

电励磁同步电机磁链观测模型研究

沈圣尧

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2025年4月19日; 录用日期: 2025年5月12日; 发布日期: 2025年5月20日

摘要

在交流调速领域, 电动机磁链的精确控制是实现电励磁同步电机高性能控制的关键。在对电励磁同步电动机的磁链进行观测时, 电流模型易受电动机参数变化的影响并且为开环控制, 观测不准确; 传统电压模型存在直流偏置和积分误差。针对上述问题, 文章通过对静止坐标系下电励磁同步电机的数学模型分析, 构建了基于锁相环的新型电压模型观测器、基于无位置传感器的非线性磁链观测器和基于状态方程的龙伯格磁链观测器, 并在MATLAB/Simulink环境下进行仿真验证, 以及在动态响应、估算转速波动和角度跟踪误差方面进行对比分析, 验证了这三种磁链观测器模型在电励磁同步电机高性能控制中的可行性和优越性。

关键词

电励磁同步电机, 高性能控制, 新型电压模型观测器, 非线性磁链观测器, 龙伯格磁链观测器

Study on Flux Estimated Model of Electrical Excitation Synchronous Motor

Shengyao Shen

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Apr. 19th, 2025; accepted: May 12th, 2025; published: May 20th, 2025

Abstract

In the field of communication speed regulation, precise control of motor magnetic flux is crucial for achieving high-performance control of electrically excited synchronous motor (EESM). When observing the magnetic flux of EESM, the current model is easily affected by changes in machine parameters and operates in an open-loop manner, leading to inaccurate measurements. Additionally, traditional voltage models suffer from DC biases and integral errors. In response to the above issues, a new voltage model observer based on a phase-locked loop, a nonlinear magnetic flux observer based on position sensorless, and a Lomberg magnetic flux observer based on state equation was constructed through

mathematical model analysis of EESM in a static coordinate system. Simulation verification was carried out in MATLAB/Simulink environment, and comparative analysis was conducted in dynamic response, speed estimation fluctuation, and angle tracking error to verify the feasibility and superiority of the three magnetic flux observer models in high-performance control of EESM.

Keywords

Electrically Excited Synchronous Motor, High-Performance Control, Novel Voltage Model Observer, Nonlinear Magnetic Flux Observer, Longberg Magnetic Flux Observer

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

电励磁同步电机具有效率高、功率因数可调、过载能力强等优点,在大功率工业应用场合如提升机、轧钢机以及船舶推进器等的应用价值较大。目前,实现对其的高性能控制已成为国内外学者研究的重点[1]。在交流电动机控制领域内,电动机磁链的在线估计是实现磁场定向控制和直接转矩控制等高性能控制的关键[2]。

磁链观测器是通过交流电动机定子电信号来估算磁链,常用的检测方法可分为开环检测、闭环检测和无位置传感器三种。开环检测方法有电流模型、电压模型和两者混合模型[3],电流模型系统启动时能够快速跟随给定,但其受电机参数特别是转子绕组和阻尼绕组参数影响较大,使系统在高速时无法很好地工作。传统的电压模型磁链观测器在电机低速时的观测偏差比较明显,这是由于低速时定子电压较小,并且存在定子电阻分压作用导致的。为了解决上述问题,国内外学者提出各种理论用来改进电压模型。文献[4]将电压模型中的纯积分环节用低通滤波器替代,解决了直流偏差不断积累的问题,但由其他因素导致观测磁链偏差的问题仍没有得到解决。文献[5]在电压模型中采用饱和双反馈积分器对误差积累及直流偏移进行抑制,但饱和双反馈积分器限制幅值且需要随速度变化而变化,在电机运行动态过程中并不能维持恒定。文献[6]对运用饱和双反馈积分器的方法进行改进,但需要对电流相位有准确的获取,在实际应用中较难实现。开环检测方法虽有诸多问题,但由于其结构简单且适用范围广,仍然得到了广泛应用。闭环磁链观测器有基于误差反馈的气隙磁链观测器、基于模型参考自适应理论的气隙磁链观测器和基于龙伯格状态观测理论的全阶状态观测器[7]-[9]。闭环检测方法的性能提升显著,但同时也因为较高的复杂度和使用成本,导致实用性不高。无位置传感器技术则分为基于模型算法和基于凸极性算法两大类,前者主要利用电压和电流方程,获取反电动势或磁链信息来求解转子位置信息,不会对电机的正常运行产生干扰,这一方法已在无传感器控制系统中得到广泛应用[10][11]。滑模观测器是目前无传感器控制中实际应用最广泛的观测器之一[12],但其抖振问题仍难以解决;扩展卡尔曼滤波法从原理上看实际是一种最优化的递推算法,即使对扰动和噪声有抑制效果[13],但算法复杂,计算量很大,对硬件的要求很高;非线性磁链观测器通过电机数学模型计算出 $\alpha\beta$ 轴的反电动势,以此计算 $\alpha\beta$ 轴的磁链,并从转子磁链中解耦出转子位置信息[14][15],因此电机数学模型的准确性对估算结果的可靠性具有决定性影响。

针对上述分析,本文对基于锁相环的新型电压模型、基于无位置传感器的非线性磁链观测器和基于状态方程的龙伯格磁链观测器进行研究并实现仿真验证,在动态响应、估算转速波动和角度跟踪误差等方面进行对比分析,验证三种磁链观测器模型在电励磁同步电机高性能控制中的可行性和优越性。

2. 电励磁同步电机的数学模型

电励磁凸极同步电动机在静止坐标系($\alpha\beta$)下的定子电压方程为:

$$\mathbf{U} = R_s \mathbf{I} + L_s \frac{d\mathbf{I}}{dt} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{U} = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$ 为 $\alpha\beta$ 坐标轴下的定子电压; $\mathbf{I} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ 为定子电流; R_s 为定子电阻; $L_s = L_d = L_q$ 为定子电感; $\boldsymbol{\Psi} = [\Psi_{s\alpha} \ \Psi_{s\beta}]^T$ 为气隙磁链。

3. 电励磁同步电机磁链观测器设计

3.1. 新型电压模型

传统的电压模型如式(2)所示:

$$\boldsymbol{\Psi} = \int (u_s - i_s R_s) dt - L_{s\sigma} i_{s\sigma} \quad (2)$$

其中 $L_{s\sigma}$ 为定子漏感, 通常可以省略不计。

从式(2)可以看出, 纯积分环节导致传统电压模型存在直流偏置误差和初始值积分误差这两个问题[16][17]。为了克服这两个问题, 本文基于锁相环, 提出了一种新型电压模型磁链观测模型。

新型电压模型的原理如下所述, 令 MT 坐标系为同步旋转坐标系, φ_s 为 M 轴与 α 轴的交角, 则

$$\boldsymbol{\Psi} = \psi e^{j\varphi_s} \quad (3)$$

$$\mathbf{E} = \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} = \frac{d\psi}{dt} e^{j\varphi_s} + j\omega\psi e^{j\varphi_s} \quad (4)$$

$$\mathbf{E} = E_M e^{j\varphi_s} + jE_T e^{j\varphi_s} \quad (5)$$

$$\begin{cases} E_M = \frac{d\psi}{dt} \\ E_T = \omega\psi \end{cases} \quad (6)$$

$$\psi = \int E_M dt \quad (7)$$

$$\varphi_s = \int \omega dt \quad (8)$$

其中: ω 为磁链空间矢量的旋转角速度; $\mathbf{E}$ 为反电动势空间矢量。

由式(7)、式(8)可知, 通过对反电势 E_M 积分可以得到磁链的幅值, 对同步转速 ω 积分可得到磁链的相位角 φ_s , 从而得到磁链 $\boldsymbol{\Psi}$ 。系统有两个积分器, 都在闭环中, 不会出现积分饱和问题。为了使系统稳定, 采用调节系数 k 。其原理图如图 1 所示。

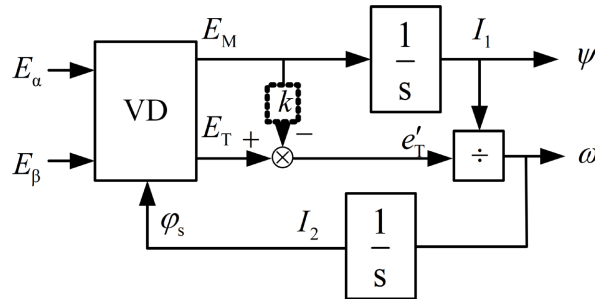


Figure 1. Novel voltage observer based on PLL
图 1. 基于锁相环的新型电压模型

3.2. 非线性磁链观测器

由式(1)可得:

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_s & 0 \\ 0 & R_s + \frac{d}{dt}L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + [\omega\psi_f] \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, ω 为转子电角速度, θ 为转子电角度。

将式(9)变换得:

$$L_s \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = -R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \omega\psi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

据此, 定义状态变量 $\mathbf{x}$ 和输出 $\mathbf{y}$ 为:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = -R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix} - \omega\psi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

定义空间向量 $\text{eta}(\mathbf{x})$:

$$\text{eta}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \text{eta}(x_1) \\ \text{eta}(x_2) \end{bmatrix} = \mathbf{x} - L \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \quad (14)$$

根据式(14), 可知其范数为:

$$\|\text{eta}(\mathbf{x})\|^2 = \psi_f^2 \quad (15)$$

结合以上推导, 非线性磁链观测器方程为:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} + \frac{\gamma}{2} \text{eta}(\hat{\mathbf{x}}) [\psi_f^2 - \|\text{eta}(\mathbf{x})\|^2] \quad (16)$$

其中, $\hat{\mathbf{x}}$ 和 $\dot{\hat{\mathbf{x}}}$ 分别为非线性磁链观测器的状态变量及其导数, γ 为观测器增益且 $\gamma > 0$ 。

对于最终得到的包含转子位置信息的 $\hat{\mathbf{x}}$, 根据式(11)~(13)可得:

$$\begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} \\ \sin\hat{\theta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\psi_f} \left(\begin{bmatrix} \hat{x}_1(k) \\ \hat{x}_2(k) \end{bmatrix} - L_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (17)$$

式中, $\hat{\theta}$ 估计转子位置。

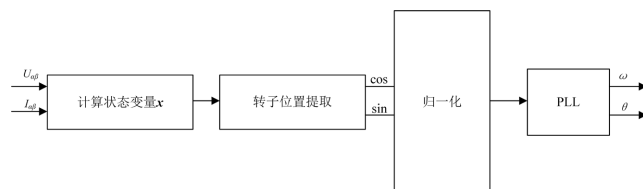


Figure 2. Nonlinear flux observer structure
图 2. 非线性磁链观测器结构

据此, 转子位置的估计原理框图如图 2 所示。与传统磁链观测器相比, 非线性磁链观测器优化掉了纯积分环节。

3.3. 龙伯格磁链观测器

由式(2)可得:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_s & 0 \\ 0 & R_s + \frac{d}{dt}L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中 $\begin{bmatrix} E_\alpha & E_\beta \end{bmatrix}^T$ 为反电动势, 且满足

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega \psi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (19)$$

构造龙伯格观测器, 系统状态变量为 $\alpha\beta$ 轴的电压、电流以及反电动势, 标准状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (20)$$

式中: x 为状态变量, $x = (i_{s\alpha}, i_{s\beta}, E_\alpha, E_\beta)^T$; u 为控制变量, $u = (u_{s\alpha}, u_{s\beta})^T$; y 为输出变量, $y = (i_{s\alpha}, i_{s\beta})^T$; A 为系统的状态矩阵; B 为输入矩阵; C 为输出矩阵。

将式(18)改写为电流、扩展反电动势的状态方程形式, 如下所示:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} - \frac{1}{L_s}E_\alpha + \frac{1}{L_s}u_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt}i_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\beta} - \frac{1}{L_s}E_\beta + \frac{1}{L_s}u_{s\beta} \\ \frac{d}{dt}E_\alpha = -\omega E_\beta \\ \frac{d}{dt}E_\beta = \omega E_\alpha \end{cases} \quad (21)$$

由此可得, A 、 B 、 C 为:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

将估计输出与实际输出的误差乘以误差增益后反馈到系统中, 可得龙伯格观测器的状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{K}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{Cx} \end{cases} \quad (25)$$

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_1 \\ K_2 & 0 \\ 0 & K_2 \end{pmatrix} \quad (26)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}$ 、 $\hat{\mathbf{y}}$ 为状态变量和输出变量的估计值; $\mathbf{K}$ 为观测器的增益矩阵。

经过计算, 上述龙伯格观测器的存在条件为:

$$\begin{cases} K_1 < \frac{R_s}{L_s} \\ K_2 > 0 \end{cases} \quad (27)$$

转子的位置 $\hat{\theta}$ 与转速 $\hat{\omega}$ 可以由反电动势的估计分量 $\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$ 计算得到:

$$\begin{cases} \hat{\theta} = \arctan\left(-\frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta}\right) \\ \hat{\omega} = \frac{d}{dt}\hat{\theta} \end{cases} \quad (28)$$

用式(28)可以直接计算电机转子的位置与转速, 计算方法简单, 但是当 $\hat{E}_\alpha$ 数值很小且接近于 0 时, 会导致转子位置的估计值出现一个较大的误差值, 同时由于转速的估计值是直接对 $\hat{\theta}$ 进行微分得到的, 转速的估计值误差被继续放大, 从而导致电机控制性能不佳。特别是在同步电机低速运行时, 角度估计误差过大可能会导致电机故障[18]-[20]。为了解决这一问题, 本文采用锁相环技术来处理龙伯格观测器输出的反电动势的估计分量 $\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$, 从而得到更加精确的同步电机的转子位置和速度估计值。

4. 仿真与实验分析

Table 1. Parameters of EESM

表 1. 电励磁同步电机参数

参数	数值
额定功率	8.1 kW
额定电压	400 V
额定频率	50 Hz
额定转速	1500 rpm
极对数	2
直轴电枢电感	0.1086 H
交轴电枢电感	0.05175 H
定子电阻(20℃)	1.62 Ω

为验证上述理论分析和设计方案的正确性及合理性,在 MATLAB/Simulink 环境下搭建仿真模型,采样频率为 20 kHz,转速环 PI 调节器参数相同,电励磁同步电机的参数见表 1,非线性磁链观测器的增益 γ 值取 10000,龙伯格磁链观测器的增益 K_1 值取 -5500、 K_2 值取 68500,得到的实验结果如图 3~6 所示。

图 3 为三种本文所述磁链观测器的起动 - 降速实验的转速波动对比波形。电励磁同步电机空载起动,初始给定转速为 1000 r/min,稳定运行一段时间后,给定转速由 1000 r/min 下降至 800 r/min。可以看出新型电压型观测器的低速性能较差,在电机未达到稳态时有明显的转速观测误差。

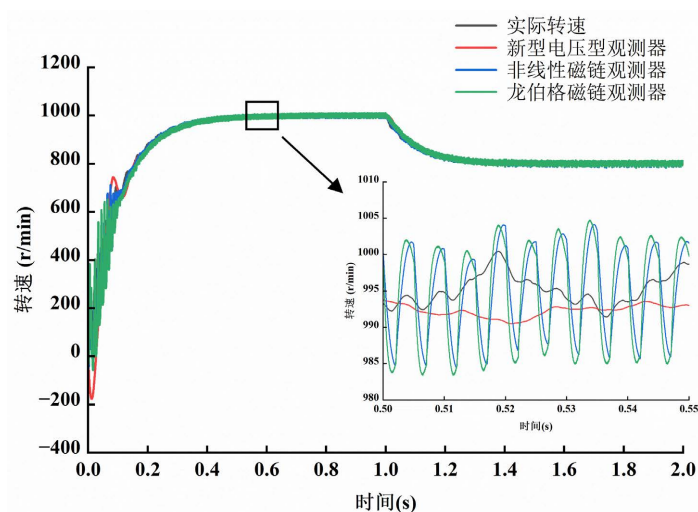


Figure 3. Speed waveform of flux observers at start-up and changed speed

图 3. 起动 - 降速实验波形

图 4 为各磁链观测器的转速观测与实际转速的误差分析。从图 4 中可以看出,新型电压型磁链观测器在达到稳态后,其转速观测误差可忽略不计,非线性磁链观测器和龙伯格磁链观测器的转速误差范围均在 $\pm 1\%$ 以内。此外,在转速变化过程中,三种磁链观测器的收敛时间依次为: 0.12 s、0.18 s、0.32 s。充分说明了三种磁链观测器都能够快速响应转速变化,具备良好的动态性能。

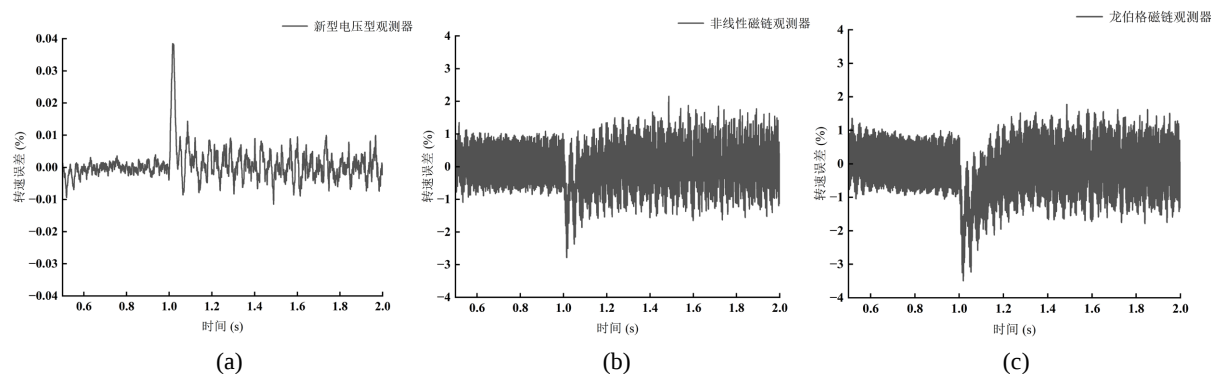


Figure 4. Speed estimation error

图 4. 转速估计误差

图 5 为三种磁链观测器角度跟踪的对比波形。相较于新型电压型观测器,非线性磁链观测器和龙伯格磁链观测器的角度跟踪误差较小,能够得到准确的转子位置。

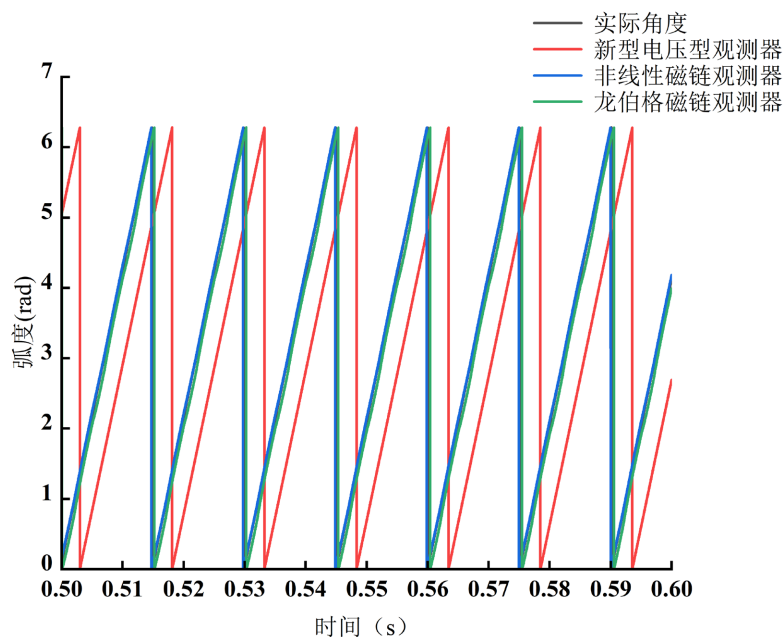


Figure 5. Angle tracking waveform

图 5. 角度跟踪波形

图 6 为三种磁链观测器稳态时的磁链圆波形。

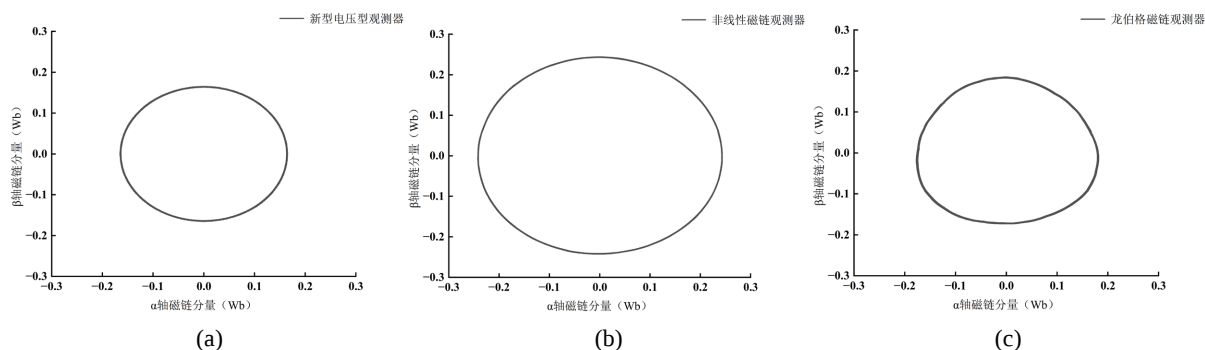


Figure 6. Waveform of flux linkage locus circle

图 6. 磁链圆轨迹波形

5. 结论

磁链观测作为电励磁同步电机高性能控制的关键技术，在电动机的控制领域中不断地完善。本文对电励磁同步电机 $\alpha\beta$ 轴的数学模型进行分析，构建了基于锁相环的新型电压模型、基于无位置传感器的非线性磁链观测器和基于状态方程的龙伯格磁链观测器。并在动态响应、估算转速波动和角度跟踪误差方面进行对比分析，仿真实验表明三种磁链观测器的动态性能良好，均能快速跟随转速波动且误差在合理范围内，非线性磁链观测器和龙伯格磁链观测器的角度跟踪误差较小，能够得到准确的转子位置，三者在高性能控制中都具有可行性和相对优越性，拥有较高的工程实用价值。

参考文献

- [1] Yao, J., Zhao, Y., Li, Z., Chen, R. and Wang, Z. (2021) Control Strategy for a High-Speed Dual Three-Phase Electrical

- Excitation Synchronous Motor. 2021 *24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Gyeongju, 31 October-3 November 2021, 1813-1818. <https://doi.org/10.23919/icems52562.2021.9634541>
- [2] 周忠凯, 路尚书, 石志学. 电励磁同步电动机磁链观测模型研究[C]//全国冶金自动化信息网, 《冶金自动化》杂志社. 全国冶金自动化信息网 2014 年会论文集. 2014: 206-210.
 - [3] Liu, W., Lu, X. and Sun, Q. (2023) Improved Flux Observer Based on Voltage-Current Hybrid Model for PMSM. 2023 *2nd Conference on Fully Actuated System Theory and Applications (CFASTA)*, Qingdao, 14-16 July 2023, 894-899. <https://doi.org/10.1109/cfasta57821.2023.10243174>
 - [4] 景巍, 谭国俊, 吴轩钦. 考虑磁场饱和效应的电励磁同步电机矢量控制[J]. 电力电子技术, 2010, 44(10): 72-74.
 - [5] 吴雪芬. 一种能消除积分漂移的电压型磁链观测器[J]. 机电工程, 2007, 24(8): 14-16.
 - [6] Hu, J. and Wu, B. (1998) New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **13**, 969-977. <https://doi.org/10.1109/63.712323>
 - [7] Lai, J., Zhou, C., Su, J., Xie, M., Liu, J. and Xie, T. (2019) A Permanent Magnet Flux Linkage Estimation Method Based on Luenberger Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor. 2019 *22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Harbin, 11-14 August 2019, 1-6. <https://doi.org/10.1109/icems.2019.8922412>
 - [8] 肖盼盼, 赵世伟, 邱小华. 基于自适应龙伯格观测器的 PMSM 无位置传感器研究[J]. 微特电机, 2023, 51(6): 45-50.
 - [9] Bakhti, I., Chaouch, S., Makouf, A. and Douadi, T. (2016) Robust Sensorless Sliding Mode Control with Luenberger Observer Design Applied to Permanent Magnet Synchronous Motor. 2016 *5th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, Marrakesh, 25-27 May 2016, 204-210. <https://doi.org/10.1109/icosc.2016.7507051>
 - [10] Liu, J., Zhang, Y. and Yang, H. (2020) Improved Position Signal Demodulation Method for Sensorless Control Based on HF Sinusoidal Pulsating Voltage Injection. *IET Electric Power Applications*, **14**, 2780-2787. <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2020.0500>
 - [11] 钟臻峰, 金孟加, 沈建新. 基于分段 PI 调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1203-1211+1297.
 - [12] Apte, A., Joshi, V.A., Mehta, H. and Walambe, R. (2020) Disturbance-Observer-Based Sensorless Control of PMSM Using Integral State Feedback Controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **35**, 6082-6090. <https://doi.org/10.1109/tpe.2019.2949921>
 - [13] 汪凤翔, 柯哲涵, 柯栋梁, 等. 基于强跟踪扩展卡尔曼观测器的三电平逆变器永磁同步电机无模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8910-8922.
 - [14] Du, B., Yao, K., Wu, S. and Zhang, Q. (2023) Sensorless Control of IPMSM Based on Current Prediction and Nonlinear Flux Model. 2023 *IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Wuhan, 16-19 June 2023, 1-6. <https://doi.org/10.1109/precede57319.2023.10174321>
 - [15] Zeng, Q., Lin, C., Xing, J., Jiang, X. and Xu, Y. (2021) Nonlinear Flux Observer Based on Extended Flux Model for Sensorless Control of IPMSM in Electric Vehicles. 2021 *24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Gyeongju, 31 October-3 November 2021, 1-5. <https://doi.org/10.23919/icems52562.2021.9634259>
 - [16] Wu, X., Tan, G., Liu, M. and Li, H. (2010) Electrically Excited Synchronous Motor Three-Level DTC_SVM Control Based on Novel Flux Observer. 2010 *International Conference on Electrical and Control Engineering*, Wuhan, 25-27 June 2010, 3689-3692. <https://doi.org/10.1109/icece.2010.900>
 - [17] Kou, J., Gao, Q., Xu, K., Chen, S. and Xu, D. (2018) Rotor Position Detection Method at Zero or Low Speed for Electrically Excited Synchronous Motor. 2018 *21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju, 7-10 October 2018, 1585-1589. <https://doi.org/10.23919/icems.2018.8549211>
 - [18] Dai, P., Lv, Y., Xu, N. and Xie, H. (2016) Speed Sensorless Control of Electrically Excited Synchronous Motor Based on the Reduce-Order State Observer Flux Observation. 2016 *IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Hefei, 5-7 June 2016, 2009-2014. <https://doi.org/10.1109/iciea.2016.7603919>
 - [19] Han, Y., Wu, X., He, G., Hu, Y. and Ni, K. (2020) Nonlinear Magnetic Field Vector Control with Dynamic-Variant Parameters for High-Power Electrically Excited Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **35**, 11053-11063. <https://doi.org/10.1109/tpe.2020.2977390>
 - [20] Kou, J., Wu, Z., Xu, L., Du, C., Wang, S. and Guo, F. (2024) A Sensorless Control Method for LCI-Fed Electrically Excited Synchronous Motors Based on Improved Sliding Mode Observer. 2024 *IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, Harbin, 10-12 May 2024, 4970-4975. <https://doi.org/10.1109/cieec60922.2024.10583521>