DOI:10.12177/emca.2025.031 文章编号:1673-6540(2025)05-0501-12 中图分类号:TM 341 文献标志码:A

并联永磁同步电机系统统一坐标系建模及其矢量控制策略

孙 东[1], 孙士奇[2], 王彤辉[2], 仉志华[2*], 时振堂[3]
[1. 中国石油化工股份有限公司 胜利油田分公司技术检测中心,山东 东营 257000;
2. 中国石油大学(华东) 石大山能新能源学院,山东 青岛 266580;
3. 中国石油化工股份有限公司 大连石油化工研究院,辽宁 大连 116045]

Unified Coordinate System Modeling and Vector Control Strategy for Parallel Permanent Magnet Synchronous Motor Systems

SUN Dong[1], SUN Shiqi[2], WANG Tonghui[2], ZHANG Zhihua[2*], SHI Zhentang[3]
(1. Shengli Oilfield Branch Technical Testing Center, China Petroleum and Chemical Corporation, Dongying 257000, China;
2. College of New Energy, China University of Petroleum, Qingdao 266580, China;
3. Dalian Petrochemical Research Institute, China Petroleum and Chemical Corporation, Dalian 116045, China)

Abstract: **[Objective]** The system architecture of single-inverter multiple permanent magnet synchronous motor (PMSM) in parallel operation can significantly reduce hardware costs, minimize system size, and improve power density. It has become a highly cost-effective technical solution. However, traditional control strategies often adopt average models or multiple coordinate system models, which not only increase the complexity of system modeling, but may also lead to reduced control accuracy and degraded dynamic response. To address this issue, this study proposes a control strategy for a single-inverter multi-PMSM parallel system based on a unified coordinate system, aiming to simplify the control structure and enhance system performance. **[Methods]** First, the electromagnetic and mechanical characteristics of the system were investigated using frequency domain analysis. Building upon this, a vector control strategy based on a unified coordinate system was proposed. By employing a mathematical model in the unified coordinate system, the control complexity of the multi-motor system was reduced. Finally, a time-domain simulation model was established to validate the effectiveness of the proposed strategy. The system operation under different operating conditions was analyzed, and the dynamic response and steady-state accuracy of the control system were comprehensively tested. **[Results]** The simulation results showed that when the load torques between the two PMSMs differed or underwent dynamic variations, the designed control system was able to rapidly and accurately regulate motor speeds to closely follow the given speed commands. This verified the effectiveness and practicality of the proposed control strategy. **[Conclusion]** The control strategy for single-inverter multi-PMSM parallel systems based on a unified coordinate system proposed in this study not only simplifies the control structure of traditional multi-motor systems, but also significantly enhances both dynamic performance and steady-state accuracy. It provides new insights for control optimization in single-inverter parallel PMSM systems.

Key words: permanent magnet synchronous motor; parallel system; unified coordinate system; vector control

摘 要:**【目的】**单变流器驱动多台永磁同步电机(PMSM)并联运行的系统架构,能够显著降低硬件成本、减小系统体积并提高功率密度,已成为一种极具经济效益的技术方案。然而,传统控制策略通常采用平均模型或多坐标系模型,不仅增加了系统建模的复杂性,还可能导致控制精度下降和动态响应变差。针对此问题,本文

基金项目:国家自然科学基金面上项目(51977220)
General Program of National Natural Science Foundation of China (51977220)

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

提出了一种基于统一坐标系的单变流器多 PMSM 并联系统控制策略,旨在简化控制结构并提升系统性能。【**方法**】首先,采用频域分析法对系统的电磁特性和机械特性进行深入研究。在此基础上,提出了一种基于统一坐标系的矢量控制策略,通过统一坐标系下的数学模型简化了多电机系统的控制复杂度。最后,为验证所提策略的有效性,搭建了时域仿真模型,分析了不同工况下的系统运行情况,并对控制系统的动态响应和稳态精度进行了全面测试。【**结果**】仿真结果表明,当两台 PMSM 的负载转矩不同或发生动态变化时,所设计的控制系统能够快速、准确地调节电机转速,使其良好地跟随给定转速,验证了所提控制策略的有效性和实用性。【**结论**】本文所提基于统一坐标系的单变流器多 PMSM 并联系统控制策略,不仅简化了传统多电机系统的控制结构,还显著提升了系统的动态性能和稳态精度,为单变流器驱动并联 PMSM 系统的控制优化提供了新的思路。

关键词: 永磁同步电机; 并联系统; 统一坐标系; 矢量控制

0　引言

对于设备置放空间有限、电力电子设备成本占比较大的领域,单逆变器驱动并联电机的驱动技术可以减少输入滤波器、整流器以及逆变器等组件数量,降低设备成本[1]。在风电和轨道交通等领域[2],单台逆变器带动多台电机的系统已获得成功应用[3]。传统单变流器驱动多机并联系统的特性分析和控制策略研究,通常采用多坐标系模型或平均模型,前者坐标变换关系复杂,后者则易模糊电机运行状态的差异,对控制效果产生不利影响。

在目前的单变流器多机并联系统的特性和控制策略研究中,文献[4]针对电气化铁路以及钢铁工业的应用场景,提出了一种单逆变器并联双永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor,PMSM)的无速度传感器磁场定向控制方法,采用磁场定向控制和平均技术对两个电机的转速进行控制,采用模型参考自适应系统方法以消除速度传感器,但由于采用了多坐标系模型,其状态观测器需计算各电机电流的矢量和,大大提高了控制器的算法复杂度。文献[5]针对双 PMSM 并联时的情况,采用平均技术测量转速和两台电机参考转矩,并在此基础上评估参考电流,采用一种电压预测评估的串级馈电算法,使其获得较低的电流畸变和转矩脉动值。但这种方法只适用于双 PMSM 并联时的情况,并且算法结构复杂。文献[6]以去除机端换流器的永磁直驱同步发电机构成的分频海上风电系统为研究对象,依据平均模型的思路,推导了分频海上风电系统的准稳态模型,并在准稳态模型的基础上设计控制器,简化了并联永磁直驱同步发电机系统的数学模型以及控制系统的结构,但忽略了系统中各台永磁直驱同步发电机工作状态的差异。

基于此,本文研究了 PMSM 并联系统的统一坐标系建模方法,在此基础上设计了矢量控制策略,并对其控制性能进行了分析。最后通过建模仿真验证了分析方法的有效性。

1　并联 PMSM 系统统一坐标系建模

在两相旋转坐标系下,PMSM 的结构如图 1 所示[7-10]。其中,虚线为三相静止坐标系参考轴;θ 为转子角位置;β 为两相旋转坐标系 d 轴角位置;ψ_f 为转子磁链;ψ_{fd}、ψ_{fq} 分别为转子 d、q 轴磁链。

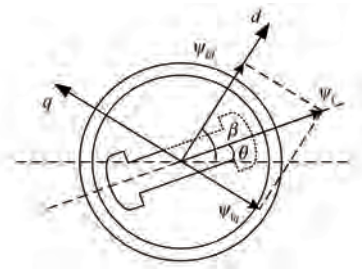


图 1　*d-q* 坐标系下 PMSM 结构示意图

Fig. 1　Schematic diagram of PMSM structure in *d-q* coordinate system

d-q 坐标系下 PMSM 的磁链方程为

$$\begin{bmatrix}\psi_d\\ \psi_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_d & 0\\ 0 & L_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}+\psi_f\begin{bmatrix}\cos(\beta-\theta)\\ -\sin(\beta-\theta)\end{bmatrix} \tag{1}$$

式中:ψ_d、ψ_q、L_d、L_q 和 i_d、i_q 分别为 PMSM 定子 d、q 轴磁链、电感和电流。

d-q 坐标系下 PMSM 的电压方程为

$$\begin{cases}u_d=R_s i_d-\omega_\beta L_q i_q+\omega_e\psi_f\sin(\beta-\theta)+L_d\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}\\ u_q=R_s i_q-\omega_\beta L_d i_d+\omega_e\psi_f\cos(\beta-\theta)+L_q\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}\end{cases} \tag{2}$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

式中：ω_e 为转子电角速度；ω_β 为 d-q 坐标轴的旋转速度；R_s 为等效电阻；u_d、u_q 分别为 PMSM 定子 d、q 轴电压。

典型的单变流器双 PMSM 并联系统拓扑结构[11]如图 2 所示。图 2 中，T_{L1}、T_{L2} 和 i_1、i_2 分别为 PMSM1、PMSM2 的负载转矩和定子电流；L_s 为等效电感；$\boldsymbol{i}_s$ 和 $\boldsymbol{u}_s$ 分别等效电源电压矢量和电流矢量。

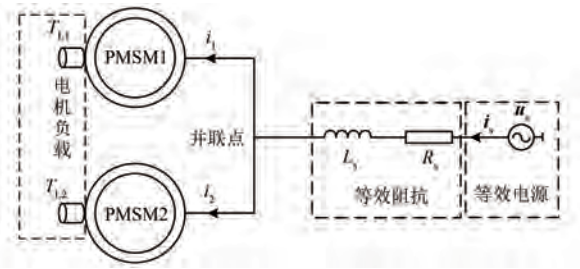


图 2　单变流器双 PMSM 并联系统拓扑结构

Fig. 2　Topology of single-inverter dual-PMSM parallel system

在双 PMSM 并联系统中，两台 PMSM 的电压相等，流经阻抗的电流为两台 PMSM 电流之和[12]，系统中的电压电流约束关系为

$$\begin{cases} u_{d1} = u_{d2} = u_{sd} - u_{rd} \\ u_{q1} = u_{q2} = u_{sq} - u_{rq} \\ i_{rd} = i_{d1} + i_{d2} \\ i_{rq} = i_{q1} + i_{q2} \end{cases} \tag{3}$$

式中：u_{d1}、u_{q1} 和 u_{d2}、u_{q2} 分别为 PMSM1 和 PMSM2 定子 d、q 轴电压；i_{d1}、i_{q1} 和 i_{d2}、i_{q2} 分别为 PMSM1 和 PMSM2 定子 d、q 轴电流；u_{sd}、u_{sq} 分别为等效电源的 d、q 轴电压；i_{rd}、i_{rq} 和 u_{rd}、u_{rq} 分别为阻抗的 d、q 轴电流和电压。

一般而言，电源电压的幅值和相位不发生变化，根据电源电压矢量与坐标变换轴的夹角和电源电压幅值即可将电源电压矢量在 d-q 坐标系下唯一表示。u_{sd}、u_{sq} 的表达式为

$$\begin{cases} u_{sd} = -u_s \sin\delta \\ u_{sq} = u_s \cos\delta \end{cases} \tag{4}$$

式中：u_s 为电源电压的幅值；δ 为电源电压矢量和参考 d 轴之间的夹角。

流经等效阻抗的电压为

$$\begin{cases} u_{rd} = R_s(i_{d1} + i_{d2}) - \omega_{e1}L(i_{q1} + i_{q2}) + L\dfrac{\mathrm{d}(i_{d1} + i_{d2})}{\mathrm{d}t} \\ u_{rq} = R_s(i_{q1} + i_{q2}) + \omega_{e1}L(i_{d1} + i_{d2}) + L\dfrac{\mathrm{d}(i_{q1} + i_{q2})}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{5}$$

式中：ω_{e1} 为 PMSM1 的转子电角速度；L 为定子绕组的自感。

联立式(2)~式(5)，选择 i_d、i_q 和 ω_e 为状态变量，可得双 PMSM 并联系统的状态方程，如式(6)所示：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{d1}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R_s + R}{L_{d1}}i_{d1} + \dfrac{\omega_{e1}(L_{q1} + L)}{L_{d1}}i_{q1} - \dfrac{R}{L_{d1}}i_{d2} + \dfrac{\omega_{e1}L}{L_{d1}}i_{q2} - \dfrac{u_s\sin\delta}{L_{d1}} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{q1}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R_s + R}{L_{q1}}i_{q1} - \dfrac{\omega_{e1}(L_{d1} + L)}{L_{q1}}i_{d1} - \dfrac{\omega_{e1}\psi_f}{L_{q1}} - \dfrac{R}{L_{q1}}i_{q2} - \dfrac{\omega_{e1}L}{L_{q1}}i_{d2} + \dfrac{u_s\cos\delta}{L_{q1}} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{d2}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R_s + R}{L_{d2}}i_{d2} + \dfrac{\omega_{e1}(L_{q2} + L)}{L_{d2}}i_{q2} - \dfrac{\omega_{e2}\psi_f\sin\delta_2}{L_{d2}} - \dfrac{R}{L_{d2}}i_{d1} + \dfrac{\omega_{e1}L}{L_{d2}}i_{q1} - \dfrac{u_s\sin\delta}{L_{d2}} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{q2}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R_s + R}{L_{q2}}i_{q2} - \dfrac{\omega_{e1}(L_{d2} + L)}{L_{q2}}i_{d2} - \dfrac{\omega_{e2}\psi_f\cos\delta_2}{L_{d2}} - \dfrac{R}{L_{q2}}i_{q1} - \dfrac{\omega_{e1}L}{L_{q2}}i_{d1} + \dfrac{u_s\cos\delta}{L_{q2}} \end{cases} \tag{6}$$

式中：L_{d1}、L_{q1} 和 L_{d2}、L_{q2} 分别为 PMSM1 和 PMSM2 的定子 d、q 轴电感；ω_{e2} 为 PMSM2 的转子电角速度；δ_2 为 PMSM1 和 PMSM2 的转子电角度之差；R 为定子电阻。

可见，双 PMSM 并联系统的耦合关系呈现一定的规律性。对于 N 台 PMSM 并联构成的系统，选择第 j 台 PMSM 的转子磁链方向为 d-q 坐标变换参考轴系的 d 轴方向，则第 i 台 PMSM 的电压电流模型为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{di}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_s+R}{L_{di}}i_{di}+\dfrac{\omega_{ej}(L_{qi}+L)}{L_{di}}i_{qi}-\\ \dfrac{\omega_{ei}\psi_f\sin(\theta_j-\theta_i)}{L_{di}}-\dfrac{R}{L_{di}}\Big(\sum_{k=1}^{n}i_{dk}-i_{di}\Big)+\\ \dfrac{\omega_{ej}L}{L_{di}}\Big(\sum_{k=1}^{n}i_{qk}-i_{qi}\Big)+\dfrac{u_d}{L_{di}}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{qi}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_s+R}{L_{qi}}i_{q2}+\dfrac{\omega_{ej}(L_{qi}+L)}{L_{qi}}i_{di}-\\ \dfrac{\omega_{ei}\psi_f\cos(\theta_j-\theta_i)}{L_{qi}}-\dfrac{R}{L_{qi}}\Big(\sum_{k=1}^{n}i_{qk}-i_{qi}\Big)-\\ \dfrac{\omega_{ej}L}{L_{qi}}\Big(\sum_{k=1}^{n}i_{dk}-i_{di}\Big)+\dfrac{u_q}{L_{qi}}\end{cases}\tag{7}$$

式中:i_{di}、i_{qi} 和 L_{di}、L_{qi} 分别为第 i 台 PMSM 的定子 d、q 轴电流和电感;ω_{ei} 为第 i 台 PMSM 的转子电角速度;ω_{ej} 为参考 PMSM 的转子电角速度;θ_i 为第 i 台 PMSM 的转子电角度;θ_j 为参考 PMSM 的转子电角度。

由式(7)可以看出,多 PMSM 并联运行时,每台电机的运行状态都会受到其他电机运行状态的影响。若变流器采用不同控制方式,将会产生不同的等效阻抗,进而影响各台电机的运行状态。

2　并联 PMSM 系统矢量控制策略

采用矢量控制的单变流器多 PMSM 并联系统结构如图 3 所示。

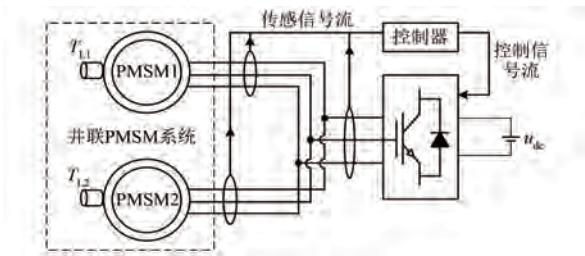


图 3　单变流器多 PMSM 并联系统矢量控制结构

Fig. 3　Vector control structure of single-inverter multi-PMSM parallel system

本文研究的单变流器多 PMSM 并联系统为多台同型号的隐级式 PMSM,因此各 PMSM 的参数关系为

$$\begin{cases}R_1=R_2=R\\ L_{d1}=L_{d2}=L_d\\ L_{q1}=L_{q2}=L_q\\ L_d=L_q\end{cases}\tag{8}$$

式中:R_1、R_2 分别为 PMSM1 和 PMSM2 的电阻。

选取系统中 PMSM1 的转子磁链方向为 d-q 坐标变换参考轴系的 d 轴方向,可得双 PMSM 并联系统的电压方程为

$$\begin{cases}u_{d1}=L_d\dfrac{\mathrm{d}i_{d1}}{\mathrm{d}t}+Ri_{d1}-\omega_{e1}L_{q1}i_{q1}\\ u_{q1}=L_q\dfrac{\mathrm{d}i_{q1}}{\mathrm{d}t}+Ri_{q1}+\omega_{e1}L_{d1}i_{d1}+\omega_{e1}\psi_f\\ u_{d2}=L_d\dfrac{\mathrm{d}i_{d2}}{\mathrm{d}t}+Ri_{d2}-\omega_{e1}L_{q2}i_{q2}+\omega_{e2}\psi_f\sin\delta_2\\ u_{q2}=L_q\dfrac{\mathrm{d}i_{q2}}{\mathrm{d}t}+Ri_{q2}+\omega_{e1}L_{d2}i_{d2}+\omega_{e2}\psi_f\cos\delta_2\end{cases}\tag{9}$$

转子运动方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\omega_{e1}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{3}{2J}p^2\psi_f i_{q1}-\dfrac{p}{J}T_{L1}\\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_{e2}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{3}{2J}p^2\psi_f i_{q2}\cos\delta_2+\dfrac{3}{2J}p^2\psi_f i_{d2}\sin\delta_2-\dfrac{p}{J}T_{L2}\\ \dfrac{\mathrm{d}\delta_2}{\mathrm{d}t}=\omega_{e1}-\omega_{e2}\end{cases}\tag{10}$$

式中:J 为转子转动惯量;p 为极对数。

单变流器多 PMSM 并联系统的矢量控制策略框图如图 4 所示。

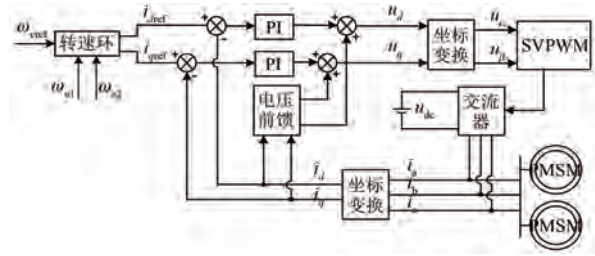


图 4　基于转子磁链定向的多机矢量控制策略框图

Fig. 4　Block diagram of multi-motor vector control strategy based on rotor flux orientation

矢量控制[13-18]是一种电压前馈控制和电流反馈控制相结合的控制策略。本文采用统一坐标系建模方法,则变流器出口处电压与电流的关系为

$$\begin{cases}u_d=\dfrac{L_d}{2}\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}+\dfrac{R}{2}i_d-\omega_{e1}\dfrac{L_q}{2}i_q+\omega_{e2}\psi_f\sin\delta_2\\ u_q=\dfrac{L_q}{2}\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}+\dfrac{R}{2}i_{q1}+\omega_{e1}\dfrac{L_d}{2}i_d+\omega_{e1}\psi_f+\omega_{e2}\psi_f\cos\delta_2\end{cases}\tag{11}$$

电压前馈量的表达式为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\begin{cases} u'_d = -\omega_{e1}\dfrac{L_q}{2}i_q + \omega_{e2}\psi_f \sin\delta_2 \\ u'_q = \omega_{e1}\dfrac{L_d}{2}i_d + \omega_{e1}\psi_f + \omega_{e2}\psi_f \cos\delta_2 \end{cases} \tag{12}$$

式中：u'_d、u'_q分别为系统中 d、q 轴前馈补偿电压。

对于隐级式 PMSM 而言，其 d、q 轴电感相等，电机的电磁转矩只与 q 轴电流有关，并且呈线性关系。因此采用比例积分（Proportional Integral，PI）调节器即可根据转速偏差量计算各台 PMSM 所需的 q 轴电流参考值。同时令各台电机的 d 轴参考值为零，经坐标变换可得变流器的 d、q 轴电流参考值。以 PMSM1 的转子电角位置为参考坐标轴的坐标变换结构，如图 5 所示。

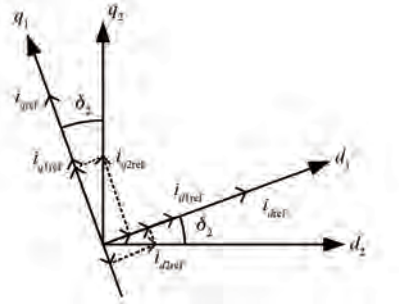


图 5　参考电流的坐标变换关系

Fig. 5　Coordinate transformation relationship of reference currents

图 5 中，i_{dref}、i_{qref} 分别为变流器的 d、q 轴参考电流；i_{d1ref}、i_{q1ref} 和 i_{d2ref}、i_{q2ref} 分别为 PMSM1 和 PMSM2 的 d、q 轴参考电流。可得电流坐标变换结构的表达式为

$$\begin{cases} i_{dref} = i_{d1ref} + i_{d2ref} \times \cos\delta_2 + i_{q2ref} \times \sin\delta_2 \\ i_{qref} = i_{q1ref} - i_{d2ref} \times \sin\delta_2 + i_{q2ref} \times \cos\delta_2 \end{cases} \tag{13}$$

并联 PMSM 系统矢量控制的转速环控制框图[19]如图 6 所示，电流环控制框图如图 7 所示。图 7 中，k_{p1}、k_{i1} 和 k_{p2}、k_{i2} 分别为 PMSM1 和

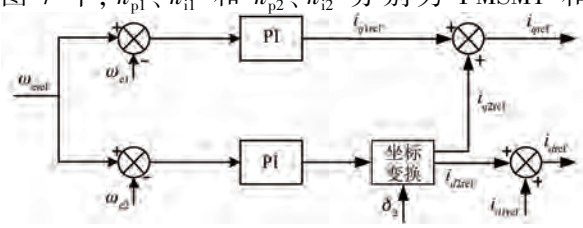


图 6　矢量控制的转速环控制框图

Fig. 6　Block diagram of speed loop control of vector control

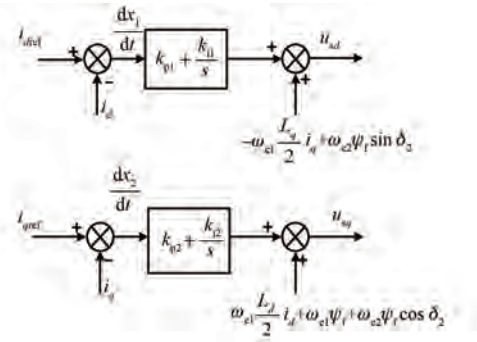


图 7　矢量控制的电流环控制框图

Fig. 7　Block diagram of current loops control of vector control

PMSM2 电流环 PI 调节器的比例系数、积分系数。

3　并联 PMSM 系统矢量控制策略性能分析

3.1　电磁系统性能分析

基于统一坐标系建模方法，PMSM 系统与变流器的电气量可在同一个坐标轴下计算，从而简化分析过程。将 PMSM 系统与变流器的 d、q 轴等效电路分别置于同一个电路中，典型 PI 调节器和典型 RC 串联电路的结构如图 8 所示。

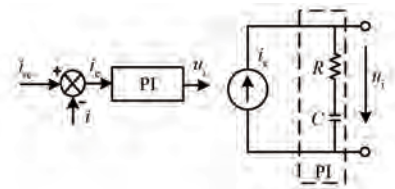


图 8　典型 PI 调节器和 RC 串联电路结构图

Fig. 8　Structure of typical PI regulator and RC series circuit

图 8 中，i_{re} 为电流给定值；i_e 为 PI 调节器的输入量，也为 RC 串联电路的电流；u_i 为 PI 调节器的输出量，也为 RC 串联电路的输出电压。根据图 8，PI 调节器以及 RC 串联电路的电压方程的复频域表达式为

$$u_i(s) = PI[i_e(s)] = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) i_e(s) = \left(R + \frac{1}{Cs}\right) i_e(s) \tag{14}$$

式中：PI 为 PI 调节器的函数；k_p、k_i 分别为电流环 PI 调节器的比例系数、积分系数；C 为电容。

根据图 7 可将电流环 PI 调节器的参数与 RC 串联电路的参数进行对偶：

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\begin{cases} R_{\mathrm{P1}} = k_{\mathrm{p1}}, C_{\mathrm{I1}} = \dfrac{1}{k_{\mathrm{i1}}} \\ R_{\mathrm{P2}} = k_{\mathrm{p2}}, C_{\mathrm{I2}} = \dfrac{1}{k_{\mathrm{i2}}} \end{cases} \tag{15}$$

式中:R_{P1}、R_{P2} 和 C_{I1}、C_{I2} 分别为 d、q 轴电流环 PI 调节器等效电路的电阻和电容。

控制器的输出电压方程为

$$\begin{cases} u_d = PI_1(i_{de}) - \omega_{\mathrm{e1}} \dfrac{L_q}{2} i_q + \omega_{\mathrm{e2}} \psi_{\mathrm{f}} \sin \delta_2 \\ u_q = PI_2(i_{qe}) + \omega_{\mathrm{e1}} \dfrac{L_d}{2} i_d + \omega_{\mathrm{e1}} \psi_{\mathrm{f}} + \omega_{\mathrm{e2}} \psi_{\mathrm{f}} \cos \delta_2 \\ i_{de} = i_{d\mathrm{ref}} - i_d \\ i_{qe} = i_{q\mathrm{ref}} - i_q \end{cases} \tag{16}$$

式中:PI_1、PI_2 分别为控制系统中 d、q 轴电流环 PI 调节器的函数;i_{de}、i_{qe} 分别为 d、q 轴电流偏差值。

根据式(16)以及两台电机的 d、q 轴电感相等的特点,单变流器双 PMSM 并联系统[20]的等效电路如图 9 所示。

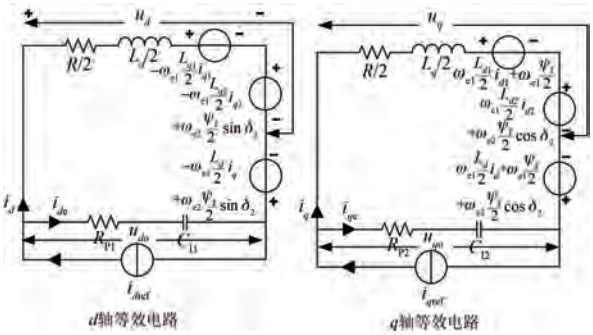


图 9　单变流器双 PMSM 并联系统等效电路

Fig. 9　Equivalent circuit of single-inverter dual-PMSM parallel system

由图 9 可知,d 轴回路的电压关系为

$$u_d = u_{d1} = u_{d2} = u_{do} - \omega_{\mathrm{e1}} \frac{L_q}{2} i_q + \omega_{\mathrm{e2}} \psi_{\mathrm{f}} \sin \delta_2 \tag{17}$$

式中:u_{do} 为 d 轴电流环的输出电压。

根据基尔霍夫电压定律可得:

$$u_d = \frac{L_d}{2} \frac{\mathrm{d}(i_{d1} + i_{d2})}{\mathrm{d}t} + \frac{R}{2}(i_{d1} + i_{d2}) - \omega_{\mathrm{e1}} \frac{L_q}{2} i_q + \omega_{\mathrm{e2}} \psi_{\mathrm{f}} \sin \delta_2 \tag{18}$$

联立式(17)与式(18)可得:

$$u_{do} = \frac{L_d}{2} \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + \frac{R}{2} i_d \tag{19}$$

由式(19)可知 u_{do} 与电机定子阻抗相关,若将二分之一阻抗视作在控制系统作用下产生的虚拟阻抗[21-24],则只需考量 PI 调节器对该虚拟阻抗的控制性能即可代表整个系统 d 轴电流环的控制性能。同理,在 q 轴等效电路中亦是如此。

将变流器环节看作为一阶惯性环节,则单变流器双 PMSM 并联矢量控制系统 d、q 轴电流环的控制流程如图 10 所示。图 10 中,K_{PWM} 为脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)的调制比;T_{s} 为变流器等效惯性环节的时间常数;$e(s)$ 为偏差值,即 PI 调节器的输入值。

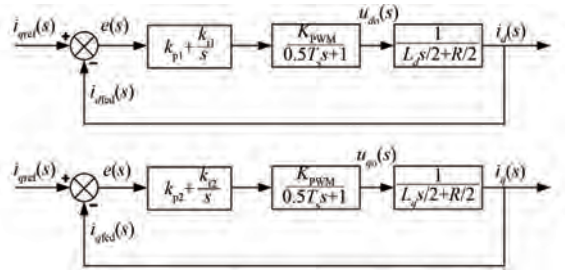


图 10　单变流器双 PMSM 并联矢量控制系统 d、q 轴电流环的控制流程图

Fig. 10　Control flowchart of *d*-*q* axis current loops of single-inverter dual-PMSM parallel vector control system

由图 10 可得,d、q 轴电流环的开环传递函数 $G_d(s)$、$G_q(s)$ 为

$$\begin{cases} G_d(s) = \dfrac{(k_{\mathrm{p1}} s + k_{\mathrm{i1}}) K_{\mathrm{PWM}}}{(0.5 T_{\mathrm{s}} s + 1)(0.5 L_d s + 0.5 R) s} \\ G_q(s) = \dfrac{(k_{\mathrm{p2}} s + k_{\mathrm{i2}}) K_{\mathrm{PWM}}}{(0.5 T_{\mathrm{s}} s + 1)(0.5 L_q s + 0.5 R) s} \end{cases} \tag{20}$$

d、q 轴电流环的闭环传递函数 $\phi_d(s)$、$\phi_q(s)$ 为

$$\begin{cases} \phi_d(s) = \dfrac{G_d(s)}{1 + G_d(s)} \\ \phi_q(s) = \dfrac{G_q(s)}{1 + G_q(s)} \end{cases} \tag{21}$$

矢量控制器典型参数如表 1 所示。根据表 1 所示数据计算得到 d、q 轴电流环的开环传递函数为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

表 1　矢量控制器典型参数表

Tab. 1　Typical parameters of vector controllers

参数名称	参数值	参数名称	参数值
T_s/s	1/10 000	k_{i1}	25
L/mH	0.25	k_{p2}	100
k_{p1}	50	k_{i2}	20

$$\begin{cases} G_d(s) = \dfrac{50s + 25}{6.25 \times 10^{-8}s^3 + 0.001\ 27s^2 + 50.4s + 25} \\ G_q(s) = \dfrac{100s + 20}{6.25 \times 10^{-8}s^3 + 0.001\ 27s^2 + 100.4s + 20} \end{cases} \tag{22}$$

d、q 轴电流环开环传递函数的伯德图分别如图 11、图 12 所示。

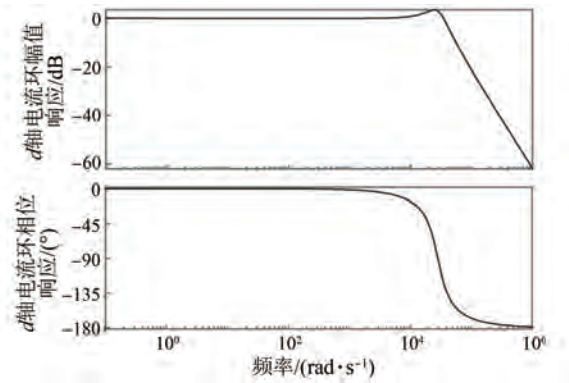


图 11　d 轴电流环传递函数伯德图

Fig. 11　Bode plots of transfer function for d-axis current loop

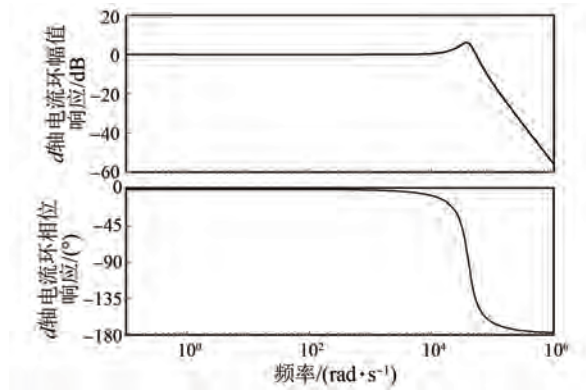


图 12　q 轴电流环传递函数伯德图

Fig. 12　Bode plots of transfer function for q-axis current loop

根据图 11 和图 12 可知，d、q 轴电流环的幅值响应均先随频率的增大而不断增大，然后随着频率的降低而逐渐降低。相位响应均为在频率较低的频段内缓慢减小，在中频段内急剧减小，在高频段内减小的幅度放缓。结果表明 d、q 轴电流环对频率较低的输入信号不产生幅值和相位的偏移，具有良好的信号跟随能力，而对频率较高的输入信号则有较大的幅值和相位偏移，无法良好地跟随。

3.2　机械系统性能分析

根据系统的控制框图可得系统转速环的控制流程如图 13 所示。图 13 中，k_{p3}、k_{i3} 和 k_{p4}、k_{i4} 分别为 PMSM1 和 PMSM2 转速环 PI 调节器的比例、积分系数；T_{e1} 和 T_{e2} 分别为 PMSM1 和 PMSM2 的电磁转矩。

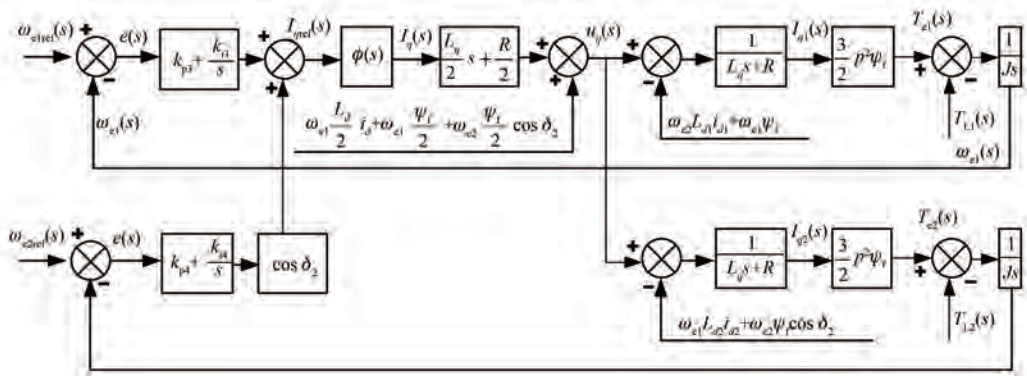


图 13　转速环控制流程图

Fig. 13　Control flowchart for speed loop

由于电流环具有良好的跟随能力，将电流环部分以其闭环传递函数 $\phi(s)$ 进行等效。由于两台 PMSM 并联于变流器的输出端，则两台 PMSM 的定子电压相等。系统包含两个转速环，由于采用了同型电机构建系统，各台电机转速环的设计和性能具有相似性，因此只需对一台 PMSM 的转速环进行性

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

能分析即可代表整个系统的转速环性能。

由图 13 可知,当电机负载转矩发生动态变化时,系统转速将随之产生相应波动,导致转速环输入信号偏离零值。此时,转速控制器通过调节 q 轴电压以补偿输出转矩的偏差,从而实现对设定转速的动态恢复。

在对闭环控制器的性能进行分析时,往往只考虑输出量和输入量之间的前向通路,而将非前向通路的信号视作扰动,可建立 PMSM1 的转速控制流程图[25-27]如图 14 所示。

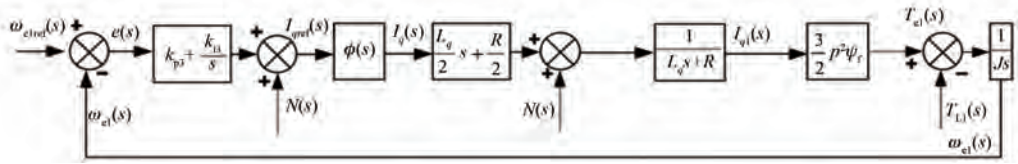


图 14　转速环简化控制流程图

Fig. 14　Simplified control flowchart for speed loop

根据图 14,可得转速环的开环传递函数 $G_z(s)$[28-31]为

$$G_z(s)=\frac{\omega_{e1}(s)}{e(s)}=\frac{3p^2(k_{p3}s+k_{i3})\phi(s)}{4Js} \tag{23}$$

转速控制器典型参数如表 2 所示。根据表 2 所示数据计算得到转速环的开环传递函数为

$$G_z(s)=\frac{6.1\times10^6s^2+4.25\times10^6s+607\,500}{0.125s^4+2\,540s^3+2.01s^2+4\times10^7s} \tag{24}$$

表 2　转速控制器典型参数表

Tab. 2　Typical parameters of speed controllers

参数名称	参数值	参数名称	参数值
p	45	k_{i3}	5
k_{p3}	10	$J/(\mathrm{kg\cdot m^2})$	5×10^5

转速环开环传递函数的伯德图如图 15 所示。由图 15 可知,系统在 0.01~1 Hz 频率区间内存在一个衰减点,该频率以上的信号其幅值衰减较为明显,频率低于该衰减点频率的信号其衰减较小。对于单变流器多 PMSM 调速系统而言,转速的给定量一般为常数,其频率低于伯德图中所示衰减点所对应的频率,因此所设计的转速控制器能够良好地跟随转速信号。

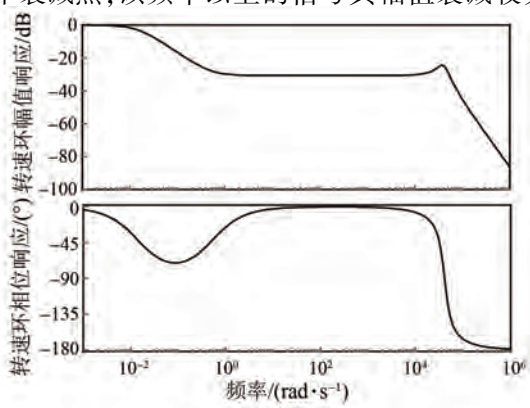


图 15　转速环开环传递函数伯德图

Fig. 15　Bode plots of open-loop transfer function for speed loop

4　仿真分析

根据图 3 所示的系统结构搭建仿真模型,在转速给定负载变化的情况下进行仿真,分析控制系统的性能。

保持给定转速不变,两台 PMSM 的负载转矩不同。两台 PMSM 的负载转矩波形如图 16 所示。

由图 16 可知,在初始时刻,PMSM1 和 PMSM2 的负载转矩均为额定转矩。0.3 s 时,PMSM2 的负载转矩发生一冲激性质的扰动;1.2 s 时,PMSM2 的负载转矩突然降低为额定转矩的 50%,PMSM1 的负载转矩保持额定值不变;1.9 s 时,PMSM1 和 PMSM2 的负载转矩发生突降并且反向,使电机从电动运行状态转为发电运行状态。

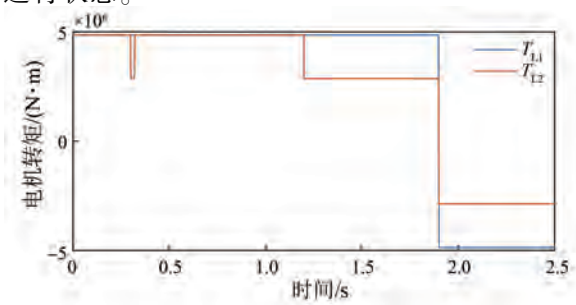


图 16　两机并联矢量控制系统电机负载转矩波形图

Fig. 16　Load torque waveforms of motors in parallel dual-motor vector control system

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

存在转矩扰动时，两机并联矢量控制系统的电机转速和转子角位置差分别如图 17 和图 18 所示。

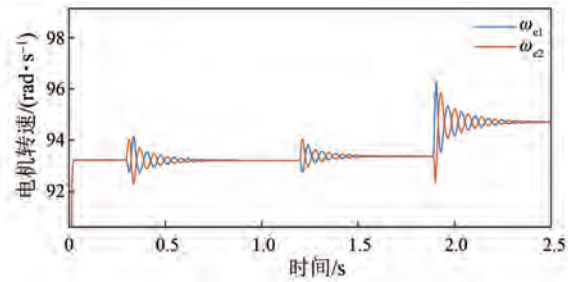


图 17　两机并联矢量控制系统在转矩扰动时的电机转速波形图

Fig. 17　Motor speed waveforms under torque disturbance in parallel dual-motor vector control system

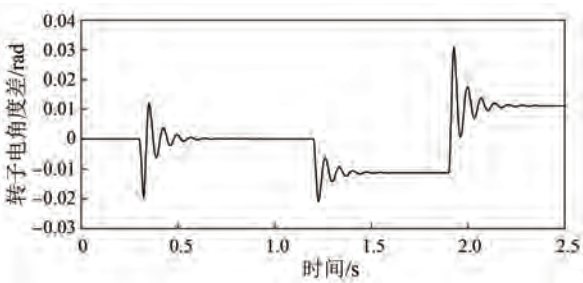


图 18　两机并联矢量控制系统电机在转矩扰动时的转子角位置差波形图

Fig. 18　Waveform of rotor angular difference under torque disturbance in parallel dual-motor vector control system

由图 17 和图 18 可知，两台电机的转速和转子角位置差与其负载特性之间具有很强的相关性。

针对两台电机的转子角位置动态特性，从暂态和稳态两个维度进行深入分析。在暂态过程中，当系统受到负载转矩的冲激扰动时，由于机械惯性作用，电机转速保持连续特性，而电枢电流则呈现阶跃响应。此时，电流调节器通过检测输入偏差量对电流进行闭环控制，导致转子角位置差和转速产生衰减振荡现象；当系统遭遇负载转矩突变时，电机转速的动态响应将触发转速调节机制，转速控制器依据双机转速偏差对交轴电压进行实时调整，从而改变电磁转矩的平衡状态，这一过程将引发转速和转子角位置差的持续振荡；当双机负载转矩发生反向突变时，系统将呈现显著的转速和转子角位置振荡特性。在稳态分析方面，系统振荡收敛后，双机转速达到同步状态。此时，转子角位置的稳态值与负载转矩呈现确定的函数关系。具体而言，在电动运行状态下，负载转矩绝对值较大的电机将呈现转子角位置滞后特性；而在发电运行状态下，负载转矩绝对值较大的电机则表现出转子角位置超前特性。

此外，研究表明，控制器整体增益的调节对系统动态特性具有显著影响。当控制器增益增大时，系统的动态响应带宽相应增加，表现为对负载突变扰动的抑制能力增强，系统收敛时间显著缩短，但同时导致系统暂态过程中的超调量增大，振荡幅度加剧。相反，当控制器增益减小时，系统的鲁棒性增强，暂态过程的振荡幅度得到有效抑制，但系统的响应速度降低，表现为对负载突变扰动的抑制时间常数增大，动态调节过程延长。

存在转矩扰动时，两机并联系统的定子 d、q 轴电流波形分别如图 19、图 20 所示。

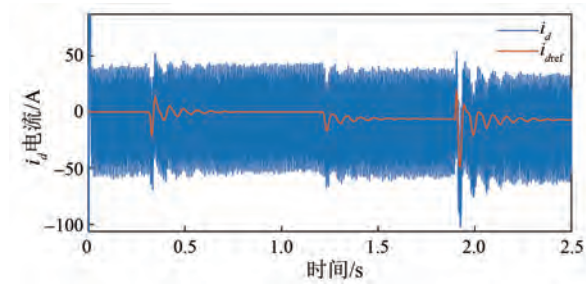


图 19　两机并联矢量控制系统在转矩扰动时的定子 d 轴电流波形图

Fig. 19　Waveforms of stator *d*-axis current under torque disturbance in parallel dual-motor control system

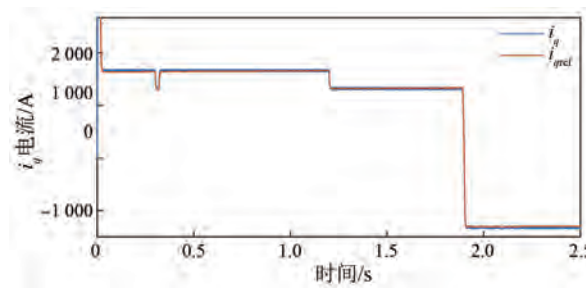


图 20　两机并联矢量控制系统在转矩扰动时的定子 q 轴电流波形图

Fig. 20　Waveforms of stator *q*-axis current under torque disturbance in parallel dual-motor control system

由图 19 和图 20 可以看出，在两机并联矢量控制系统中，当两台电机的负载转矩不同或变化时，在控制系统的调节下，定子电流能够良好地跟随参考电流，从而使电机能够抵抗负载转矩变化引起的转速波动，使系统能够良好地跟随参考转速。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

5　结语

本文首先基于坐标变换的思想,提出了一种在统一坐标系下的单变流器驱动多 PMSM 并联系统的建模方法,随后基于统一坐标系模型,提出了单变流器双 PMSM 并联系统的矢量控制策略,并采用频域分析法分别对控制模型的电磁系统和机械系统性能进行分析,最后进行了时域仿真验证。频域分析与时域仿真验证结果一致,表明采用统一坐标系模型设计的单变流器多 PMSM 并联系统的矢量控制策略具备良好的控制性能,同时便于对控制器性能进行理论分析。

本文所提统一坐标系下的建模方法和矢量控制策略,为单变流器驱动多 PMSM 并联系统控制参数对系统状态的影响研究和控制器性能的优化奠定了基础。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

孙东进行了方案设计,孙士奇和王彤辉进行了试验研究和论文撰写,仉志华负责申请本研究的主要经费支持,时振堂参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The schematic design was conducted by Sun Dong. The experimental study and paper writing were carried out by Sun Shiqi and Wang Tonghui. The main financial support for this study was applied by Zhang Zhihua. The manuscript was reviewed and revised by Shi Zhentang. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] 陈文博. 单逆变器驱动多电机技术在轨道交通中的应用[D]. 上海: 华东理工大学, 2011.
CHEN W B. A control method of paralleled-connected multi-induction motors fed by single inverter [D]. Shanghai: East China University of Science and Technology, 2011.

[2] 王锡凡, 刘沈全, 宋卓彦, 等. 分频海上风电系统的技术经济分析[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(3): 43-50.
WANG X F, LIU S Q, SONG Z Y, et al. Technical and economical analysis on offshore wind power system integrated via fractional frequency transmission system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(3): 43-50.

[3] 王壮, 王英, 徐诗孟. 单逆变器驱动高速列车并联牵引电机控制策略[J]. 电气自动化, 2019, 41(5): 4-6.
WANG Z, WANG Y, XU S M. Control strategy for parallel traction motors of high-speed trains driven by single inverter [J]. Electrical Automation, 2019, 41(5): 4-6.

[4] AHMAD A, DAHAMAN I, SHAHID I, MOHAMAD K. A speed sensorless field-oriented control of parallel-connected dual PMSM [C]//2011 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, Penang, 2011.

[5] PIZZO A, IANNUZZI D, SPINA I. High-performance control technique for unbalanced operations of single-vsi dual-PM brushles motor drives [C]//2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari, 2010.

[6] 宋卓彦, 王锡凡, 陶伟龙, 等. 基于永磁直驱同步风电机组的分频海上风电系统控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(11): 27-33.
SONG Z Y, WANG X F, TAO W L, et al. Control strategy for PMSG based wind turbines in fractional frequency offshore wind power system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 27-33.

[7] 汪万紫, 王步根, 杨英平. 永磁同步电机电感参数计算[J]. 船电技术, 2024, 44(10): 15-18.
WANG W Z, WANG B G, YANG Y P. Calculation of inductance parameters of permanent magnet synchronous motor [J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2024, 44(10): 15-18.

[8] 陈勇志, 张立嘉, 刘旭东. 基于时变扰动观测器的永磁同步电机预设性能滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 148-158.
CHEN Y Z, ZHANG L J, LIU X D. Preset performance sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on time-varying

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(2)：148-158.

[9] 洪俊杰，赵明郎，黄龙蛰，等. 带扰动补偿的永磁同步电机预测速度控制[J]. 电机与控制应用，2025，52(1)：94-105.
HONG J J，ZHAO M L，HUANG L Z，et al. Predictive speed control for permanent magnet synchronous motors with disturbance compensation [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(1)：94-105.

[10] 李耀华，种国臣，刘子焜，等. 基于二阶超局部模型的永磁同步电机两步无模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用，2024，51(12)：39-50.
LI Y H，CHONG G C，LIU Z K，et al. Two-step model-free predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on second-order ultralocal model [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(12)：39-50.

[11] 牛梦涵，崔红社，周腾德，等. 并联变频永磁同步电机水泵在制冷机房中的节能性研究[J]. 青岛理工大学学报，2024，45(3)：95-102.
NIU M H，CUI H S，ZHOU T D，et al. Research on the energy saving of parallel variable frequency permanent magnet synchronous motor pump in refrigeration room [J]. Journal of Qingdao University of Technology，2024，45(3)：95-102.

[12] 陈书祥. 基于模型预测控制的单逆变器双永磁同步电机系统控制策略研究[D]. 合肥：安徽大学，2022.
CHEN S X. Control strategy for single inverter dual permanent magnet synchronous motor system based on model predictive control [D]. Hefei：Anhui University，2022.

[13] 李艳芳. 基于 MATLAB 的永磁同步电机矢量控制系统的设计[J]. 价值工程，2024，43(12)：97-99.
LI Y F. Design of permanent magnet synchronous motor vector control system based on MATLAB [J]. Value Engineering，2019，43(12)：97-99.

[14] 张永飞. 同步磁阻电机的无传感器混合矢量控制系统研究[D]. 杭州：浙江理工大学，2023.
ZHANG Y F. Research on sensorless hybrid vector control system of synchronous reluctance motor [D]. Hangzhou：Zhejiang University of Science and Technology，2023.

[15] 刘鑫. 基于滑模控制的永磁同步电机矢量控制系统研究与仿真[J]. 科学技术创新，2023，(7)：196-199.
LIU X. Research and simulation of PMSM vector control system based on sliding mode control [J]. Science and Technology Innovation，2023，(7)：196-199.

[16] 张宏，周大伟，陆丽，等. 基于改进的樽海鞘群算法的永磁同步电机多目标优化设计[J]. 电机与控制应用，2025，52(2)：221-230.
ZHANG H，ZHOU D W，LU L，et al. Multi-objective optimization design of permanent magnet synchronous motor based on improved salp swarm algorithm [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(2)：221-230.

[17] 钱轶群，张孜乐，杨依林，等. 基于改进经验小波变换的永磁同步电机故障诊断策略[J]. 电机与控制应用，2025，52(1)：12-21.
QIAN Y Q，ZHANG Z L，YANG Y L，et al. Fault diagnosis strategy for permanent magnet synchronous motors based on improved empirical wavelet transform [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(1)：12-21.

[18] 郭成龙，张可畏，韩旭，等. 基于改进蜘蛛猴算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用，2024，51(12)：71-80.
GUO C L，ZHANG K W，HAN X，et al. Parameter identification of PMSM based on improved spider monkey optimization algorithm [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(12)：71-80.

[19] 黄圆明. 永磁电机驱动系统转速控制器参数离线自整定策略研究[D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2023.
HUANG Y M. Research on parameter offline self tuning strategy of speed controller for PMSM drives [D]. Harbin：Harbin Institute of Technology，2023.

[20] 李昱，郭宏，平朝春，等. 基于电流源变流器的永磁同步电机驱动系统全状态变量预测转矩控制[J]. 电工技术学报，2021，36(1)：15-26.
LI Y，GUO H，PING Z C，et al. A full-state variable predictive torque control of current source converter fed permanent magnet synchronous motor drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2021，36(1)：15-26.

[21] 王延峰，赵剑锷，黄建波，等. 永磁同步电机定子匝间短路故障阻抗参数分析[J]. 电机与控制应

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

用, 2017, 44(2): 105-109.
WANG Y F, ZHAO J E, HUANG J B, et al. Impedance parameters analysis of permanent magnet synchronous motor under inter-turn short circuit fault [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(2): 105-109.

[22] 迟颂, 刘聪, 李雪, 等. 基于虚拟阻抗的永磁同步电机弱磁控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(11): 9-15.
CHI S, LIU C, LI X, et al. Flux-weakening control of permanent magnet synchronous motors based on virtual impedance [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(11): 9-15.

[23] 李耀华, 王孝宇, 吴庭旭, 等. 带 LC 滤波器的永磁同步电机多步模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(11): 21-31.
LI Y H, WANG X Y, WU T X, et al. Multi-step model predictive current control of permanent magnet synchronous motor with LC filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(11): 21-31.

[24] 安一凡, 储剑波, 唐旭. 基于参考电流斜率的永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 22-29+73.
AN Y F, CHU J B, TANG X. Three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on reference current slope [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(11): 22-29+73.

[25] 张津澎. 双定子永磁游标电机转速控制系统设计及优化[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2023.
ZHANG J P. Design and optimization of speed control system for double stator permanent magnet vernier motor [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2023.

[26] 刘信铎. 轴向组合式转子永磁同步电机设计及优化研究[D]. 青岛: 山东大学, 2023.
LIU X D. Design and optimization of permanent magnet synchronous motor with axially assembled rotor [D]. Qingdao: Shandong University, 2023.

[27] 李璐. 直驱系统用永磁同步电机设计与控制[D]. 淄博: 山东理工大学, 2023.
LI L. Design and control of permanent magnet synchronous motor for direct drive system [D]. Zibo: Shandong University of Technology, 2023.

[28] 雷子奇, 赵朝会, 顾萍萍, 等. 基于自适应增益的永磁同步电机转速环无模型滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(12): 81-92.
LEI Z Q, ZHAO Z H, GU P P, et al. Model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor speed loop based on adaptive gain [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(12): 81-92.

[29] 丁志强, 郭凯凯, 高雄, 等. 基于无权重 PID 型代价函数的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(11): 44-53.
DING Z Q, GUO K K, GAO X, et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on unweighted factor PID cost function [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(11): 44-53.

[30] 马雨新, 雷子奇, 顾萍萍, 等. 基于改进型超螺旋滑模线性自抗扰的永磁同步电机速度控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 103-112.
MA Y X, LEI Z Q, GU P P, et al. Research on PMSM speed control based on improved super-twisting sliding mode linear active disturbance rejection [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(9): 103-112.

[31] 张琳元, 张清艺, 张志锋. 基于非线性观测器的永磁同步电机位置估计算法研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(3): 79-85.
ZHANG L Y, ZHANG Q Y, ZHANG Z F. Research on position estimation algorithm of permanent magnet synchronous motor based on nonlinear observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(3): 79-85.

收稿日期:2025-01-20
收到修改稿日期:2025-03-10
作者简介:
孙　东(1979-),男,博士,正高级工程师,研究方向为油田电网节能技术,sundong.slyt@sinopec.com;
*通信作者:仉志华(1977-),男,博士,教授,研究方向为智能配电网保护与控制,zzh-upc@163.com。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.