DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.310 **中图分类号**：TM359.4 **文献标志码**：A

基于线性自抗扰的双直线电机改进交叉耦合同步控制研究

徐宇捷，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：针对双永磁同步直线电机PMLSM(permanent magnet linear synchronous motor)在同步进给伺服控制中易受到参数变化、外部扰动与摩擦力等扰动因素导致位置不同步的问题，提出1种基于线性自抗扰控制LADRC(linear active disturbance rejection control)的双直线电机改进交叉耦合同步控制算法结构。基于该算法结构分别设计基于位置均值与位置差值的线性自抗扰控制器，保证每台直线电机位置的高精度控制，有效减小了双直线电机之间的同步误差。仿真与实验结果表明，所提控制方法能够实现双直线电机同步运行的高精度控制。

关键词：双永磁同步直线电机；改进交叉耦合控制；线性自抗扰控制；同步控制

Research on Improved Cross-coupled Synchronization Control for Dual Linear Motors Based on Linear Active Disturbance Rejection

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

Abstract: The dual permanent magnet linear synchronous motors (PMLSMs) under synchronized feed servo control are susceptible to disturbances such as parameter variations, external interference and friction, so they are not synchronous in positions. Aimed at this problem, an improved cross-coupled synchronization control algorithm for dual linear motors is proposed, which is based on linear active disturbance rejection control (LADRC). On the basis of the structure of this algorithm, LADRC controllers based on position average and position difference are designed, respectively, ensuring the high-precision control of each linear motor position and effectively reducing the synchronization errors between the two linear motors. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed control method can achieve high-precision synchronization control of the two linear motors.

Keywords: Dual permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); improved cross-coupled control; linear active disturbance rejection control (LADRC); synchronization control

永磁同步直线电机PMLSM(permanent magnet linear synchronous motor)以结构简单、高效率、高精度等特点在现代高速、高精密机床中得到了广泛的应用[1]。由于直线传动不存在传统机械链条传动过程中需要中间转换环节的弊端，因此能提高进给系统的高速响应能力和运动精度，已成为新一代数控机床最具代表性的先进技术之一。工业的发展对机械性能和产品质量提出了更高的要求，并在许多情况下要求协调控制多个电机[2]。H型工作台就是其中一种通过双直线电机同步驱动的运动平台，广泛应用于微型机械与半导体光刻等领域。当双直线电机无法进行同步运动时，会通过机械耦合使横梁扭转，严重时会导致机械结构受到破坏，因此进一步提高同步精度是目前双直线电机同步控制所需要解决的核心问题之一[3]。

与旋转式永磁同步电机+滚珠丝杠的给进方式

收稿日期：2023-03-02；**修回日期**：2023-05-12，2023-06-08；
录用日期：2023-08-21；**网络首发日期**：2023-10-24

相比，直线电机不需要任何中间转换的传动装置[4-5]，这是直线电机的优点，但由于参数变化、外部扰动和摩擦力等扰动因素直接作用于电机上[6],也增加了直线电机在伺服高精度控制上的难度[7]。文献[8-9]基于自抗扰控制 ADRC(active disturbance rejection control)技术对永磁同步电机的伺服控制进行了仿真与实验研究,利用扩张状态观测器 ESO (extended state observer)将未建模与未知扰动作用归结于对系统的总扰动进行估计后补偿,显示出了自抗扰控制器所具有的无超调、响应快、抗扰能力强与鲁棒性强等特点，但也存在所需调节参数过多、不易找到满意的参数组合的缺点[10]。而线性自抗扰控制 LADRC(linear active disturbance rejection control)在降低了参数整定难度的同时保持了自抗扰控制的优点[11-12]。

双直线电机同步控制在同步传动控制系统等领域有着广泛的研究与运用，文献[13]提出了双直线电机位置联动控制系统设计方案,但其本质是并联控制，双直线电机之间无任何耦合，当其中单一直线电机受到干扰发生位置变化时,双电机无法保持高精度同步。而基于速度误差与位移误差的交叉耦合控制系统的设计方案[14]对无耦合缺点进行优化，但是由于耦合反馈值的系数为常数，因此对于强度差异的扰动有着不同的同步性能。基于对补偿滑膜控制器优化的控制[15-17]能够通过补偿使得性能优化，但是只能减小而不能完全消除抖振现象。而基于模糊神经网络的自抗扰同步控制[18],虽然没有了抖振的干扰，但模糊神经网络算法需要占用大量的计算时间，且使用梯度下降法可能会导致梯度消失。上述研究的交叉耦合控制结构虽然相比于并联控制能够取得更高的同步精度控制效果,但是如同文献[19]的研究中使用交叉耦合控制一样，在并联控制的基础上将两系统的单轴跟踪误差按照一定比例分配到两轴给定中，从而减小同步误差。这种数学补偿缺少准确的数学模型，对于不同系统、不同扰动的实际情况下的补偿值的需求不同，补偿控制器及其参数的设计需要针对不同工况调节与变化，存在设计与整定上的复杂性与困难性。

近年来也存在许多对于交叉耦合控制结构的改进研究,在交叉耦合控制结构基础上增加了转速比例控制模块[20]，使得双电机运行能够适应特殊的转速比例同步场合,增加了交叉耦合控制的适用情况。文献[21]将跟踪误差差值经过加权变换，并将极值和平均值耦合作为同步误差，增加了抗扰性。上述研究针对与交叉耦合控制补偿控制器的输入进行了不同的优化,改善了控制性能,但没有对补偿控制器数学模型进行进一步推导。

针对上述问题,本文提出了 1 种基于线性自抗扰的双直线电机改进交叉耦合同步控制方法,首先构建了系统关于双机的位置均值与差值的改进交叉耦合数学模型,随后基于数学模型分别设计了位置均值控制器与位置差值控制器来保证跟踪误差受到控制,最后通过仿真与实验验证了该数学模型与控制结构的有效性。

1　PMLSM 模型

在忽略磁饱和现象、不计涡流与磁滞损耗的情况下，假设气隙磁场近似正弦分布，PMLSM 在动子磁场定向的 dq 同步旋转坐标系中，电压平衡方程可写为

$$\begin{cases} U_d = Ri_d + \dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}t} - \dfrac{\pi}{\tau} v\psi_q \\ U_q = Ri_q + \dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}t} + \dfrac{\pi}{\tau} v\psi_d \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_d、U_q 分别为绕组 d 轴与 q 轴的电压；R 为绕组电阻；i_d、i_q 分别为绕组 d 轴与 q 轴的电流；τ 为电机极距；v 为动子线速度；ψ_d、ψ_q 分别为绕组 d 轴与 q 轴的磁链，具体为

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_{\mathrm{f}} + L_d i_d \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \tag{2}$$

式中：ψ_{f} 为永磁体磁链；L_d、L_q 分别为 d 轴与 q 轴的电感。

与旋转电机的电磁转矩推导过程类似，电机推力方程[22]可表示为

$$F_{\mathrm{e}}=\frac{3\pi}{2\tau}n_{\mathrm{p}}(\psi_d i_q-\psi_q i_d) \tag{3}$$

式中：F_{e} 为电磁推力；n_{p} 为电机的极对数。

电机机械运动方程为

$$M\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}=M\frac{\mathrm{d}^2p}{\mathrm{d}t^2}=F_{\mathrm{e}}-F_{\mathrm{l}}-B_{\mathrm{v}}v \tag{4}$$

式中：M 为电机动子质量；F_{l} 为负载阻力；B_{v} 为机械阻尼系数；p 为动子移动位移。

2 基于线性自抗扰的双直线电机改进交叉耦合同步控制设计

2.1 基于位移均值和差值的双直线电机数学模型变换

实际控制中要兼顾双机的跟踪精度与同步精度，当双机完全同步运行时，双机的位移均值与双机各自的位移值相等。将双机的位移均值作为位移给定设计均值反馈控制器，使得双机的横梁中点始终跟随给定信号。设计差值反馈控制器将双机的相对位移误差控制为 0，在保持跟踪精度的同时保持同步精度。

根据式(3)和式(4)，当采用 i_d=0 控制时，双电机各自的机械方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}^2p_1}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}}{2\tau_1M_1}i_{q1}-\dfrac{F_{\mathrm{f}1}}{M_1}\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}^2p_2}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}2}}{2\tau_2M_2}i_{q2}-\dfrac{F_{\mathrm{f}2}}{M_2}\end{cases} \tag{5}$$

式中，$F_{\mathrm{f}i}$ 为第 i 台电机的总阻力。

从式(5)可看出 2 式各值相互无关联，互不耦合，以式(5)所建立的控制器用于并联控制时，当其中一台电机受扰动影响时，另一台电机不会做出相应同步动作，因此导致同步性差。取双机动子位移平均值 p_{av} 作为控制器的反馈值，将控制器的输出值分别赋予 2 台直线电机，当双机同步时 $p_1=p_2=p_{\mathrm{av}}$。此时双电机的控制器输出给定电流为 i_q，则由式(5)可得均值位移关系式为

$$\frac{\mathrm{d}^2p_{\mathrm{av}}}{\mathrm{d}t^2}=\frac{1}{2}\left(\frac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}}{2\tau_1M_1}i_q-\frac{F_{\mathrm{f}1}}{M_1}+\frac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}2}}{2\tau_2M_2}i_q-\frac{F_{\mathrm{f}2}}{M_2}\right) \tag{6}$$

由此可以建立基于平均值反馈的线性自抗扰控制器，但此时在外部扰动的情况下，虽然双机的平均位移能够跟随给定，但是双机的相对位移会随着外部扰动的波动而变化，故取双机位移差值信号 p_Δ 设计控制器，使其跟随给定 0。当双机位移出现误差时，其控制器产生差值电流给定 $i_{q\Delta}$，分别赋予双电机使得双机位移误差受其控制。根据上述同步控制思想，可得控制器设计数学模型如下。

将两机实际位移 p 替换为相互耦合的平均值与差值，则两电机的位置平均值 p_{av} 与位置差值 p_Δ 可表示为

$$\begin{cases}p_{\mathrm{av}}=\dfrac{p_1+p_2}{2}\\[2ex]p_\Delta=\dfrac{p_1-p_2}{2}\end{cases} \tag{7}$$

令双机电流给定 i_{q1} 与 i_{q2}，则由平均电流给定 i_q 与差值电流给定 $i_{q\Delta}$ 组合可表示为

$$\begin{cases}i_{q1}=i_q-i_{q\Delta}\\i_{q2}=i_q+i_{q\Delta}\end{cases} \tag{8}$$

将式(7)与式(8)代入式(5)，通过计算可以得到

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}^2p_{\mathrm{av}}}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{1}{2}\left[\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}}{2\tau_1M_1}(i_q-i_{q\Delta})-\dfrac{F_{\mathrm{f}1}}{M_1}+\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}2}}{2\tau_2M_2}(i_q+i_{q\Delta})-\dfrac{F_{\mathrm{f}2}}{M_2}\right]\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}^2p_\Delta}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{1}{2}\left[\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}}{2\tau_1M_1}(i_q-i_{q\Delta})-\dfrac{F_{\mathrm{f}1}}{M_1}-\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}2}}{2\tau_2M_2}(i_q+i_{q\Delta})+\dfrac{F_{\mathrm{f}2}}{M_2}\right]\end{cases} \tag{9}$$

令 $\tau_iM_i=L_i$、$L_1=L_2+L_\Delta$、$\psi_{\mathrm{f}1}=\psi_{\mathrm{f}2}+\psi_{\mathrm{f}\Delta}$、$M_\Delta=M_1-M_2$，则式(9)可表示为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}^2p_{\mathrm{av}}}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{1}{2}\Bigg[\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}i_q}{2L_1}\left(1-\dfrac{L_\Delta}{L_\Delta+L_1}\right)+\\ \quad\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}i_q(\psi_{\mathrm{f}1}L_\Delta+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_1+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_\Delta)}{2L_1(L_\Delta+L_1)}+\\ \quad\dfrac{i_{q\Delta}(L_1\psi_{\mathrm{f}\Delta}-L_\Delta\psi_{\mathrm{f}1})}{2L_1(L_\Delta+L_1)}-\dfrac{F_{\mathrm{f}1}+F_{\mathrm{f}2}}{M_1}\cdot\\ \quad\left(1-\dfrac{M_\Delta}{M_\Delta+M_1}\right)-\dfrac{M_\Delta F_{\mathrm{f}1}}{M_1(M_1+M_\Delta)}\Bigg]\\ \dfrac{\mathrm{d}^2p_\Delta}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{1}{2}\Bigg[\dfrac{-3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}i_{q\Delta}}{2L_1}\left(1-\dfrac{L_\Delta}{L_\Delta+L_1}\right)-\\ \quad\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}i_{q\Delta}(\psi_{\mathrm{f}1}L_\Delta+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_1+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_\Delta)}{2L_1(L_\Delta+L_1)}-\\ \quad\dfrac{i_q(L_1\psi_{\mathrm{f}\Delta}-L_\Delta\psi_{\mathrm{f}1})}{2L_1(L_\Delta+L_1)}+\dfrac{F_{\mathrm{f}1}+F_{\mathrm{f}2}}{M_1}\cdot\\ \quad\left(1-\dfrac{M_\Delta}{M_\Delta+M_1}\right)-\dfrac{M_\Delta F_{\mathrm{f}1}}{M_1(M_1+M_\Delta)}\Bigg]\end{cases}\tag{10}$$

由于绝大多数情况下作同步运行的双直线电机极距、永磁体磁链、动子质量等设计参数近似相同，因此实际误差 L_Δ、$\psi_{\mathrm{f}\Delta}$ 的值都分布在 0 上下，其值非常小，令误差各值满足

$$\begin{cases}\dfrac{2F_{\mathrm{fav}}}{M_1}=-\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}i_q}{2L_1}\dfrac{L_\Delta}{L_\Delta+L_1}+\\ \quad\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}i_q(\psi_{\mathrm{f}1}L_\Delta+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_1+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_\Delta)}{2L_1(L_\Delta+L_1)}+\\ \quad\dfrac{i_{q\Delta}(L_1\psi_{\mathrm{f}\Delta}-L_\Delta\psi_{\mathrm{f}1})}{2L_1(L_\Delta+L_1)}+\dfrac{F_{\mathrm{f}1}+F_{\mathrm{f}2}}{M_1}\cdot\\ \quad\dfrac{M_\Delta}{M_\Delta+M_1}-\dfrac{M_\Delta F_{\mathrm{f}1}}{M_1(M_1+M_\Delta)}\\ \dfrac{2F_{\mathrm{f}\Delta}}{M_1}=\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1}i_{q\Delta}}{2L_1}\dfrac{L_\Delta}{L_\Delta+L_1}-\\ \quad\dfrac{3\pi n_{\mathrm{p}}i_{q\Delta}(\psi_{\mathrm{f}1}L_\Delta+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_1+\psi_{\mathrm{f}\Delta}L_\Delta)}{2L_1(L_\Delta+L_1)}-\\ \quad\dfrac{i_q(L_1\psi_{\mathrm{f}\Delta}-L_\Delta\psi_{\mathrm{f}1})}{2L_1(L_\Delta+L_1)}-\dfrac{F_{\mathrm{f}1}+F_{\mathrm{f}2}}{M_1}\cdot\\ \quad\dfrac{M_\Delta}{M_\Delta+M_1}-\dfrac{M_\Delta F_{\mathrm{f}1}}{M_1(M_1+M_\Delta)}\end{cases}\tag{11}$$

式中，F_{fav} 与 $F_{\mathrm{f}\Delta}$ 分别为 2 式中设计参数的微小误差带来的对于给定电流计算后的推力波动值，当设计参数误差接近于 0 时，式中每一项系数都接近于 0，故将其视作外部的微小扰动处理，而不将其代入模型计算。

再令推力系数 $K_{\mathrm{f}}=(3\pi n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}1})/2\tau_1$，代入式(9)可得

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}^2p_{\mathrm{av}}}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{K_{\mathrm{f}}i_q}{M_1}-\dfrac{(F_{\mathrm{f}1}+F_{\mathrm{f}2}+F_{\mathrm{fav}})}{2M_1}\\ \dfrac{\mathrm{d}^2p_\Delta}{\mathrm{d}t^2}=\dfrac{-K_{\mathrm{f}}i_{q\Delta}}{M_1}-\dfrac{(F_{\mathrm{f}1}-F_{\mathrm{f}2}-F_{\mathrm{f}\Delta})}{2M_1}\end{cases}\tag{12}$$

基于式(12)，本文分别设计了均值线性自抗扰控制器与差值线性自抗扰控制器作为双直线电机的速度位置控制器。

2.2 基于位置均值和差值反馈的线性自抗扰改进交叉耦合控制结构与设计

线性自抗扰改进交叉耦合同步控制系统结构如图 1 所示，驱动器 1 接收 EtherCAT 主站发送的直线电机位置给定 p*与双机平均位置信号 p_{av}，经过均值线性自抗扰控制器计算后得到均值电流 i_q，同时将此值传回 EtherCAT 主站；同理，驱动器 2 接收 EtherCAT 主站发送的误差给定 0 与双机差值位置信号 p_Δ，经过差值线性自抗扰控制器计算后得到差值电流 $i_{q\Delta}$，同时将此值传回 EtherCAT 主站，在主站计算出双电机各自的给定电流后分别给予双机各自的电流环，此时动子位置传感器同时将各机的实际位置输入到 EtherCAT 主站，计算下一个周期的平均位置值与误差位置值。

在直线电机正常运行时 $p_1=p_2=p_{\mathrm{av}}$，当直线电机 1 受到外力影响导致实际位移 p_1 落后于直线电机 2 的位移 p_2 时，p_Δ 将大于 0，此时差值线性自抗扰控制器将会产生正值的 $i_{q\Delta}$ 给定使得 i_{q1} 减小、i_{q2} 增大，并且使得电机 1 推力减小、电机 2 推力增大，将两机之间的位移差值减小，从而控制双机之间的同步误差。

2.2.1 线性自抗扰控制器设计

均值线性自抗扰控制器的结构如图 2 所示，图中 P* 为位置给定信号；P_1*、V_1* 为 LTD 处理后的给定位置与速度信号；Z_1~Z_3 分别为位置、速度、扰动的估计量；U 为控制对象电流环给定值；P_{av} 为

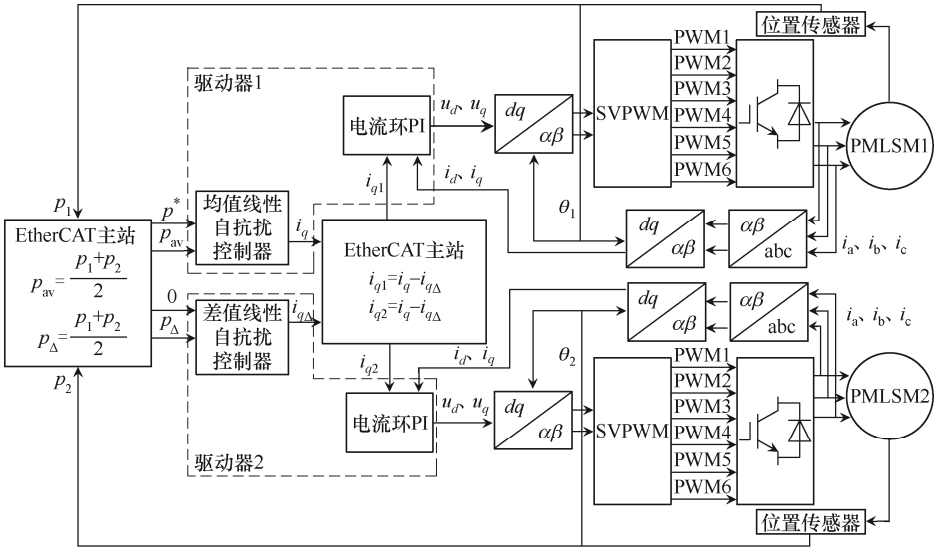


图 1 线性自抗扰改进交叉耦合控制系统结构

Fig. 1 Structure of cross-coupled control system improved by linear active disturbance rejection

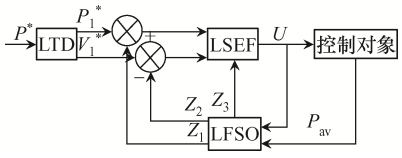


图 2 均值 LADRC 结构

Fig. 2 Structure of mean LADRC

双机均值位置。线性微分控制器 LTD(linear tracking-differe-ntiator)、线性状态误差反馈 LSEF(linear state error feed-back)、线性扩展状态观测器 LESO (linear extended state observer)组成本文使用的位置控制器。

LTD 提供位置给定与速度给定的过渡信号，设计 LTD[23]为

$$w(s)=\frac{sr^2}{s^2+2rs+r^2} \tag{13}$$

式中：s 为复频率变量；r 为速度因子，r 越大系统阶跃响应时间越短，跟踪速度越快，但 r 过大时微分信号也容易受到噪声干扰影响。将式(13)离散化后可得

$$\begin{cases} x_1(k+1)=x_1(k)+hx_2(k) \\ x_2(k+1)=x_2(k)-h[r^2x_1(k)+2rx_2(k)-r^2p^*] \end{cases} \tag{14}$$

式中：p^* 为输入信号；$x_1(k+1)$ 为 p^* 的离散跟踪信号；$x_2(k+1)$ 为 p^* 信号的微分，即给定速度。

LSEF 根据位置、速度误差与扰动对电流环进行给定。在控制中，由于 LESO 能够实时估计出当前的内部与外部的扰动并补偿，因此传统 PID 在面对扰动时为消除静差而设计的积分器可以略去，将线性状态误差反馈控制律简化为以 PD 为框架的设计，离散化后的方程可表示为

$$\begin{cases} e_1=x_1-z_1 \\ e_2=x_2-z_2 \\ e_3=-z_3 \\ i=(w_c^2e_1+2w_ce_2+e_3)/b_0 \end{cases} \tag{15}$$

式中：e_1 为给定位置与 LESO 中的估计位置误差；e_2 为给定速度与 LESO 中的估计速度误差；e_3 为扰动估计的负值；z_1 为位置估计值；z_2 为速度估计值；z_3 为 LESO 扰动估计；e_3/b_0 为对于 LESO 测出扰动项的补偿；w_c 为观测器带宽。

LESO 用于对系统扰动量与状态变量进行观察，其设计为：将 $p_{av}=y$ 、$i_q=u$ 、$K_f/M_1=b_0$ 、$(F_{f1}+F_{f2}+F_{fav})/2M_1=f$ 代入式(12)可得

$$\ddot{y}=b_0u+f \tag{16}$$

式中：$\ddot{y}$ 为被控对象输出的速度变化率；u 为被控对象输入；f 为被控对象总扰动。

选取状态变量 $x_1=y$ 、$x_2=\dot{y}$ 、$x_3=f$ ，$\dot{f}$ 为总扰动的变化率，则扩张状态空间可描述为

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\0&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\b_0\\0\end{bmatrix}u+\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix}\dot{f}\\ y=\begin{bmatrix}1&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1&x_2&x_3\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\end{cases}\tag{17}$$

建立全阶无对象模型线性扩展状态观测器，可利用先前差分法来近似微分使得该扩张状态空间描述离散化[24]。

差值线性自抗扰控制器与均值线性自抗扰控制器的设计思路与结构基本一致，但是值得注意的是，除了状态方程参数不同以外，均值线性自抗扰控制器的输入为给定位置信号，而差值线性自抗扰控制器的输入信号始终为 0，其目的是在理想情况下能保持双机误差为 0。此外，均值线性自抗扰控制器观测扰动为双机扰动和，而差值线性自抗扰控制器观测扰动为双机扰动差，由于两控制器的扰动不同，因此对稳定性要求也不同，整定的参数值也有差异。

2.2.2　EtherCAT 通信模块设计

EtherCAT 是德国 BECKHOFF 公司在 2003 年提出的实时工业以太网技术，其中 EtherCAT 的刷新周期最快可以达到小于 100 μs，可以用于直线电机伺服控制中的底层闭环控制，本文采用了如图 3 所示的 EtherCAT 通信拓扑设计。

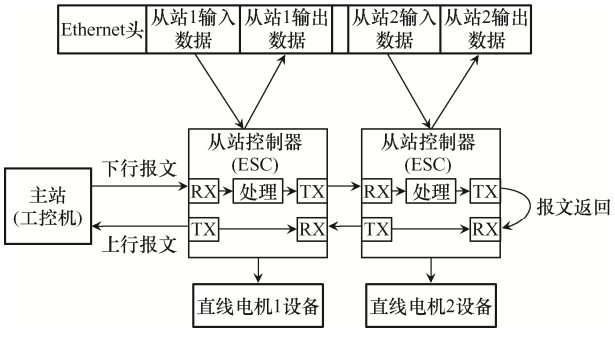


图 3　EtherCAT 通信拓扑设计

Fig. 3 Topology design of EtherCAT communication

主站发出以太网帧报文，依下行报文顺序经过各个从站，经过从站时在从站控制器 ESC(EtherCAT slave controller)中处理以太网帧，在相应帧片段中插入或取出需要通信的数据，经过所有从站后，按上行报文顺序返回主站形成回环，最后所有信息在主站中进行交互赋值并在下一周期发送给从站。

3　仿真验证

为验证使用 LADRC 改进交叉耦合控制器的永磁同步直线电机控制系统的性能，本文使用 MATLAB/Simulink 对该控制系统进行数字仿真，在相同实验条件下使用并联控制时的双直线电机仿真实验进行对比，观察二者在面对相同扰动时的双机同步性能差异与推力变化，以及在面对不同外部推力扰动的情况下均值控制器与差值控制器的作用情况。直线电机参数见表 1。

表 1　PMLSM 标称参数

Tab. 1 Nominal parameters of PMLSM

参数	数值
定子等效电阻 R_s/Ω	5.6
q 轴电感 L_q/H	0.037 5
d 轴电感 L_d/H	0.037 5
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.112
极对数 N_p	1
极距 τ/m	0.01
动子质量 M/kg	8

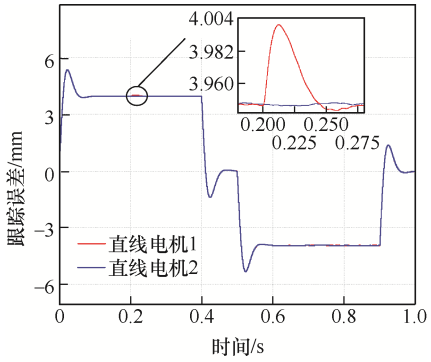
直线电机给定位置斜波速度为 0.4 m/s 的梯形波信号。整定[25]并联控制器参数：线性微分跟踪器的步长 h=200。同理整定均值线性自抗扰控制器，控制器带宽 w_c=200，观测器带宽 w_0=1 500。观察式(12)可知，在仅考虑摩擦力的情况下差值线性自抗扰控制器受到的扰动要明显小于均值线性自抗扰控制器，可以适当增大 w_c 与 w_0，提高系统响应的快速性[26]，整定后取差值线性自抗扰控制器的 w_c=300，w_0=2 500。

3.1　改进交叉耦合控制对比仿真实验

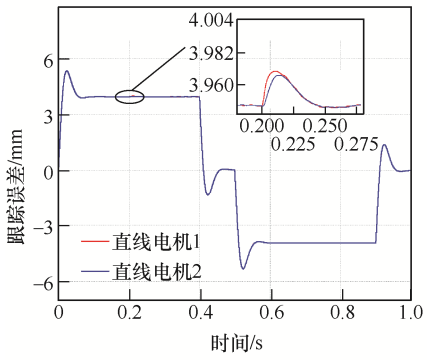
由于在仿真理想情况下，双机面对的摩擦力相同，而且电机参数完全相同，因此此时若在无扰动的情况下，双机在运动时不存在相对误差。但现实情况中，电机的实际参数存在微小差异，直线电机

在不同轨道的摩擦力也随着保养情况与使用频率改变，故分别给予双机采样时间为 0.001 s、平均幅值为 1 N 的高斯噪声的推力扰动作为摩擦力与电机参数差异的模拟，且以大小为 40 N 的反向推力作为外部扰动，并在 0.2 s 时作为突加推力作用在直线电机 1 上，而对于直线电机 2 不给予突加推力，对比观察使用不同控制结构的双机在正常运行以及面对突加推力时的响应差别。

观察跟踪误差如图 4 所示，对比 2 种控制方法可以观察到，改进交叉耦合控制结构对于跟踪误差基本没有影响，在跟踪性能上与单机控制相差无几。在面对突加推力负载时可以观察到，使用改进交叉耦合结构对于跟踪误差的偏移要小于并联控制结构，并且直线电机 2 的跟踪位移趋于直线电机 1 的偏移变化，从而保证了双电机同步运行时面对差值扰动时的同步性能。



(a) 并联控制

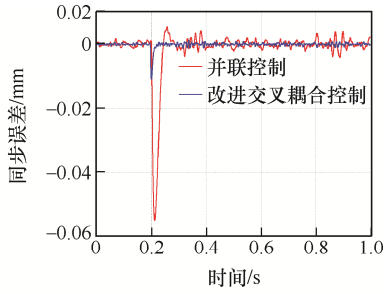


(b) 改进交叉耦合控制

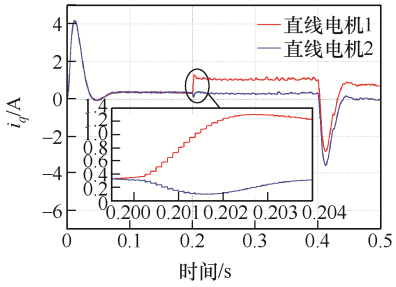
图 4 跟踪误差对比

Fig. 4 Comparison of tracking error

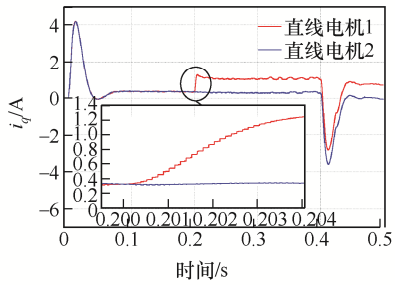
同步误差变化以及突加给定后双机电流给定波形如图 5 所示，可以观察到，在正常运行时改进交叉耦合控制结构的同步误差要明显小于并联控制结构；在突加负载时，改进交叉耦合结构的电流响应要更快，并且直线电机 2 的给定电流会对直线电机 1 的偏移做出响应而改变推力，从而保证了双机同步性。



(a) 同步误差对比



(b) 改进交叉耦合控制给定电流



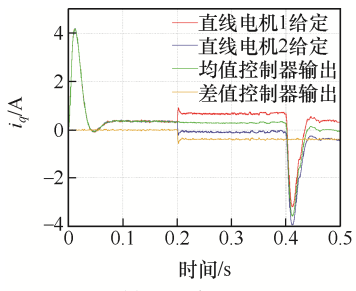
(c) 并联控制给定电流

图 5 同步性能对比

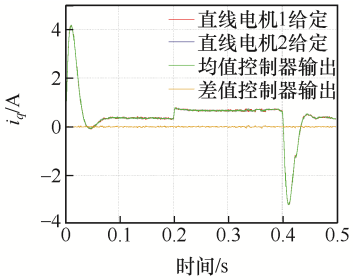
Fig. 5 Comparison of synchronization performance

3.2 改进交叉耦合控制突加推力对比仿真实验

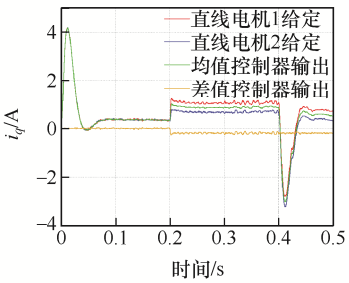
分别对双电机施加 20N/−20N、20N/20N、40N/20N 的突加负载推力，观察双机及均值控制器与差值控制器的给定电流，如图 6 所示，可以观



(a) 20 N/−20 N



(b) 20 N/20 N



(c) 40 N/20 N

图 6　不同负载给定的电流给定结果

Fig. 6 Result of current given under different loads

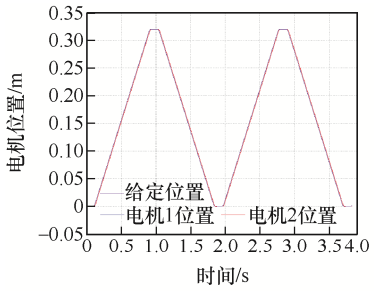
察到：在相反推力时，仅差值控制器给定电流波动；而在对双机施加相同推力时，仅有均值控制器给定电流波动。均值控制器对扰动和响应，差值控制器对扰动差响应，符合理论推导。

4　实验分析

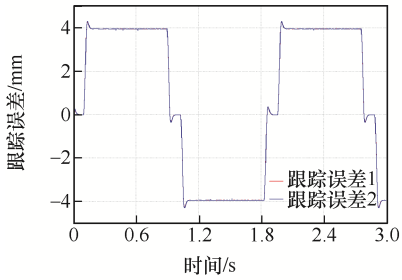
本实验平台驱动板采用 TMS320F28388D 作为控制芯片。编码器采用了 RENSHAW 公司的 2 500 线增量式光栅尺，其型号为 RH200X30A00A。电流采样为十二位精度，采用与分流电阻器结合的 Sigma Delta 滤波算法 SDFM(Sigma Delta filtering method)，并使用 EtherCAT 通信模块用作双机之间的数据交互。

永磁同步直线电机参数同仿真设置参数一致，见表 1，控制器各个参数也同仿真整定参数一致。对线性自抗扰改进交叉耦合控制系统的伺服跟踪以及同步性能进行研究，给定幅值为 0.32 m、斜波速度为 0.4 m/s 的梯形波输入信号。图 7(a)为位置跟踪曲线。

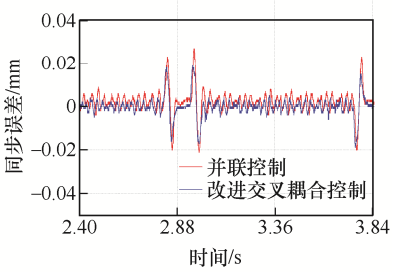
图 7(b)为改进交叉耦合伺服控制的跟踪误差，同仿真结果一致。可以看到，在同一速度下，双机具有稳定且数值较小的跟踪误差，具有良好的跟踪性能。从图 7(c)中的同步误差波形图可以看出，在以±0.4 m/s 的速度运行时，改进交叉耦合控制结构仅在给定速度突变时同步误差会稍微偏大，但即使是偏大值时其值也是在 20 μm 以下，而在匀速运行时其最大偏差值为 5 μm 以下，对比并联控制与改进交叉耦合控制，结果见表 2，可得改进交叉耦合控制与并联控制的最大同步误差为 70%，平均同步误差为 69%，在正常运行时具有良好的同步性改善。



(a) 位置跟踪波形



(b) 跟踪误差



(c) 同步误差对比

图 7　改进交叉耦合伺服控制实验结果波形

Fig. 7 Waveforms of results of improved cross-coupled servo control experiment

表 2　同步误差参数

Tab. 2 Parameters of synchronization error

方法	最大同步误差/mm	平均同步误差/mm
并联控制	0.027	0.003 68
改进交叉耦合控制	0.019	0.002 54

从图 7 可以看出，该方法对于给定位置信号具有良好的跟踪性能，并且在实际控制中，其相对位置在 0 上下低频小范围的波动，同时具有消除误差的功能，在受到不等的外部扰动时，减小了其连接桥因双机同步位置误差所受到的拉扯力。

5 结语

本文针对于双直线电机高精度的同步控制，结合自抗扰控制与交叉耦合控制思想，提出了 1 种线性自抗扰改进交叉耦合控制的控制方法，分别设计了均值线性自抗扰控制器与差值线性自抗扰控制器，将二者相结合共同实现了双直线电机的伺服控制。仿真与实验结果证明了线性自抗扰改进交叉耦合控制的可行性与优越性，线性自抗扰改进交叉耦合控制能在高速运行下保持良好的同步性能，为双直线电机需要高精度的同步运行场合提出了新的解决方案。

参考文献：

[1] Tang Jiaojiao, Dong Fei, Zhao Jiwen, et al. Disturbance suppression research in parallel dual permanent synchronous linear motors based on 2DOF PID controller [C]// 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Hefei, China, 2016: 1475-1478.

[2] Zhao Ximei, Guo Qingding. H∞ robust control for dual linear motors servo system [C]// 2006 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. Shanghai, China, 2006: 1-3.

[3] 罗品奎, 金建新, 李小平. 双直线电机驱动的 H 型运动平台同步控制研究[J]. 机械制造与自动化, 2013, 42(6): 158-161.
Luo Pinkui, Jin Jianxin, Li Xiaoping. Research on dual linear motor synchronous control in H-type stage [J]. Machine Building & Automation, 2013, 42(6): 158-161. (in Chinese)

[4] 鲍明堃, 周扬忠. 基于复合神经网络重构对象的永磁同步直线电机变参数型位移速度并行控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2470-2484.
Bao Mingkun, Zhou Yangzhong. Parallel displacement velocity control of permanent magnet synchronous linear motor with variable parameters based on composite neural network reconstruction object [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2470-2484. (in Chinese)

[5] 林春. 永磁同步直线电机伺服控制系统研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2005.
Lin Chun. Research on servo control system of permanent magnet linear synchronous motor [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2005. (in Chinese)

[6] 金鸿雁, 赵希梅. 双直线电机伺服系统 Elman 神经网络互补滑模交叉耦合同步控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(21): 4971-4978.
Jin Hongyan, Zhao Ximei. Synchronous control of Elman neural network complementary sliding mode and cross-coupled control for dual linear motors servo system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(21): 4971-4978. (in Chinese)

[7] 王立俊, 赵吉文, 于子翔, 等. 基于非线性时间延迟扰动估计的永磁同步直线电机无模型鲁棒位置跟踪控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5692-5704.
Wang Lijun, Zhao Jiwen, Yu Zixiang, et al. Model-free robust position tracking control of permanent magnet synchronous linear motor based on nonlinear time delay disturbance estimation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5692-5704. (in Chinese)

[8] 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)

[9] 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)

[10] 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)

[11] 彭思敏, 张慧成, 吴铁洲, 等. 基于线性自抗扰控制的无线电能恒压无通信传输方法[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 120-128.
Peng Simin, Zhang Huicheng, Wu Tiezhou, et al. Constant-voltage no-communication method of wireless power transfer based on linear active disturbance rejection control [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 120-128. (in Chinese)

[12] Gao Zhiqiang. Scaling and bandwidth-paramctcrization based on control tuning [C]// Proceedings of the American Control Conference. 2003: 4989-4996.

[13] 苏明垢, 鲁文其, 纪科辉, 等. 基于 EtherCAT 通信的双直线电机位置联动控制系统设计[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(4): 48-56.
Su Minggou, Lu Wenqi, Ji Kehui, et al. Design of dual-linear-motor position linkage control system based on EtherCAT communication [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(4): 48-56. (in Chinese)

[14] 唐姣姣. 基于交叉耦合算法的双直线电机协同控制系统研究[D]. 合肥: 安徽大学, 2016.
Tang Jiaojiao. The research on dual linear motors coordination control system based on cross coupling algorithm [D]. Hefei: Anhui University, 2016. (in Chinese)

[15] 金鸿雁, 赵希梅. 基于 Sugeno 型模糊神经网络和互补滑模控制器的双直线电机伺服系统同步控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(13): 2726-2733.
Jin Hongyan, Zhao Ximei. Dual linear motors servo system synchronization control based on sugeno type fuzzy neural network and complementary sliding mode controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(13): 2726-2733. (in Chinese)

[16] 匡佳维, 周细枝, 黎仕, 等. 龙门双驱系统转速跟踪同步耦合控制[J]. 机床与液压, 2024, 52(07): 134-139.
Kuang Jiawei, Zhou Xizhi, Li Shi, et al. Synchronous control of double permanent magnet synchronous motor for gantry mobile machine tool [J]. Machine Tool & Hydraulics，2024, 52(07): 134-139.(in Chinese)

[17] 吴涛, 赖悟行, 陶栩, 等. 基于扩张状态观测器的双永磁同步电机同步抗扰控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(5): 110-114, 119.
Wu Tao, Lai Wuxing, Tao Xu, et al. Speed synchronization control of disturbance rejection of dual-PMSM system based on extended state observer [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2023(5): 110-114, 119. (in Chinese)

[18] 王丽梅, 郝中扬, 方馨, 等. 基于自抗扰的 H 型平台模糊神经网络同步控制[J]. 电气工程学报, 2022, 17(3): 122-129.
Wang Limei, Hao Zhongyang, Fang Xin, et al. Fuzzy neural network synchronous control of H-type platform based on active disturbance rejection [J]. Journal of Electrical Engineering, 2022, 17(3): 122-129. (in Chinese)

[19] 方昱璋, 张晓梅, 张海文. 基于 TSK 型递归模糊神经网络的加工中心双直线电机交叉耦合同步控制[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(18): 7318-7322.
Fang Yuzhang, Zhang Xiaomei, Zhang Haiwen. Cross-coupled synchronization control of dual linear motor in machining center based on TSK-type recurrent fuzzy neural network [J]. Science Technology and Engineering, 2020, 20(18): 7318-7322. (in Chinese)

[20] 侯虎, 陶为戈, 梅善瑜. 改进型交叉耦合双电机比例同步控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(2): 101-106.
Hou Hu, Tao Weige, Mei Shanyu. Research on proportional synchronous control of dual motors based on improved cross-coupled [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(2): 101-106. (in Chinese)

[21] 曹原, 贾凯, 徐方, 等. 改进的交叉耦合控制策略在同步控制中的应用[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(6): 72-77.
Cao Yuan, Jia Kai, Xu Fang, et al. Application of improved cross-coupling control strategy in synchronous control [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2022(6): 72-77. (in Chinese)

[22] 鲍明堃, 周扬忠. 基于双模型的递推最小二乘永磁同

步直线电机电气参数在线辨识[J]. 电源学报, 2025, 23(03): 343-353.

Bao Mingkun, Zhou Yangzhong. Online identification of electrical parameters of dual-model recursive least squares permanent magnet synchronous linear motor [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(03): 343-353. (in Chinese)

[23] 邓吉鸽. 高阶线性跟踪微分器性能研究[J]. 舰船电子工程, 2012, 32(4): 68-70.

Deng Jige. Study on high order linear tarcking differentlator [J]. Ship Electronic Engineering, 2012, 32(4): 68-70. (in Chinese)

[24] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.

Zhu Bin. Introduction to Active Disturbance Rejection Control [M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics & Astronautics Press, 2017. (in Chinese)

[25] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630-1640.

Yuan Dong, Ma Xiaojun, Zeng Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1630-1640. (in Chinese)

[26] 陈星. 自抗扰控制器参数整定方法及其在热工过程中的应用[D]. 北京: 清华大学, 2008.

Chen Xing. Parameter tuning method of active disturbance rejection controller and its application in thermal process [D]. Beijing: Tsinghua University, 2008. (in Chinese)



徐宇捷

作者简介：

徐宇捷(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力传动与直线伺服系统。E-mail：2506320101@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：孙美菊)