DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2024.04.019

基于FCS-MPC的PMSM自抗扰弱磁控制系统设计与分析

余雨婷[1,2]，黄　杰[1]，褚衍廷[2,3]，周方圆[1]
（1.湖南铁道职业技术学院，湖南 株洲 412001；
2.马来西亚玛拉工艺大学，雪兰莪州 10050 马来西亚；
3.湖南铁路科技职业技术学院，湖南 株洲 412001）

摘　要：永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor，PMSM）弱磁控制系统常用于电动汽车领域。电动汽车运行于低速时，PMSM需要输出大转矩，以响应快速起步、加速及爬坡需求；电动汽车运行于高速，且超过额定速度时，PMSM处于弱磁状态，需具备一定的带载能力，以满足高速行驶和超车工况。针对PMSM弱磁控制中的转速突变，文章设计了自抗扰控制器（Active Disturbances Rejection Controller，ADRC）替代速度外环PI控制器，对扰动项快速观测和补偿，减小速度突变对系统造成干扰，实现转速精准跟踪。针对转矩项干扰，结合转矩和磁链输出值设计有限集模型预测控制（Finite Control Set Model Predictive Control，FCS-MPC）以替代传统直接转矩控制（Direct Torque Control，DTC），构建令转矩和磁链脉动最小的价值函数，再通过价值函数的计算寻优，选取出最优空间矢量控制信号输送给逆变器。基于ADRC和FCS-MPC的优化作用，弱磁控制系统的抗扰能力、电流和转矩输出精度增强，试验验证了所设计系统的可行性和性能优势。

关键词：永磁同步电机；自抗扰；模型预测控制；弱磁控制；速度转矩突变；稳定性

中图分类号：TP273；TM351；TM341　**文献标志码：**A　**文章编号：**1000-128X(2024)04-0155-08

0　引言

永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor，PMSM）因其结构集约、运行损耗低且功率密度高、动态响应快等特点，被广泛应用于电动汽车领域。以PMSM作为驱动的控制系统中，弱磁控制可以使PMSM在不改变自身结构的基础上具有更宽的调速范围，满足低速下能输出大转矩，超过基速在高速状态下还具备一定带载能力的需求[1]。PMSM弱磁控制过程中，速度突变和转矩变化可以归为外界干扰，这些干扰会造成控制系统不稳定，如何提高PMSM弱磁控制系统应对外界干扰的稳定性是目前电机控制领域中的研究热点。

国内外学者针对PMSM弱磁控制已展开许多研究。文献[2]采用一阶限幅低通滤波器改进了超前角弱磁控制。文献[3]在弱磁控制的过程中，通过在电压调节环节对零电压矢量的作用时间进行重新分配从而抑制共模电流，降低了转矩波动和温升。文献[4]提出了一种高速状态下PMSM带载控制策略，克服了电机在最高转速时无法带载的弱点。文献[5]提出一种基于q轴电流增量与误差积分的深度弱磁控制策略，缓解了深度弱磁区域中电流、转矩脉动大，电流调节器易出现饱和现象的问题。文献[6-8]从控制器的角度优化了弱磁控制。文献[9]提出了一种双参数补偿方法改善了轨道交通用PMSM转矩控制精度。文献[10]采用一种基于单

基金项目：2022年度湖南省自然科学基金项目 (2022JJ50097)
通信作者：黄　杰，男，硕士，副教授，主要从事电力电子与电力传动方面的研究；E-mail：156340414@qq.com
引用格式：余雨婷, 黄杰, 褚衍廷, 等. 基于FCS-MPC的PMSM自抗扰弱磁控制系统设计与分析[J]. 机车电传动, 2024(4): 155-162.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.04.019.
Citation：YU Yuting, HUANG Jie, CHU Yanting, et al. Design and analysis of active disturbance rejection and field weakening control system for PMSM based on FCS-MPC[J]. Electric drive for locomotives,2024(4): 155-162.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.04.019.

交轴电流调节器的电压矢量角弱磁控制方法，实现了PMSM电流轨迹的规划。文献[11]提出了一种基于交直轴电流耦合的单电流调节器弱磁控制策略，解决双电流调节器在电机高速时的饱和问题。上述控制方法主要从控制量角度对弱磁控制系统进行改进，未考虑输送给逆变器的控制矢量是否最优。文献[12]采用了模型预测控制系统，通过价值函数的选取，将最优控制矢量输送给逆变器，优化了PMSM高速弱磁控制系统，算法易于实现，但是其采用的弱磁控制方式较为复杂，不同弱磁分区控制方式之间切换容易造成系统不稳定，且采用的PI控制器抗扰能力较弱。

PI控制器在PMSM控制系统中占主导地位，由于其结构简单，采用误差反馈消除误差，容易造成控制过程中超调量变大，系统抗扰能力差。自抗扰控制器（Active Disturbances Rejection Controller，ADRC）不依赖被控对象精确模型，基于“观测+补偿”原则进行控制，结合非线性反馈方式，使得ADRC易于实现、控制精度高、响应速度快，在抗扰性能上优于PI控制器。ADRC主要由3部分组成：跟踪微分器（Tracking Differentiator，TD）、扩张状态观测器（Extended State Observer，ESO）、非线性状态反馈控制律（Nonlinear State Error Feedback，NLSEF）。TD主要对控制输入量进行过渡和微分信号提取，ESO对控制对象和总扰动进行估计，NLSEF对ESO估计的扰动进行补偿，实现对控制量更快速精准跟踪。

本文在文献[12]的基础上，延续运用模型预测控制系统替代传统直接转矩控制系统（Direct Torque Control，DTC），并在速度环采用ADRC替代PI控制器，以提升系统抗扰能力，构建速度环基于ADRC改进的PMSM模型预测控制系统，实现弱磁状态下速度和转矩的快速、精准响应。在仿真和硬件试验中，通过设置转速与转矩扰动，验证了基于FCS-MPC的PMSM自抗扰弱磁控制系统在面对扰动时具有更好的鲁棒性且控制精度更高。

1 永磁同步电机数学模型

本文采用的电机模型为面贴式永磁同步电机，在面贴式电机中dq轴自感相等，即L_d=L_q=L，所以统一用L表示dq轴自感。电机模型建立在同步旋转dq坐标系下，定子电流方程具体如下：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L}\left(u_d-R_s i_d+pL\omega_r i_q\right)\\ \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L}\left[u_q-R_s i_q-p\omega_r\left(Li_d+\psi_f\right)\right]\end{aligned}\right\}\tag{1}$$

式中：i_d、i_q分别为d、q轴定子电流分量；R_s为定子电阻；u_d、u_q分别为定子电压在d、q轴上的分量；ω_r为电机机械角速度；p为电机极对数；ψ_f为永磁磁链大小。

PMSM磁链方程具体如下：

$$\left.\begin{aligned}\psi_d&=L_d i_d+\psi_f\\ \psi_q&=L_q i_q\end{aligned}\right\}\tag{2}$$

式中：ψ_d、ψ_q分别为d、q轴的磁链分量；L_d、L_q分别为d、q轴自感，且L_d=L_q=L。

PMSM定子磁链方程具体如下：

$$\left|\psi_s\right|=\sqrt{\left(L_d i_d+\psi_f\right)^2+\left(L_q i_q\right)^2}\tag{3}$$

式中：ψ_s为定子磁链值。

PMSM运动方程具体如下：

$$T_e-T_L-B_m\omega_r=J\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t}\tag{4}$$

式中：T_e为电磁转矩；T_L为电机负载转矩；B_m为阻尼摩擦系数；J为系统转动惯量。

2 基于FCS-MPC的PMSM自抗扰弱磁控制系统设计

基于FCS-MPC的PMSM自抗扰弱磁控制系统如图1所示，主要由3部分组成：弱磁控制模块、速度环ADRC模块、模型预测控制模块。

2.1 PMSM弱磁控制模块设计

PMSM直接转矩系统下弱磁控制框图如图2所示，ω_{r1}为电机运转基速与弱磁速度之间的切换转折速度。当电机转速ω_r<ω_{r1}时，电机处于非弱磁状态，受恒磁通控制，此时给定一个恒定的定子磁链幅值ψ_s，电机参考转矩T_e^*通过含有限幅的速度环控制器输出。电机稳定运行时，可以将定子电阻R_s上的电压降忽略，此时定子电压u_s见式(5)。

$$\left|u_s\right|=\omega_r\left|\psi_s\right|=\omega_r\sqrt{\left(\psi_f+L_d i_d\right)^2+\left(L_q i_q\right)^2}\tag{5}$$

由式(5)可知，电机在恒磁通运行状态下，电机定子电压u_s与ω_r呈正比例关系，u_s值随电机转速ω_r的升高而升高。

当电机转速超过转折速度，即ω_r≥ω_{r1}时，电机处于弱磁工作状态下，定子电压u_s达到最大值$|u_s|_{max}$，磁链幅值与转速呈反比例关系，输出参考转矩T_e^*随转速的升高而逐渐减小。此时，定子磁链参考值$|\psi_s^*|$同转速ω_r呈反比例关系，如下式所示：

$$\left|\psi_s^*\right|=k_f\frac{\left|u_s\right|_{max}}{\omega_r}\tag{6}$$

式中：$|u_s|_{max}$为定子电压最大值；k_f为反比例系数，正常情况下系数k_f≤1，如果k_f=1，表明电机转速刚好在ω_{r1}时开启弱磁状态，k_f<1时，表明实际弱磁会提前开启，即电机转速ω_r未达到ω_{r1}时就开始弱磁控制，本文中k_f设置为0.95。

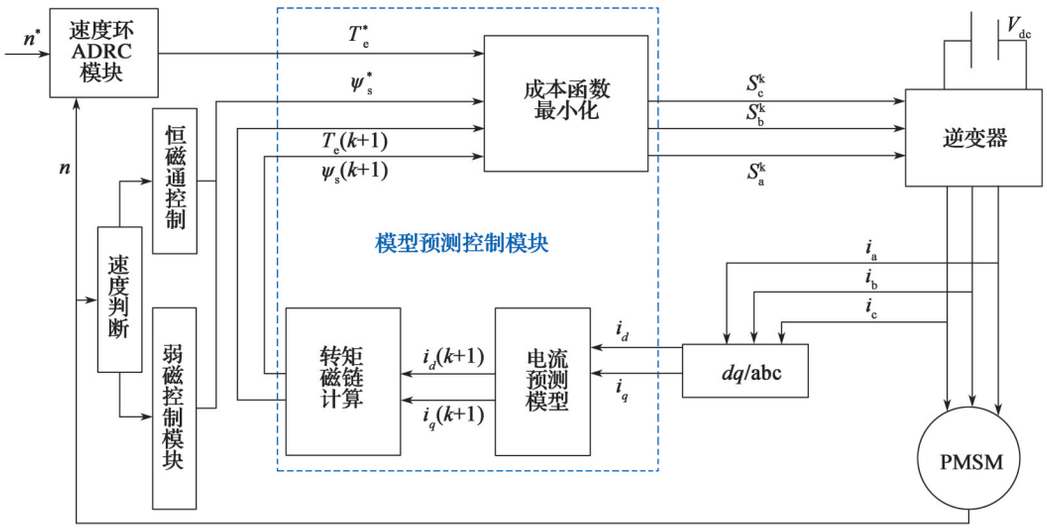

图1　基于FCS-MPC的PMSM自抗扰弱磁控制系统

Fig. 1　Active disturbance rejection and field weakening control system for PMSM based on FCS-MPC

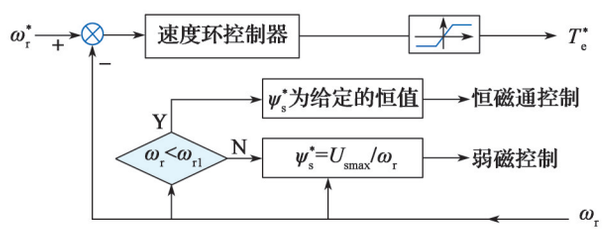

图2　PMSM弱磁控制原理框图

Fig. 2　Principle block diagram of PMSM flux weakening control

2.2　速度环ADRC设计

PMSM速度环采用ADRC进行设计，如图3所示。由于TD主要是对输入信号进行过渡，非必需环节，因此未设计该模块，该速度环ADRC主要由一个二阶ESO和一个一阶NLSEF组成。

将PMSM速度环控制器的参考转矩作为控制量，该系统为一阶系统，具体表达形式如下所示：

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}&=f(x,t)+bu\\ y&=x(t)\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

式中：$x(t)$为状态变量；$f(x,t)$为系统总干扰；t为时间；b为系统控制量增益；u为系统控制量。

令$x=\omega_r$，$y=x$，将式(4)代入式(7)，得到PMSM一阶系统状态空间方程为

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}&=-\frac{B_m x}{J}-\frac{T_L}{J}+\frac{T_e}{J}\\ y&=x\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

式中：转速y为ADRC的输入量；电磁转矩T_e为ADRC的输出量。

由式(8)可知，PMSM在控制过程中会受到库伦摩擦、粘滞摩擦和其他外部干扰，将各种干扰的总效果用函数$f(t)$表示，并将转速量ω_r代入x，表示如下：

$$f(t)=-\frac{B_m\omega_r}{J}-\frac{T_L}{J} \tag{9}$$

令$f(t)$扩张为一个新状态变量x_1，有$x_1=f(t)$。使$f(t)=g(t)$，$g(t)$表示总干扰对时间的求导量，则式(7)扩张为如下二阶状态空间方程：

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}&=x_1+\frac{T_e}{J}\\ \dot{x}_1&=g(t)\\ y&=x\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

式(10)中状态空间变量x_1的值可通过测量输出量y获得（能观性），由此可得相应的二阶ESO数学表达式为：

$$\left.\begin{aligned}e_1&=x-z_1\\ \dot{z}_1&=z_2-\beta_1\,\mathrm{fal}(e_1,\alpha_1,\delta_1)+\frac{1}{J}T_e\\ \dot{z}_2&=-\beta_2\,\mathrm{fal}(e_1,\alpha_1,\delta_1)\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

式中：e_1为转速反馈实际值ω_r与跟踪信号的差值；z_1为y的跟踪信号；z_2为系统总干扰估计值；β_1、β_2为误差反馈增益；fal(·)为线性连续函数；α_1为非线性因子；δ_1为滤波因子。

选择合适的δ_1、α_1、β_1、β_2，可使式(11)快速逼近系统式(10)的状态x和总干扰$g(t)$。

NLSEF对估计出的总干扰$g(t)$进行补偿，实现如下非线性反馈输出：

$$u_0=\sum_{i=1}^{n}\beta_i\,\mathrm{fal}(e_i,\alpha,\delta) \tag{12}$$

式中：u_0为NLSEF模块输出量；e_i为转速参考值ω_r^*与z_1的差值；β_i为误差反馈增益，i=1,⋯,n。

结合式(12)，NLSEF可表示如下：

$$\left.\begin{aligned}e_2&=\omega_r^*-z_1\\ u_0&=\beta_3\,\mathrm{fal}(e_2,\alpha_2,\delta_2)\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

由此得出，基于ADRC的速度调节器输出为

$$T_e^*=u_0-Jz_2 \tag{14}$$

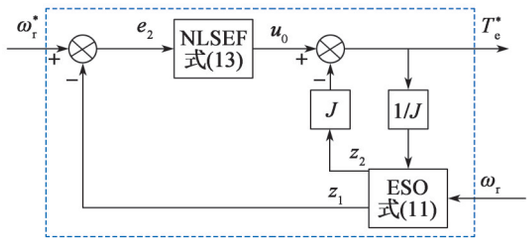

图3 速度环ADRC原理图

Fig. 3 Schematic diagram of ADRC in speed loop

2.3 模型预测控制模块设计

PMSM模型预测控制模块包括3部分：电流预测模型、转矩磁链计算模块、成本函数最小化模块。

2.3.1 电流预测模型

将式(1)进行前向欧拉离散化得：

$$\left.\begin{aligned} i_d(k+1) &= T_s\frac{1}{L}\left(u_d(k)-R_s i_d(k)+\right.\\ &\quad \left. pL\omega_r(k)i_q(k)\right)+i_d(k)\\ i_q(k+1) &= T_s\frac{1}{L}\left[u_q(k)-R_s i_q(k)-\right.\\ &\quad \left. p\omega_r(k)\left(Li_d(k)+\psi_f\right)\right]+i_q(k) \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

式中：$i_d(k+1)$、$i_q(k+1)$分别表示$k+1$时刻d轴电流和q轴电流的预测值；$i_d(k)$、$i_q(k)$分别表示k时刻d轴电流和q轴电流的输出值；$u_d(k)$、$u_q(k)$分别表示k时刻u_d和u_q的实际输出值；$\omega_r(k)$表示k时刻实际输出电机角速度；T_s、k分别为采样周期和采样时刻。

式(15)为式(1)的欧拉离散化结果，将输出电流值i_d、i_q由连续状态转换为离散状态，此时，$k+1$时刻的电流预测值可由k时刻的输出值计算得到。

2.3.2 转矩磁链计算模块

面贴式PMSM的转矩方程为

$$T_e=\frac{3p}{2}\psi_f i_q \tag{16}$$

将式(16)前向欧拉离散化得到预测转矩为

$$T_e(k+1)=\frac{3p\psi_f}{2}i_q(k+1) \tag{17}$$

式中：$T_e(k+1)$为输出转矩在$k+1$时刻的预测值。

由式(17)可知，输出转矩T_e在$k+1$的预测值可由$k+1$时刻的q轴电流预测值计算得到。

由式(3)前向欧拉离散化得预测磁链为

$$\psi_s(k+1)=\sqrt{\left(Li_d(k+1)+\psi_f\right)^2+\left(Li_q(k+1)\right)^2} \tag{18}$$

式中：$\psi_s(k+1)$为定子磁链在$k+1$时刻的预测值。

同理，由式(18)可知，定子磁链ψ_s在$k+1$时刻的预测值可由$k+1$时刻的d轴和q轴电流预测值计算得到。

2.3.3 成本函数最小化模块

在控制系统中为减小PMSM转矩和磁链脉动，定义成本函数F如下：

$$\begin{aligned} \min F=&\left|T_e^*-T_e(k+1)\right|+\\ &\lambda\left|\left|\psi_s^*\right|-\left|\psi_s(k+1)\right|\right| \end{aligned} \tag{19}$$

式中：F为成本函数表达式；λ为权值因子。

由于转矩和磁链具有不同量纲，因而在成本函数F中，需考虑加入权值因子λ来对不同量纲进行平衡。

PMSM控制系统逆变器在同一时刻会产生8个电压矢量，其中2个为零电压矢量，6个为非零电压矢量。将6个非零电压矢量分别输入模型预测模块，根据不同电压矢量计算出k时刻的$i_d(k)$、$i_q(k)$值，由式(17)和式(18)再计算出$k+1$时刻的$T_e(k+1)$、$\psi_s(k+1)$。最后通过成本函数F选出令成本函数值最小的电压控制矢量作为最优控制矢量，将此电压矢量确定运用于$k+1$时刻，实现了PMSM控制系统的转矩和磁链脉动最小。

3 试验验证及分析

研究团队运用MATLAB软件搭建仿真模型，并构建了PMSM硬件试验平台，针对系统改进前后的输出电流量进行观测对比，以验证所设计系统在减小输出量脉动、增强系统抗扰能力方面的优越性。仿真具体参数如表1所示。

表1 PMSM弱磁系统仿真参数

Table 1 Simulation parameters for PMSM field weakening system

参数项目	参数值
定子电阻R_s/Ω	2.875
dq轴电感(L_d=L_q=L)L/H	8.5×10^{-3}
永磁体磁链ψ_f/Wb	0.175
磁极对数p	4
直流母线电压U_{dc}/V	300
转动惯量J/(kg·m^2)	8×10^{-4}
粘滞摩擦系数B_m/(N·m·s)	1×10^{-3}

3.1 PMSM不同控制系统下弱磁仿真比较

在仿真试验中，一组速度环采用PI控制器，运用DTC系统进行弱磁控制；另一组速度环采用PI控制器，运用FCS-MPC系统进行弱磁控制。在采用相同控制器的前提下，对比验证FCS-MPC控制系统在弱磁控制状态下能有效减小转矩、电流抖振。

设置三相交流输入电压为220 V，频率为50 Hz，仿真时间为0.2 s。0时刻采用空载启动，0.1 s后负载转矩变更为2 N·m；同时初始参考转速设置为3 000 r/min，0.05 s后参考转速上升至5 000 r/min。

在DTC系统中，PI控制器的比例系数k_p=0.55，积分系数k_i=0.4。在FCS-MPC系统中，成本函数中的权值因子λ取值为114。

图4和图5分别为DTC和FCS-MPC下弱磁系统速度响应曲线。对比图4和图5可知，DTC系统在启动之初会产生一定的抖振，而FCS-MPC系统在启动之初速度响应较平滑，比DTC系统更为稳定。

图6和图7分别为DTC和FCS-MPC下弱磁系统转矩响应曲线。对比图6和图7可知，系统启动时，在0~0.05 s时间内，DTC系统较FCS-MPC转矩抖振更大；0.05~0.10 s时间内，PMSM弱磁控制稳定后，FCS-MPC系统的转矩脉动比DTC系统更小；0.1~0.2 s时间内，PMSM控制系统转矩从突变到稳定的整个过程中，FCS-MPC系统较DTC系统的转矩响应更为平稳。

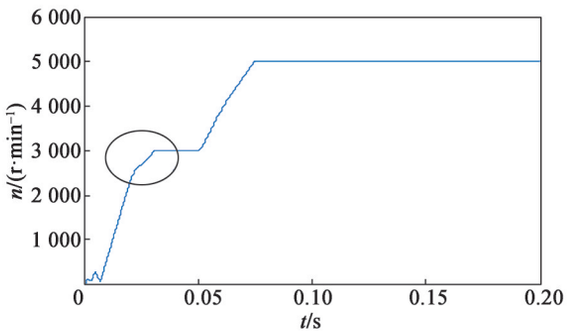

图4　DTC下的弱磁系统速度响应曲线

Fig. 4　Speed response curve of field weakening system under DTC

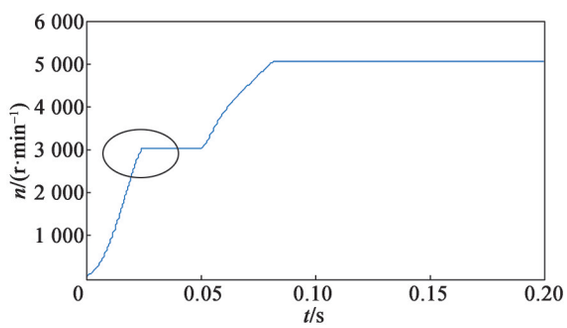

图5　FCS-MPC下弱磁系统速度响应曲线

Fig. 5　Speed response curve of field weakening system under FCS-MPC

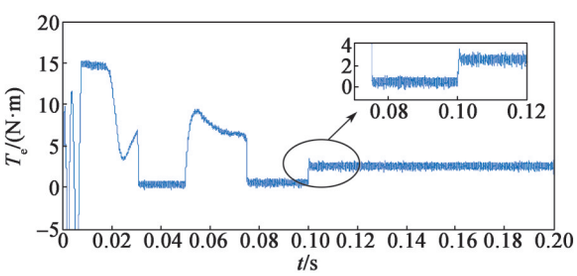

图6　DTC下弱磁系统转矩响应曲线

Fig. 6　Torque response curve of field weakening system under DTC

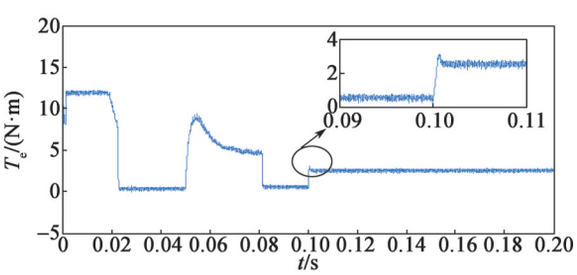

图7　FCS-MPC下弱磁系统转矩响应曲线

Fig. 7　Torque response curve of field weakening system under FCS-MPC

图8和图9分别为DTC和FCS-MPC下弱磁系统dq轴电流响应曲线。对比图8和图9可知，在PMSM启动之初，DTC系统的dq轴电流产生了较大振荡，FCS-MPC系统的dq轴电流更为平滑，在0.1~0.2 s转矩由突变到稳定过程中，FCS-MPC系统的dq轴电流更为稳定，而DTC系统下的dq轴电流在该时间段产生了较大的抖振。

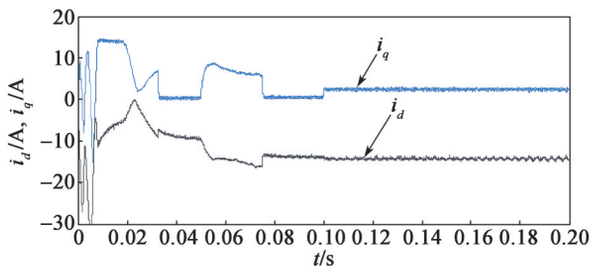

图8　DTC下弱磁系统dq轴电流响应曲线

Fig. 8　Current response curve on dq-axis of field weakening system under DTC

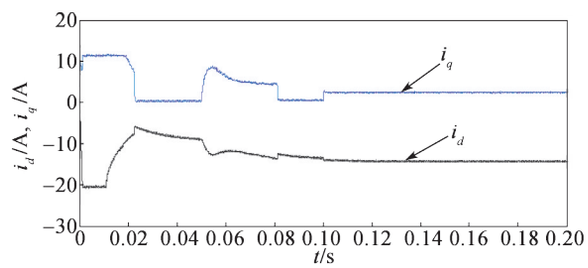

图9　FCS-MPC下弱磁系统dq轴电流响应曲线

Fig. 9　Current response curve on dq-axis of field weakening system under FCS-MPC

3.2　速度环采用不同控制器的FCS-MPC下PMSM弱磁系统仿真比较

在该仿真试验中，一组速度环采用PI控制器，运用FCS-MPC系统进行弱磁控制；另一组速度环采用ADRC控制器，运用FCS-MPC系统进行弱磁控制。在采用相同FCS-MPC控制系统前提下，对比验证ADRC控制器在弱磁状态下能有效减小转速差，抑制q轴电流脉动。

设置三相交流输入电压为220 V，频率为50 Hz，仿真时间为0.2 s。在0时刻采用空载启动，0.1 s后负载转矩为2 N·m；同时初始参考转速为3 000 r/min，0.05 s后转速上升为5 000 r/min。

速度环采用PI控制器的参数设置为：k_p=0.55,k_i=0.4。速度环采用ADRC控制器的参数设置为：$\delta=\delta_1$=0.01，$\alpha=\alpha_1$=0.5，b=1 250，β_3=4，β_1=500，β_2=1 000，成本函数中的权值因子λ取值为114。

图10和图11为速度环分别采用PI控制器和ADRC控制器的FCS-MPC弱磁系统速度响应曲线。对比图10和图11可知，在0.1~0.2 s时间内，进行速度跟踪时，采用ADRC控制器较采用PI控制器的参考转速与实际转速差值更小。

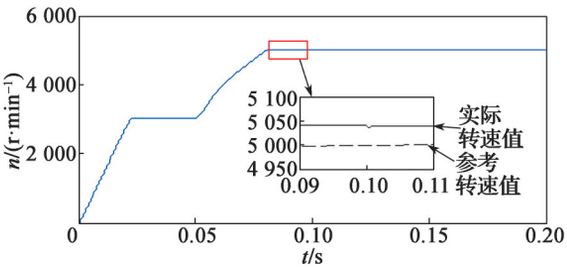

图 10 速度环采用 PI 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统速度响应曲线

Fig. 10 Speed response curve of FCS-MPC field weakening system with PI controller in speed loop

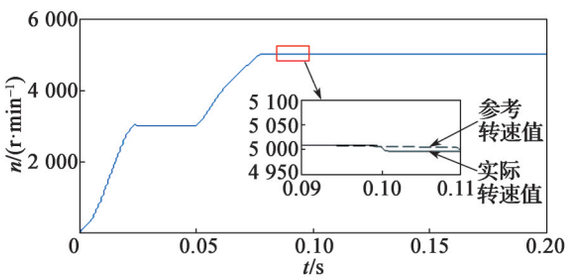

图 11 速度环采用 ADRC 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统速度响应曲线

Fig. 11 Speed response curve of FCS-MPC field weakening system with ADRC controller in speed loop

图 12 和图 13 为速度环分别采用 PI 控制器和 ADRC 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统 q 轴电流响应曲线。对比图 12 和图 13 可知，当 0.05 s 转速突变时，采用 ADRC 控制器的系统 q 轴电流较采用 PI 控制器产生的脉动更小；当 0.1 s 转矩发生突变时，采用 PI 控制器的系统产生了一个电流量正向尖峰，而以 ADRC 为控制器的系统过渡更为平滑，显示该系统抗扰动能力强。

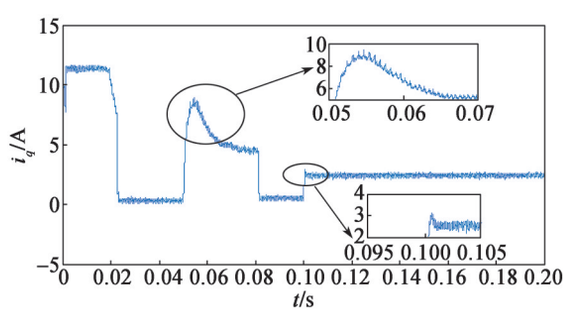

图 12 速度环采用 PI 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统 q 轴电流响应曲线

Fig. 12 Current response curve on q-axis of FCS-MPC field weakening system with PI controller in speed loop

图 14 和图 15 为速度环分别采用 PI 控制器和 ADRC 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统转矩响应曲线。对比图 14 和图 15 可知，当 0.05 s 转速变化时，采用 ADRC 控制器的系统转矩脉动更小，而以 PI 为控制器的系统转矩脉动更大；当 0.1 s 转矩突变时，采用 PI 控制器的系统会产生一个正向尖峰，而以 ADRC 为控制器的系统转矩响应较为平滑。

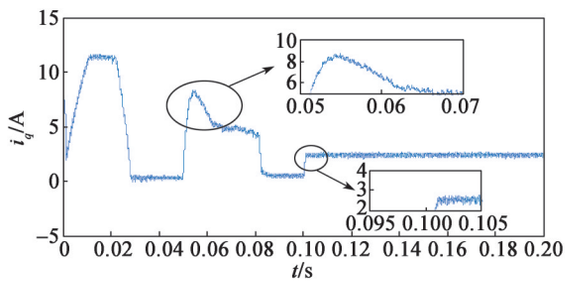

图 13 速度环采用 ADRC 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统 q 轴电流响应曲线

Fig. 13 Current response curve on q-axis of FCS-MPC field weakening system with ADRC controller in speed loop

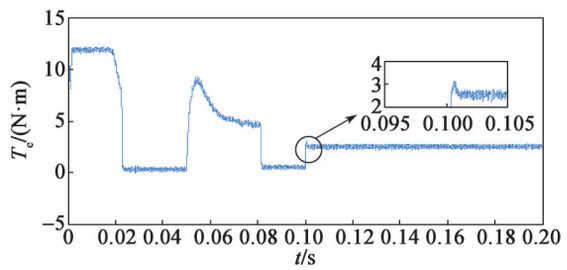

图 14 速度环采用 PI 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统转矩响应曲线

Fig. 14 Torque response curve of FCS-MPC field weakening system with PI controller in speed loop

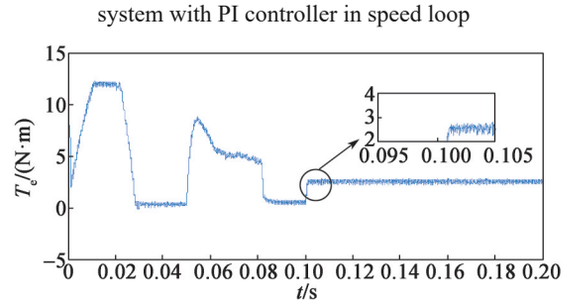

图 15 速度环采用 ADRC 控制器的 FCS-MPC 弱磁系统转矩响应曲线

Fig. 15 Torque response curve of FCS-MPC field weakening system with ADRC controller in speed loop

3.3 硬件试验分析验证

根据上述理论研究，研究团队搭建了与仿真电机参数一致的 PMSM 弱磁控制系统硬件试验平台，如图 16 所示。平台组件主要有：1 台面贴式 PMSM 试验电机、1 台异步电机负载、核心控制芯片（采用 TI 公司 TMS320F28335 的控制模块）、驱动电路、上位机、示



图 16 PMSM 硬件试验平台

Fig. 16 PMSM hardware experiment platform

波器等。三相交流输入电压为220 V，频率为50 Hz，采样时间为5 s，空载启动转速为3 000 r/min，随后给定转速上升到5 000 r/min，PMSM进入弱磁工作状态，2.5 s时刻改变负载转矩值到2 N·m。

图17和图18为速度环分别采用PI控制器和ADRC控制器的FCS-MPC弱磁硬件系统q轴电流响应曲线。对比图17和图18可知，硬件试验输出的q轴电流波形与仿真图形整体走势一致。在基速以下时，输出q轴电流值约为12 A；在弱磁升速过程，输出q轴电流值位于5~8 A区间；在转矩改变区，输出q轴电流值约为2 A。整个采样过程中，在启动之初和弱磁过程区，速度环采用ADRC控制器的弱磁系统q轴电流的输出脉动较采用PI控制器更小，与理论研究一致。

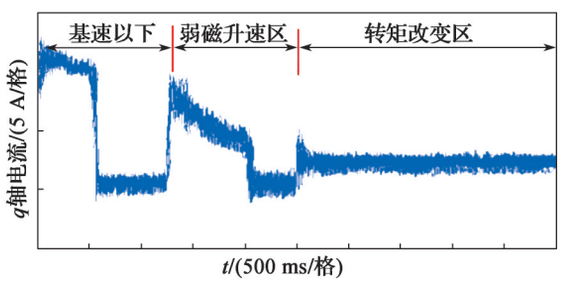

图17　速度环采用PI控制器的FCS-MPC弱磁硬件系统q轴电流响应曲线

Fig. 17　Current response curve on q-axis of FCS-MPC field weakening hardware system with PI controller in speed loop

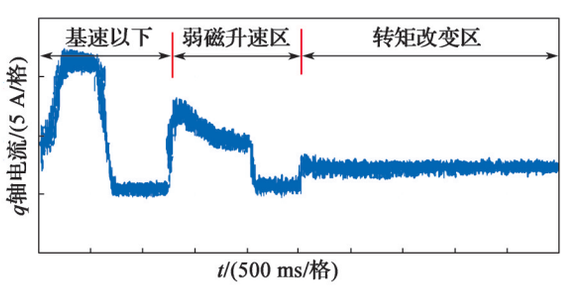

图18　速度环采用ADRC控制器的FCS-MPC弱磁硬件系统q轴电流响应曲线

Fig. 18　Current response curve on q-axis of FCS-MPC field weakening hardware system with ADRC controller in speed loop

4　结论

PMSM在弱磁控制中抗扰能力差，且输出电流与转矩容易产生脉动。本文以提升PMSM弱磁控制抗扰能力和响应精度为研究目的，在提升抗扰能力上，针对速度环采用PI控制器的PMSM直接转矩弱磁控制系统，设计了ADRC控制器替代PI控制器；在提升响应精度上，设计了FCS-MPC替代直接转矩控制，通过价值函数选择出最优电压矢量作用于控制系统。通过本文研究得到如下结论：

①速度环采用ADRC控制器的PMSM弱磁系统，在对参考转速的跟踪过程中，产生的转速差更小。当转速和负载转矩突变时，突变时刻产生扰动更小，系统抗扰能力更强。

②FCS-MPC系统通过成本函数的优化使得PMSM弱磁系统在控制过程中输出的转矩和电流脉动更小，系统控制精度更高。

③基于FCS-MPC的PMSM自抗扰弱磁控制系统能精准跟踪转速，在转速和负载转矩扰动下，系统输出电流和转矩在扰动发生时刻能有效抑制尖峰量的产生，系统稳定性更高，仿真和硬件试验验证了所设计系统的可行性和运行优势。

参考文献：

[1] 徐琼. 改善永磁同步电机驱动系统弱磁控制性能的方法研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2013.
XU Qiong. Research on the field-weakening control method for improving the performance of permanent magnet synchronous motor drives[D]. Changsha: Hunan University, 2013.

[2] 吕德刚, 薛俊泉. 表贴式永磁同步电机的超前角弱磁控制[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2020, 25(6): 40-45.
LYU Degang, XUE Junquan. Flux weakening control of leading angle of surface-mounted permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Harbin university of science and technology, 2020, 25(6): 40-45.

[3] 年珩, 胡伟, 周义杰. 共直流母线开绕组永磁同步电机的弱磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(21): 6461-6469.
NIAN Heng, HU Wei, ZHOU Yijie. Field-weakening control strategy of open-winding permanent magnet synchronous motor with common DC bus[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(21): 6461-6469.

[4] 陈亚爱, 陈焕玉, 周京华, 等. 永磁同步电机弱磁与过调制控制策略研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(11): 26-31.
CHEN Yaai, CHEN Huanyu, ZHOU Jinghua, et al. Research on control strategy of permanent magnet synchronous motor with weak magnetism and over modulation[J]. Electric machines & control application, 2017, 44(11): 26-31.

[5] 时维国, 金鑫. 一种永磁同步电机交轴电流误差积分反馈深度弱磁控制策略[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(7): 23-29.
SHI Weiguo, JIN Xin. A permanent magnet synchronous motor q-axis current error integral feedback depth field-weakening control strategy[J]. Electric machines & control application, 2018, 45(7): 23-29.

[6] 王阳, 吴阳杰, 翁孟坤, 等. 基于模糊PID的永磁同步电机MTPA控制策略研究[J]. 自动化与仪表, 2020, 35(12): 26-30.
WANG Yang, WU Yangjie, WENG Mengkun, et al. Research on control strategy of PMSM MTPA based on fuzzy PID[J]. Automation & instrumentation, 2020, 35(12): 26-30.

[7] 冯坤. 基于自抗扰技术的永磁同步电机弱磁控制研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2021.
FENG Kun. The research on flux weakening control of per-

manent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection technology[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2021.

[8] 成传柏, 陈卫兵, 尹康, 等. 内埋式PMSM模糊PI超前角弱磁控制算法研究[J]. 计算机测量与控制, 2015, 23(2): 485-487.
CHENG Chuanbai, CHEN Weibing, YIN Kang, et al. A study of fuzzy PI leading angle flux-weaking control algorithm applied at interior permanent magnet synchronous motor[J]. Computer measurement & control, 2015, 23(2): 485-487.

[9] ZHANG Zisui, WANG Chenchen, ZHOU Minglei, et al. Parameters compensation of permanent magnet synchronous motor in flux-weakening region for rail transit[J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 35(11): 12509-12521.

[10] 张梓绥, 王琛琛, 游小杰, 等. 基于单Q轴电流调节器的永磁同步电机电流轨迹控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5779-5788.
ZHANG Zisui, WANG Chenchen, YOU Xiaojie, et al. Current locus control of permanent magnet synchronous motor based on single Q-axis current regulator flux-weakening method[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2018, 33(24): 5779-5788.

[11] 方晓春, 胡太元, 林飞, 等. 基于交直轴电流耦合的单电流调节器永磁同步电机弱磁控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 140-147.
FANG Xiaochun, HU Taiyuan, LIN Fei, et al. Single current regulator flux-weakening control of PMSM based on current cross-coupling effect[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2015, 30(2): 140-147.

[12] 石浩楠. 基于模型预测的永磁同步电机高速弱磁控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
SHI Haonan. Research on high speed flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronus motor based on model prediction[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.

[13] YAO Ming, PENG Jingyao, SUN Xiaodong. Model predictive flux control of six-phase permanent magnet synchronous motor with novel virtual voltage vectors[J]. Electrical engineering, 2022, 104(5): 2835-2847.

[14] 余雨婷, 滕青芳, 柏建勇, 等. 基于弱磁升速的永磁同步电机模型预测控制[J]. 微特电机, 2016, 44(12): 44-47.
YU Yuting, TENG Qingfang, BAI Jianyong, et al. Model predictive control strategy for permanent magnet synchronous motor based on flux-weakening speed rise[J]. Small & special electrical machines, 2016, 44(12): 44-47.

[15] 尹旭. 电动汽车永磁同步电机全速域驱动控制系统研究[D]. 淮南: 安徽理工大学, 2022.
YIN Xu. Research on full-speed domain drive control system of permanent magnet synchronous motor for electric vehicle[D]. Huainan: Anhui University of Science and Technology, 2022.

Design and analysis of active disturbance rejection and field weakening control system for PMSM based on FCS-MPC

YU Yuting[1,2], HUANG Jie[1], CHU Yanting[2,3], ZHOU Fangyuan[1]

(1. Hunan Railway Professional Technology College, Zhuzhou, Hunan 412001, China; 2. University Technologi MARA, Selangor 10050, Malaysia; 3. Hunan Vocational College of Railway Technology, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: The field weakening control system for permanent magnet synchronous motors (PMSM) is commonly used in the field of electric vehicles (EV). PMSMs need to deliver high torque output to meet the demands of rapid starting, acceleration, and climbing for EVs when operating at low speeds. Moreover, they needs to maintain a certain load capacity in a field weakening state to support high-speed driving and overtaking for EVs when operating beyond the rated speed. To address speed mutations in PMSM field weakening control, this paper proposes the design of an active disturbance rejection controller (ADRC) to replace the proportional integral (PI) controller in the speed outer loop. The ADRC can quickly observe and compensate for disturbance terms, reducing system interference caused by speed mutations and enabling accurate speed tracking. To mitigate torque term interferences, this paper presents a combination of finite control set model predictive control (FCS-MPC) and a model predictive torque control system based on torque and flux linkage output design, to replace traditional direct torque control (DTC). Based on a value function constructed to minimize torque and flux linkage ripples, calculations and optimizations enable the selection of optimal space vector control signals that are then transmitted to the inverters. The optimized field weakening control system, incorporating both ADRC and FCS-MPC, demonstrates improvements in disturbance immunity, as well as current and torque output torque. The feasibility and performance advantages of the designed system are verified through experiments.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); active disturbances rejection controller (ADRC); finite control set model predictive control (FCS-MPC); field weakening control; speed and torque mutation; stability

收稿日期：2023-02-16；修回日期：2024-04-15