DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.306 **中图分类号**：TM921.51 **文献标志码**：A

双五相 PMSM 串联系统内嵌 ADRC 的无差拍控制

丁逸健，周扬忠(中国电源学会高级会员)
(福建省新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学)，福州 350116)

摘要：五相永磁同步电机 FPPMSM(five-phase permanent magnet synchronous motor)反电动势谐波会显著降低单逆变器供电双 FPPMSM 串联驱动系统解耦运行性能；传统的基于电机准确模型构建的双 FPPMSM 串联驱动系统控制策略对电机参数变化过于敏感。为此，首先构建以磁链幅值及转矩角为中间变量的转矩与磁链之间解耦的无差拍控制；然后，构建速度环自抗扰控制产生电机基波转矩给定，并基于此构建转矩环自抗扰控制产生转矩角增量。实验表明，所提控制策略对电机参数变化不敏感，2 台电机之间解耦运行性能更佳。

关键词：单逆变器供电；双五相永磁同步电机串联驱动；无差拍控制；自抗扰

Deadbeat Control of Dual-FPPMSM Series-connected System with Embedded ADRC

DING Yijian, ZHOU Yangzhong, *Senior Member*, *CPSS*
(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Fuzhou University), Fuzhou 350116, China)

Abstract: The back electromotive force harmonics of a five-phase permanent magnet synchronous motor (FPPMSM) will significantly reduce the decoupling performance of a-dual-FPPMSM series drive system powered by a single inverter. Meanwhile,the traditional control strategy for the dual-FPPMSM series drive system based on an accurate motor model is too sensitive to changes in motor parameters. To solve these problems, the deadbeat control of decoupling between torque and flux is constructed at first,with flux amplitude and torque angle as the intermediate variables. Then, the speed ring active disturbance rejection control is established to generate the preset motor fundamental wave torque, based on which the torque ring active disturbance rejection control is constructed to generate the torque angle increment. Experimental results show that the proposed control strategy is insensitive to changes in motor parameters, and the decoupling performance between two motors is better.

Keywords: Single inverter power supply; dual five-phase permanent magnet synchronous motors (FPPMSMs) driven in series; deadbeat control; active disturbance rejection

多相电机串联系统采用 1 台逆变器独立解耦控制多台电机，降低了驱动系统的成本与体积；同时，系统中电机的回馈能量可被系统中其他电机利用[1]。其中对双五相永磁同步电机FPPMSM(five-phase permanent magnet synchronous motor)串联系统与六相串联三相系统的研究较多，而双 FPPMSM 串联系统相对六相串联三相系统有 1 个特定优势，即节省 1 个逆变器支路[2]。因此，双 FPPMSM 串联系统在双电机绕线机、船舶驱动等场合有较大的发展潜力。

文献[3]在反电动势正弦波的双 FPPMSM 串联系统中采用矢量控制策略，实现了 2 台电机的独立控制，但系统鲁棒性差；文献[4]在双 FPPMSM 串联系统中采用滑模控制策略，增强了系统鲁棒性，但并未考虑谐波对系统解耦控制的影响；文献[5]表明反电动势谐波导致双 FPPMSM 串联系统解耦

收稿日期：2023-08-18；**修回日期**：2023-11-16；**录用日期**：2023-12-25；**网络首发日期**：2024-04-26
基金项目：福建省自然科学基金重点资助项目(2021J02023)
This work is supported by the Key Project of Natural Science Foundation of Fujian Province under the grant 2021J02023

控制性能差；文献[6]针对反电动势非正弦双 FPPMSM 串联系统，采用空间矢量脉宽调制控制策略与 3 次谐波转矩前馈控制结合的复合控制策略，使 2 台反电动势非正弦电机实现解耦控制，但该策略需要进行扇区判断，计算量较大；文献[7]提出 1 种占空比调制的双 FPPMSM 串联系统的控制策略，该策略计算量小、工程上易于实现，但参数依赖性强；文献[8]提出 1 种 FPPMSM 的无差拍控制策略，该策略降低了定子磁链脉动和转矩脉动，同时消除了磁链与转矩的耦合。

自抗扰控制 ADRC(active disturbance rejection control)具有鲁棒性强、不依赖精确的数学模型及控制器调节参数少等优点[9-12]。本文将其与无差拍控制相结合，提出了 1 种内嵌 ADRC 的无差拍控制策略。实验结果表明，所提控制策略对电机参数变化不敏感，解耦运行性能更佳。

1　双五相永磁同步电机驱动系统基本无差拍控制

1.1 驱动系统结构及坐标系定义

为了研究反电动势谐波对 2 台电机解耦运行的影响，本文的电机反电动势主要含有基波与 3 次谐波，其他次谐波含量较小。双 FPPMSM 串联系统拓扑结构如图 1 所示，若不考虑反电动势中的谐波作用，可以证明图 1 中电机基波电流在另一台电机中产生的磁动势为 0，从而实现 2 台电机无谐波反电动势时的解耦运行。但本文数学模型显示反电动势谐波使得 2 台电机之间存在耦合。

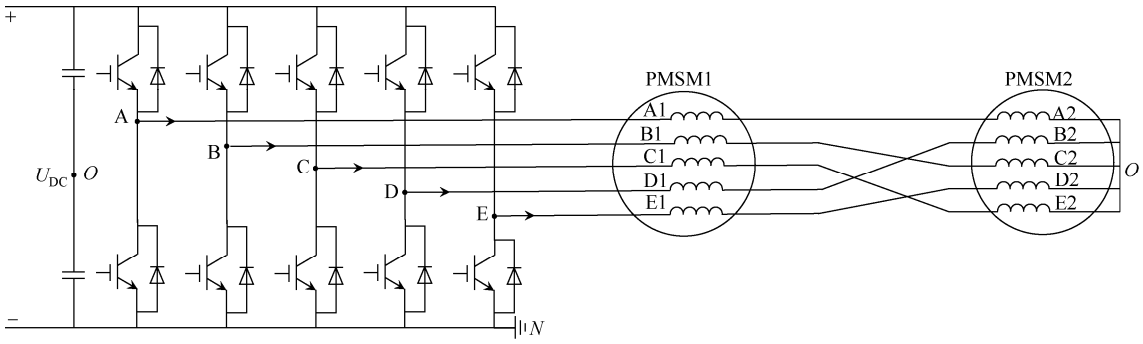


图 1　双 FPPMSM 串联系统拓扑结构

Fig. 1 Topology of -dual-FPPMSM series-connected system

为了便于建立数学模型，定义 2 台电机 PMSM1、PMSM2 的坐标系及关键变量如图 2 所示，图中：A_1~E_1、A_2~E_2 分别为 2 台电机的定子轴线；$\alpha\beta$、xy 分别为 2 台电机的基波静止坐标系；d_1q_1、d_2q_2 分别为 2 台电机的基波转子磁场定向同步旋转坐标系；m_1t_1、m_2t_2 分别为 2 台电机的基波定子磁链定向坐标系；$\boldsymbol{\psi}_{s11}$、$\boldsymbol{\psi}_{s21}$ 分别为 2 台电机的基波定子磁链矢量；ψ_{f11}、ψ_{f21} 分别为 2 台电机的基波永磁体磁链；ω_{s1}、ω_{s2} 分别为 2 台电机的定子磁场旋转角速度；ω_{r1}、ω_{r2} 分别为 2 台电机的转子磁场旋转角速度；θ_{s1}、θ_{s2} 分别为 2 台电机的定子磁链 $\boldsymbol{\psi}_{s11}$、$\boldsymbol{\psi}_{s21}$ 的向量角；θ_{r1}、θ_{r2} 分别为 2 台电机的转子位置角；δ_1、δ_2 分别为 2 台电机的转矩角。

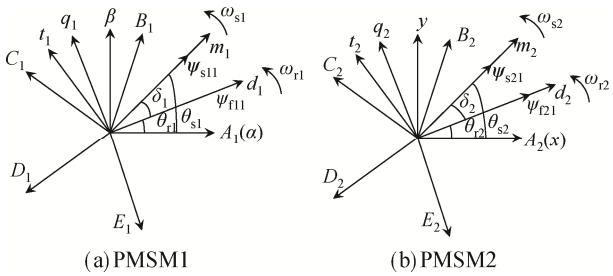


图 2　坐标系及关键变量定义

Fig. 2 Definition of coordinate system and key variables

1.2 无差拍控制

根据文献[7]的研究，可以利用正交变换矩阵 $\boldsymbol{T}_5$ 将驱动系统数学模型从 A~E 自然坐标系变换到 $\alpha\beta$、xy 静止坐标系下即

$$\boldsymbol{T}_5=\sqrt{\frac{2}{5}}\begin{bmatrix}1&\cos\varphi&\cos(2\varphi)&\cos(3\varphi)&\cos(4\varphi)\\0&\sin\varphi&\sin(2\varphi)&\sin(3\varphi)&\cos(4\varphi)\\1&\cos(2\varphi)&\cos(4\varphi)&\cos(6\varphi)&\cos(8\varphi)\\0&\sin(2\varphi)&\sin(4\varphi)&\sin(6\varphi)&\sin(8\varphi)\\\frac{1}{\sqrt{2}}&\frac{1}{\sqrt{2}}&\frac{1}{\sqrt{2}}&\frac{1}{\sqrt{2}}&\frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \tag{1}$$

式中，$\varphi=\dfrac{2}{5}\pi$。

$\alpha\beta$、xy 静止坐标系下，串联驱动系统的电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix}u_{s\alpha}\\u_{s\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{s1}+R_{s2}&0\\0&R_{s1}+R_{s2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{s\alpha}\\i_{s\beta}\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\psi_{s\alpha11}\\\psi_{s\beta11}\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\psi_{sx23}\\\psi_{sy23}\end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\begin{bmatrix}u_{sx}\\u_{sy}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{s1}+R_{s2}&0\\0&R_{s1}+R_{s2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sx}\\i_{sy}\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\psi_{sx21}\\\psi_{sy21}\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\psi_{s\alpha13}\\\psi_{s\beta13}\end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：$u_{s\alpha}$、$u_{s\beta}$ 分别为 PMSM1 基波定子电压的 $\alpha\beta$ 平面分量；R_{s1}、R_{s2} 分别为 2 台 PMSM 每相绕组的电阻；$i_{s\alpha}$、$i_{s\beta}$、i_{sx}、i_{sy} 分别为 2 台电机的基波电流；$\psi_{s\alpha11}$、$\psi_{s\beta11}$ 分别为 PMSM1 基波定子磁链的 $\alpha\beta$ 平面分量；ψ_{sx23}、ψ_{sy23} 分别为 PMSM2 的 3 次谐波定子磁链的 xy 平面分量；u_{sx}、u_{sy} 分别为 PMSM2 基波定子电压的 xy 平面分量；ψ_{sx21}、ψ_{sy21} 分别为 PMSM2 基波定子磁链的 xy 平面分量；$\psi_{s\alpha13}$、$\psi_{s\beta13}$ 分别为 PMSM1 的 3 次谐波定子磁链的 $\alpha\beta$ 平面分量。

从式(2)和式(3)可以看出，在忽略定子 3 次谐波磁链下，可以利用 $\alpha\beta$ 电压、xy 电压解耦控制 $\alpha\beta$ 定子磁链、xy 定子磁链，实现 2 台电机之间的解耦，但谐波的存在使得电压对磁链的控制不解耦，2 台电机相互耦合。静止坐标系下 2 台电机的电磁转矩分别为

$$T_{e1}=T_{e11}+T_{e13} \tag{4}$$

$$T_{e2}=T_{e21}+T_{e23} \tag{5}$$

式中：T_{e11}、T_{e21} 分别为 2 台电机的基波转矩，$T_{e11}=p_1(\psi_{s\alpha11}i_{s\beta}-\psi_{s\beta11}i_{s\alpha})$，$T_{e21}=p_2(\psi_{sx21}i_{sy}-\psi_{sy21}i_{sx})$，$p_1$、$p_2$ 分别为 2 台电机的极对数；T_{e13}、T_{e23} 分别为 2 台电机的 3 次谐波转矩，$T_{e13}=3p_1(\psi_{s\beta13}i_{sx}-\psi_{s\alpha13}i_{sy})$，$T_{e23}=3p_2(\psi_{sx23}i_{s\beta}-\psi_{sy23}i_{s\alpha})$。

根据文献[7]的研究，式(4)和式(5)中的基波转矩可进一步用基波磁链、转矩角表示为

$$T_{e11}=\frac{\sqrt{5}p_1|\boldsymbol{\psi}_{s11}||\boldsymbol{\psi}_{f11}|\sin\delta_1}{\sqrt{2}L_{d11}}+\frac{p_1(L_{d11}-L_{q11})|\boldsymbol{\psi}_{s11}|^2\sin(2\delta_1)}{2L_{d11}L_{q11}} \tag{6}$$

$$T_{e21}=\frac{\sqrt{5}p_2|\boldsymbol{\psi}_{s21}||\boldsymbol{\psi}_{f21}|\sin\delta_2}{\sqrt{2}L_{d21}}+\frac{p_2(L_{d21}-L_{q21})|\boldsymbol{\psi}_{s21}|^2\sin(2\delta_2)}{2L_{d21}L_{q21}} \tag{7}$$

式中：L_{d11}、L_{q11}、L_{d21}、L_{q21} 分别为 2 台电机基波的 d 轴和 q 轴电感；$|\psi_{s11}|$、$|\psi_{s21}|$分别为 2 台电机的基波定子磁链幅值；$|\psi_{f11}|$、$|\psi_{f21}|$分别为 2 台电机的基波永磁体磁链幅值；δ_1、δ_2 分别为 PMSM1 与 PMSM2 的基波转矩角。

为了便于展开，将式(2)和式(3)中的基波定子电压分别记为

$$\begin{bmatrix}u_{s\alpha11}\\u_{s\beta11}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{s1}+R_{s2}&0\\0&R_{s1}+R_{s2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{s\alpha}\\i_{s\beta}\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\psi_{s\alpha11}\\\psi_{s\beta11}\end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\begin{bmatrix}u_{sx21}\\u_{sy21}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{s1}+R_{s2}&0\\0&R_{s1}+R_{s2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sx}\\i_{sy}\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\psi_{sx21}\\\psi_{sy21}\end{bmatrix} \tag{9}$$

根据图 2 中静止坐标系与基波磁链定向坐标系的关系，进一步将式(8)和式(9)坐标变换至基波定子磁链定向坐标系 mt 轴中，即

$$\begin{cases}u_{sm11}=(R_{s1}+R_{s2})i_{sm1}+\dfrac{\mathrm{d}|\boldsymbol{\psi}_{s11}|}{\mathrm{d}t}\\u_{st11}=(R_{s1}+R_{s2})i_{st1}+|\boldsymbol{\psi}_{s11}|\left(\omega_{r1}+\dfrac{\mathrm{d}\delta_1}{\mathrm{d}t}\right)\end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{cases}u_{sm21}=(R_{s1}+R_{s2})i_{sm2}+\dfrac{\mathrm{d}|\boldsymbol{\psi}_{s21}|}{\mathrm{d}t}\\u_{st21}=(R_{s1}+R_{s2})i_{st2}+|\boldsymbol{\psi}_{s21}|\left(\omega_{r2}+\dfrac{\mathrm{d}\delta_2}{\mathrm{d}t}\right)\end{cases} \tag{11}$$

式中：u_{sm11}、u_{st11}分别为 PMSM1 的基波电压的 *mt* 平面分量；i_{sm1}、i_{st1}分别为 PMSM1 的基波电流的 *mt* 平面分量；u_{sm21}、u_{st21}分别为 PMSM2 的基波电压的 *mt* 平面分量；i_{sm2}、i_{st2}分别为 PMSM2 的基波电流的 *mt* 平面分量。

对式(10)和式(11)进行离散化得

$$\begin{cases} u_{sm11}(k)=(R_{s1}+R_{s2})i_{sm1}(k)+\dfrac{|\boldsymbol{\psi}_{s11}(k+1)|-|\boldsymbol{\psi}_{s11}(k)|}{T_s} \\ u_{st11}(k)=(R_{s1}+R_{s2})i_{st1}(k)+|\boldsymbol{\psi}_{s11}(k)|\omega_{r1}+|\boldsymbol{\psi}_{s11}(k)|\cdot \dfrac{\delta_1(k+1)-\delta_1(k)}{T_s} \end{cases} \tag{12}$$

$$\begin{cases} u_{sm21}(k)=(R_{s1}+R_{s2})i_{sm2}(k)+\dfrac{|\boldsymbol{\psi}_{s21}(k+1)|-|\boldsymbol{\psi}_{s21}(k)|}{T_s} \\ u_{st21}(k)=(R_{s1}+R_{s2})i_{st2}(k)+|\boldsymbol{\psi}_{s21}(k)|\omega_{r2}+|\boldsymbol{\psi}_{s21}(k)|\cdot \dfrac{\delta_2(k+1)-\delta_2(k)}{T_s} \end{cases} \tag{13}$$

式中：*k*、*k*+1 分别为第 *k*、*k*+1 拍量；T_s为控制周期。

无差拍控制的目的是实现磁链在每个控制周期结束后跟随给定值，将参考定子磁链幅值ψ_{s11}^*、ψ_{s21}^*分别赋给式(12)和式(13)中的$|\boldsymbol{\psi}_{s11}(k+1)|$、$|\boldsymbol{\psi}_{s21}(k+1)|$后，分别获得 2 台电机在 *mt* 坐标系中的基波电压给定为

$$\begin{cases} u_{sm11}^*=(R_{s1}+R_{s2})i_{sm1}(k)+\dfrac{\psi_{s11}^*-|\boldsymbol{\psi}_{s11}(k)|}{T_s} \\ u_{st11}^*=(R_{s1}+R_{s2})i_{st1}(k)+|\boldsymbol{\psi}_{s11}(k)|\left(\omega_{r1}+\dfrac{\Delta\delta_1}{T_s}\right) \end{cases} \tag{14}$$

$$\begin{cases} u_{sm21}^*=(R_{s1}+R_{s2})i_{sm2}(k)+\dfrac{\psi_{s21}^*-|\boldsymbol{\psi}_{s21}(k)|}{T_s} \\ u_{st21}^*=(R_{s1}+R_{s2})i_{st2}(k)+|\boldsymbol{\psi}_{s21}(k)|\left(\omega_{r2}+\dfrac{\Delta\delta_2}{T_s}\right) \end{cases} \tag{15}$$

式中，$\Delta\delta_1$、$\Delta\delta_2$分别为 2 台电机转矩角增量，可以由转矩闭环产生。

根据图 2 中静止坐标系与基波磁链定向坐标系的关系，将式(14)和式(15)变换到静止坐标系得到$u_{s\alpha11}^*u_{s\beta11}^*$、$u_{sx21}^*u_{sy21}^*$；再根据式(2)和式(3)补偿 3 次谐波磁链，获得的 2 台电机静止坐标系电压给定$u_{s\alpha}^*u_{s\beta}^*$、$u_{sx}^*u_{sy}^*$分别为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha}^* \\ u_{s\beta}^* \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} u_{s\alpha11}^* \\ u_{s\beta11}^* \end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \psi_{sx23} \\ \psi_{sy23} \end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\begin{bmatrix} u_{sx}^* \\ u_{sy}^* \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} u_{sx21}^* \\ u_{sy21}^* \end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha13} \\ \psi_{s\beta13} \end{bmatrix} \tag{17}$$

根据上述无差拍控制分析，构建双 FPPMSM 串联系统基本无差拍控制结构如图 3 所示，其中转速及转矩闭环控制器可以用 PI 控制器。图中：D_A~D_E为逆变器的五相占空比；i_A~i_E为逆变器的五相电流；ω_{r1}^*、ω_{r2}^*分别为 2 台电机的给定转速。由于实际反电动势中除了基波和 3 次谐波外，还含有少量其他次谐波，且电机参数也不可能精确获得，因此本文基于上述数学模型构建的图 3 无差拍控制的实际运行对 2 台电机解耦控制性能不佳。为此，本文进一步提出内嵌转速及转矩闭环 ADRC 的无差拍控制。

2　内嵌转速及转矩 ADRC 的无差拍控制

2.1　速度闭环 ADRC 设计

由图 3 可见，上述理论分析及 2 台电机闭环控制完全对称，因此本文以 PMSM1 控制设计研究 ADRC，其运动方程为

$$\frac{J_1}{p_1}\frac{\mathrm{d}\omega_{r1}}{\mathrm{d}t}=T_{e1}-T_{L1}-B_1\omega_{r1} \tag{18}$$

式中：J_1为 PMSM1 转动惯量；T_{L1}为 PMSM1 负载转矩；B_1为 PMSM1 的黏滞系数。

由第 1 节理论分析可知，系统中的一台电机的基波电流与另一台电机的 3 次谐波磁链生成 3 次谐波转矩。该串联系统的可控自由度仅有 4 个，无法同时控制 2 台电机的基波平面和 3 次谐波平面。因此，本文将 3 次谐波转矩视为扰动进行观测补偿。

令f_{n1}为 PMSM1 传动链的总扰动，即

$$f_{n1}=(T_{e13}-T_{L1}-B_1\omega_{r1})p_1/J_1 \tag{19}$$

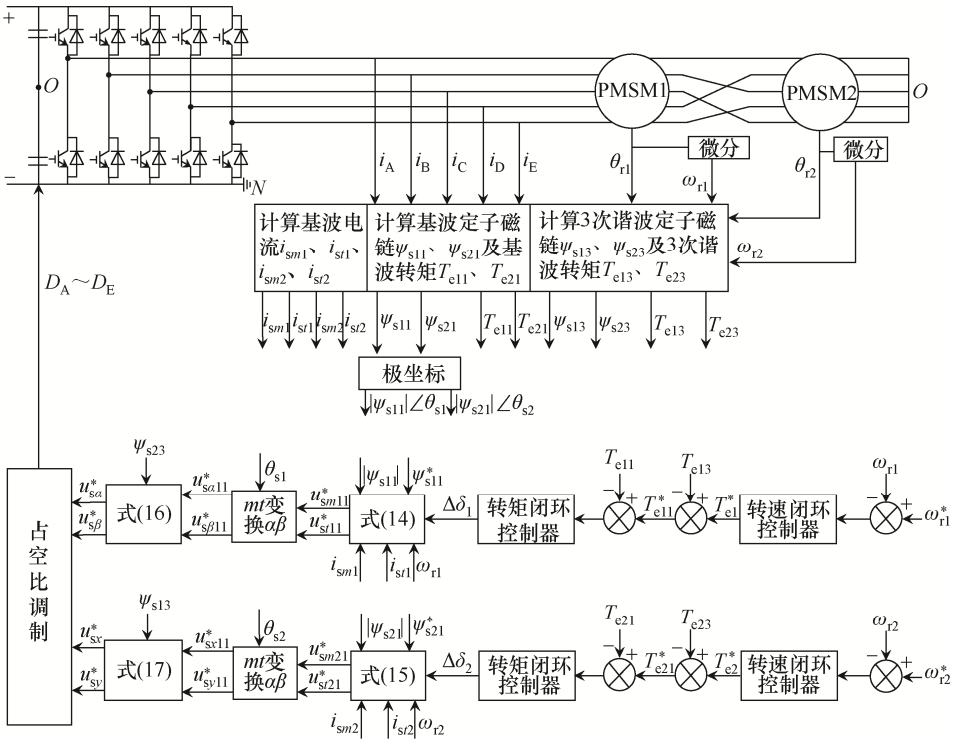


图 3 双 FPPMSM 串联系统基本无差拍控制框图

Fig. 3 Block diagram of basically deadbeat control of dual-FPPMSM series-connected system

令 $b_{n1} = p_1 / J_1$，则式(19)可进一步改写为

$$\frac{\mathrm{d}\omega_{r1}}{\mathrm{d}t} = f_{n1} + b_{n1} T_{e11}^* \tag{20}$$

由式(20)可知，PMSM1 传动链为一阶系统，可以构建一阶 ADRC 实现转速跟踪并对扰动 f_{n1} 观测补偿。转速闭环 ADRC 控制结构如图 4 所示，图中，$\omega_{r1,ob}$ 为 PMSM1 的转速观测值。对线性状态误差反馈 LSEF(linear state error feedback)控制律、线性扩张状态观测器 LESO(linear extended state observer)的构建过程进行如下分析。

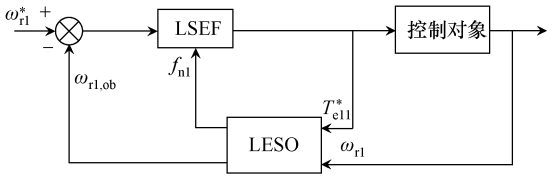


图 4 转速闭环 ADRC 控制结构

Fig. 4 Speed-closed-loop ADRC control structure

LSEF 根据转速误差与扰动对转速闭环进行给定。在控制中，由于 LESO 能够实时观测估计出当前内部与外部扰动并进行补偿，因此传统 PI 在面对扰动时为消除静差而设计的积分器可以省略，所以 LSEF 简化为单 P 控制，其方程可表示为

$$\begin{cases} e_1 = \omega_{r1}^* - \omega_{r1,ob} \\ e_2 = f_{n1} \\ T_{e11}^* = (e_1 k_{n1} - e_2) / b_{n1} \end{cases} \tag{21}$$

式中：e_1 为给定转速与 LESO 转速观测值的差值；e_2 为 LESO 估计扰动；k_{n1} 为 LSEF 可调参数。

LESO 对系统内外扰动与状态变量进行观测，LESO 设计过程为：根据式(18)选取状态变量 $x_1 = \omega_{r1}$、$x_2 = f_{n1}$，则将式(20)转化为标准形式 ADRC 系统为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t} = x_2 + b_{n1} T_{e11}^* \\ \dfrac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t} = \dfrac{\mathrm{d}f_{n1}}{\mathrm{d}t} \\ \omega_{r1} = x_1 \end{cases} \tag{22}$$

由于 $\dfrac{\mathrm{d}f_{n1}}{\mathrm{d}t}$ 未知且通过校正项可以估计出来，故对应的 LESO 状态方程为

$$\begin{cases} e = z_1 - x_1 \\ \dfrac{\mathrm{d}z_1}{\mathrm{d}t} = z_2 - \beta_1 e + b_{\mathrm{n1}} T_{\mathrm{e11}}^* \\ \dfrac{\mathrm{d}z_2}{\mathrm{d}t} = -\beta_2 e \end{cases} \tag{23}$$

式中：z_1、z_2分别为 x_1、x_2的观测值；e 为 x_1的观测误差；β_1、β_2为可校正系数。

根据式(23)构建转速环二阶 LESO 结构框图，如图 5 所示。

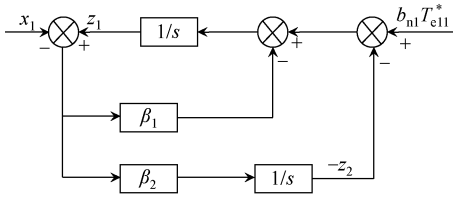


图 5　转速环二阶 LESO 结构框图

Fig. 5 Block diagram of speed ring-second-order LESO structure

根据图 5 可获得 z_1、z_2的传递函数为

$$\begin{cases} z_1 = \dfrac{\beta_1 s + \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2}\omega_{\mathrm{r1}} + \dfrac{s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} b_{\mathrm{n1}} T_{\mathrm{e11}}^* \\ z_2 = \dfrac{\beta_2 s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2}\omega_{\mathrm{r1}} - \dfrac{\beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} b_{\mathrm{n1}} T_{\mathrm{e11}}^* \end{cases} \tag{24}$$

根据式(22)可将式(24)改写为

$$\begin{cases} z_1 = \dfrac{\beta_1 s + \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} x_1 + \dfrac{s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} b_{\mathrm{n1}} T_{\mathrm{e11}}^* \\ z_2 = \dfrac{\beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} x_2 \end{cases} \tag{25}$$

由式(25)可以看出，z_2为 x_2经过二阶低通滤波后获得，z_1为 x_1经滤波加相位补偿获得。β_2的取值直接对 LESO 的扰动估计能力造成影响，β_2增大，系统抗扰能力增强，但 β_2过大将导致系统出现振荡，此时需要增大 β_1来抑制该现象，但 β_1过大将导致系统发散。故实际参数整定需要根据具体情况对观测器极点进行选择。LESO 的特征多项式为

$$\lambda(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 \tag{26}$$

为了减少待整定参数的数量，引入带宽概念将特征值配置为 $s = -\omega_{\mathrm{o}}$，其中 ω_{o}为 LESO 带宽，此时特征方程为理想形式 $\lambda(s) = (s + \omega_{\mathrm{o}})^2$，则

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_{\mathrm{o}} \\ \beta_2 = \omega_{\mathrm{o}}^2 \end{cases} \tag{27}$$

对上述设计的 LESO 进行稳定性分析，假设观测误差 $e_1 = z_1 - x_1$、$e_2 = z_2 - x_2$，则具体表达式为

$$\begin{cases} e_1 = -\dfrac{s^2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2}\omega_{\mathrm{r1}} + \dfrac{s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} b_{\mathrm{n1}} T_{\mathrm{e11}}^* \\ e_2 = -\dfrac{s^3 + \beta_1 s^2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2}\omega_{\mathrm{r1}} + \dfrac{s^2 + \beta_1 s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} b_{\mathrm{n1}} T_{\mathrm{e11}}^* \end{cases} \tag{28}$$

以阶跃信号 $\omega_{\mathrm{r1}} = N\varepsilon(t)$、$T_{\mathrm{e11}}^* = N\varepsilon(t)$ 进行分析，$\varepsilon(t)$为单位阶跃函数，则观测稳态误差为

$$\begin{cases} \lim\limits_{t\to\infty} e_1(t) = \lim\limits_{s\to 0} s e_1(s) = 0 \\ \lim\limits_{t\to\infty} e_2(t) = \lim\limits_{s\to 0} s e_2(s) = 0 \end{cases} \tag{29}$$

式(29)说明本文设计的 LESO 具有良好的收敛效果和观测能力。接下来对 ADRC 整体进行稳定性分析。

为了使 ADRC 跟踪输入 ω_{r1}^*，根据 LESO 观测值进行反馈，即

$$T_{\mathrm{e11}}^* = \frac{k_{\mathrm{n1}}(\omega_{\mathrm{r1}}^* - z_1) - z_2}{b_{\mathrm{n1}}} \tag{30}$$

将式(30)代入式(20)后可得

$$\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{r1}}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{n1}}(\omega_{\mathrm{r1}}^* - z_1) + x_2 - z_2 \tag{31}$$

令 $\sigma = \omega_{\mathrm{r1}}^* - x_1$，则有

$$\frac{\mathrm{d}\sigma}{\mathrm{d}t} = -k_{\mathrm{n1}}\sigma + [k_{\mathrm{n1}} \quad 1]\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \tag{32}$$

由式(32)可知，当 LESO 的估计误差趋近于 0 且 k_{n1}>0 时，所设计的 ADRC 系统稳定。而本文 LESO 的观测误差趋近于 0 且 k_{n1}可调整至大于 0，故本文 ADRC 系统稳定。

2.2 转矩闭环 ADRC 设计

对式(6)求微分可得

$$\frac{\mathrm{d}T_{\mathrm{e11}}}{\mathrm{d}t} = \frac{p_1|\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s11}}|[\sqrt{5}L_{q11}|\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f11}}|\cos\delta_1 + \sqrt{2}(L_{d11} - L_{q11})|\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s11}}|\cos(2\delta_1)]}{\sqrt{2}L_{d11}L_{q11}} \cdot \frac{\mathrm{d}\delta_1}{\mathrm{d}t} \tag{33}$$

令 $f_{T_{\mathrm{e1}}}$为 PMSM1 转矩总扰动，则有

$$f_{T_{e1}}=\frac{p_1|\boldsymbol{\psi}_{s11}|[\sqrt{5}|\boldsymbol{\psi}_{f11}|\cos\delta_1+\sqrt{2}(L_{d11}-L_{q11})|\boldsymbol{\psi}_{s11}|\cos(2\delta_1)-1]}{\sqrt{2}L_{d11}L_{q11}T_s} \tag{34}$$

令 $b_{T_{e1}}=\dfrac{p_1|\boldsymbol{\psi}_{s11}|}{\sqrt{2}L_{d11}L_{q11}T_s}$ 可得到

$$\frac{\mathrm{d}T_{e11}}{\mathrm{d}t}=f_{T_{e1}}+b_{T_{e1}}\Delta\delta_1 \tag{35}$$

由式(35)可知，转矩角 δ 控制转矩系统为一阶系统，与式(20)传动链系统数学模型形式完全一致，故可参照转速环 ADRC 构建转矩环 ADRC，如图 6 所示，其中 LSEF、LESO 设计与转速环 ADRC 中同样进行，$T_{e11,ob}$ 为 PMSM1 的基波转矩观测值。

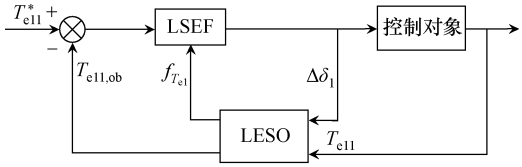


图 6 转矩闭环 ADRC 控制结构

Fig. 6 Torque-closed-loop ADRC control structure

2.3 系统控制框图

根据上述理论分析，构建如图 7 所示的内嵌 ADRC 的无差拍控制框图。根据编码器反馈信息计算 2 台电机转速，将转速 ω_{r1}、ω_{r2} 作为转速环的输入，通过 LESO 观测并补偿 3 次谐波转矩 T_{e13}、T_{e23}，输出给定转矩 T^*_{e11}、T^*_{e21}。然后将 T^*_{e11}、T^*_{e21} 作为转矩环的输入，通过 LESO 观测并补偿转矩角计算公式中的非线性部分 $f_{T_{e1}}$、$f_{T_{e2}}$，最终输出转矩角增量 $\Delta\delta_1$、$\Delta\delta_2$。根据转矩角增量 $\Delta\delta_1$、$\Delta\delta_2$，基波定子磁链 ψ_{s11}、ψ_{s21}，mt 轴基波电流 i_{sm1}、i_{st1}、i_{sm2}、i_{st2}，以及转子角速度 ω_{r1}、ω_{r2}，可以获取 mt 轴基波电压给定 u^*_{sm11}、u^*_{st11}、u^*_{sm21}、u^*_{st21}，将其变换至静止坐标系得到 $u^*_{s\alpha11}$、$u^*_{s\beta11}$、u^*_{sx21}、u^*_{sy21}，再将 3 次谐波磁链进行补偿获得给定电压 $u^*_{s\alpha}$、$u^*_{s\beta}$、u^*_{sx}、u^*_{sy}，经过占空比调制算法获得占空比 D_A~D_E 控制五相逆变

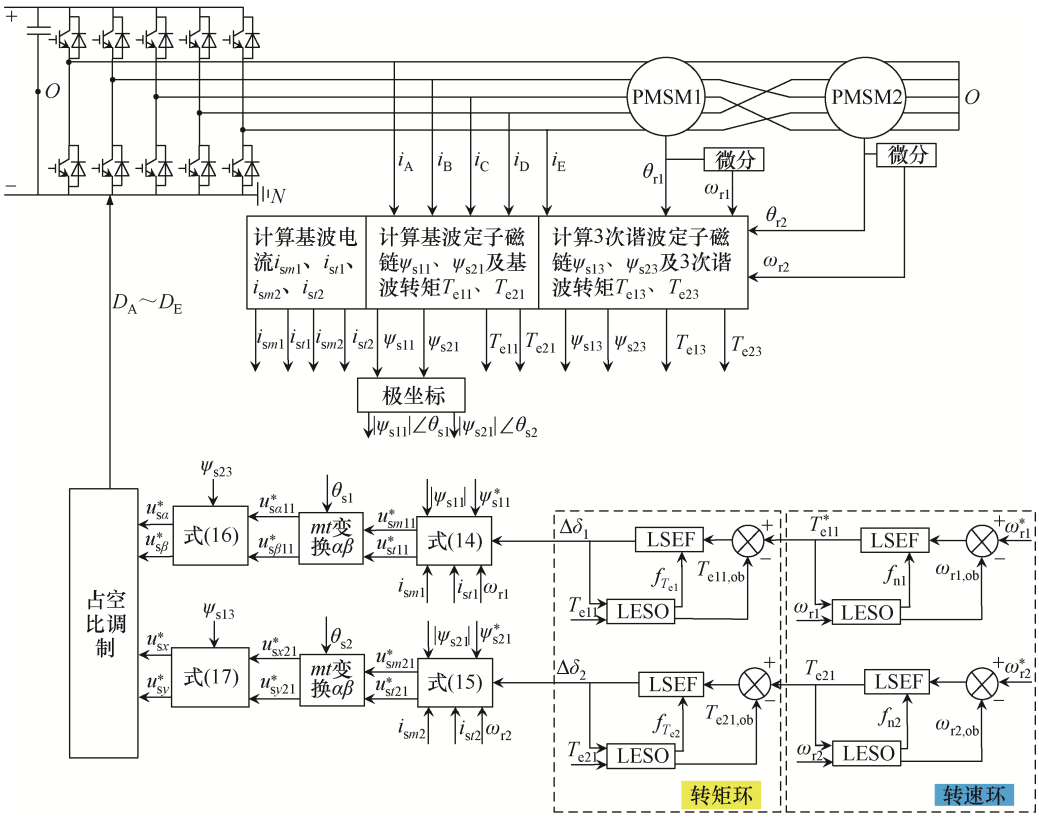


图 7 内嵌 ADRC 的无差拍控制框图

Fig. 7 Block diagram of deadbeat control with embedded ADRC

器，实现双 FPPMSM 串联系统无差拍控制。

3　实验研究

五相逆变器的输出信号由以 TMS320F2812 为核心的控制板生成，磁粉制动器作为电机负载，转子位置角由增量式编码器获得。控制周期为 60 μs，逆变器电流和电压均由霍尔传感器采样获得。所使用的 2 台 PMSM 参数相同，见表 1。

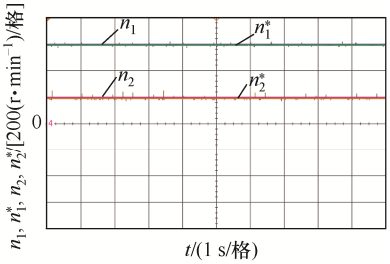
表 1　FPPMSM 参数

Tab. 1 FPPMSM parameters

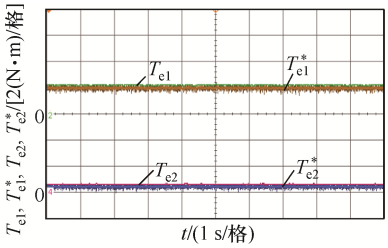
参数	数值
额定电压/V	150
额定电流/A	8
额定转速/(r·min^{-1})	1 000
极对数	4
转动惯量/ (kg·m²)	0.009 3
额定功率/kW	1.75
相绕组直轴基波电感分量/mH	2.38
相绕组交轴基波电感分量/mH	4.49
相绕组直轴 3 次谐波电感分量/mH	0.612
相绕组交轴 3 次谐波电感分量/mH	1.160
定子电阻/Ω	1
转子感应到相绕组基波磁链幅值/Wb	0.108
转子感应到相绕组 3 次谐波磁链幅值/Wb	0.009 35

3.1　稳态实验

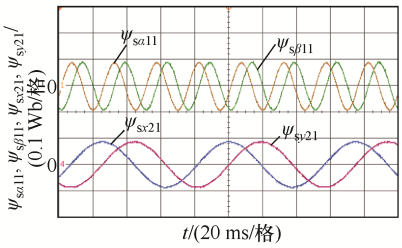
在 PMSM1 给定转速 600 r/min、带载 2 N·m，PMSM2 给定转速 200 r/min、空载的条件下进行稳态实验，实验结果如图 8 所示。由实验结果可知，2 台电机实际转矩可以跟随给定转矩，其转矩脉动约为±0.3 N·m，磁链、转速可以准确跟随给定磁链、给定转速。



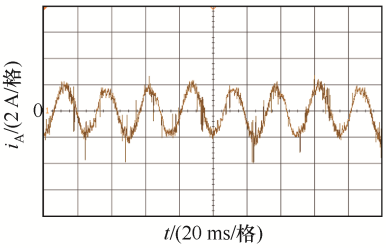
(a) 2台PMSM转速



(b) 2台PMSM转矩



(c) 2台PMSM磁链



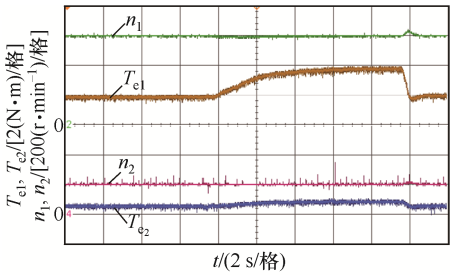
(d) A相电流

图 8　稳态实验波形

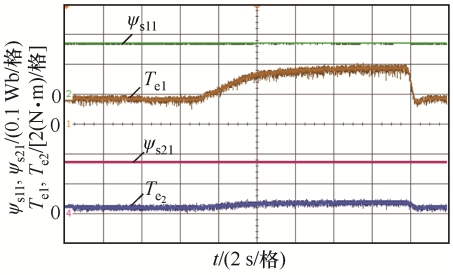
Fig. 8 Steady-state experimental waveforms

3.2　动态实验

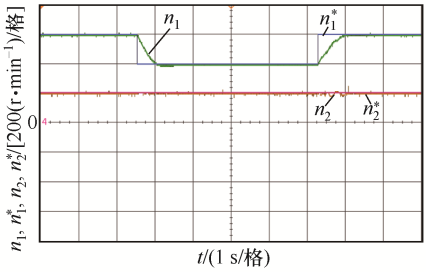
为验证策略的动态性能及解耦性能，在稳态的条件下对 PMSM1 进行突加突卸负载实验及转速阶跃实验。突加突卸负载实验中 PMSM1 带载 2 N·m，突加突卸 2 N·m；转速阶跃实验中 PMSM1 在 400 r/min 与 600 r/min 之间阶跃。实验结果如图 9 所示。由实验波形可以看出，PMSM1 突卸负载恢复时间为 0.8 s，转速变化量为 45 r/min，转矩变化量为 2.3 N·m，PMSM1 突加突卸负载磁链无明显变化；PMSM1 转速阶跃对 PMSM2 转速无明显影响。



(a) 突加突卸负载转速与转矩波形



(b)突加突卸负载转矩与磁链波形



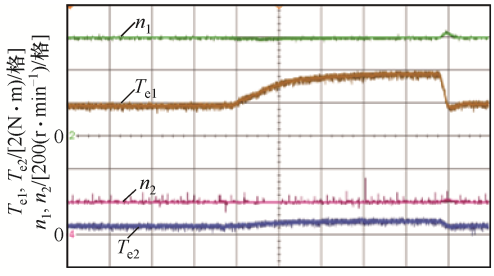
(c)转速阶跃波形

图 9 动态实验波形

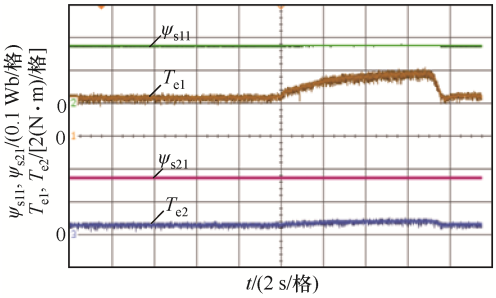
Fig. 9 Dynamic experimental waveforms

3.3 参数变化影响实验

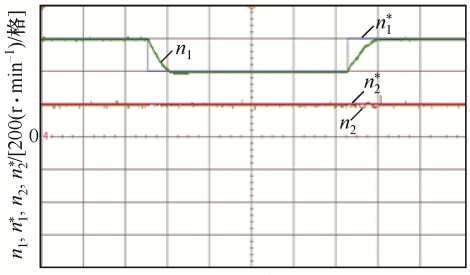
为验证该策略对参数的鲁棒性，将电机的电阻放大 1.5 倍，电感参数同样放大 1.5 倍进行动态实验。实验结果如图 10 所示。对比图 9 与图 10 可以看出，通过实验获得的磁链、转矩、转速波形基本一致，进一步说明了所提控制策略对参数变化有较强的鲁棒性。



(a)突加突卸负载转速与转矩波形



(b)突加突卸负载转矩与磁链波形



(c)转速阶跃波形

图 10 参数变化影响实验

Fig. 10 Experiment of effect of changes in parameters

4 结语

本文针对双 FPPMSM 串联系统解耦运行，将 ADRC 理论与无差拍控制方法相结合，提出了内嵌 ADRC 的无差拍控制策略。理论分析及实验表明：本文所提控制策略稳态运行时转矩脉动小，磁链、转速准确跟随；在稳态和动态过程中磁链与转矩解耦运行性能更佳，对电机模型参数变化不敏感。

参考文献：

[1] 陈涛, 周扬忠, 屈艾文, 等. 基于旋转高频电压注入的六相串联三相永磁同步电机系统转子初始位置解耦观测[J]. 电工技术学报, 2023, 38(8): 2073-2085.
Chen Tao, Zhou Yangzhong, Qu Aiwen, et al. Decoupling observation of rotor initial position of six-phase and three-phase permanent magnet synchronous motors series-connected system based on rotating high-frequency voltage injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(8): 2073-2085. (in Chinese)

[2] Levi E, Jones M, Iqbal A, et al. Induction machine/syn-rel two-motor five-phase series-connected drive [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(2): 281-289.

[3] Levi E, Jones M, Vukosavic S N, et al. Modeling, control, and experimental investigation of a five-phase series-connected two-motor drive with single inverter supply [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1504-1516.

[4] Mehedi F, Nezli L, Mahmoudi M O. Speed control of

series-connected five-phase two PMSM using sliding mode control [C]// 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). Algiers, Algeria, 2019: 1-6.

[5] Semail E, Levi E, Bouscayrol A, et al. Multi-machine modelling of two series connected 5-phase synchronous machines: Effect of harmonics on control [C]// 2005 European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden, Germany, 2006: 10.

[6] 俞海良, 周扬忠. 双五相永磁同步电机串联系统SVPWM控制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(10): 88-91.
Yu Hailiang, Zhou Yangzhong. Control strategy for dual five-phase permanent magnet synchronous motors series-connected system based on SVPWM [J]. Power Electronics, 2019, 53(10): 88-91. (in Chinese)

[7] 段庆涛, 周扬忠. 考虑三次谐波转矩的双五相永磁同步电机串联系统直接转矩控制研究[J]. 电源学报, 2019, 17(5): 186-196.
Duan Qingtao, Zhou Yangzhong. Research on DTC of two five-phase PMSM series-connected system considering third-harmonic torque [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(5): 186-196. (in Chinese)

[8] 刘国海, 刘凯旋, 周华伟, 等. 基于定子磁链定向的五相 PMSM 新型无差拍直接转矩和磁链控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(16): 6073-6082.
Liu Guohai, Liu Kaixuan, Zhou Huawei, et al. Novel deadbeat direct torque and flux control of five-phase PMSM based on stator flux orientation [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(16): 6073-6082. (in Chinese)

[9] 顾问, 王久和, 徐升升, 等. 基于自抗扰控制技术的永磁同步电机矢量控制策略[J]. 电源学报, 2011, 9(5): 65-68, 73.
Gu Wen, Wang Jiuhe, Xu Shengsheng, et al. The vector control strategy for PMSM based on ADRC technology [J]. Journal of Power Supply, 2011, 9(5): 65-68, 73. (in Chinese)

[10] 王建渊, 王海啸, 尹忠刚, 等. 基于一阶线性自抗扰控制器的同步磁阻电机无速度传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4405-4421.
Wang Jianyuan, Wang Haixiao, Yin Zhonggang, et al. Sensorless control of synchronous reluctance motor based on first order linear active disturbance rejection controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4405-4421. (in Chinese)

[11] 张臻, 周扬忠. 永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 263-271.
Zhang Zhen, Zhou Yangzhong. An improved variable structure active disturbance rejection control for the permanent magnet synchronous motor position servo system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5): 263-271. (in Chinese)

[12] 陈宗祥, 赵欣雨, 张武林, 等. LLC 谐振变换器电荷自抗扰控制策略研究[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 1-9.
Chen Zongxiang, Zhao Xinyu, Zhang Wulin, et al. Research on charge active disturbance rejection control strategy for LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 1-9. (in Chinese)



丁逸健

作者简介：

丁逸健(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电机串联系统自抗扰控制。E-mail：1563457455@qq.com。

周扬忠(1971—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：现代调速系统，新能源发电系统。E-mail：zhty_75313@sina.com。

(责任编辑：耿越)