如图 6 所示。不失一般性，在图 6(a)中，取失配电感参数为实际电感的 50%，失配电阻为实际电阻的 2 倍，分析结果表明，系统零、极点出现了明显的不匹配现象。在图 6(b)中，失配电感参数为实际电感的 30%，失配电阻为实际电阻的 3 倍，系统零、极点出现严重不匹配现象，系统的解耦性能将大大恶化。



(a) $0.5L_s+2R_s$下



(b) $0.3L_s+3R_s$下

图 6 改进前参数失配情况下零、极点迁移图

Fig. 6 Zero-pole migration diagram under parameter mismatch before improvement

3.2 参数鲁棒性优化方法

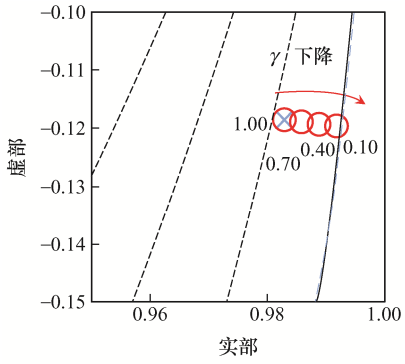
为提高解耦控制器的参数鲁棒性，本文对解耦控制器进行改进，改进后的解耦控制器传递函数为

$$G_{cN}(z)=\frac{K(z\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_c T}-\mathrm{e}^{-\gamma TR_s/L_s})}{z-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_c T} \tag{25}$$

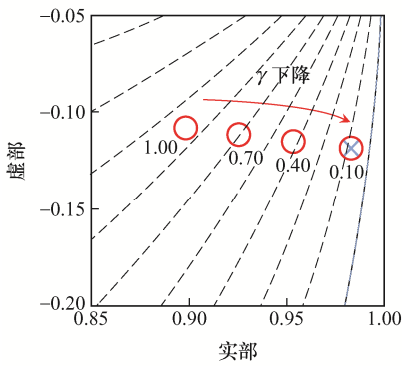
式中，γ 为优化系数，其范围为(0, 1)。K 依然按照式(24)选取。

γ 取值越小，对参数失配工况下的鲁棒性提升越明显，并可有效减小参数失配工况下的零、极点偏移距离；但也会引起参数准确工况下的零、极点偏移。因此，γ 的取值需遵循并权衡 2 条原则，一是增强参数失配工况下的鲁棒性，二是尽量减小对参数准确工况下的影响。

图 7 为不同 γ 对参数准确工况与失配工况下的闭环零、极点偏移影响的分析结果。在图 7(a)中，系统参数为准确参数，当 γ=1.00 时，系统零、极点准确对消；随着 γ 的减小，电流控制器的零点逐渐远离电机模型的极点，γ 每减小 0.10，偏移程度增加约 0.001 单位距离。在图 7(b)中，系统参数为



(a) 参数准确工况下



(b) 参数失配工况, $0.3L_s+3R_s$下

图 7 优化系数对参数准确工况和失配工况的影响结果

Fig. 7 Influence results of optimization coefficient on working conditions of accurate parameter and mismatched parameter respectively

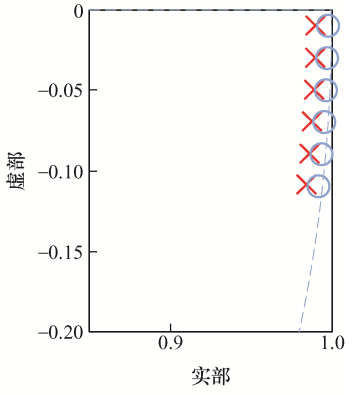
失配参数，当 γ=1.00 时，系统零、极点偏移程度最大；随着 γ 的减小，电流控制器的零点逐渐靠近电机模型的极点，直到 γ=0.10 时，系统零、极点重合，γ 每减小 0.10，偏移程度减小约 0.008 单位距离。

因此，适当地减小 γ，可牺牲参数准确工况下较小的控制效果换取失配参数工况下较大的控制效果提升，整体收益可观。

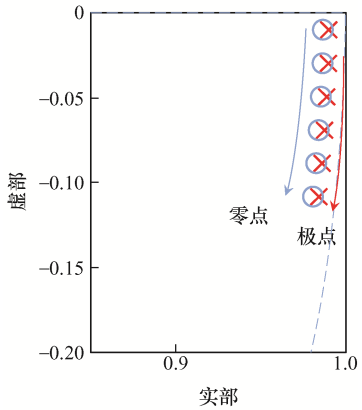
综上，为兼顾参数准确工况与参数失配工况下的控制性能，γ 的推荐取值范围为

$$\gamma \in [0.20, 0.50] \tag{26}$$

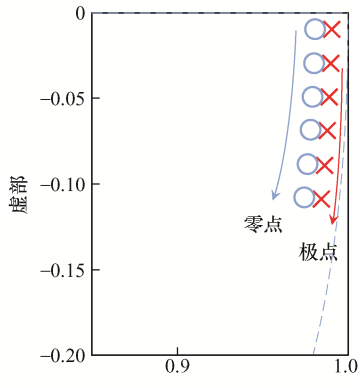
应用改进后解耦控制器闭环系统的零、极点迁移图如图 8 所示，取 γ=0.25，在参数准确工况下，系统零、极点失配程度较小，并且在系统参数严重失配的情况下，系统零、极点的偏移程度也较小，依然具有较优的解耦性能。所提方法虽略微牺牲准确参数工况下的控制性能，但大大增强参数失配工况下的系统鲁棒性。



(a) 准确参数



(b) $0.5L_s$+$2R_s$下



(c) $0.3L_s$+$3R_s$下

图 8　应用改进后解耦控制器闭环系统的零、极点迁移图

Fig. 8 Zero-pole migration diagram of closed-loop system after applying improved decoupling controller

4　实验验证

4.1　实验平台

为验证所提方法的有效性，搭建了如图 9 所示的实验平台，包括待测 PMSM、电机驱动器、扭矩转速传感器、直流稳压电源、示波器、涡流加载器及数据采集电脑等。待测 PMSM 的参数见表 1。

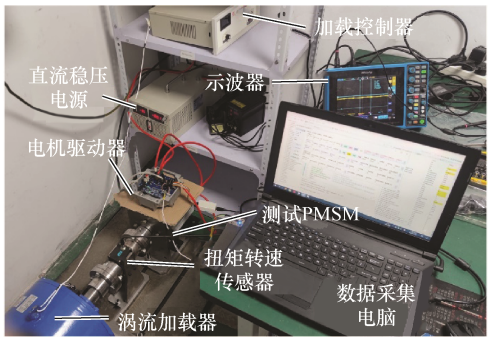


图 9　实验平台实物

Fig. 9 Physical of experimental platform

特别说明，考虑到高转速实验对实验条件的要求较为苛刻，受限于实验条件，本文通过增加实验电机极对数(极对数为 10)的方式，提高目标电机的额定频率，模拟 HSPMSM 实验，以验证所提方法在低载波比工况下的性能。

电机驱动器的主控制芯片为 TI 公司主频 90 MHz 的 TMS320F28069，实验数据可由数模转

换模块 MT6835 输送到示波器，也可由 CAN 总线发送到数据采集电脑的上位机；扭矩转速传感器为斯巴拓公司的 SB8121，其扭矩量程为 0~ 5 N·m，转速测量上限为 10 kr/min；直流稳压电源的参数为 400 V、5 kW；示波器的型号为 Micsig-STO1104C，信号带宽为 100 MHz，采样率最高为 1 GSa/s；涡流加载器型号为 WZ-50，最大加载扭矩为 50 N·m，额定转速为 6 kr/min。

表 1 实验平台参数

Tab. 1 Parameters of experimental platform

参数	数值
额定功率 P_n/kW	3
额定电压 U_n/V	240
额定电流 I_n/A	15
额定转速 n_n/(kr·min^{-1})	6
额定频率 f_n/Hz	1 000
定子电阻 R_s/Ω	0.12
定子电感 L_s/μH	410
极对数 P_p	10
磁链幅值 ψ_f/Wb	0.023
开关频率 f_{sw}/kHz	6

4.2 解耦性能对比实验

实验电机以 i_d=0 的矢量控制模式运行，给定转速由 3 kr/min 阶跃到 6 kr/min。在解耦性能对比实验中，控制器所用参数均为离线测量的准确参数。

解耦性能对比实验结果如图 10 所示，其中，i_A 为电机的 A 相电流。图 10(a)为采用无解耦且带延时补偿的 PI 控制器的实验结果，d 轴耦合电流最大值为 9.0 A，经过 225.0 ms 后重新调整到 0 A。实验结果表明，在低载波比工况下，系统的 d、q 耦合严重，不增加解耦措施时，电流的动态控制性能较差，q 轴电流的阶跃响应不仅速度慢，还导致 d 轴电流出现 9.0 A 的扰动。图 10(b)为采用带反馈解耦与数字延时补偿的 PI 控制器的实验结果，耦合电流最大值为 7.0 A，调整时间为 42.0 ms。实验结果表明，反馈解耦控制器可加快系统的动态响应速度，并降低耦合程度，但是在低载波比工况下效果并不明显。图10(c)为采用复矢量解耦控制器的实验结果，耦合电流最大绝对值为 3.5 A，调整时间为 5.0 ms。实验结果表明，复矢量解耦控制器在参数准确工况下能够较好地抑制耦合，并且电流动态响应速度大大加快。图 10(d)为采用所提解耦控制器的实验结果，在阶跃中，耦合电流最大绝对值为 1.5 A，

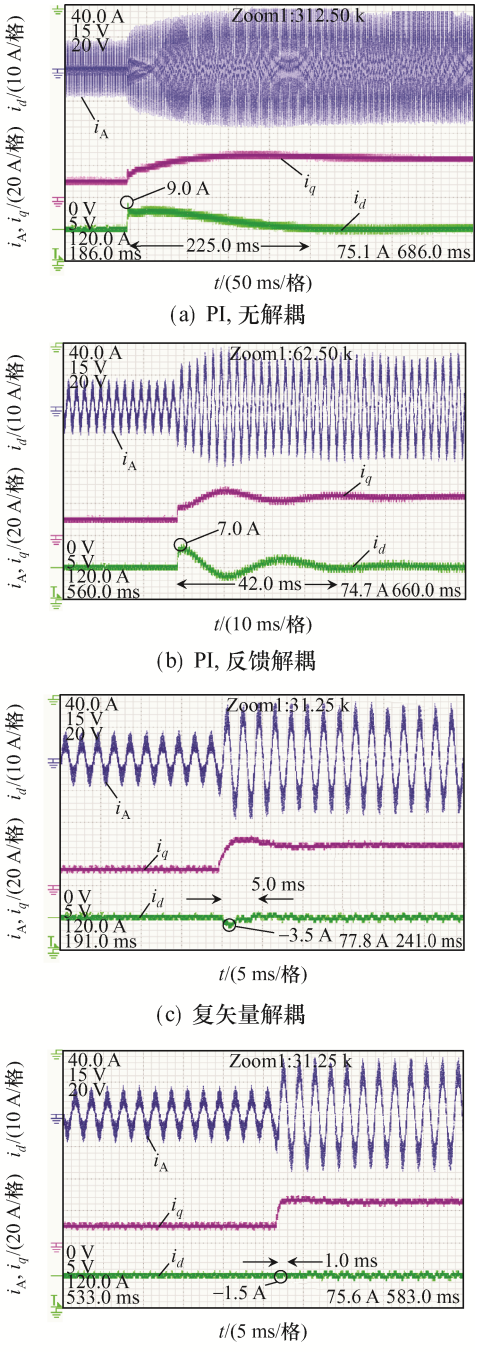


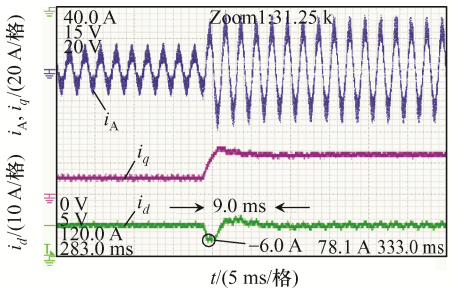
图 10 解耦性能对比实验结果

Fig. 10 Experimental results of comparison of decoupling performance

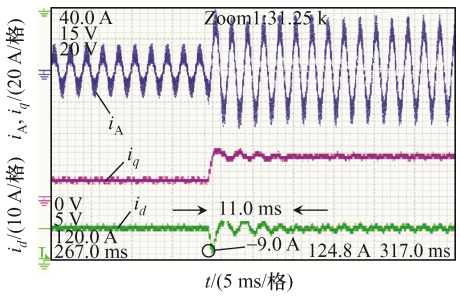
调整时间为 1.0 ms。实验结果表明，在低载波比工况下，所提方法解耦性能优越，其解耦效果和动态响应速度均优于上述 3 种方法。

4.3 参数鲁棒性对比实验

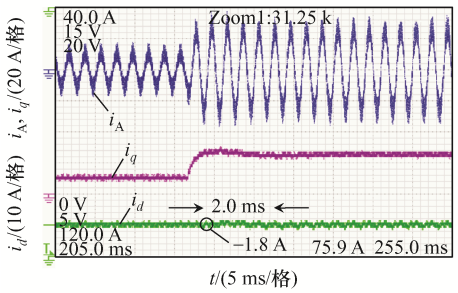
在参数鲁棒性实验中，控制器所用参数均为估计参数。参数鲁棒性对比实验结果如图 11 所示。



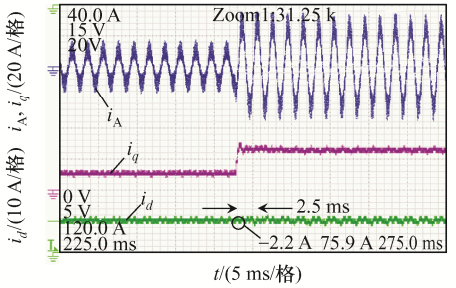
(a) 复矢量，$0.5L_s+2R_s$下



(b) 复矢量，$0.3L_s+3R_s$下



(c) 所提方法，$0.5L_s+2R_s$下



(d) 所提方法，$0.3L_s+3R_s$下

图 11　参数鲁棒性对比实验结果

Fig. 11 Experimental results of comparison of parameter robustness

图 11(a)为 $0.5L_s+2R_s$ 情况下复矢量解耦控制器实验结果，耦合电流最大绝对值为 6.0 A，调整时间为 9.0 ms。实验结果表明，相比于参数准确工况，复矢量解耦控制器的效果有所下降，耦合电流最大绝对值从 3.5 A 增加到 6.0 A，调整时间从 5.0 ms 增加到 9.0 ms。图 11(b)为 $0.3L_s+3R_s$ 情况下复矢量解耦控制器实验结果，控制效果进一步下降，耦合电流最大绝对值为 9.0 A，调整时间为 11.0 ms，表明复矢量解耦控制器的参数鲁棒性欠佳。图 11(c)为 $0.5L_s+2R_s$ 情况下所提解耦控制器的实验结果，其耦合电流最大绝对值为 1.8 A，调整时间约为 2.0 ms。与参数准确工况的耦合电流最大绝对值 1.5 A 及调整时间 1.0 ms 相比，所提方法的性能下降较少。图 11(d)为 $0.3L_s+3R_s$ 情况下的所提解耦控制器在 γ=0.25 时的实验结果，耦合电流最大绝对值为 2.2 A,调整时间为 2.5 ms。实验结果表明，所提方法具有良好的参数鲁棒性。

5　结语

针对 HSPMSM 在低载波比工况下的解耦难题，本文在离散域直接设计解耦控制器，以降低离散化误差对系统性能的影响，同时提出了参数鲁棒性优化方法。所提方法在载波比为 6 的工况下，具有良好的解耦性能；在系统参数误差较大的情况下，性能优于复矢量解耦方法。实验结果表明，所提解耦控制器具备良好的动态解耦能力，与鲁棒性优化方法结合，大大提高了所提解耦方法的参数鲁棒性，为 PMSM 的高速化、高性能化奠定了基础。

参考文献：

[1] Gerada D, Mebarki A, Brown N L, et al. High-speed electrical machines: Technologies, trends, and developments [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2946-2959.

[2] 章回炫, 范涛, 宁圃奇, 等. 车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 378-385.
Zhang Huixuan, Fan Tao, Ning Puqi, et al. Flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronous

motor used in electric vehicles with high performance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 378-385. (in Chinese)

[3] 汤龙飞, 姚林睿, 阳文蔚. 磁链闭环控制下接触器的优化设计方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3206-3217.
Tang Longfei, Yao Linrui, Yang Wenwei. Optimal design method of contactor under closed-loop control of flux linkage [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3206-3217.

[4] Rahman M A, Milasi R M, Lucas C, et al. Implementation of emotional controller for interior permanent-magnet synchronous motor drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(5): 1466-1476.

[5] Cheng Bing, Tesch T R. Torque feedforward control technique for permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 969-974.

[6] 徐凤宝, 钟臻峰, 孙伟, 等. 低载波比永磁同步发电机 PWM 整流的改进拓扑[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(2): 41-48.
Xu Fengbao, Zhong Zhenfeng, Sun Wei, et al. Improved topology of PMSG-PWM rectifier with low carrier ratio [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(2): 41-48. (in Chinese)

[7] Sepulchre L, Fadel M, Pietrzak-David M. Improvement of the digital control of a high speed PMSM for vehicle application [C]// 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). Monte Carlo, Monaco, 2016: 1-9.

[8] Lee Y, Ha J I. Nonlinearity analysis and linear modulation method for two level voltage source inverter with low switching to operating frequency ratio [C]// 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2016: 193-198.

[9] 国敬, 范涛, 章回炫, 等. 高速低载波比下永磁同步电机电流环稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(24): 7336-7346.
Guo Jing, Fan Tao, Zhang Huixuan, et al. Stability analysis of permanent magnet synchronous motor current loop control at high speed and low carrier ratio [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(24): 7336-7346. (in Chinese)

[10] 赵宇, 王俊杰, 姚为正, 等. 新型改进内模解耦控制的 STATCOM 电流环控制方案设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5409-5419.
Zhao Yu, Wang Junjie, Yao Weizheng, et al. Current loop controller design of STATCOM based on the new improved internal model decoupling control [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(18): 5409-5419. (in Chinese)

[11] 刘宇博, 王旭东, 周凯. 基于滑模观测器的永磁同步电机电流偏差解耦控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(8): 1642-1652.
Liu Yubo, Wang Xudong, Zhou Kai. Current deviation decoupling control with a sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1642-1652. (in Chinese)

[12] 朱熀秋, 杜伟. 基于模糊神经网络逆系统的无轴承永磁同步电机解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1190-1197.
Zhu Huangqiu, Du Wei. Decoupling control of bearingless permanent magnet synchronous motor based on inverse system using the adaptive neural-fuzzy inference system [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1190-1197. (in Chinese)

[13] 卢宏平, 赵文祥, 陶涛, 等. 永磁同步电机低载波比精确无差拍预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(3): 1108-1117.
Lu Hongping, Zhao Wenxiang, Tao Tao, et al. Precise deadbeat predictive current control of PMSM with low carrier ratio [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(3): 1108-1117. (in Chinese)

[14] 樊生文, 邵印, 谭晶格, 等. 低载波比下 PMSM 的复矢量控制研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(2): 136-140.
Fan Shengwen, Shao Yin, Tan Jingge, et al. Study of complex vector control for PMSM with low carrier ratio [J]. Power Electronics, 2022, 56(2): 136-140. (in Chinese)

[15] 洪俊杰, 何衍东, 黄健钊, 等. 采用改进复矢量的 PMSM 电流解耦控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 106-115.
Hong Junjie, He Yandong, Huang Jianzhao, et al. Current

decoupling control of PMSM based on improved complex vector [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(6): 106-115. (in Chinese)

[16] Gabbi T S, Gründling H A, Vieira R P. Sliding mode MRAS speed observer applied to permanent magnet synchronous motor with decoupled current control [C]// IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy, 2016: 2929-2934.

[17] 顾思芸, 沈建新. 高速永磁同步电机解耦控制: 复矢量解耦及参数灵敏度分析[J]. 微电机, 2023, 56(12): 17-24.
Gu Siyun, Shen Jianxin. Decoupling control of high-speed PMSM: Complex vector decoupling and parameter sensitivity analysis [J]. Micromotors, 2023, 56(12): 17-24. (in Chinese)

[18]刘永露, 袁银浩, 王辉, 等. 模块化解耦电路的协同控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3118-3128.
Liu Yonglu, Yuan Yinhao, Wang Hui, et al. Cooperative control strategy for modular decoupling circuits [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3118-3128. (in Chinese)

[19] 蒋经纬, 陆益民. 基于逆系统解耦的三电平 Buck 变换器反步滑模控制[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 73-80.
Jiang Jingwei, Lu Yimin. Backstepping sliding mode control of three-level Buck converter based on inverse system decoupling [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 73-80. (in Chinese)



徐子悦

作者简介：

徐子悦(2000—　)，女，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：新能源发电并网控制及电机驱动。E-mail：xuziyue@njust.edu.cn。

秦建楠(1995—　)，女，通信作者，硕士，实验师。研究方向：轨道交通节能优化控制。E-mail：qinjn@njfu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)