

基于改进自抗扰调速器的矩阵变换器 驱动永磁同步电机控制研究

王晓雷¹ 林智博¹ 郭飞亚¹ 牛政杰¹
WANG Xiaolei LIN Zhibo GUO Feiya NIU Zhengjie

摘要

针对永磁同步电机驱动系统中直流母线电解电容引发的问题,文章通过拓扑结构升级构建矩阵变换器-永磁同步电机集成系统,采用全功率交-交型矩阵变换器替代传统交-直-交变流架构,实现网侧单位功率因数运行及高频谐波抑制。并创新性融合线性扩张状态观测器与非线性反馈机制,开发了改进自抗扰直接转矩控制架构,显著提升了系统动态响应特性与抗扰能力。用级联非线性扩张观测器估计系统总扰动, NESO1 观测系统扰动, NESO2 将 NESO1 观测扰动作为已知部分观测剩余扰动,减小传统非线性扩张状态观测器对扰动的观测误差,从而提高控制精度。在 MATLAB/Simulink 平台上建立了系统的控制模型并进行仿真,将其与常规的基于 PI 以及 ADRC 的直接转矩控制策略进行比较,验证了所提方法的可行性和有效性。

关键词

永磁同步电机; 矩阵变换器; 改进自抗扰技术; 直接转矩控制; 功率因数

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2025.12.020

0 引言

在电力电子拓扑架构分类体系中,按照能量转换环节特征可将交流变频装置划分为两类核心形态:具备中间直流母线环节的交-直-交变换器(AC-DC-AC)和无中间储能环节的交-交直接变频器(AC-AC)。在交-直-交型变换器的拓扑架构中,中间直流母线储能模块因其功率密度受限而呈现出显著的体积膨胀效应与质量累积问题^[1]。此类架构不仅导致系统集成度降低,更因电解电容固有的气密性退化特性引发电解液干涸现象,显著制约了设备维护周期与延长了服役寿命。

作为新型全功率交-交型电能变换架构,矩阵变换器凭借多维度技术优势已成为电机驱动领域的研究热点:能量交互特性、波形控制优势、功率因数调控、结构创新特性^[2-4]。文献[5]基于定子磁链定向坐标系的动力学分析框架,本研究揭示了永磁同步电机的动态转矩生成机制。验证了直接转矩控制理论在不同电机拓扑中的普适性迁移规律;文献[6]提出采用相邻基础电压矢量的角平分线合成法生成6组虚拟电压矢量,构建包含原六边形矢量与新增虚拟矢量的十二扇区控制体系;文献[7-9]采用双PI控制器产生电压参考值。该策略采用以下技术路径实现磁链-转矩解耦控制:坐标系

重构、误差处理机制、坐标变化算法、前馈补偿优化;文献[10-11]为了提高永磁同步电机(PMSM)的抗干扰能力,设计了滑模控制器对永磁同步电机的转速展开控制。

基于扰动分层观测理论,本研究提出双级联非线性扩张状态观测器架构,并将其深度融入矩阵变换器驱动的永磁同步电机转速环自抗扰控制体系。一级 NESO(NESO1)实时辨识系统总扰动,二级 NESO(NESO2)将 NESO1 观测扰动作为先验信息,构建扰动补偿残差模型,通过状态空间重构观测剩余扰动分量,其观测误差较传统单级 NESO 大大降低,以此提高系统对各类扰动的鲁棒性。最后,通过 MATLAB/Simulink 仿真平台验证了算法的有效性以及优越性。

1 矩阵变换器驱动的永磁同步电机数学模型建立

矩阵变换器-永磁同步电机集成系统由四大核心功能模块构成:三相交流电源输入模块、输入滤波单元、矩阵变换器功率拓扑、永磁同步电机执行机构。

1.1 矩阵变换器的数学模型

矩阵变换器是一种 AC/AC 转换器拓扑结构,其无需庞大的中间能量存储装置。近年来,这种拓扑结构得到了广泛研究。为避免输入端短路和输出端开路,应采用开关状态限制,用公式表示为:

$$\begin{aligned} S_{ha} + S_{hb} + S_{hc} &= 1 \quad h \in \{A, B, C\} \\ S_{hk} &= \begin{cases} 1 & S_{hk} \text{ 开} \\ 0 & S_{hk} \text{ 关} \end{cases} \quad h \in \{A, B, C\}, k \in \{a, b, c\} \end{aligned} \quad (1)$$

1. 中原工学院自动化与电气工程学院 河南郑州 450007

由上述限制条件可知, 3×3 矩阵变换器存在 27 个切换状态。矩阵变换器输入-输出端口间的电能传输特性可通过数学模型精准表征, 用公式表示为:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_A 、 u_B 、 u_C 为矩阵变换器输出侧电压; u_a 、 u_b 、 u_c 为输入侧电压; i_A 、 i_B 、 i_C 为输出侧电流; i_a 、 i_b 、 i_c 为输入侧电流。

1.2 永磁同步电机数学模型

研究对象设定为表贴式永磁同步电机, 由 Clark 变换将自然三相坐标系 ABC 转化到静止坐标系 α 、 β 下, 永磁同步电机的电压方程、磁链方程和电磁转矩方程分别为:

(1) 电压方程

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ u_\beta = R_s i_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_α 、 u_β 分别为定子电压在 α 、 β 轴的分量; i_α 、 i_β 分别为定子电流在 α 、 β 轴的分量; R_s 为定子电阻。

(2) 磁链方程

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \psi_\beta = \int (u_\beta - R_s i_\beta) dt \\ \psi_s = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \end{cases} \quad (5)$$

式中: ψ_α 为定子磁链在 α 的分量; ψ_β 为在 β 轴的分量; ψ_s 为定子磁链。

(3) 电磁转矩方程推导

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (6)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数。

(4) PMSM 机械转动方程为

$$T_e - T_l = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (7)$$

式中: J 为转动惯量; T_l 为负载转矩; B 为黏滞摩擦系数; ω_r 为机械角速度。

2 改进自抗扰控制的控制器设计

基于改进自抗扰控制矩阵变换器驱动的永磁同步电机系统框架如图 1 所示。该研究的核心在于通过矩阵变换器输入侧电流矢量与输出侧电压矢量的协同选择, 实现对变换器开

关状态的精准调控, 从而达成永磁同步电机转矩的直接控制目标。系统设计包含两大核心模块: 改进型自抗扰控制算法的设计, 以及直接转矩控制的实现路径。前者通过扰动观测与抑制提升调速性能, 后者依托空间矢量调制技术完成磁链与转矩的精确解耦控制。

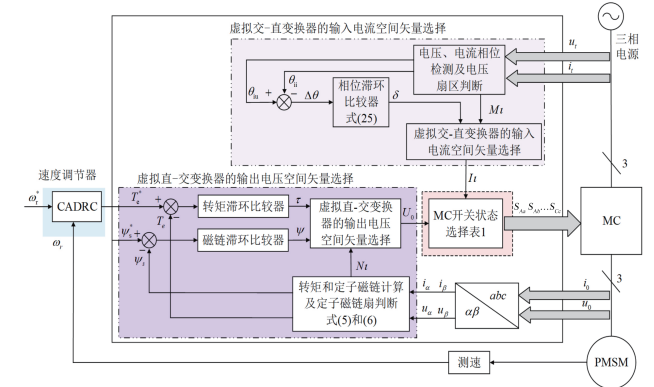


图 1 基于改进自抗扰控制的矩阵变换器驱动永磁同步电机设计框图

针对非线性扩张状态观测器 (NESO) 的增益调度优化问题, 可将其降阶为具有增益自适应特性的变结构线性扩张状态观测器 (LESO)。LESO 误差传递函数可表示为:

$$\frac{z_2}{f} = \frac{F_1 \beta_2}{s^2 + F_1 \beta_1 s + F_1 \beta_2} \quad (8)$$

当系统受到斜率为 k 的斜坡扰动作用时, 基于带宽参数 ω_0 对 NESO 进行极点配置, 此时 ESO 输出的扰动估计值为:

$$z_2 = \frac{k \omega_0^2}{s^2 (s + \omega_0)^2} \quad (9)$$

将式 (9) 改为时域下的表达式:

$$z_2(t) = kt + \left(kt + \frac{2k}{\omega_0} \right) e^{-\omega_0 t} - \frac{2k}{\omega_0} \quad (10)$$

由理论推导可知, 当系统受到斜坡型扰动作用时, 传统 ESO (扩张状态观测器) 对总扰动的估计值会产生稳态跟踪误差 $-2k/\omega_0$ 。这种误差幅度与扰动斜率 k 呈正相关关系。因此想要有效地提升系统抗扰动和抗噪性能, 带宽需要受到限制。

级联 NESO 的非线性转速自抗扰控制器是将两个 NESO 组成级联观测的结构, NESO1 作为主扰动观测器, 负责对系统总扰动中的主导分量 (如负载转矩、参数摄动等) 进行实时跟踪与估计, NESO2 作为次级扰动观测器, 仅需对总扰动中未被 NESO1 消除的残差扰动分量进行动态补偿, 显著降低观测器带宽需求。通过将两级观测器的输出与残差扰动分量进行动态叠加补偿至控制量输出端, 实现扰动动态解耦。此方法突破传统单级 ESO 的带宽-噪声矛盾约束, 在保证扰动抑制能力的同时提升系统鲁棒性。

级联 NESO 数学表达式为:

$$\begin{cases} e_{z2} = z_1 - \omega_r \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(e_1, \alpha, \delta) + u_0 \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(e_1, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \dot{e}_{v2} = v_1 - \omega_r \\ \dot{v}_1 = v_2 - \beta_3 \text{fal}(e_1, \alpha, \delta) + u_0 + z_2 \\ \dot{v}_2 = -\beta_4 \text{fal}(e_1, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (12)$$

式中: z_1 为 ESO1 对 ω_r 的跟踪值; v_1 为 ESO2 对 ω_r 的跟踪值; z_2 为 ESO1 对扰动的观测值; v_2 为 ESO2 对扰动的观测值。

误差传递函数为:

$$\frac{z_2 + v_2}{f} = \frac{2\omega_0^2 s^2 + \omega_0^4}{(s + \omega_0)^4} \quad (13)$$

当系统受到斜率为 k 的斜坡扰动作用时, 系统扰动估计时域为:

$$z_2(t) + s_2(t) = kt - kte^{-\omega_0 t} \left(1 + \omega_0 t + \frac{\omega_0^2 t^2}{6} \right) \quad (14)$$

由此可知,级联 NESO 可以无误差观测系统斜坡扰动。所设计的改进自抗扰控制器相比传统自抗扰控制器,提高了整体的估计精度,使系统鲁棒性得到了提升。改进自抗扰控制器的结构框图如图 2 所示。

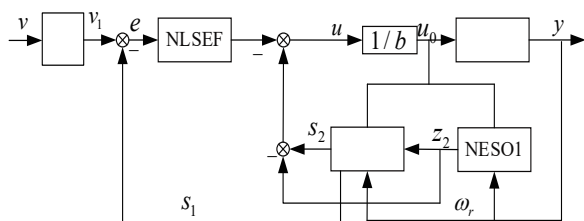


图 2 改进自抗扰控制结构框图

3 矩阵变换器的控制策略

在矩阵变换器控制理论演进历程中,1983 年智利学者 Rodriguez 提出的“虚拟交-直-交变换器”等效模型具有里程碑意义。该理论将矩阵变换器解耦为虚拟整流器(AC-DC)与虚拟逆变器(DC-AC)的级联结构,图 3 为其相应的结构图。

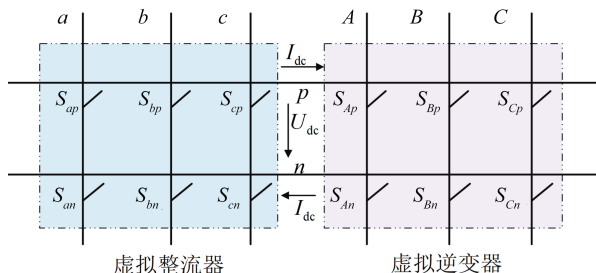


图3 矩阵变换器的等效交-直-交结构

3.1 输出电压空间矢量调制

三相输出线电压矢量一般的通式为:

$$U_o = 2(U_{AB} + U_{BC}e^{j2\pi/3} + U_{CA}e^{j4\pi/3})/3 = |U_o|e^{j\varphi_{ov}} \quad (15)$$

式中： U_o 为输出电压矢量； φ_{ov} 为期望的输出电压初始相位角。

为了避免通过三相桥电流短路, 虚拟逆变器的输出电压矢量共有 8 个, U_0 和 U_7 为 2 个零矢量, $U_1 \sim U_6$ 是 6 个非零矢量。空间被 6 个电压空间矢量均分为六等份, 每份的角度为 60° 的区域, 这个区域称为电压空间矢量划分的一个扇区。其中任意一个处在电压空间矢量分布区内的输出电压 U_o' , 都可以用这 8 个输出电压空间矢量的两个相邻矢量 U_α 、 U_β 和一个 0 矢量组合起来, 并与其各自的占空比 d_α 、 d_β 、 d_0 乘积的和来表示, 用公式表示为:

$$U' = d_a U_a + d_\beta U_\beta + d_0 U_0 \quad (16)$$

式中：各个占空比 d_a 、 d_β 、 d_0 可定义为：

$$\left\{ \begin{array}{l} d_{\alpha} = m_v \sin(60^\circ - \theta_v) \\ d_{\beta} = m_v \sin(\theta_v) \\ d_0 = 1 - d_{\alpha} - d_{\beta} \end{array} \right. \quad (17)$$

式中: θ_v 为任一输出电压矢量在所在扇区内的位置; m_v 为电压调制系数, 其范围可设定在 $0 \leq m_v \leq 1$ 。

3.2 输入电流空间矢量调制

图 3 中的虚拟整流器的输入电流空间矢量调制和上述输出电压空间矢量调制同理, 可得三相输入电流矢量的公式为:

$$\mathbf{I}_i = 2(i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3})/3 = |\mathbf{I}_i| e^{j\varphi_{ic}} \quad (18)$$

式中: I_i 为输入电流空间矢量; ϕ_{ic} 为其初始相位角。

整流器输出侧有且只有 1 个输入相与之相匹配,从而使虚拟整流器的 6 个开关产生 9 种开关状态,分别对应 6 个非零电流矢量 $I_1 \sim I_6$ 和 3 个零电流矢量 $I_7 \sim I_9$ 。任一输入电流空间矢量分布区域的输入电流 I_o' 的表达式为:

$$\mathbf{I}_o = d_{\alpha i} \mathbf{I}_\alpha + d_{\beta i} \mathbf{I}_\beta + d_{0i} \mathbf{I}_0 \quad (19)$$

式中： I_a 、 I_β 为两个相邻矢量； I_0 为零矢量。

式(19)中, 占空比 d_{ai} 、 $d_{\beta i}$ 、 d_{0i} 可定义为:

$$\begin{cases} d_{\alpha i} = m_i \sin(60^\circ - \theta_i) \\ d_{\beta i} = m_i \sin(\theta_i) \\ d_{0i} = 1 - d_{\alpha i} - d_{\beta i} \end{cases} \quad (20)$$

式中: θ_i 为一个输入电流矢量所在扇区的位置; m_i 为电流调制系数, 其范围可设定为 $0 \leq m_i \leq 1$ 。

图 1 中采用的相位滞环比较器由数学公式描述为:

$$\delta = \begin{cases} 1, \theta_m - \theta_u = \Delta\theta > \varepsilon_\theta \\ -1, \theta_m - \theta_u = \Delta\theta < -\varepsilon_\theta \end{cases} \quad (21)$$

式中： ε_θ 是相位滞环比较器的误差界限。

3.3 矩阵变换器空间矢量调制

在进行矩阵变换器的空间矢量调制时，摒弃传统虚拟直流环节等效架构，采用直接交-交变换拓扑构建法，通过以下技术路径实现电压精准调控：拓扑去等效化、调制策略重构、谐波抑制优化、动态响应提升。

上述可知，电压和电流空间矢量分布划分为相同的6个扇区。因此在进行两个空间矢量合成时候，会出现36种扇区组合。相邻的两个电流矢量作为一个扇区的分界，电压矢量分布的每个扇区亦是如此，会使36种扇区组合中的每一种组合再产生4个矢量组合的情况。

在扇区组合 $I-U$ 内本文选择 $I_9 \sim U_0$ 。基于空间电压—电流矢量双闭环调制原理，本研究构建了矩阵变换器的多目标优化开关策略，采用双矢量合成法则生成五组有效开关组合，如表1所示。

表1 扇区 $I-U$ 的矢量组合对应的矩阵变换器开关状态

矢量组合	输出相电压	矩阵变换器开关状态									
$I-U$ 相区	$(abc)-(ABC)$	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Ac}	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Bc}	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Cc}	
$I_6 \sim U_6$	$U_a U_b U_a$	1	0	0	0	1	0	1	0	0	
$I_6 \sim U_1$	$U_a U_b U_b$	1	0	0	0	1	0	0	1	0	
$I_1 \sim U_6$	$U_a U_c U_a$	1	0	0	0	0	1	1	0	0	
$I_1 \sim U_1$	$U_a U_c U_c$	1	0	0	0	0	1	0	0	1	
$I_9 \sim U_0$	$U_a U_b U_a$	0	0	1	0	0	1	0	0	1	

在组合成的扇区中，任意的输出开关矢量的占空比都可以用由式（17）与式（20）相乘所得。会得到1个零开关状态与4个开关组合相关。5个开关组合的占空比分别为：

$$\begin{cases} d_1 = d_a d_{ai} = m_v m_i \sin(60^\circ - \theta_v) \sin(60^\circ - \theta_i) \\ d_2 = d_\beta d_{\beta i} = m_v m_i \sin(\theta_v) \sin(\theta_i) \\ d_3 = m_v m_i \sin(60^\circ - \theta_v) \sin(\theta_i) \\ d_4 = m_v m_i \sin(\theta_v) \sin(60^\circ - \theta_i) \\ d_5 = 1 - d_1 - d_2 - d_3 - d_4 \end{cases} \quad (22)$$

式中： $d_1 \sim d_4$ 分别为非零矢量的占空比； d_5 为零矢量占空比； θ_v 、 θ_i 为实时变化的参数，与输出电压矢量和输入电流矢量所处的位置有关。

4 仿真与分析

为本文所设计系统评估新型控制架构在复杂工况下的动态响应特性与抗扰能力，对系统进行了 MATLAB/Simulink 仿真研究。仿真参数如表2所示。

表2 复合控制相关控制器参数

参数	数值
滤波器电感： L_f/mH	4
滤波器电容： $C_f/\mu\text{F}$	60
电机定子电阻： R_s/Ω	2.875
电机定子电感： L/mH	8.5
永磁体磁势： Ψ_s/Wb	0.175
转动惯量： $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.008
电机极对数： p	1
库伦摩擦转矩： $T_f/(\text{N}\cdot\text{m})$	0
粘滞摩擦系数： $B_m/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0

在带载 2 N·m、给定转速 2 000 rad/min 的工况下，图4显示了基于改进自抗扰控制矩阵变换器驱动永磁同步电机系统的输入侧电压与电流相位。

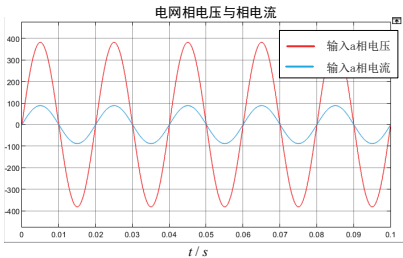
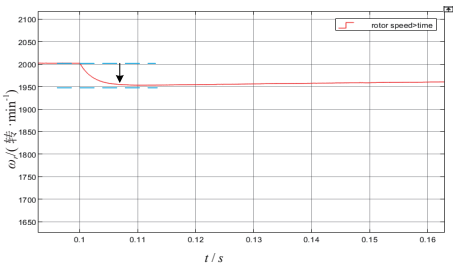


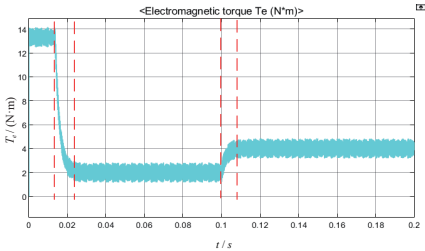
图4 系统输入侧 a 相电压和 a 相电流

由图4可以看出，系统正常运行时，输入侧功率因数能够达到1，矩阵变换器输入侧电压与电流相位一致，并且输入电流波形为标准正弦波，满足设计需求。

系统对永磁同步电机带载波动的自适应调节效率比较，电机额定转速 2 000 rad/min，永磁同步电机带载 2 N·m，在 0.1 s 时加载到 4 N·m。图5~7 分别为采用 PI、ADRC 和改进自抗扰速度调节器时的系统转速和转矩波形。

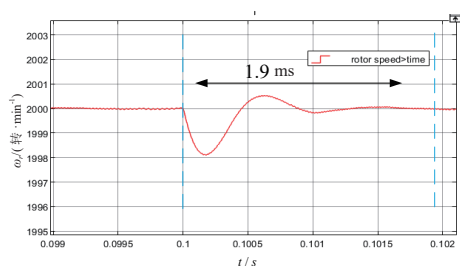


(a) PI 转速波形

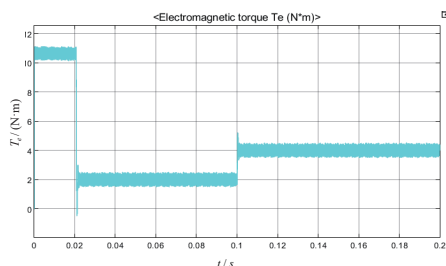


(b) PI 转矩波形

图5 负载转矩变化时 PI 调速器的系统响应

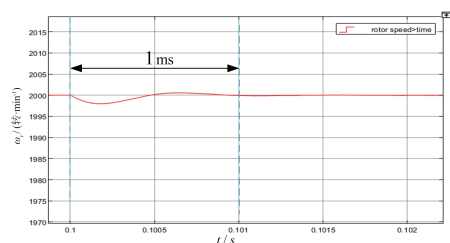


(a) ADRC 转速波形

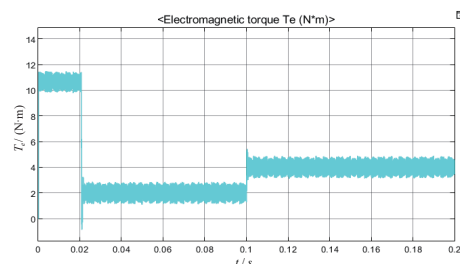


(b) ADRC 转矩波形

图6 负载转矩变化时系统ADRC调速器的系统响应



(a) 改进 ADRC 转速波形



(b) 改进 ADRC 转矩波形

图7 负载转矩变化时系统改进ADRC调速器的系统响应

通过图5~7对比可以看出,当负载转矩发生变化时,可以观测到改进自抗扰调速器相较于PI和ADRC调速器,电机转矩调节速度更快、转矩波动更小,控制精度更高。因此,通过阶跃负载扰动对比测试表明采用改进型自抗扰控制架构的系统,在负载突变工况下呈现出显著优势。

5 结论

本文针对矩阵变换器驱动永磁同步电机系统进行了数学建模分析,提出了基于改进自抗扰的直接转矩控制策略。设计了改进自抗扰速度调节器,将矩阵变换器驱动的直接转矩控制系统分为三部分,并给出了相应的设计思路和方法。所设计的系统具有较好的动态响应速度以及较好的负载波动自

适应调节能力且矩阵变换器输入侧功率因数为1。与基于PI的直接转矩控制系统以及基于ADRC的直接转矩控制系统相比较,本文设计的基于改进自抗扰控制矩阵变换器驱动永磁同步电机系统在跟踪给定转速变化以及负载跳变方面表现更为优秀,实现了动态响应速率与稳态控制精度的解耦控制,有效破解了快速性与精确性之间的动态耦合矛盾。

参考文献:

- [1] 栗梅,桂卫华,孙尧,等.矩阵变换器技术及其应用研究[J].大功率变流技术,2010(1):31-37.
- [2] 周波,秦显慧,雷家兴,等.矩阵变换器应用于电机系统的研究与进展[J].南京航空航天大学学报,2014,46(1):1-10.
- [3] 许宇翔,蔡志端,雷能玮,等.基于混合式调制的矩阵变换器谐波抑制方法[J].电气工程学报,2024,19(3):325-333.
- [4] 邓述为,谭永宏,杨钰.一种高频链的IMC九开关逆变器[J].电力电子技术,2023,57(11):9-10.
- [5] ZHONG L, RAHMAN M F, HU W Y, et al. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 1997, 12(3): 528-536.
- [6] 程善美,付中奇.矢量细分的无速度传感器直接转矩控制研究[J].电力电子技术,2007(6): 4-5.
- [7] 孙丹,贺益康.基于恒定开关频率空间矢量调制的永磁同步电机直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2005(12): 112-116.
- [8] 尚舒阳,石志翔,李敏,等.基于快速控制原型的永磁同步电机控制系统设计及应用[J].信息技术与信息化,2023(3):97-100.
- [9] BAADER U. High dynamic torque control of induction motor in stator flux oriented coordinates[J]. ETZ arch, 1998, 11(1): 11-17.
- [10] 张静,刘杰,李贵远.基于滑模控制永磁同步电机转速的研究[J].信息技术与信息化,2023(12):13-16.
- [11] 吴祥瑞,高键.永磁同步电机滑膜变结构MATLAB仿真[J].电子设计工程,2017,25(11):111-113.

【作者简介】

王晓雷(1963—),男,河南郑州人,博士,教授、硕士生导师,研究方向:电机电器与电力电子。

林智博(1999—),男,河南驻马店人,硕士研究生,研究方向:电力电子与电能变换。

(收稿日期:2025-02-25 修回日期:2025-11-28)