DOI:10.3969/j.issn.1671-024x.2026.04.007

基于扰动观测的电励磁同步电机气隙磁场定向滑模控制

王志强,韩冬阳,金雪峰,谷 鑫
(天津工业大学 电气工程学院,天津 300387)

摘 要: 针对传统气隙磁场定向下电励磁同步电机负载扰动时转速与气隙磁链幅值波动较大的问题,提出了一种基于负载扰动观测的电励磁同步电机滑模控制策略。基于模型参考自适应算法设计了气隙磁链观测器;以电励磁同步电机 m-t 轴系数学模型为基础,对气隙磁场定向下电励磁同步电机应对负载扰动的局限性进行分析,设计了转速与磁链外环滑模控制器;为进一步提高系统的抗扰性,将系统外部负载扰动与电机内部参数变化视为集总扰动,通过扰动观测器对定子电流转矩分量进行前馈补偿,以提高同步电机系统的动态响应。实验结果表明:与传统控制策略相比,采用本文控制策略应对负载扰动时气隙磁链幅值相对稳定,电机转速波动由12%减少到4%,系统恢复至稳态的时间从14.7 s减少到5.1 s,显著提高了系统的稳定性和动态性能。

关键词: 电励磁同步电机(EESM);气隙磁场定向;气隙磁链观测器;滑模控制;扰动观测器
中图分类号: TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-024X(2026)04-0053-09

Air-gap-flux oriented sliding mode control of an electrically excited synchronous motor based on disturbance observer

Wang Zhiqiang, Han Dongyang, Jin Xuefeng, Gu Xin
(School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: Aiming at the problem of fluctuation of speed and air-gap-flux linkage amplitude of electrically excited synchronous motor (EESM) under load disturbance under traditional air-gap-flux orientation, a sliding-mode control strategy of EESM based on load disturbance observation is proposed. Based on the model reference adaptive system (MRAS), an air-gap-flux observer suitable for the full speed range is designed. Based on the mathematical model of the m-t axis frame of the EESM, the limitations to deal with the load disturbance under the air-gap-flux orientation is analyzed, and the outer loop sliding mode controller of the speed and flux linkage is designed. In order to further improve the immunity of the system, the external load disturbance of the system and the change of the internal parameters of the motor are regarded as lumped disturbances, and the dynamic response of the system is improved by feedforward compensation of the stator current torque component through the load disturbance observer. The experimental results show that compared with conventional control strategies, the proposed scheme maintains more stable air-gap-flux amplitude under load disturbance. The speed fluctuation declines from 12% to 4%, and the steady-state recovery time shortens from 14.7 s to 5.1 s, which effectively improves system stability and dynamic response performance.

Key words: electrically excited synchronous motor (EESM); air-gap-flux orientation; air-gap-flux observer; sliding-mode control; load disturbance observer

在现代电气传动变频调速系统中,电励磁同步电机(electrically excited synchronous machine,EESM)作为一种关键的同步电机类型,凭借功率因数可调、效率高、带载能力强等特点,在大功率电气传动、电动汽车、电力系统调度等领域得到了广泛的应用[1-4]。电励磁同步电机传动系统通常采用直接驱动方式,这要求电机在应对负载转矩变化时具备较强的鲁棒性,以确保其稳定运行。通过研究和优化电励磁同步电机调速

收稿日期: 2024-06-22
基金项目: 国家自然科学基金项目(52177055)
通信作者: 王志强(1984—),男,博士,教授,主要研究方向为电机系统设计与控制。E-mail:wangzhiqiang@tiangong.edu.cn

系统,提高电机在负载转矩变化和扰动情况下的调节能力,可以有效提升电机的整体性能以应对特殊的工况需求和挑战。

电励磁同步电机目前最常用的 2 种磁场定向方式为转子磁场定向与气隙磁场定向[5]。转子磁场定向矢量控制方式无需复杂的磁链观测,转子磁链由励磁电流建立,具有简单、线性化的数学模型以及转矩电流与磁链控制解耦的优势。然而,受电枢反应的影响,转子磁场定向控制方式下负载增加时会导致定子电压显著增加和功率因数降低[6]。气隙磁场定向矢量控制中,定子电流仍为转矩分量,但是转子励磁电流除控制气隙磁链外,动态时为了抵消定子电枢反应带来的影响,其磁动势还要与定子磁动势相平衡。由于具有这种定、转子气隙磁动势平衡机制,气隙磁场定向控制可有效地抵消电枢反应影响,电机功率因数可以控制为 1,对于大容量同步电动机,该方法可以提高电动机利用率,减小变频器容量,相较于转子磁场定向控制,电机的带载能力更强[7-9]。为了精准实现气隙磁场定向,维持气隙磁链幅值恒定,准确获取气隙磁链矢量信息至关重要。近年来研究人员主要致力于改进气隙磁链观测器,目前常用气隙磁链观测方案主要分为基于电机数学模型[10-12]与状态观测理论[13-16] 2 种。本文首先基于模型参考自适应系统(model reference adaptive system,MRAS)理论,设计了适用于全速域范围内的气隙磁链观测器,以实现气隙磁场定向矢量控制。但是,仅对气隙磁链幅值进行准确观测并不能减小负载转矩变化时带来的波动。为了改进 EESM 传统气隙磁场定向矢量控制系统的动态性能,文献[17]提出了一种全速域自适应模型预测控制(full-speed adaptive model predictive control,FSA-MPC)方法,该方法将转矩、磁链控制等多目标优化问题通过统一的价值函数转化为单一目标优化,但是过程推导复杂,且实现控制目标计算量很大。文献[18]提出了一种通过负载角查表直接控制定子磁通矢量的幅值和负载角来控制转矩的方法,以保持电机在不同工况中具有相同的动态性能,但是该方法的问题在于需要离线计算一个适当的负载角查找表。文献[19]为了解决传统气隙磁场定向矢量控制中 PI 控制器影响系统动态性能的问题,提出了一种基于 PR 调节器的矢量控制方法,但是该方法经过双线性变换后存在较大的谐振频率偏差。文献[20]提出了一种基于改进型准比例谐振控制的电流谐波抑制方法,有效地补偿谐振频率偏差,提升了电机的转矩输出能力,但是并未解决电励磁同步电机的动态响应慢问题。文献[21]提出了一种基于模糊切换增益调整的滑模控制方法,提高了可控励磁直线同步电机的抗外部干扰能力,但是模糊控制器的鲁棒性在面对系统参数变化或外部干扰时,控制性能会有所下降。

本文为解决电励磁同步电机采用传统气隙磁场定向矢量控制时受负载扰动而导致转速波动的问题,提出了一种基于扰动观测的电励磁同步电机滑模控制策略;针对转速和磁链控制外环设计了一种滑模控制器,提高定子电流转矩分量给定值与转子励磁电流给定值的动态响应;为了削弱扰动,进一步提高系统的动态性能,通过负载扰动观测器将扰动转矩前馈补偿至滑模控制器输出,减小外部扰动对系统控制性能的影响。最后,通过仿真和实验验证了该控制策略的有效性。

1　电励磁同步电机气隙磁场定向矢量控制

1.1　电励磁同步电机数学模型

相对于永磁同步电机,电励磁同步电机转子上装有励磁绕组,转子磁场由外部电源供电产生,如图 1 所示。

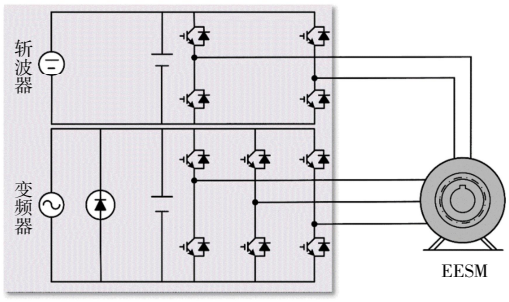


图 1　电励磁同步电机驱动系统

Fig.1　EESM drive system

本文以凸极电励磁同步电机作为研究对象,利用坐标变换,得到气隙磁场定向电机在 m–t 坐标系下的降维数学模型。

磁链方程为:

$$\begin{bmatrix}\psi_{sm}\\ \psi_{st}\\ \psi_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_d & 0 & L_{ad}\\ 0 & L_q & 0\\ L_{ad} & 0 & L_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sm}\\ i_{st}\\ i_{\mathrm{f}}\end{bmatrix} \tag{1}$$

电压方程为:

$$\begin{bmatrix}u_{sm}\\ u_{st}\\ u_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{\mathrm{s}} & 0 & 0\\ 0 & R_{\mathrm{s}} & 0\\ 0 & 0 & R_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sm}\\ i_{st}\\ i_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}+p\begin{bmatrix}\psi_{sm}\\ \psi_{st}\\ \psi_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-\omega_{\mathrm{s}}\psi_{st}\\ \omega_{\mathrm{s}}\psi_{sm}\\ 0\end{bmatrix} \tag{2}$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = \psi_{sm} i_{st} - \psi_{st} i_{st} \tag{3}$$

式中：ψ_{sm}、ψ_{st} 分别为定子磁链 m、t 轴分量；ψ_f 为转子磁链；u_{sm}、u_{st} 分别为定子电压的 m、t 轴分量；u_f 为转子励磁电压；i_{sm}、i_{st} 分别为定子电流的 m、t 轴分量；i_f 为励磁电流；ω_s 为同步角速率；R_s 为定子电阻；R_f 为励磁绕组电阻；L_d、L_q 分别为 d、q 轴电感；L_{ad}、L_{aq} 分别为 d、q 轴电枢反应电感，由 d、q 轴电感减去定子漏感 L_{s1} 计算得到；L_f 为励磁绕组电感。

1.2　电励磁同步电机气隙磁场定向矢量控制原理

传统气隙磁场定向矢量控制策略原理中，电励磁同步电机气隙磁场定向稳态矢量如图 2 所示，气隙磁场定向矢量控制系统以同步电动机的气隙磁链矢量作为同步旋转轴线 m 轴，将定子电流矢量 i_s 分解为励磁电流分量 i_{sm} 和转矩电流分量 i_{st}。

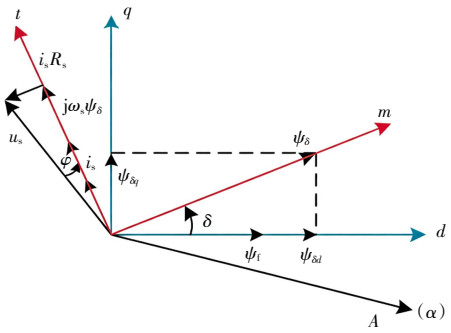


图 2　电励磁同步电机气隙磁场定向稳态矢量

Fig.2　Steady-state vector diagram of air-gap-flux orientation of EESM

在电机结构中，气隙是指转子和定子之间的非磁性区域，气隙磁链是主要经过气隙的磁链。通过分析 m–t 坐标系下的数学模型，使气隙磁链矢量与同步旋转坐标轴 m 轴重合，从而实现气隙磁场定向控制。由定义可知，气隙磁链中不包含漏磁链，通过从定子磁链中减去漏磁链，可以得到：

$$\begin{cases} \psi_{\delta m} = \psi_{sm} - L_{s1} i_{sm} \\ \psi_{\delta t} = \psi_{st} - L_{s1} i_{st} \end{cases} \tag{4}$$

式中：$\psi_{\delta m}$、$\psi_{\delta t}$ 分别为气隙磁链的 m、t 轴分量；L_{s1} 为定子漏感。由于采用气隙磁场定向，气隙磁链全部位于 m 轴，式(4)可表示为：

$$\begin{cases} \psi_{\delta m} = \psi_\delta \\ \psi_{\delta t} = 0 \end{cases} \tag{5}$$

因此，定子磁链可以表示为：

$$\begin{cases} \psi_{sm} = L_{s1} i_{sm} + \psi_\delta \\ \psi_{st} = L_{s1} i_{st} \end{cases} \tag{6}$$

由图 2 可知，当采用 $i_{sm} = 0$ 控制策略时，气隙磁场全部由励磁电流建立，定子电流产生电磁转矩，则电磁转矩的数学表达式为：

$$T_e = \psi_\delta i_{st} \tag{7}$$

2　基于 MRAS 的气隙磁链观测器

2.1　基于电流模型的气隙磁链观测器

电励磁同步电机的气隙磁链主要由定子电流 i_s 和转子励磁电流 i_f 产生，忽略阻尼绕组漏抗的影响，气隙磁链电流模型表达式为：

$$\begin{cases} \psi_{\delta d} = \dfrac{L_{ad}}{1 + pT_d}(i_{st} + i_f) \\ \psi_{\delta q} = \dfrac{L_{aq}}{1 + pT_q} i_{sq} \end{cases} \tag{8}$$

式中：$T_d = L_{ad}/R_{Dd}$ 为 d 轴阻尼绕组时间常数；$T_q = L_{aq}/R_{Dq}$ 为 q 轴阻尼绕组时间常数；R_{Dd}、R_{Dq} 分别为 d 轴、q 轴阻尼绕组电阻。由式(8)可知，电流模型根据电流来计算磁链，不受电机转速影响，但是容易受到电机参数的影响，导致磁链观测误差较大。

2.2　基于电压模型的气隙磁链观测器

电压模型磁链观测器基于 α–β 轴电压与电流，通过计算后对感应电动势进行积分得到定子磁链，再由定子磁链减去漏磁链得到气隙磁链。由电励磁同步电机 α–β 轴系定子磁链方程可以得到：

$$\begin{cases} \psi_{\delta\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\mathrm{d}t - L_{s1} i_{s\alpha} \\ \psi_{\delta\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\mathrm{d}t - L_{s1} i_{s\beta} \end{cases} \tag{9}$$

由式(9)可以看出，电压模型气隙磁链观测器在计算过程中，需要引入纯积分环节，导致出现直流偏置误差和初始值积分误差。在闭环调节过程中，这些误差可能会被积分环节放大，使电机控制误差增大。

2.3　基于 MRAS 的混合型气隙磁链观测器

MRAS 通常包括 2 个主要模型：可调模型和参考模型，其参考自适应结构示意如图 3 所示。可调模型描述了实际系统的动态行为，而参考模型则描述了期望的系统行为。对于同一输入量，2 种模型输出具有相同的物理意义，控制器根据误差信号对控制输入进行调节，以适应系统动态的变化，并实现输出跟随参考模型的目标。

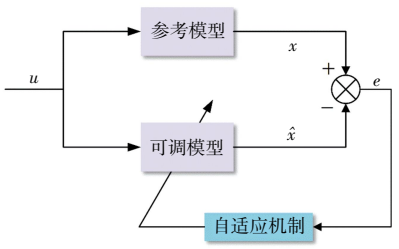


图 3　模型参考自适应结构示意图

Fig.3　Schematic diagram of MRAS

为了充分利用电流模型和电压模型的优势，基于模型参考自适应理论设计电流–电压混合型磁链观测方案，将电流模型作为参考模型，电压模型作为可调模型，选取 PI 控制器作为自适应律，可以得到混合模型气隙磁链观测器的传递函数为：

$$\psi_\delta = \psi_\delta^{\mathrm{i}} \cdot G_{\mathrm{i}}(s) + \psi_\delta^{\mathrm{u}} \cdot G_{\mathrm{u}}(s) \tag{10}$$

式中：ψ_δ 为气隙磁链；ψ_δ^{i}、ψ_δ^{u} 分别为电流模型与电压模型的输出；$G_{\mathrm{i}}(s)$与 $G_{\mathrm{u}}(s)$分别为电流模型与电压模型的传递函数。

$$\begin{cases} G_{\mathrm{i}}(s) = \dfrac{K_{\mathrm{p}\delta}s + K_{\mathrm{i}\delta}}{s^2 + K_{\mathrm{p}\delta}s + K_{\mathrm{i}\delta}} \\ G_{\mathrm{u}}(s) = \dfrac{s^2}{s^2 + K_{\mathrm{p}\delta}s + K_{\mathrm{i}\delta}} \end{cases} \tag{11}$$

式中：$K_{\mathrm{i}\delta}$ 为自适应率的积分增益；$K_{\mathrm{p}\delta}$ 为自适应率的比例增益。

$$G_{\mathrm{i}}(s) + G_{\mathrm{u}}(s) = 1 \tag{12}$$

通过计算电流模型与电压模型输出的磁链偏差，由 PI 控制器输出补偿电动势作为可调模型的附加输入，从而构成闭环气隙磁链观测器，以实现全速域范围内的气隙磁链观测，如图 4 所示。控制器参数一般设计原则是零低速下由电流模型单独作用，中高速下由电压模型作用。通过 PI 控制器的设计调整观测模型的闭环带宽，在带宽频率范围内主要跟踪电流模型计算的磁链，在带宽频率范围外观测磁链由电压模型计算，从而实现了电流模型和电压模型在低速和高速时的平滑切换。

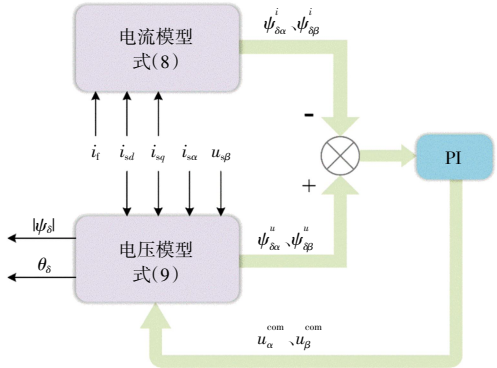


图 4　基于 MRAS 的气隙磁链观测器

Fig.4　Air–gap–flux observer based on MRAS

本文实验电机参数额定转速为 750 r/min，额定频率为 25 Hz。依据自动控制理论知识，考虑到带宽频率对系统性能的影响，根据传递函数 $G_{\mathrm{i}}(s)$与 $G_{\mathrm{u}}(s)$的 2 个极点 ω_1、ω_2 频率与 PI 控制器参数 K_{p}、K_{i} 的关系式为 $K_{\mathrm{i}} = \omega_1\omega_2$，$K_{\mathrm{p}} = \omega_1 + \omega_2$，通常 $\omega_1 \in [2,5]$ rad/s，$\omega_2 \in [20,30]$ rad/s。当配置 K_{p}、K_{i} 时，系统的转折频率为11.3 rad/s。由 $\omega = 2\pi f$ 可以得到切换点频率约为 1.8 Hz。即当电机转速低于 54 r/min 时，观测器电流模型起主要作用；当转速高于 54 r/min 时，电压模型起主要作用。

3　基于扰动观测的电励磁同步电机滑模控制

3.1　转速–磁链外环滑模控制器设计

电励磁同步电机气隙磁场定向矢量控制系统的外环主要由转速和气隙磁链控制系统组成，如图 5 所示。通常利用 PI 控制来实现稳定的转速响应，将电流内环等效成为一阶惯性环节，可以得到转速与气隙磁链闭环控制系统的传递函数。

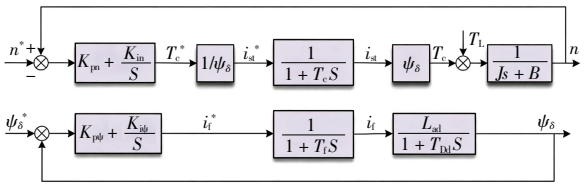


图 5　转速与气隙磁链闭环控制系统

Fig.5　Speed and air–gap–flux closed–loop control system

图 5 中：T_{c} 为定子电流环等效时间常数；T_{f} 为转子励磁电流环等效时间常数。由控制系统传递函数分析可知，被控对象是包含多个时间常数的惯性环节，通常 EESM 的时间常数很大，意味着系统的惯性较大，系统的响应速度会变慢，导致系统在达到稳态之前需要更长时间，因此，系统的抗干扰能力可能较差。

滑模控制（sliding mode control，SMC）是一种特殊的非线性控制方法，与其他控制方法相比，它对内部参数变化和外部干扰具有显著的鲁棒性。SMC 控制器的设计可以分为 2 个步骤：首先，选择滑模面；其次，设计趋近律迫使系统轨迹趋向于滑模面，保证系统轨迹停留在滑模面上。

忽略摩擦因数影响，采用气隙磁场定向 $i_{sm} = 0$ 控制策略，重写 m–t 轴系下的数学方程：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{st}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{L_{\mathrm{s1}}}(u_{st} - R_{\mathrm{s}}i_{st} - \omega_{\mathrm{s}}\psi_\delta) \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{s}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{J}(\psi_\delta i_{st} - T_{\mathrm{L}}) \end{cases} \tag{13}$$

式中：J 为转动惯量。

定义 EESM 转速外环状态变量为：

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{\mathrm{ref}} - \omega_{\mathrm{s}} \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_{\mathrm{s}} \end{cases} \tag{14}$$

式中：ω_{ref} 为参考转速；ω_{s} 为电机实际转速。由式（13）与式（14）得到转速环状态空间方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \tag{15}$$

式中：$u = \mathrm{d}i_{st}/\mathrm{d}t$；$D = \psi_\delta/J$。选择线性滑模面函数为：

$$s = cx_1 + x_2 \tag{16}$$

式中：s 为线性滑模面函数；c 为滑模面设计参数。

为满足可达性条件，尽可能地缩短趋近运动阶段的时间，采用指数趋近律函数，得到 SMC 控制器的表达式为：

$$u = \frac{1}{D}[cx_2 + \varepsilon\mathrm{sgn}(s) + qs] \tag{17}$$

由此推出定子电流转矩分量参考值 i_{st}^* 的表达式为：

$$i_{st}^* = \frac{1}{D}\int_0^t [cx_2 + \varepsilon\mathrm{sgn}(s) + qs]\mathrm{d}t \tag{18}$$

为了证明所设计的滑模控制器是渐近稳定的，选择 Lyapunov 函数为 $V = 1/2s^2$，对于所设计的滑模面有

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[-\varepsilon\mathrm{sgn}(s) - qs] < 0 \tag{19}$$

容易验证在所设计控制器的作用下，该函数对于系统的所有状态都是非正的，即系统是渐近稳定的。

为获得磁链控制器的表达式，定义气隙磁链的滑模面函数为：

$$s_\psi = \psi_\delta^* - \psi_\delta \tag{20}$$

利用基于 super-twisting 算法的二阶滑模控制基本原理，引入二阶控制项来抑制系统的振荡和抖动，得到气隙磁链控制器的表达式：

$$\begin{cases} i_\mathrm{f}^* = K_\mathrm{p}|s_\psi|^r\mathrm{sgn}(s_\psi) + i_\mathrm{f} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_\mathrm{f}}{\mathrm{d}t} = K_\mathrm{i}\mathrm{sgn}(s_\psi) \end{cases} \tag{21}$$

当设计 $r = 0$ 时，气隙磁链控制器的表达式为：

$$i_\mathrm{f}^* = (K_\mathrm{p} + \frac{K_\mathrm{i}}{s})\mathrm{sgn}(s_\psi) \tag{22}$$

3.2　负载扰动观测器设计

当电机受到负载扰动时，通常会通过增大滑模切换增益来提高系统的鲁棒性。然而，随着滑模切换增益的增大，系统抖振现象可能会进一步加剧。为了减小抖振和负载扰动对系统的影响，设计扰动观测器将转矩扰动前馈补偿至滑模转速控制器的输出，其补偿原理如图 6 所示。

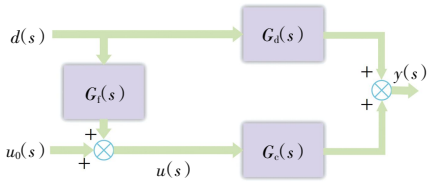


图 6　扰动前馈补偿原理

Fig.6　Principle of disturbance feedforward compensation

前馈控制旨在消除系统内外扰动对被控对象的干扰作用，系统的传递函数可以表示为：

$$\frac{y(s)}{d(s)} = G_\mathrm{d}(s) + G_\mathrm{f}(s)G_\mathrm{c}(s) = 0 \tag{23}$$

式中：$d(s)$ 为外部扰动信号；$u_0(s)$ 为系统原始控制输入；$u(s)$ 为叠加前馈补偿之后的控制输入量；$y(s)$ 为系统输出响应；$G_\mathrm{d}(s)$ 为扰动通道传递函数；$G_\mathrm{f}(s)$ 为前馈补偿传递函数；$G_\mathrm{c}(s)$ 为控制对象传递函数。

将外部负载转矩变化与电机参数漂移等作为输入扰动量 $d(s)$，i_{st}^* 作为控制输入 $u_0(s)$，则系统的输入 $u(s)$ 为 i_{st}，系统输出为转速 ω_m。将电流环视为一阶惯性环节，根据电励磁同步电机转速环控制原理，可以得到扰动通道 $G_\mathrm{d}(s)$ 与控制通道 $G_\mathrm{c}(s)$ 的传递函数为：

$$\begin{cases} G_\mathrm{d}(s) = \dfrac{\omega_\mathrm{m}(s)}{T_\mathrm{L}(s)} = -\dfrac{1}{Js + B} \\ G_\mathrm{c}(s) = \dfrac{\omega_\mathrm{m}(s)}{i_{st}(s)} = \dfrac{\psi_\delta}{(Js + B)(T_\mathrm{c}s + 1)} \end{cases} \tag{24}$$

由式(23)、式(24)可以得到前馈通道传递函数：

$$G_\mathrm{f}(s) = -\frac{T_\mathrm{c}s + 1}{\psi_\delta} \tag{25}$$

则扰动转矩前馈补偿系数为：

$$K_\mathrm{d} = |G_\mathrm{f}(s)| = -\frac{1}{\psi_\delta} \tag{26}$$

将外部负载转矩 T_L 及电机参数变化等视为集总扰动 d，本文控制系统中电机运行速度较低，控制频率较高，每个采样周期内负载扰动的变化与系统状态相比较为缓慢，因此，认为扰动对时间的微分为 0，重写 EESM 机械运动方程为：

$$\begin{cases} \dot{\omega}_\mathrm{s} = \dfrac{\psi_\delta i_{st}}{J} - \dfrac{d}{J} \\ \dot{d} = 0 \end{cases} \tag{27}$$

定义负载扰动观测器滑模面为：

$$s = \hat{\omega}_\mathrm{m} - \omega_\mathrm{m} \tag{28}$$

以集总扰动和转速为观测值，设计扰动观测器方程为：

$$\begin{cases} \hat{\omega}_\mathrm{m} = \psi_\delta i_{st} - \dfrac{\hat{d}}{J} + u \\ \hat{d} = gu \end{cases} \tag{29}$$

式中：g 为观测器的反馈增益；$\hat{d}$ 为扰动转矩观测值；$u = k\mathrm{sgn}(s)$ 为滑模控制函数，k 为增益。将式(29)与式(27)相减得到观测误差方程为：

$$\begin{cases} \dot{e}_\omega = -\dfrac{e_\mathrm{d}}{J} + u \\ \dot{e}_\mathrm{d} = gu \end{cases} \tag{30}$$

式中：e_ω 为转速观测误差；e_d 为扰动观测误差。观测器得到的电机转速与集总扰动表达式为：

$$\begin{cases} \hat{\omega}_\mathrm{s} = \int \psi_\delta i_{st} - \dfrac{\hat{d}}{J} + k\mathrm{sgn}(e_\omega)\mathrm{d}t \\ \hat{d} = g\int k\mathrm{sgn}(e_\omega)\mathrm{d}t \end{cases} \tag{31}$$

根据滑模面可达条件，选择 Lyapunov 函数为 $V = 1/2s^2$ 可以得到：

$$\dot{V} = s\dot{s} = e_\omega(k\mathrm{sgn}(e_\omega) - e_d/J) \leqslant 0 \tag{32}$$

由式(32)可知，满足 $k \leqslant -|e_d/J|$ 时，系统是渐近稳定的。为了对扰动进行前馈补偿，将扰动观测器估计的扰动转换为电流转矩分量前馈补偿，补偿后 t 轴参考电流表达式为：

$$\begin{cases} i_{st}^* = i_{std} + i_{sts}^* \\ i_{std} = K_d\hat{d} \end{cases} \tag{33}$$

基于扰动观测的转速环滑模控制原理如图 7 所示，基于扰动观测器的电励磁同步电机气隙磁场定向滑模控制整体框图如图 8 所示。

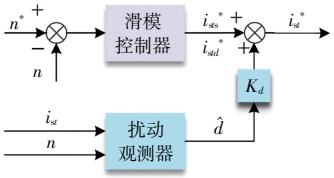


图 7　基于扰动观测的转速环滑模控制原理

Fig.7　Principle of speed loop SMC based on disturbance observer

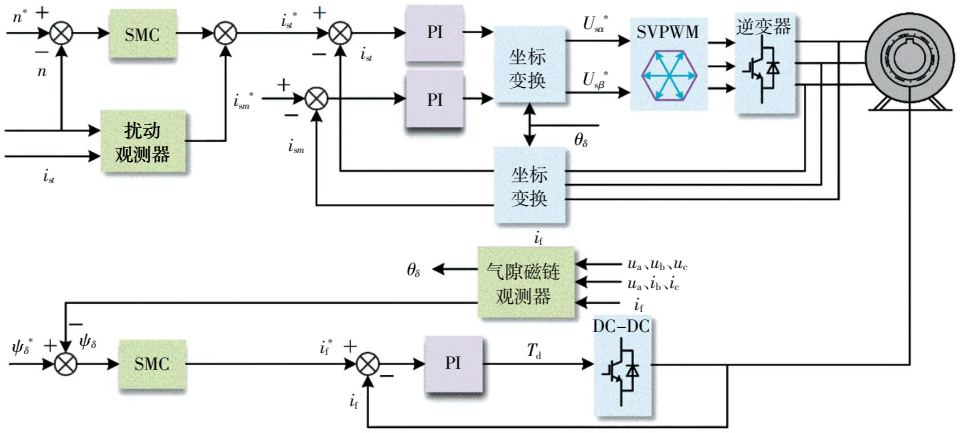


图 8　基于扰动观测器的 EESM 气隙磁场定向滑模控制框图

Fig.8　Air–gap–flux oriented sliding mode control diagram of EESM based on disturbance observer

4　实验验证与分析

为了验证理论分析的可行性以及所提方法的有效性，本文搭建了如图 9 所示的交直交电压型电励磁同步电机变频调速实验系统，其参数如表 1 所示。

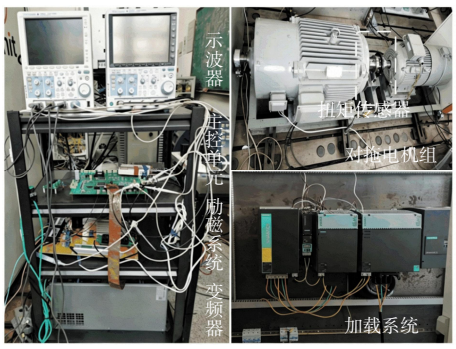


图 9　电励磁同步电机控制实验平台

Fig.9　EESM control experimental platform

其中，实验系统主控制单元为 TMS320F28335 系列 DSP与EP1C6Q240C8N 系列 FPGA 芯片组成的双核架构控制器，系统控制频率与采样频率均为 5 kHz，电流、电压由 LEM 公司 LT208 系列电流传感器与 DVL750 系列电压传感器采集，并由采样电路转换为数字信号。电机负载由一台与其同轴相连的 SIEMENS 异步电机提供，由 SIEMENS S120 系列变频器控制异步电机负载转矩。

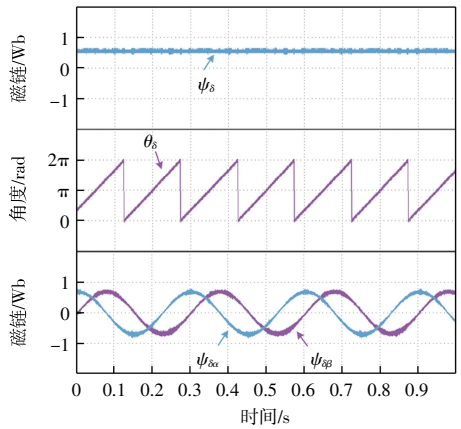
表 1　实验电机参数

Tab.1　Experimental EESM parameters

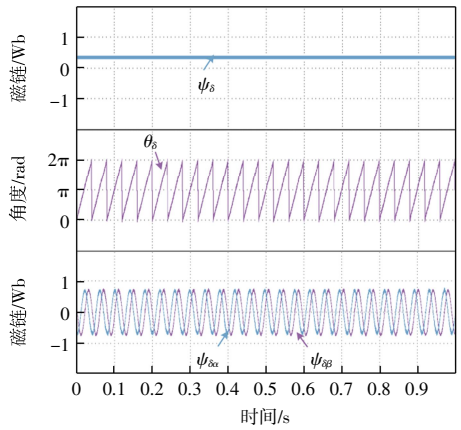
参数	数值	参数	数值
额定转速 n/(r·min^{-1})	750	电枢绕组电阻 R_s/Ω	0.428
额定功率 P/kW	20	励磁绕组电阻 R_f/Ω	11.770
额定频率 f/Hz	25	直轴互感 L_{sd}/H	0.077
额定电流 i_s/A	33.2	交轴互感 L_{sq}/H	0.040
额定励磁电流 i_f/A	7.1	定子漏感 L_s/H	0.005
额定转矩 T_e/(N·m)	255	励磁绕组电感 L_f/H	0.951
极对数 p_n	2	—	—

4.1　气隙磁链观测器实验结果与分析

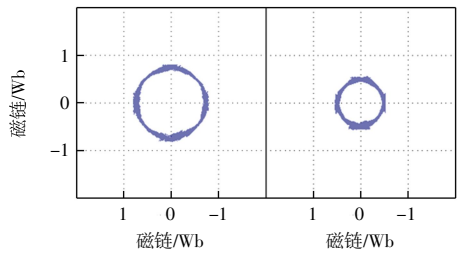
为了准确实现气隙磁场定向，保证在全速域范围内观测器输出的气隙磁链幅值与相位的准确性，分别在低速(100 r/min)与高速(750 r/min)工况下对所设计的气隙磁链观测器的性能进行了实验分析，确保所设计观测器在全速域范围内有良好的观测效果，结果如图 10 所示。



（a）100 r/min 气隙磁链观测器输出



（b）750 r/min 气隙磁链观测器输出



（c）气隙磁链轨迹圆

图 10　气隙磁链观测器输出

Fig.10　Output of air–gap–flux observer

由图 10 可知，本文所设计的气隙磁链观测器结合了电流模型与电压模型的优点，在全速域范围内可以实现对气隙磁链矢量的准确观测。

4.2　稳态性能实验结果

为验证本文所提方法的稳态性能，在 100 r/min 下加入 10 N·m 负载转矩，稳态负载运行下定子三相电流、转速、气隙磁链与电磁转矩的实验波形如图 11 所示。由图 11 可知，本文所设计的滑模控制器稳态下转速与磁链控制效果良好，控制系统稳态性能较好。

4.3　动态性能实验结果

为验证所提控制策略的动态性能，对传统气隙磁场定向矢量控制方式与本文所提控制策略进行了对比实验。给定气隙磁链幅值 0.3 p.u.，实验系统摩擦转矩约为 3 N·m，给定参考转速 100 r/min，转速稳定后分别突加 20 N·m 和 50 N·m 负载转矩。EESM 传统气隙磁场定向 PI 控制与气隙磁场定向基于扰动观测的 SMC 控制负载由 0–20–50 N·m 阶跃变化动态响应的转速、气隙磁链幅值与电磁转矩波形如图 12 所示。

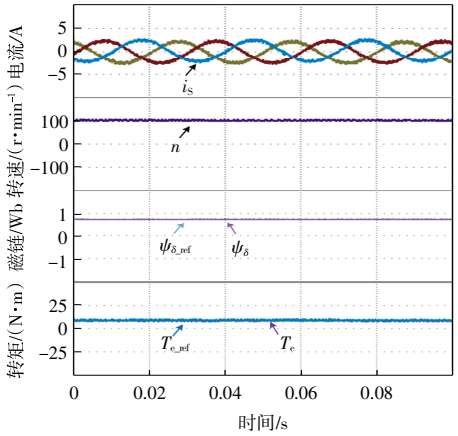
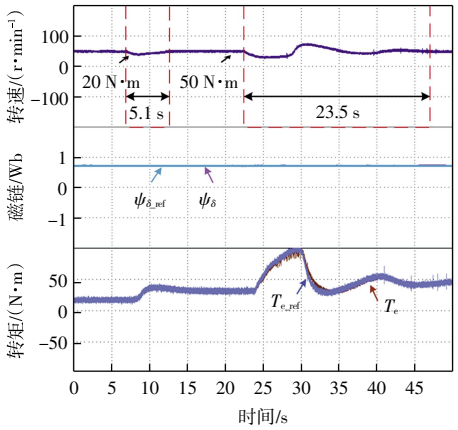
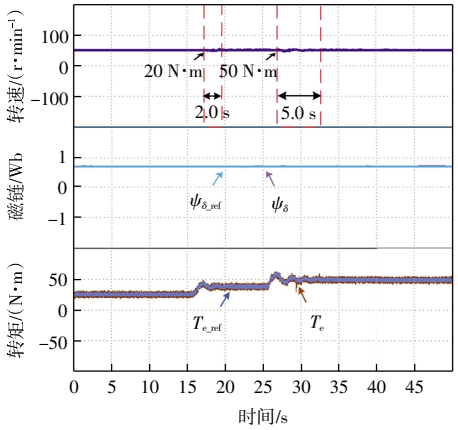


图 11　100 r/min 负载运行稳态实验波形

Fig.11　Steady–state waveforms at 100 r/min under load



（a）传统方法



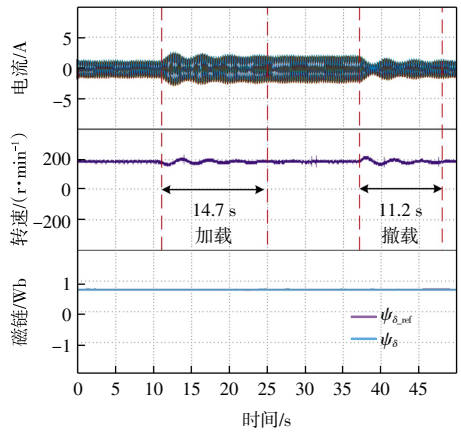
（b）改进方法

图 12　负载阶跃变化动态响应对比实验波形

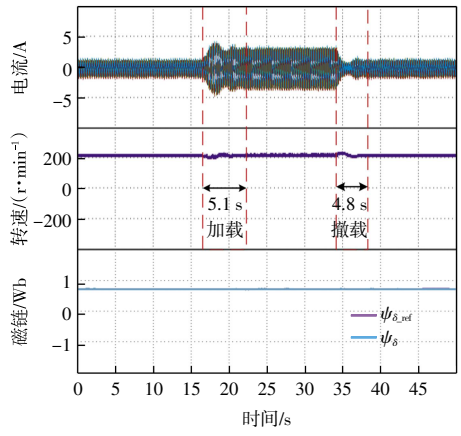
Fig.12　Experimental waveforms for comparison of dynamic response under load step

由图 12 对比可知，改进控制方法能有效抑制负载阶跃变化时带来的转速波动，电机转速波动由 12% 减少到 4%，电机对负载扰动表现出良好的动态特性。尽管气隙磁链控制效果与传统控制方式相比没有明显差异，但电磁转矩的动态响应有所提升。

图 13 为 EESM 气隙磁场定向两种控制方式下负载扰动时定子电流、转速与气隙磁链幅值实验波形。



(a) 传统方法



(b) 改进方法

图 13　负载扰动时动态响应对比实验波形

Fig.13　Dynamic response experimental waveforms under load disturbances

由图 13 可以看出，基于扰动观测的滑模控制策略在应对负载扰动时的转速波动更小，传统方法在加载时经过约 14.7 s 转速恢复稳定，而改进方法约 5.1 s 就能达到稳态，动态响应快，气隙磁链控制效果并无差别。由此表明，本文所设计的气隙磁场定向下转速与磁链外环滑模控制器具有良好的动态特性，具备更强抗扰能力。

5　结　论

本文提出了一种基于扰动观测的电励磁同步电机气隙磁场定向滑模控制策略。为精准实现气隙磁场定向，首先基于 MRAS 理论设计了气隙磁链观测器；然后根据气隙磁场定向 m–t 轴系下电励磁同步电机数学模型，设计了转速与磁链外环滑模控制器，将外部负载以及其他因素造成的扰动统一视为集总扰动，通过负载扰动观测器，将扰动转矩前馈补偿至滑模控制器输出，来减小负载变化以及扰动所造成的电机转速波动；最后，结合磁链观测器与所提控制策略进行转速环抗扰动实验。结果如下：

（1）本文所设计的磁链观测器在低速（100 r/min）与高速（750 r/min）工况下可以准确输出气隙磁链幅值与角度，观测效果良好。

（2）在负载扰动时电机转速波动由 12%减少到 4%，系统恢复至稳态的时间从 14.7 s 减少到 5.1 s，电机系统的抗扰能力和动态性能显著提高，验证了该控制策略的可行性以及有效性。

参考文献：

[1] Liu Y J, Pehrman D, Lykartsis O, et al. High frequency exciter of electrically excited synchronous motors for vehicle applications[C]//2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). Lausanne: IEEE, 2016: 378–383.

[2] Huang L R, Zhu Z Q, Chu W Q. Optimization of electrically excited synchronous machine for electrical vehicle applications[C]//8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016). Glasgow: IET, 2016: 1–6.

[3] Nguyen Q K, Schuster J, Roth–Stielow J. Energy optimal control of an electrically excited synchronous motor used as traction drive[C]//2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE–ECCE Asia). Seoul: IEEE, 2015: 2789–2795.

[4] Alnajjar M, Gerling D. Six–phase electrically excited synchronous generator for more electric aircraft[C]//2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). Capri: IEEE, 2016: 7–13.

[5] Wang F X, Zhang Z B, Mei X Z, et al. Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control[J]. Energies, 2018, 11(1): 120.

[6] 熊志，孙旭东，柴建云. 电励磁同步电机电流协调控制策略及稳态特性分析[J]. 微电机，2015，48(9)：28–33.
Xiong Zhi, Sun Xudong, Chai Jianyun. Current–coordinated control of electrically excited synchronous motor and steady state analysis[J]. Micromotors, 2015, 48(9): 28–33(in Chinese).

[7] Han Y F, Wu X Q, He G F, et al. Nonlinear magnetic field vector control with dynamic-variant parameters for high-power electrically excited synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 11053-11063.

[8] Shang J, Nian X H, Liu K A. Air gap field-oriented vector control strategy for high-power electrically excited synchronous motor based on full-order flux linkage observer[J]. Scientific Research and Essays, 2014, 9(9): 367-373.

[9] Bu W S, Cheng X H, He F Z, et al. Inverse system modeling and decoupling control of bearingless induction motor based on air gap flux orientation[J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2017, 53(3): 567-57

[10] 葛腾飞, 姜建国. 同步电机矢量控制调速研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(16): 1-5.
Ge Tengfei, Jiang Jiangguo. Research on speed regulation of vector control for electric excitation synchronous motor [J]. Electrial Measurement & Instrumentation, 2020, 57(16): 1-5(in Chinese).

[11] Cai F, Li K, Sun X D, et al. Air-gap flux oriented vector control based on reduced-order flux observer for EESM[J]. Energies, 2021, 14(18): 5874.

[12] 尚敬, 南永辉, 刘丽, 等. 内联观测电励磁同步电机功率因数控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(10): 69-76.
Shang Jing, Nan Yonghui, Liu Li, et al. Power factor control of EESM based on interconnected observer[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(10): 69-76(in Chinese).

[13] Luo Y C, Ji Y C, Lin C H, et al. Adaptive speed identification air-gap flux vector-controlled induction motor drive based on firefly algorithm[J]. Sensors and Materials, 2021, 33(1): 345.

[14] Luo Y C, Chen Y H, Pu W C. Sensorless air-gap flux vector control induction motor drive based on particle swarm optimization algorithm flux observer[C]//2018 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C). Taichung: IEEE, 2018: 213-216.

[15] Chen L, Yao X D. A vector control strategy of permanent magnet synchronous motor with improved flux observer[C]//Second International Conference on Physics, Photonics, and Optical Engineering (ICPPOE 2023). Kunming:SPIE, 2024, 13075: 295-302.

[16] Wang H M, Ge X L, Liu Y C. Second-order sliding-mode MRAS observer-based sensorless vector control of linear induction motor drives for medium-low speed maglev applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9938-9952.

[17] 刘向昕, 曹晓冬, 谭国俊, 等. 电励磁同步电机全速域自适应模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 112-122.
Liu Xiangxin, Cao Xiaodong, Tan Guojun, et al. Full speed adaptive model predictive control for electrical excitation synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(4): 112-122(in Chinese).

[18] Macrì N. High-performance torque control of electrical excited synchronous motors[D]. Torino:Politecnico di Torino, 2024.

[19] 王志川, 姜林林. 基于 PR 调节器的电励磁同步电机系统仿真研究[J]. 微特电机, 2016, 44(8): 93-98.
Wang Zhichuan, Jiang Linlin. Simulation research on the electric excitation synchronous motor system based on PR regulator[J]. Small & Special Electrical Machines, 2016, 44(8): 93-98(in Chinese).

[20] 陈旭, 张卓然, 于立, 等. 基于改进型准比例谐振控制的电励磁双凸极电机电流谐波抑制方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3836-3848, 3861.
Chen Xu, Zhang Zhuoran, Yu Li, et al. Current harmonic suppression method of doubly salient electro-magnetic machine based on improved quasi proportional resonant control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3836-3848, 3861(in Chinese).

[21] Lan Y P, Li J, Zhang F G, et al. Fuzzy sliding mode control of magnetic levitation system of controllable excitation linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 5585-5592.

本文引文格式:

王志强, 韩冬阳, 金雪峰, 等. 基于扰动观测的电励磁同步电机气隙磁场定向滑模控制[J]. 天津工业大学学报, 2026, 45(4): 53-61.

Wang Zhiqiang, Han Dongyang, Jin Xuefeng, et al. Air-gap-flux oriented sliding mode control of an electrically excited synchronous motor based on disturbance observer[J]. Journal of Tiangong University, 2026, 45(4): 53-61(in Chinese).

(责任编辑:孙广宇)