

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2024 年 12 月 26 日 (26.12.2024)



(10) 国际公布号
WO 2024/259754 A1

- (51) 国际专利分类号:
F16C 32/04 (2006.01) **G05B 13/04** (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2023/106684
- (22) 国际申请日: 2023 年 7 月 11 日 (11.07.2023)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
202310727637.X 2023年6月19日 (19.06.2023) CN
- (71) 申请人: 江苏大学 (JIANGSU UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国江苏省镇江市京口区学府路 301号, Jiangsu 212013 (CN)。
- (72) 发明人: 朱焜秋 (ZHU, Huangqiu); 中国江苏省南京市京口区学府路301号, Jiangsu 212013 (CN)。马志豪 (MA, Zhihao); 中国江苏省南京市京口区学府路 301号, Jiangsu 212013 (CN)。刁小燕 (DIAO,

Xiaoyan); 中国江苏省南京市京口区学府路 301号, Jiangsu 212013 (CN)。刘奕辰 (LIU, Yichen); 中国江苏省南京市京口区学府路 301号, Jiangsu 212013 (CN)。华逸舟 (HUA, Yizhou); 中国江苏省南京市京口区学府路 301号, Jiangsu 212013 (CN)。潘伟 (PAN, Wei); 中国江苏省南京市京口区学府路301号, Jiangsu 212013 (CN)。

(74) 代理人: 南京智造力知识产权代理有限公司 (NANJING IPZHI INTELLECTUAL PROPERTY AGENCY CO., LTD.); 中国江苏省南京市江宁区芝兰路18号4幢1202室, Jiangsu 211100 (CN)。

(81) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ,

(54) Title: CONSTRUCTION METHOD FOR CONTROL SYSTEM FOR HIGH-SPEED ELECTRIC SPINDLE SUPPORTED BY SIX-POLE ACTIVE MAGNETIC BEARINGS

(54) 发明名称: 六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法

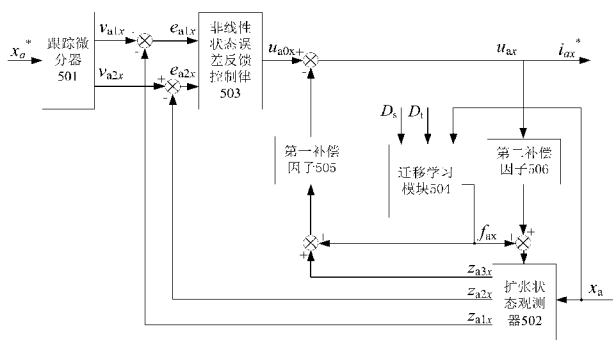


图 7

- 501 Tracking differentiator
502 Extended state observer
503 Nonlinear state error feedback control law
504 Transfer learning module
505 First compensation factor
506 Second compensation factor

(57) Abstract: Disclosed in the present invention is a construction method for a control system for a high-speed electric spindle supported by six-pole active magnetic bearings. The method comprises: constructing a transfer learning model by means of a marginal distribution distance between a source domain data set and a target domain data set, training same to obtain a predicted disturbance function, and building the predicted disturbance function in a transfer learning module; using an actual displacement as an input of the transfer learning module so as to obtain a predicted disturbance, and forming an optimized active disturbance rejection controller by using a tracking differentiator, a nonlinear state error feedback control law, a first compensation factor, a second compensation factor, the transfer learning module and an extended state observer jointly; and three optimized active disturbance rejection controllers being connected in series to the front end of a three-degree-of-freedom compound controlled object, and two optimized active disturbance rejection controllers being connected in series to the front end of a two-degree-of-freedom compound controlled object, so as to jointly form a control system. Using active disturbance rejection control based on transfer learning optimization to predict a disturbance and using the optimized extended state observers to perform estimation and compensation for the total system disturbance improve the control performance of the system.

LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN,
MU, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA,
PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD,
SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ,
UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW。

- (84) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的地区
保护): ARIPO (BW, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ,
NA, RW, SC, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚
(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE,
BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR,
HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, ME, MK, MT, NL, NO,
PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF,
CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN,
TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(57) 摘要: 本发明公开一种六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法, 由源域数据集与目标域数据集的边缘分布距离构建迁移学习模型并训练得到预测扰动函数, 将预测扰动函数内置于迁移学习模块中, 将实际位移作为迁移学习模块的输入得到预测扰动, 由跟踪微分器、非线性状态误差反馈控制律、第一补偿因子、第二补偿因子、迁移学习模块以及扩张状态观测器共同构成优化自抗扰控制器; 三个优化自抗扰控制器串接在三自由度复合被控对象前端以及两个优化自抗扰控制器串接在二自由度复合被控对象前端共同构成控制系统; 采用基于迁移学习优化的自抗扰控制对扰动进行预测并使用优化的扩张状态观测器对系统总扰动进行估计和补偿, 提高系统控制性能。

六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法

技术领域

本发明属于电气和机械传动设备技术领域，具体涉及六极主动磁轴承支承的高速电主轴的自抗扰解耦控制系统，适用于多变量、非线性、强耦合的六极主动磁轴承支承的高速电主轴的解耦控制。

背景技术

六极主动磁轴承支承的高速电主轴是一种由两个六极主动径向磁轴承和一个单自由度轴向磁轴承共同支承的电主轴。磁轴承是利用磁场力将转子悬浮于空间中，实现转子与定子间没有任何机械接触的一种新型高性能轴承，解决了传统轴承主轴热变形、寿命短、抗震性不足等问题。径向磁轴承采用六极式对称定子结构，六极磁轴承的定子拥有对称结构，径向两个自由度之间的磁路耦合性小，承载力大，性能优秀。径向控制线圈缠绕在径向磁轴承的磁极上，利用三相交流逆变器驱动，通电后形成径向控制磁通产生悬浮力，实现径向的稳定悬浮。由于径向磁轴承均由逆变器驱动，不可避免地会引起径向磁通产生耦合性，影响电主轴的精密控制，因此需要通过高效的解耦控制器来实现磁轴承的高速、高精度稳定运行。

目前，解决磁悬浮电主轴的解耦控制的方法主要包括近似线性化自抗扰解耦控制方法、矩阵变换器控制方法、逆系统解耦控制方法和其他智能算法的综合应用。近似线性化自抗扰解耦控制是一种新的解耦控制思路，它将五个自由度的磁悬浮电主轴中径向磁轴承径向磁路之间的相互耦合作用看作系统内部扰动，采用扩张状态观测器来估计和补偿内部扰动，实现精确解耦控制，使得磁轴承各自由度实现线性化。然而，传统的近似线性化自抗扰控制器性能依赖于内部参数的选取，当六极主动磁轴承支承的高速电主轴工作状态发生变化时，自抗扰控制器无法对扰动做出精确的补偿。

中国专利公开号为 CN103076740B、名称为“交流磁悬浮电主轴控制器的构造方法”文献中提供的构造方法，采用模糊神经网络选取静态实验数据离线训练控制对象的逆系统，但采用模糊控制，控制精度较低，无法满足电主轴高精要求。中国专利公开号为 CN112532134A、名称为“五自由度磁悬浮电主轴最小二乘支持向量机优化控制系统”文献中提供的控制系统，选取位移量的跟踪信号和微分信号作为训练样本，对电主轴的扰动预测并补偿，但最小二乘支持向量机中参数的选取会导致求解速度慢，并且每次运行都需要大量的训练数据，影响系统控制精度。

发明内容

本发明的目的是针对现有五自由度六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制存在的依赖于内部参数选取、补偿扰动欠精确、运行需要大量训练数据以及求解速度慢、控制精度差等问题，提供一种能解决上述问题的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法。

为实现上述目的，本发明六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法采用的技术方案是：

所述的高速电主轴具有第一、第二六极径向主动磁轴承和轴向磁轴承，其特征是包括以下步骤：

步骤 1)：构造包含有第一六极径向主动磁轴承和轴向磁轴承的三自由度复合被控对象，以及包含有第二六极径向主动磁轴承的二自由度复合被控对象，所述的三自由度复合被控对象和二自由度复合被控对象的输入是对应的四个径向控制电流期望值以及一个轴向控制电流期望值；

步骤 2)：所述的高速电主轴在额定负载下运行，采集其输出的多组位移信号及对应的扰动信号组成源域数据集，在额定负载范围内更改负载的大小再采集多组高速电主轴的位移信号组成目标域数据；计算所述的源域数据集与所述的目标域数据集的边缘分布距离，基于边缘分布距离构建迁移学习模型并训练该迁移学习模型得到预测扰动函数，将预测扰动函数内置于迁移学习模块（504）中；

步骤 3)：将实际径向或轴向位移作为所述的迁移学习模块（504）的输入，根据所述的预测扰动函数得到预测扰动，所述的径向或轴向控制电流期望值经第二补偿因子（506）补偿后，再与所述的预测扰动相加后得到第二控制量；

将所述的第二控制量与所述的实际径向或轴向位移作为扩张状态观测器（502）的输入，扩张状态观测器（502）输出跟踪信号、跟踪信号的一阶微分信号以及观测扰动；

将所述的预测扰动与所述的观测扰动相加后，再经第一补偿因子（505）的补偿后得到第一控制量；

给定的径向或轴向位移经跟踪微分器（501）输出其跟踪信号和微分信号，将跟踪微分器（501）输出的跟踪信号与扩张状态观测器（502）输出的跟踪信号作差，跟踪微分器（501）输出的微分信号与扩张状态观测器（502）输出的一阶微分信号作差，得到的两个误差共同作为非线性状态误差反馈控制律（503）的输入，非线性状态误差反馈控制律（503）输出反馈控制量；

所述的反馈控制量与所述的第一控制量作差，得到补偿后的控制量作为所述的径向或轴向控制电流期望值；

由所述的跟踪微分器(501)、非线性状态误差反馈控制律(503)、第一补偿因子(505)、第二补偿因子(506)、迁移学习模块(504)以及扩张状态观测器(502)共同构成优化自抗扰控制器；

步骤4)：三个所述的优化自抗扰控制器串接在所述的三自由度复合被控对象前端，两个所述的优化自抗扰控制器串接在所述的二自由度复合被控对象前端，共同构成高速电主轴控制系统。

本发明采用上述技术方案后的优点在于：

(1)本发明采用基于迁移学习优化的自抗扰控制，优化扩张状态观测器的性能，对电主轴的扰动进行预测并使用优化的扩张状态观测器对系统总扰动进行估计和补偿，从而实现高速电主轴中的两个六极径向主动磁轴承径向自由度的精确解耦控制。该方法能够将非理想情况下的多输入多输出的强耦合、非线性系统解耦成多输入多输出的无耦合线性系统，提高系统控制性能。

(2)本发明采用迁移学习算法获取预测扰动，采用收集自抗扰控制器控制下的位移信号和扰动信号作为源域数据集，减少了数据需求，更换负载后收集位移信号及相应的扰动信号作为目标域数据集，根据边缘距离分布构建迁移学习模型，并利用源域数据训练和测试迁移学习模型。由于迁移学习已经获取了源域数据集的特征，所以可避免过多选取内部参数，减少了对大量训练数据的需求，因此，提高了控制系统的计算速度，使系统具有更好的快速性。

(3)在预测扰动的输出过程中，迁移学习采用训练数据获取数据特征，可以避免过度拟合，提高了控制系统的收敛速度和控制精度。

(4)将六极主动磁轴承支承的高速电主轴中径向磁轴承采用两个径向磁轴承和一个轴向磁轴承实现电主轴转轴的五个自由度稳定悬浮，径向与轴向磁路彼此间独立，耦合性减小。用三相逆变器驱动控制径向磁轴承。采用五个自抗扰控制器对高速电主轴进行解耦控制，无需精确的数学模型，具有超调小、响应快、抗干扰能力强等特点，能够大幅提高电主轴控制系统的控制精度。

附图说明

图1是六极主动磁轴承支承的高速电主轴的结构示意图；

图2是图1中第一六极径向主动磁轴承的径向结构以及磁路示意图；

图 3 是图 1 中的第一六极径向主动磁轴承的轴向结构以及磁路示意图；

图 4 是基于图 1 中的第一六极主动径向磁轴承和轴向磁轴承构造三自由度复合被控对象的等效结构框图；

图 5 是基于图 1 中的第二六极主动径向磁轴承构造二自由度复合被控对象的等效结构框图；

图 6 是所构造的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的结构框图；

图 7 是图 6 中第一优化自抗扰控制器的控制结构框图；

图 8 是图 7 中迁移学习模块的构造方法流程图；

图 9 是相对图 7 示出的传统自抗扰控制器的控制结构框图。

图中：1.第一六极径向主动磁轴承；2.轴向磁轴承；3.第二六极径向主动磁轴承；4.高速主轴电机；5.转轴；6、7、8、9.径向位移传感器；10.轴向位移传感器；11.辅助轴承；12、13.端盖；14.钢筒外套；15.钢筒内套；16.高速主轴电机定子；17.高速主轴电机转子；20.第一优化自抗扰控制器；21.第二优化自抗扰控制器；22.第三优化自抗扰控制器；23.第四优化自抗扰控制器；24.第五优化自抗扰控制器；25.第一位移传感器；26.第二位移传感器；27.第三位移传感器；28.第四位移传感器；29.第五位移传感器；31.第一 Clark 逆变换；32.第二 Clark 逆变换；33.第一电流跟踪型逆变器；34.第二电流跟踪型逆变器；35.轴向功率放大器；

101.第一径向转子；102.第一径向定子；103.第一径向控制线圈；104. 第一径向定子磁极；105.偏置磁通；106.控制磁通；107.径向气隙；

201.轴向定子；202.轴向转子；203.轴向控制线圈；204.轴向定子磁极；210.三自由度复合被控对象；211.二自由度复合被控对象；

301.第二径向转子；302.第二径向定子；303.第二径向控制线圈；

501.第一跟踪微分器；502.第一扩张状态观测器；503.第一非线性反馈控制律；504.迁移学习模块；505.第一补偿因子；506.第二补偿因子。

具体实施方式

参见图 1 所示的六极磁轴承支承的电主轴基本结构，包括转轴 5、高速主轴电机 4、第一六极径向主动磁轴承 1、轴向磁轴承 2、第二六极径向主动磁轴承 3、钢筒外套 14、钢筒内套 15、径向位移传感器 6、7、8、9、轴向位移传感器 10、辅助轴承 11 以及端盖 12、13。其中，高速主轴电机 4 包括高速主轴电机定子 16 和高速主轴电机转子 17，高速主轴电机转子 17 同轴心地固定套在转轴 5 外，带动转轴 5 旋转。在高速主轴电机 4 的左侧为第二六

极径向主动磁轴承 3，右侧为轴向磁轴承 2 和第一六极径向主动磁轴承 1，第一六极径向主动磁轴承 1 和第二六极径向主动磁轴承 3 结构完全相同。在高速主轴电机 4、第一六极径向主动磁轴承 1、第二六极径向主动磁轴承 3 和轴向磁轴承 2 的外部共同包裹一个钢筒，该钢筒由钢筒外套 14 和钢筒内套 15 构成，钢筒外套 14 和钢筒内套 15 之间设有用于水冷散热的螺旋沟道。钢筒外套 14 和钢筒内套 15 的左右端面上分别各自固定连接一个端盖 12、13，两个端盖 12、13 各通过一个辅助轴承 11 支撑在转轴 5 外部，辅助轴承 11 用于磁轴承停机或者故障状态下对转轴 5 进行支承。转轴 5 同轴穿过第一六极径向主动磁轴承 1、轴向磁轴承 2、高速主轴电机 4 以及第二六极径向主动磁轴承 3。

第二六极径向主动磁轴承 3 位于高速主轴电机 4 和左侧的端盖 13 之间，分别与高速主轴电机 4 和左侧的端盖 13 之间都留有轴向距离。在左侧的端盖 13 和第二六极径向主动磁轴承 3 之间安装第三径向位移传感器 8 和第四径向位移传感器 9，第三径向位移传感器 8 和第四径向位移传感器 9 沿径向上面对面地对称安装，用来检测转轴 5 左侧的径向两个自由度的位移。

轴向磁轴承 2 由轴向转子 201、轴向定子 202 以及轴向控制线圈 203 构成。轴向磁轴承 2 位于高速主轴电机 4 和第一六极径向主动磁轴承 1 之间。在轴向上，采用两个环形限位套筒分别置于第一六极径向主动磁轴承 1 和轴向磁轴承 2 之间、轴向磁轴承 2 和高速主轴电机 4 之间，用于固定三者的轴向位置。第一六极径向主动磁轴承 1 位于轴向磁轴承 2 和右侧的端盖 12 之间，且与轴向磁轴承 2 和右侧的端盖 12 之间均留有轴向距离。在右侧的端盖 12 与第一六极径向主动磁轴承 1 之间设有第一径向位移传感器 6 和第二径向位移传感器 7，第一径向位移传感器 6 和第二径向位移传感器 7 在径向上面对面对称安装，用来检测转轴 5 右侧径向两个自由度的位移。在右侧的端盖 12 上安装轴向位移传感器 10，用于检测转轴 5 轴向自由度的位移。

第一、第二、第三、第四径向位移传感器 6、7、8、9 和轴向位移传感器 10 的探头均采用电涡流传感器。

参见图 2 和图 3 所示的第一六极径向主动磁轴承 1，由第一径向转子 101、第一径向定子 102 和第一径向控制线圈 103 组成，第一径向转子 101 为圆筒状，同轴心地固定套在转轴 5 外，和转轴 5 成为一体。第一径向定子 102 的外壁固定连接于钢筒内套 15 的内壁上。第一径向定子 102 同轴套在第一径向转子 101 外部，且二者之间存在径向气隙 107。第一径向定子 102 由圆环形定子轭以及六个沿定子轭内壁圆周均匀布置的呈凸型的第一径向定子磁极 104 组成，第一径向定子磁极 104 的侧表面为圆柱面。每个第一径向定子磁极 104

上都缠绕有方向相同的第一径向控制线圈 103，相对的两个磁极上的第一径向控制线圈 103 串联成一相，构成三相线圈，三相线圈采用星形连接方式，采用一个三相逆变器控制第一径向控制线圈 103，以控制悬浮力大小和方向。

第一径向控制线圈 103 为第一六极径向主动磁轴承 1 提供偏置磁通 105 和控制磁通 106。偏置磁通 105 的回路是：自一个第一径向定子磁极 104、径向气隙 107 进入第一径向转子 101，再经对面的径向气隙 107 进入对面的一个第一径向定子磁极 104，最后经过定子轭重新回到开始的一个第一径向定子磁极 104。偏置磁通 105 回路主要作用为使偏置磁动势产生的悬浮力平衡转子的重力。控制磁通 106 回路是：自一个第一径向定子磁极 104、径向气隙 107 进入第一径向转子 101，再经对面的径向气隙 107 进入对面的一个第一径向定子磁极 104。偏置磁通 105 和控制磁通 106 相互作用，在第一六极径向主动磁轴承 1 的第一径向转子 101 上产生径向二自由度悬浮力。

参见图 1，第二六极径向主动磁轴承 3 由第二径向定子 302、第二径向转子 301 和第二径向控制线圈 303 组成。其结构和装配方式与第一径向定子 102、第一径向转子 101 和第一径向控制线圈 103 对应地完全相同。第一径向定子 102 和第一径向转子 101 之间的第一径向气隙 107 的大小与第二径向定子 302 和第二径向转子 301 之间的第二径向气隙的大小相同，均取 0.5mm。同理，第二六极径向主动磁轴承的偏置磁通和控制磁通相互作用，在第二六极径向主动磁轴承 3 的第二径向转子 301 上产生径向二自由度悬浮力。

轴向磁轴承 2 由轴向定子 201、轴向转子 202 和轴向控制线圈 203 构成。轴向转子 202 为圆筒状，同轴心地固定套在转轴 5 外且和转轴 5 成为一体。轴向控制线圈 203 分别缠绕在轴向定子 202 的左右两个磁极上，由双极性直流功率放大器通电产生轴向控制磁通和轴向偏置磁通，轴向控制磁通和轴向偏置磁通相互作用，在轴向磁轴承 2 的轴向转子 202 上产生轴向悬浮力。

第一径向定子 102、第一径向转子 101、第二径向定子 302、第二径向转子 301、轴向定子 202 和轴向转子 201 均采用硅钢片叠压而成。第一径向控制线圈 103、第二径向控制线圈 303 和轴向控制线圈 203 均采用直径为 0.67mm 的带绝缘漆铜线制成。辅助轴承 11 采用调心滚珠轴承。

如图 4 所示，基于第一六极径向主动磁轴承 1 和轴向磁轴承 2，构造包含有第一六极径向主动磁轴承 1 和轴向磁轴承 2 的三自由度复合被控对象 210，由依次串联的第一 Clark 逆变换 31、第一电流跟踪型逆变器 33、第一六极径向主动磁轴承 1 以及依次串联的轴向功率放大器 35、轴向磁轴承 2 共同构成三自由度复合被控对象 210，三自由度复合被控对象 210

的输入是第一径向控制电流期望值 i_{ax}^* 、第二径向控制电流期望值 i_{ay}^* 和轴向控制电流期望值 i_{az}^* ，三自由度复合被控对象 210 的输出是实际径向位移 x_a 、 y_a 和实际轴向位移 z_a 。其中，第一径向控制电流期望值 i_{ax}^* 和第二径向控制电流期望值 i_{ay}^* 经过第一 Clark 逆变换 31 得到电流 i_{au}^* 、 i_{av}^* 和 i_{aw}^* ，电流 i_{au}^* 、 i_{av}^* 和 i_{aw}^* 经第一电流跟踪型逆变器 33 输出径向控制电流 i_{au} 、 i_{av} 和 i_{aw} 。以该径向控制电流 i_{au} 、 i_{av} 、 i_{aw} 控制第一六极径向主动磁轴承 1 中的第一径向控制线圈 103，第一六极径向主动磁轴承 1 产生实际径向位移 x_a 、 y_a 。第一、第二径向位移传感器 6、7 分别检测到实际径向位移 x_a 、 y_a 。轴向控制电流期望值 i_{az}^* 经轴向功率放大器 35 后输出轴向控制电流 i_{az} ，轴向控制电流 i_{az} 控制轴向磁轴承 2 中的轴向控制线圈 203，轴向磁轴承 2 产生实际轴向位移 z_a ，轴向位移传感器 10 检测到实际轴向位移 z_a ，构造成包含了第一六极径向主动磁轴承 1 和轴向磁轴承 2 的三自由度复合被控对象 210。

如图 5 所示，基于第二六极径向主动磁轴承 3，构造包含有第二六极径向主动磁轴承 3 的二自由度复合被控对象 211。由依次串联的第二 Clark 逆变换 32、第二电流跟踪型逆变器 34、第二六极径向主动磁轴承 3 共同构成二自由度复合被控对象 211，二自由度复合被控对象 211 的输入是第三、第四径向控制电流期望值 i_{bx}^* 、 i_{by}^* ，二自由度复合被控对象 211 的输出是实际径向位移 x_b 、 y_b 。其中，第三、第四径向控制电流期望值 i_{bx}^* 、 i_{by}^* 共同输入第二 Clark 逆变换 32，第二 Clark 逆变换 32 输出电流 i_{bu}^* 、 i_{bv}^* 和 i_{bw}^* ，电流 i_{bu}^* 、 i_{bv}^* 和 i_{bw}^* 经第二电流跟踪型逆变器 34 输出径向控制电流 i_{bu} 、 i_{bv} 、 i_{bw} 至第二六极径向主动磁轴承 3，控制其中的第二径向控制线圈 302，第二六极径向主动磁轴承 3 输出实际径向位移 x_b 、 y_b ，构造成包含了第二六极径向主动磁轴承 3 的二自由度复合被控对象 211。第三、第四径向位移传感器 8、9 检测到该实际径向位移 x_b 、 y_b 。

如图 6 所示，由于需要对图 1 所示的六极主动磁轴承支承的高速电主轴五个自由度进行控制，因此采用五个优化自抗扰控制器构成控制系统，五个优化自抗扰控制器分别控制五个自由度。五个优化自抗扰控制器分别是第一、第二、第三、第四、第五优化自抗扰控制器 20、21、22、23、24。这五个优化自抗扰控制器仅是输入和输出信号不同，内部结构完全相同。

第一、第二径向位移传感器 6、7 采集三自由度复合被控对象 210 的实际径向位移 x_a 、 y_a ，实际径向位移 x_a 、 y_a 分别一一对应地输入至对应的第一优化自抗扰控制器 20 和第二优化自抗扰控制器 21 中。轴向位移传感器 10 采集三自由度复合被控对象 210 的实际轴向位移 z_a ，实际轴向位移 z_a 输入至第三优化自抗扰控制器 22 中。同时，将相应的给定径向位移 x_a^* 输入至第一优化自抗扰控制器 20，第一优化自抗扰控制器 20 对输入的实际径向位移 x_a 和给定径向位移 x_a^* 处理，输出第一径向控制电流期望值 i_{ax}^* 至三自由度复合被控对象 210 中。同理，将相应的给定径向位移 y_a^* 输入至第二优化自抗扰控制器 21，第二优化自抗扰控制器 21 输出第二径向控制电流期望值 i_{ay}^* 至三自由度复合被控对象 210 中；将给定轴向位移 z_a^* 输入至第三优化自抗扰控制器 22，第三优化自抗扰控制器 22 输出轴向控制电流期望值 i_{az}^* 至三自由度复合被控对象 210 中。由此，将第一径向控制电流期望值 i_{ax}^* 、第二径向控制电流期望值 i_{ay}^* 和轴向控制电流期望值 i_{az}^* 共同作为三自由度复合被控对象 210 的输入。

第三、第四径向位移传感器 8、9 采集二自由度复合被控对象 211 的实际径向位移 x_b 、 y_b ，实际径向位移 x_b 、 y_b 分别一一对应地输入至对应的第四优化自抗扰控制器 23 和第五优化自抗扰控制器 24 中，将相应的给定径向位移 x_b^* 输入至第四优化自抗扰控制器 23，第四优化自抗扰控制器 23 对输入的实际径向位移 x_b 和给定径向位移 x_b^* 处理，输出第三径向控制电流期望值 i_{bx}^* 至二自由度复合被控对象 211 中。将相应的给定径向位移 y_b^* 输入至第五优化自抗扰控制器 24 中，第五优化自抗扰控制器 24 输出第四径向控制电流期望值 i_{by}^* 至二自由度复合被控对象 211 中。第三径向控制电流期望值 i_{bx}^* 和第四径向控制电流期望值 i_{by}^* 共同作为二自由度复合被控对象 211 的输入。

如图 7 所示，以下以第一优化自抗扰控制器 20 为例具体描述优化自抗扰控制器的构造过程：

第一优化自抗扰控制器 20 由跟踪微分器 501、非线性状态误差反馈控制律 503、第一补偿因子 505、第二补偿因子 506、迁移学习模块 504 以及扩张状态观测器 502 构成。

给定径向位移 x_a^* 经跟踪微分器 501 输出给定径向位移 x_a^* 的跟踪信号 v_{a1x} 和给定径向位移 x_a^* 的微分信号 v_{a2x} 。跟踪微分器 501 的数学模型为：

$$\begin{cases} v_{a1x}(k+1) = v_{a1x}(k) + h v_{a2x}(k) \\ v_{a2x}(k+1) = v_{a2x}(k) - h \text{Tsats}[v_{a1x}(k) - x_a^*(k) + \frac{v_{a2x}(k)|v_{a2x}(k)|}{2T}, \varepsilon] \end{cases},$$

式中：sat 为非线性函数，表达式为： $\text{sat}(A, \varepsilon) = \begin{cases} \text{sgn}(A), |A| \leq \varepsilon \\ A / \varepsilon, |A| > \varepsilon \end{cases}$ ，其中 $A = v_{a1x}(k) - x_a^*(k) + \frac{v_{a2x}(k)|v_{a2x}(k)|}{2T}$ ； T 为快速跟踪因子，取值范围[0,1]， T 的取值决定系统跟踪性能； ε 为积分步长； h 为系统采样周期； $x_a^*(k)$ 为给定位移 x_a^* 在 k 时刻的值； $v_{a1x}(k)$ 和 $v_{a1x}(k+1)$ 分别为给定径向位移跟踪信号 v_{a1x} 在 k 和 $k+1$ 时刻的值； $v_{a2x}(k)$ 和 $v_{a2x}(k+1)$ 分别为给定径向位移微分信号 v_{a2x} 在 k 和 $k+1$ 时刻的值。

实际径向位移 x_a 经扩张状态观测器 502 输出跟踪信号 z_{a1x} 、跟踪信号 z_{a1x} 的一阶微分信号 z_{a2x} 以及系统的观测扰动 z_{a3x} 。

将跟踪微分器 501 输出的跟踪信号 v_{a1x} 与扩张状态观测器 502 输出的跟踪信号 z_{a1x} 作差，得到第一系统状态误差 $e_{a1x} = v_{a1x} - z_{a1x}$ 。将跟踪微分器 501 输出的微分信号 v_{a2x} 和扩张状态观测器 502 输出的一阶微分信号 z_{a2x} 作差得到第二系统状态误差 $e_{a2x} = v_{a2x} - z_{a2x}$ 。两个系统状态误差 e_{a1x} 和 e_{a2x} 共同作为非线性状态误差反馈控制律 503 的输入，非线性状态误差反馈控制律 503 输出反馈控制量 u_{a0x} 。非线性状态误差反馈控制律的模型为：

$$u_{a0x} = k_1 \text{fal}(e_{a1x}, \alpha_4, \delta_2) + k_2 \text{fal}(e_{a2x}, \alpha_5, \delta_2),$$

式中： k_1 、 k_2 、 α_4 、 α_5 和 δ_2 为非线性反馈控制律的可调参数，一般 α_4 取 0.5； α_5 取 0.25； k_1 、 k_2 的范围为[0,100]， δ_2 的范围为[0,1]，非线性函数 $\text{fal}() = \text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e), |e| \geq \delta \\ e / \delta^{1-\alpha}, |e| < \delta \end{cases}$ ，其中 e 为自然常数， α 为 0~1 之间的常数， δ 为影响滤波效果自定义的常数。

反馈控制量 u_{a0x} 经第一补偿因子 505 补偿，得到补偿后的控制量 u_{ax} ：

$$u_{ax} = u_{a0x} - \frac{1}{d}(z_{a3x} + f_{ax}),$$

式中： $1/d$ 为第一补偿因子； f_{ax} 为迁移学习模块 504 输出的预测扰动，考虑综合因素， d 的取值范围为 $[10, 200]$ 。

补偿后的控制量 u_{ax} 还作为第二补偿因子 506 的输入，第二补偿因子为 d ，经过第二补偿因子 506 的补偿得到补偿后的控制量 du_{ax} ，再将控制量 du_{ax} 与预测扰动 f_{ax} 相加，得到第二控制量 $(f_{ax} + du_{ax})$ ，相加之后的第二控制量 $(f_{ax} + du_{ax})$ 作为扩张状态观测器 502 的第二个输入。扩张状态观测器 502 的离散数学模型为：

$$\begin{cases} e_{ax} = z_{a1x}(k) - x_a(k) \\ z_{a1x}(k+1) = z_{a1x}(k) + h[z_{a2x}(k) - \beta_1 \text{fal}(e_{a1x}, \alpha_1, \delta_1)] \\ z_{a2x}(k+1) = z_{a2x}(k) + h[z_{a3x}(k) - \beta_2 \text{fal}(e_{a2x}, \alpha_2, \delta_1) + f_{ax}(k) + du_{ax}(k)] \\ z_{a3x}(k+1) = z_{a3x}(k) - h[\beta_3 \text{fal}(e_{ax}, \alpha_3, \delta_1)] \end{cases}$$

式中： fal 为非线性函数，其表达式为： $\text{fal}(e, \alpha, \beta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e), & |e| \geq \delta \\ e / \delta^{1-\alpha}, & |e| < \delta \end{cases}$ ，其中 e 为自然常数， α 为 0~1 之间的常数， δ 为影响滤波效果的自定义常数； α_1 、 α_2 、 α_3 、 β_1 、 β_2 、 β_3 和 δ_1 为扩张状态观测器的 502 可调参数； $z_{a1x}(k+1)$ 、 $z_{a2x}(k+1)$ 和 $z_{a3x}(k+1)$ 分别为 z_{a1x} 、 z_{a2x} 和 z_{a3x} 在 $k+1$ 时刻的值； h 为采样周期； e_{a1x} 为第一系统状态误差； e_{a2x} 为第二系统状态误差； $x_a(k)$ 为 k 时刻的实际径向（轴向）位移， $u_{ax}(k)$ 为 k 时刻的补偿后的控制量 u_{ax} ； $f_{ax}(k)$ 为在 k 时刻由迁移学习模块（504）输出的预测扰动 f_{ax} ， α_1 通常取 0.75， α_2 取 0.5， α_3 取 0.25， δ_1 取采样周期的 5~10 倍， β_1 、 β_2 、 β_3 要根据系统要求的跟踪效果不断调节。

第一径向位移传感器 6 采集的实际径向位移 x_a 作为扩张状态观测器 502 的第一个输入，第二控制量 $(f_{ax} + du_{ax})$ 作为扩张状态观测器 502 的第二个输入，扩张状态观测器 502 输出实际径向位移 x_a 的跟踪信号 z_{a1x} 、跟踪信号 z_{a1x} 的一阶微分信号 z_{a2x} 以及系统的观测扰动 z_{a3x} 。

将实际径向位移 x_a 、源域数据集 D_s 以及目标域数据集 D_t 作为迁移学习模块 504 的输入，迁移学习模块 504 输出系统的预测扰动 f_{ax} ，该预测扰动 f_{ax} 与扩张状态观测器 502 输出的观测扰动 z_{a3x} 相加，相加后得到扰动之和 $(z_{a3x} + f_{ax})$ 作为第一补偿因子 505 的输入，

经过第一补偿因子 505 作用后得到第一控制量 $\frac{1}{d}(z_{a3x} + f_{ax})$ ，非线性状态误差反馈控制律 503 输出的反馈控制量 u_{a0x} 与第一控制量 $\frac{1}{d}(z_{a3x} + f_{ax})$ 作差，得到补偿后的控制量 u_{ax} ，该补偿后的控制量 u_{ax} 即是径向控制电流期望值 i_{ax}^* ， $u_{ax} = i_{ax}^*$ ，作为第一优化自抗扰控制器 20 的输出。

第二、第三、第四、第五优化自抗扰控制器 20、21、22、23、24 的构造方法与第一优化自抗扰控制器 20 完全相同，分别针对不同的给定径向或轴向位移，输出的是相应的控制电流期望值，因此，不再赘述其他四个优化自抗扰控制器。

参见图 7、图 8 和图 9，构造迁移学习模块 504 的方法如下：

步骤 S1：数据集收集

将图 1 所示的六极主动磁轴承支承的高速电主轴与传统自抗扰控制器相连接，所述的传统自抗扰控制器是可以检测到电主轴扰动信号的控制器，例如图 9 中的支持向量机优化的自抗扰控制器（采用专利公开号为 CN112532134A 的自抗扰控制器），或其他的检测到电主轴扰动信号的控制器，包括跟踪微分器 501、非线性状态误差反馈控制律 503、第一补偿因子 505、第二补偿因子 506、扩张状态观测器 502 以及最小二乘支持向量机模块，与图 7 所示的本发明中的第一优化自抗扰控制器 20 相比，仅是预测扰动输出模块不同，其余部分的功能和作用一样。

在图 9 所示的传统的支持向量机优化自抗扰控制器控制下，使图 1 所示的六极主动磁轴承支承的高速电主轴在额定负载下运行，采集其输出的多组位移信号 x_i 及其对应的扰动信号 y_i ，对位移信号 x_i 和扰动信号 y_i 作预处理，组成源域数据集 $D_s = \{(x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)\}$ ，本发明采集的是 n 组位移信号 x_i 及扰动信号， n 为源域数据样本数目， $1 \leq i \leq n$ 。在额定负载范围内更改负载的大小，再采集多组高速电主轴的位移信号 z_j ，并对位移信号 z_j 作预处理，组成目标域数据 $D_t = \{z_1, \dots, z_m\}$ ， $1 \leq j \leq m$ ， m 是采集的位移信号 z_j 数目，也是目标域数据样本数目。

步骤 S2：边缘分布距离计算

迁移学习关键在于量化源域和目标域之间的数据差异，以确保迁移学习的有效性。通过映射函数 $\theta(x)$ 分别将源域数据集 D_s 与目标域数据集 D_t 映射至再生核希尔伯特空间，用最大均值差异(Maximum Mean Discrepancy, MMD)来表征源域和目标域的边缘分布距离 D_H 。源域数据集 D_s 与目标域数据集 D_t 的边缘分布距离 D_H 由以下公式进行计算：

$$D_H = \left\| \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \theta(x_i) - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \theta(z_j) \right\|_H,$$

式中： H 表示再生核希尔伯特空间， x_i 为源域数据集中位移信号； z_j 为目标域数据集中的位移信号； n 为源域数据集样本数； m 为目标域数据集样本数； $\theta(x_i)$ 、 $\theta(z_j)$ 分别为源域数据集和目标域数据集中的位移信号在再生核希尔伯特空间中的映射函数 $\theta(x)$ ，定义映射函数 $\theta(x)$ 的初始函数为 softmax 函数，源域数据集中的扰动信号 y_i 可以通过该映射函数实现原始数据在再生核希尔伯特空间中的变换，则源域数据集中的扰动信号 y_i 为：

$$y_i = \text{softmax}(x_i) = \frac{e^{x_i}}{\sum_{i=1}^n e^{x_i}},$$

e 为自然常数。

步骤 S3：基于边缘分布距离 D_H 构建迁移学习模型：

$$f(y_i) = \arg \min \left[\sum_{i=1}^n L(x_i, y_i) + \lambda D_H \right]$$

式中： $f(y_i)$ 表示迁移学习模型； $\arg \min$ 表示使目标函数取最小值； L 为度量源域数据集精度的损失函数，此处 L 选择交叉熵损失函数， $L(x_i, y_i) = -\sum_{i=1}^n y_i \log_2(x_i)$ ； λ 为修正系数，选取范围在 $[0, 1]$ ，本发明最佳为 0.5。

步骤 S4：训练迁移学习模型 $f(y_i)$

步骤 S4.1：为了训练迁移学习模型，在 MATLAB 软件环境下调用深度学习工具箱。从源域数据集 D_s 中抽样选取其中的 ω 组， $\omega \leq n$ ，将 ω 组中的其中一半作为训练样本集

$$D_{\text{train}} = \left\{ [x_{\text{train}1}, y_{\text{train}1}], [x_{\text{train}1}, y_{\text{train}1}], \dots, [x_{\text{train}\frac{\omega}{2}}, y_{\text{train}\frac{\omega}{2}}] \right\}, \text{ 另一半作为测试样本集}$$

$$D_{\text{test}} = \left\{ [x_{\text{test}1}, y_{\text{test}1}], [x_{\text{test}2}, y_{\text{test}2}], \dots, [x_{\text{test}\frac{\omega}{2}}, y_{\text{test}\frac{\omega}{2}}] \right\}, \text{ 考虑训练精度和训练时间, } \omega \text{ 取值范围为}$$

$[100, 600]$ 。将 $\omega/2$ 组训练样本集中的位移信号 x_i 作为迁移学习模型 $f(y_i)$ 的输入，扰动信号 y_i 作为迁移学习模型 $f(y_i)$ 的输出。

步骤 S4.2：用训练模块对 $\omega/2$ 组训练样本集 D_{train} 进行训练。将 $\omega/2$ 组训练样本集作为迁移学习模型 $f(y_i)$ 的输入输出信号，通过软件拟合输出 $\omega/2$ 组映射函数 $[\theta_1(x), \theta_2(x), \dots, \theta_{\frac{\omega}{2}}(x)]$ ，将 $\omega/2$ 组训练样本集中的位移信号映射至再生核希尔伯特空间，分别将 $\omega/2$ 组映射函数

$[\theta_1(x), \theta_2(x), \dots, \theta_{\frac{\omega}{2}}(x)]$ 代入边缘分布距离 $D_H = \left\| \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \theta(x_i) - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \theta(z_j) \right\|_1$ 的计算公式, 得到 $\omega/2$

组边缘分布距离 $D_{Hi} = \left[D_{H1}, D_{H2}, \dots, D_{H\frac{\omega}{2}} \right]$ 。

步骤 S4.3: 分别将 $\omega/2$ 组边缘分布距离 $D_{Hi} = \left[D_{H1}, D_{H2}, \dots, D_{H\frac{\omega}{2}} \right]$ 代入迁移学习模型 $f(y_i)$, 得到 $\omega/2$ 组迁移学习模型 $f(y_i)$ 的对应值, 即 $\left[f(y_1), f(y_2), \dots, f(y_{\frac{\omega}{2}}) \right]$ 。选取 $\omega/2$ 组迁移学习模型对应值中最小值所对应的映射函数 $\theta_{\min}(x)$, 该映射函数 $\theta_{\min}(x)$ 即为预测扰动函数 $f_{ax}(x)$, 训练完成。

步骤 S5: 测试预测扰动函数 $f_{ax}(x)$

将测试样本集 D_{test} 中的位移信号 $[x_{\text{test}1}, x_{\text{test}2}, \dots, x_{\text{test}\omega/2}]$ 输入至训练完成的预测扰动函数 $f_{ax}(x)$, 即可得到预测扰动输出集 $D_{\text{out}} = [y_{\text{out}1}, y_{\text{out}2}, \dots, y_{\text{out}\omega/2}]$ 。

针对测试样本集 $D_{\text{test}} = \left\{ [x_{\text{test}1}, y_{\text{test}1}], [x_{\text{test}2}, y_{\text{test}2}], \dots, [x_{\text{test}\frac{\omega}{2}}, y_{\text{test}\frac{\omega}{2}}] \right\}$, 取出其中的所有扰动信号, 形成扰动信号样本集 $[y_{\text{test}1}, y_{\text{test}2}, \dots, y_{\text{test}\omega/2}]$, 计算出该扰动信号样本集 $[y_{\text{test}1}, y_{\text{test}2}, \dots, y_{\text{test}\omega/2}]$ 和所述的预测扰动输出集 $D_{\text{out}} = [y_{\text{out}1}, y_{\text{out}2}, \dots, y_{\text{out}\omega/2}]$ 的均方误差:

$$\Delta = \frac{\sum_{p=1}^{\frac{\omega}{2}} (y_{\text{out}p} - y_{\text{test}p})^2}{\omega / 2},$$

其中, $y_{\text{out}p}, y_{\text{test}p}$ 分别表示预测输出集 D_{out} 与测试样本集 D_{test} 中第 p 个扰动信号, $0 < p < \omega/2$ 。

根据实际精度要求设定均方误差阈值 γ , 本发明设定 γ 的范围为 $[10^{-5}, 10^{-3}]$ 。将均方误差 Δ 与设定的误差阈值 γ 相比较, 若均方误差 Δ 小于误差阈值 γ , 则认为步骤 S4.3 得到的预测扰动函数 $f_{ax}(x)$ 满足要求; 反之, 若均方误差 δ 大于等于误差阈值 γ , 则需要重新调整修正系数 λ , 再根据调整后的新的修正系数 λ , 再重新构建迁移学习模型 $f(y_i)$, 重复执行步骤 S3-S5, 即需要基于调整后的新的修正系数 λ 来重新构建迁移学习模型 $f(y_i)$, 并训练新

构建迁移学习模型 $f(y_i)$ 且作测试，直至均方误差小于 γ 为止，此时便得到符合要求的预测扰动函数 $f_{ax}(x)$ 。

步骤 S6：构建优化自抗扰控制器

参见图 7，将测试后符合要求的预测扰动函数 $f_{ax}(x)$ 内置于迁移学习模块 504 中，将迁移学习模块 504 接入第一优化自抗扰控制器 20，迁移学习模块 504 降低了扩张状态观测器 502 的负担，提高整体控制系统的稳定性。

六极主动磁轴承支承的高速电主轴实时位移信号 x_a 作为迁移学习模块 504 的输入信号，迁移学习模块 504 输出预测扰动 $f_{ax} = f_{ax}(x)$ 。将预测扰动 f_{ax} 与第二补偿因子 506 输出的 du_{ax} 相加，得到的第二控制量 $(f_{ax} + du_{ax})$ 作为扩张状态观测器 502 的第二个输入。将预测扰动 f_{ax} 与扩张状态观测器 502 输出的观测扰动 z_{a3x} 相加，得到扰动量 $(f_{ax} + z_{a3x})$ ，扰动量 $(f_{ax} + z_{a3x})$ 经第一补偿因子 505 补偿后得到第一控制量 $\frac{1}{d}(z_{a3x} + f_{ax})$ ，将非线性状态误差反馈控制律 503 输出的反馈控制量 u_{a0x} 与第一控制量 $\frac{1}{d}(z_{a3x} + f_{ax})$ 作差，得到补偿后的控制量 $u_{ax} = u_{a0x} - \frac{1}{d}(z_{a3x} + f_{ax})$ ，作为电流径向控制电流期望值，如此构成优化自抗扰控制器。

第二、第三、第四和第五优化自抗扰控制器 21、22、23、24 中也同样地各自连接一个迁移学习模块，预测出扰动，方法与第一优化自抗扰控制器 20 雷同，因此不再赘述。如此地便构造成五个结构相同的五个优化自抗扰控制器 20、21、22、23、24，其中的三个优化自抗扰控制器 20、21、22 串接在三自由度复合被控对象 210 的前端，两个优化自抗扰控制器 23、24 串接在二自由度复合被控对象 211 的前端，共同构成高速电主轴控制系统。

根据以上所述，六极主动磁轴承支承的高速电主轴在工作时采用三相逆变器驱动控制第一六极径向主动磁轴承 1 和第二六极径向主动磁轴承 3，采用双极性功率放大器驱动轴向磁轴承 2 即可实现电主轴转轴五个自由度的稳定悬浮。由于采用三相交流逆变器驱动控制径向磁轴承，径向磁路间存在耦合，影响电主轴转轴的高精度控制，采用五个自抗扰控制器对六极主动磁轴承支承的高速电主轴进行解耦控制，无需精确的数学模型，具有超调量小、响应快、抗干扰能力强等特点，能够大幅提高电主轴系统的控制精度。采用迁移学习算法获取预测扰动，收集额定负载下电主轴转子的位移信号和扰动信号作为源域数据集，更换负载后收集位移信号和扰动信号作为目标域数据集，根据边缘距离分布构建迁移学习模型，并利用源于数据训练和测试迁移学习模型。由于迁移学习已经获取了源于数据集的

特征，减少了对大量数据的需求，提高了控制系统的计算速度，使系统具有更好的快速性。将训练完成的迁移学习模块接入自抗扰控制器中，将源域数据集 D_s 、目标域数据集 D_t 和六极主动磁轴承支承的高速电主轴实时位移信号作为训练完成的迁移学习模型的输入信号，预测扰动做为迁移学习模块的输出，即可实现控制系统的运行。

权 利 要 求 书

1. 一种六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，所述的高速电主轴具有第一、第二六极径向主动磁轴承和轴向磁轴承，其特征是包括以下步骤：

步骤1)：构造包含有第一六极径向主动磁轴承和轴向磁轴承的三自由度复合被控对象，以及包含有第二六极径向主动磁轴承的二自由度复合被控对象，所述的三自由度复合被控对象和二自由度复合被控对象的输入是对应的四个径向控制电流期望值以及一个轴向控制电流期望值；

步骤2)：所述的高速电主轴在额定负载下运行，采集其输出的多组位移信号及对应的扰动信号组成源域数据集，在额定负载范围内更改负载的大小再采集多组高速电主轴的位移信号组成目标域数据；计算所述的源域数据集与所述的目标域数据集的边缘分布距离，基于边缘分布距离构建迁移学习模型并训练该迁移学习模型得到预测扰动函数，将预测扰动函数内置于迁移学习模块（504）中；

步骤3)：将实际径向或轴向位移作为所述的迁移学习模块（504）的输入，根据所述的预测扰动函数得到预测扰动，所述的径向或轴向控制电流期望值经第二补偿因子（506）补偿后，再与所述的预测扰动相加后得到第二控制量；

将所述的第二控制量与所述的实际径向或轴向位移作为扩张状态观测器（502）的输入，扩张状态观测器（502）输出跟踪信号、跟踪信号的一阶微分信号以及观测扰动；

将所述的预测扰动与所述的观测扰动相加后，再经第一补偿因子（505）的补偿后得到第一控制量；

给定的径向或轴向位移经跟踪微分器（501）输出其跟踪信号和微分信号，将跟踪微分器（501）输出的跟踪信号与扩张状态观测器（502）输出的跟踪信号作差，跟踪微分器（501）输出的微分信号与扩张状态观测器（502）输出的一阶微分信号作差，得到的两个误差共同作为非线性状态误差反馈控制律（503）的输入，非线性状态误差反馈控制律（503）输出反馈控制量；

所述的反馈控制量与所述的第一控制量作差，得到补偿后的控制量作为所述的径向或轴向控制电流期望值；

由所述的跟踪微分器（501）、非线性状态误差反馈控制律（503）、第一补偿因子（505）、第二补偿因子（506）、迁移学习模块（504）以及扩张状态观测器（502）共同构成优化自抗扰控制器；

步骤4)：三个所述的优化自抗扰控制器串接在所述的三自由度复合被控对象前端，两个所述的优化自抗扰控制器串接在所述的二自由度复合被控对象前端，共同构成高速电主

轴控制系统。

2. 根据权利要求 1 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其

特征是：步骤 2) 中，所述的边缘分布距离 $D_H = \left\| \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \theta(x_i) - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \theta(z_j) \right\|_H$ ，H 表示再生核希尔伯特空间， x_i 、 z_j 分别为源域数据集和目标域数据集中位移信号； n 、 m 分别为源域数据集和目标域数据集的样本数； $1 \leq i \leq n$ ， $1 \leq j \leq m$ ； $\theta(x_i)$ 、 $\theta(z_j)$ 分别为源域数据集和目标域数据集中的位移信号在再生核希尔伯特空间中的映射函数 $\theta(x)$ ，映射函数 $\theta(x)$ 的初始函数为

$$y_i = \text{softmax}(x_i) = \frac{e^{x_i}}{\sum_{i=1}^n e^{x_i}}。$$

softmax 函数，则源域数据集中的扰动信号

3. 根据权利要求 2 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其

特征是：所述的迁移学习模型 $f(y_i) = \arg \min \left[\sum_{i=1}^n L(x_i, y_i) + \lambda D_H \right]$ ，argmin 表示使目标函数取最小值； $L(x_i, y_i) = -\sum_{i=1}^n y_i \log_2(x_i)$ ， λ 为修正系数，取 $[0, 1]$ 。

4. 根据权利要求 3 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其

特征是：先从源域数据集中抽样选取 ω 组， $\omega \leq n$ ，将 ω 组中的其中一半作为训练样本集，另一半作为测试样本集；再将 $\omega/2$ 组训练样本集作为迁移学习模型 $f(y_i)$ 的输入输出信号，输出 $\omega/2$ 组映射函数，将 $\omega/2$ 组训练样本集中的位移信号映射至再生核希尔伯特空间，分别将 $\omega/2$ 组映射函数代入所述的边缘分布距离 D_H 计算，得到 $\omega/2$ 组边缘分布距离 D_{Hi} ；最后分别将 $\omega/2$ 组边缘分布距离代入所述的迁移学习模型 $f(y_i)$ ，得到 $\omega/2$ 组迁移学习模型 $f(y_i)$ 的对应值，选取对应值中最小值所对应的映射函数，该映射函数即为训练完成的预测扰动函数。

5. 根据权利要求 4 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其

特征是：将所述的测试样本集中的位移信号输入至所述的训练完成的预测扰动函数，得到预测扰动输出集；取出测试样本集中的所有的扰动信号形成扰动信号样本集，计算出该扰动信号样本集和所述的预测扰动输出集的均方误差，将所述的均方误差与设定的误差阈值相比较，若均方误差小于误差阈值，则训练完成的预测扰动函数满足要求；反之，则调整

所述的迁移学习模型 $f(y_i)$ 中修正系数 λ ，再重新构建迁移学习模型 $f(y_i)$ 。

6. 根据权利要求 1 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其特征是：步骤 3）中，所述的跟踪微分器（501）的数学模型为：

$$\begin{cases} v_{a1x}(k+1) = v_{a1x}(k) + h v_{a2x}(k) \\ v_{a2x}(k+1) = v_{a2x}(k) - h \text{Tsat}[v_{a1x}(k) - x_a^*(k) + \frac{v_{a2x}(k)|v_{a2x}(k)|}{2T}, \varepsilon] \end{cases},$$

非线性函数 $\text{sat}(A, \varepsilon) = \begin{cases} \text{sgn}(A), |A| \leq \varepsilon \\ A / \varepsilon, |A| > \varepsilon \end{cases}$, $A = v_{a1x}(k) - x_a^*(k) + \frac{v_{a2x}(k)|v_{a2x}(k)|}{2T}$; T 为快速跟踪因子，

ε 为积分步长； h 为采样周期； $x_a^*(k)$ 为给定位移 x_a^* 在 k 时刻的值； $v_{a1x}(k)$ 和 $v_{a1x}(k+1)$ 分别为给定位移跟踪信号 v_{a1x} 在 k 和 $k+1$ 时刻的值； $v_{a2x}(k)$ 和 $v_{a2x}(k+1)$ 分别为给定位移微分信号 v_{a2x} 在 k 和 $k+1$ 时刻的值。

7. 根据权利要求 6 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其特征是：步骤 3）中，所述的反馈控制量 $u_{a0x} = k_1 \text{fal}(e_{a1x}, \alpha_4, \delta_2) + k_2 \text{fal}(e_{a2x}, \alpha_5, \delta_2)$ ， k_1 、 k_2 、 α_4 、 α_5 和 δ_2 为非线性反馈控制律的可调参数， α_4 取 0.5； α_5 取 0.25； k_1 、 k_2 的范围为 $[0, 100]$ ， δ_2 的范围为 $[0, 1]$ ， $\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e), |e| \geq \delta \\ e / \delta^{1-\alpha}, |e| < \delta \end{cases}$ ， e 为自然常数， α 为 0~1 之间的常数， δ 为

影响滤波效果自定义的常数； $e_{a1x} = v_{a1x} - z_{a1x}$ ； $e_{a2x} = v_{a2x} - z_{a2x}$ ； z_{a1x} 、 z_{a2x} 分别为扩张状态观测器（502）输出的跟踪信号和一阶微分信号。

8. 根据权利要求 7 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其特征是：步骤 3）中，扩张状态观测器（502）的离散数学模型为：

$$\begin{cases} e_{ax} = z_{a1x}(k) - x_a(k) \\ z_{a1x}(k+1) = z_{a1x}(k) + h[z_{a2x}(k) - \beta_1 \text{fal}(e_{a1x}, \alpha_1, \delta_1)] \\ z_{a2x}(k+1) = z_{a2x}(k) + h[z_{a3x}(k) - \beta_2 \text{fal}(e_{a2x}, \alpha_2, \delta_1) + f_{ax}(k) + du_{ax}(k)] \\ z_{a3x}(k+1) = z_{a3x}(k) - h[\beta_3 \text{fal}(e_{ax}, \alpha_3, \delta_1)] \end{cases}, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \beta_1, \beta_2, \beta_3$$

和 δ_1 为可调参数； $z_{a1x}(k+1)$ 、 $z_{a2x}(k+1)$ 和 $z_{a3x}(k+1)$ 分别为 z_{a1x} 、 z_{a2x} 和观测扰动 z_{a3x} 在 $k+1$ 时刻的值； $x_a(k)$ 为 k 时刻的实际位移， $u_{ax}(k)$ 为 k 时刻的补偿后的控制量 u_{ax} ； $f_{ax}(k)$ 为在 k 时刻由迁移学习模块（504）输出的预测扰动 f_{ax} 。

9. 根据权利要求 1 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其

特征是：步骤 3) 中，所述的补偿后的控制量 $u_{ax} = u_{a0x} - \frac{1}{d}(z_{a3x} + f_{ax})$ ， u_{a0x} 为反馈控制量， $1/d$ 为第一补偿因子，取值为[10, 200]； z_{a3x} 为扩张状态观测器（502）输出的观测扰动； f_{ax} 为预测扰动。

10. 根据权利要求 1 所述的六极主动磁轴承支承的高速电主轴控制系统的构造方法，其特征是：步骤 1) 中，由依次串联的第一 Clark 逆变换、第一电流跟踪型逆变器、所述的第一六极径向主动磁轴承以及依次串联的轴向功率放大器、所述的轴向磁轴承共同构成所述的三自由度复合被控对象；由依次串联的第二 Clark 逆变换、第二电流跟踪型逆变器和所述的第二六极径向主动磁轴承共同构成所述的二自由度复合被控对象。

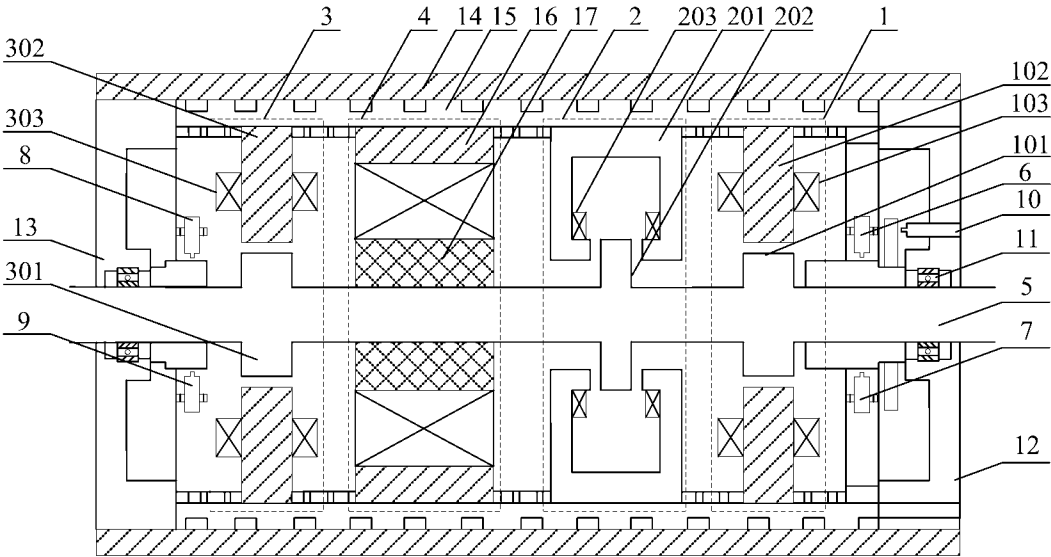


图 1

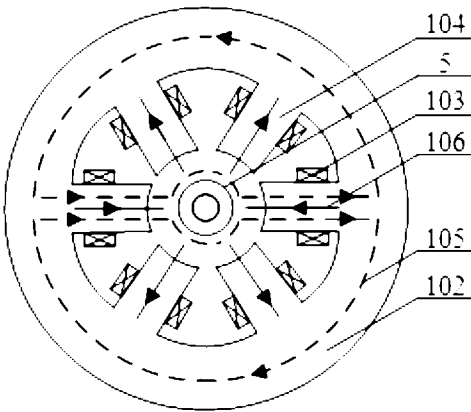


图 2

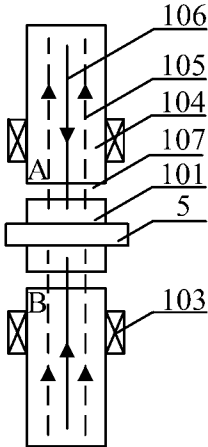


图 3

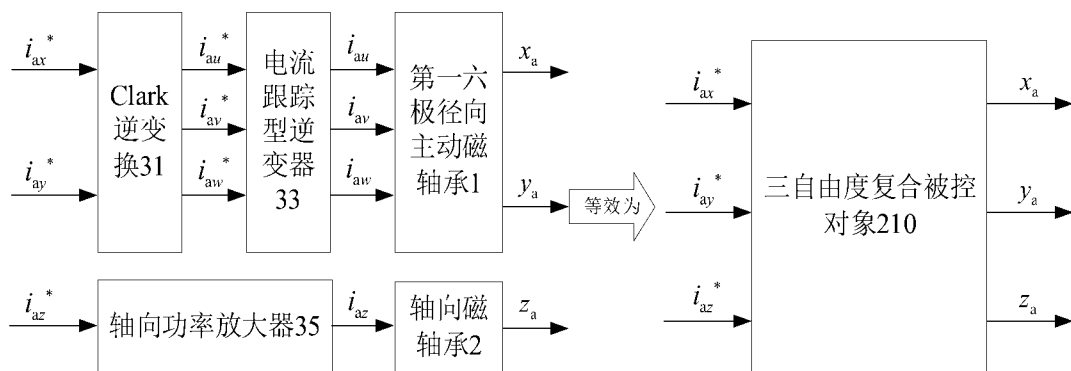


图 4

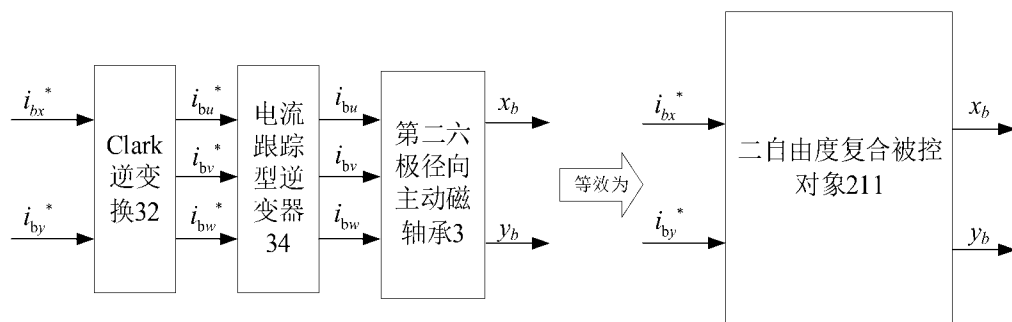


图 5

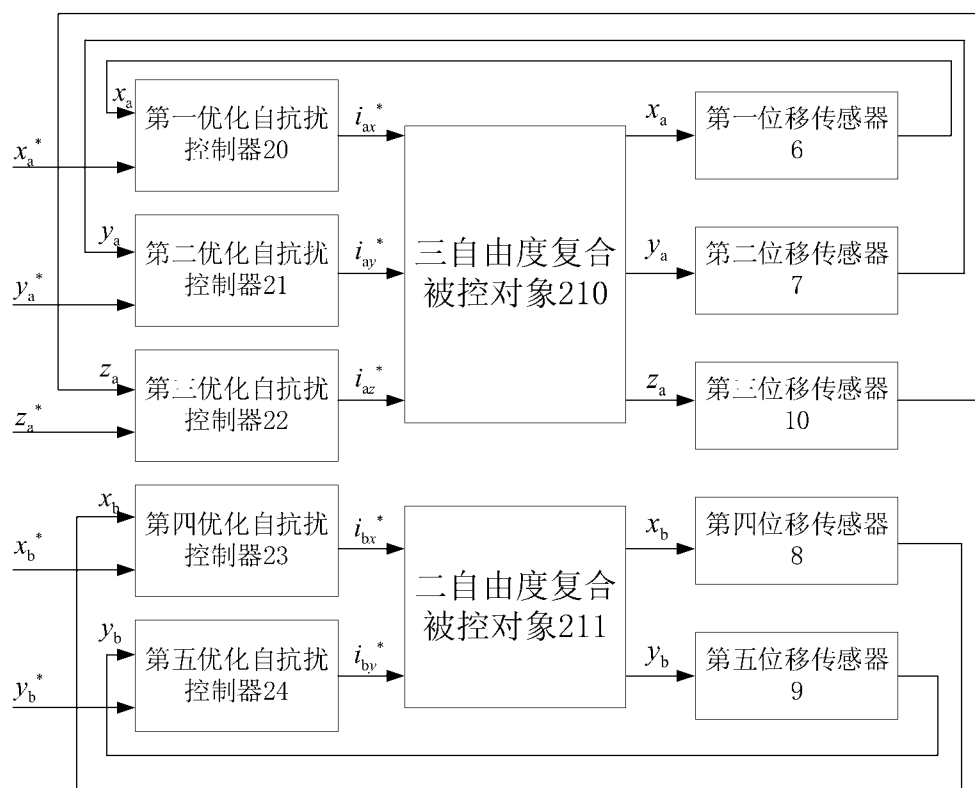
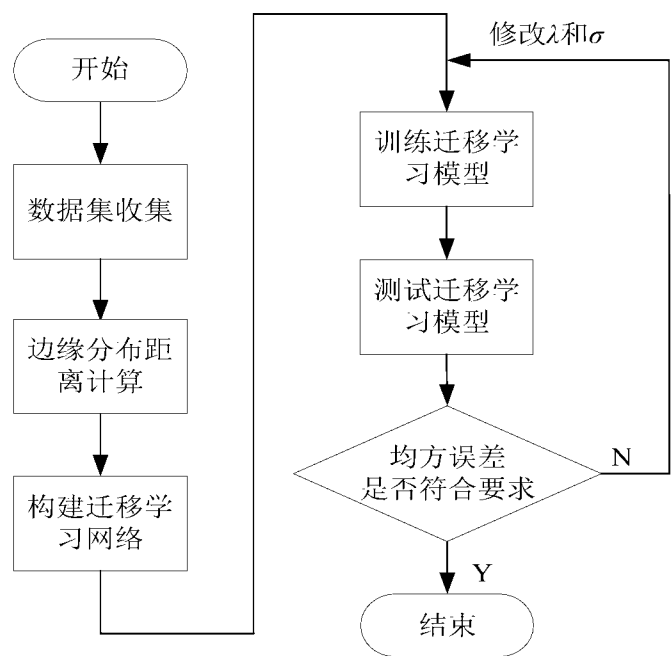
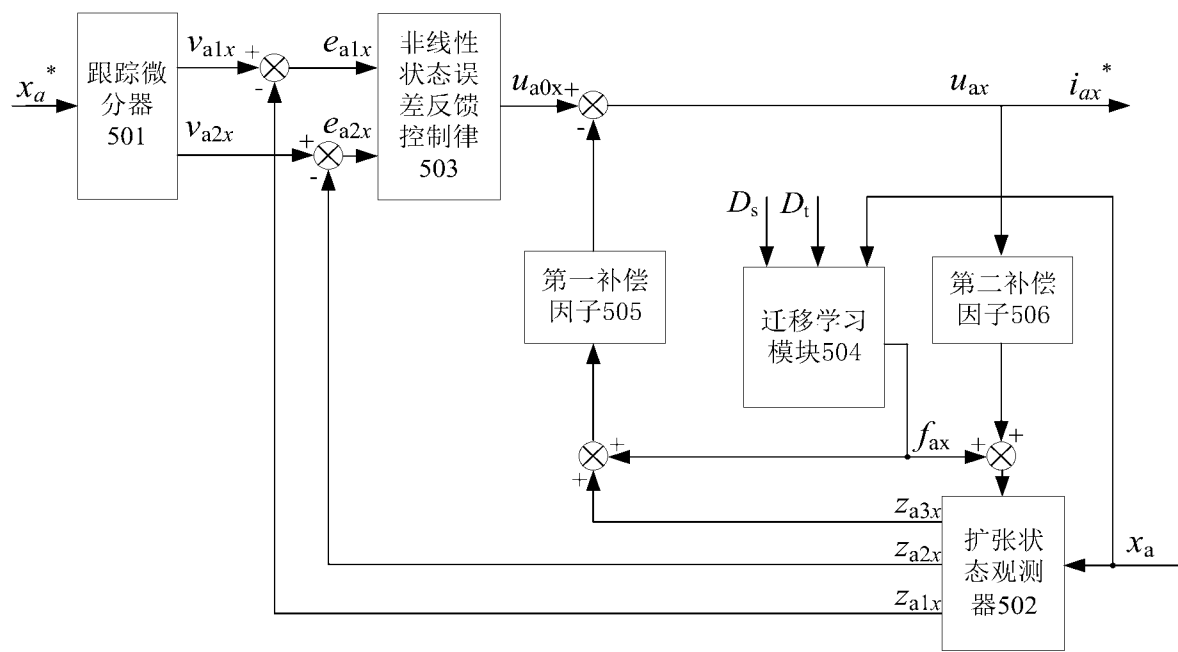


图 6



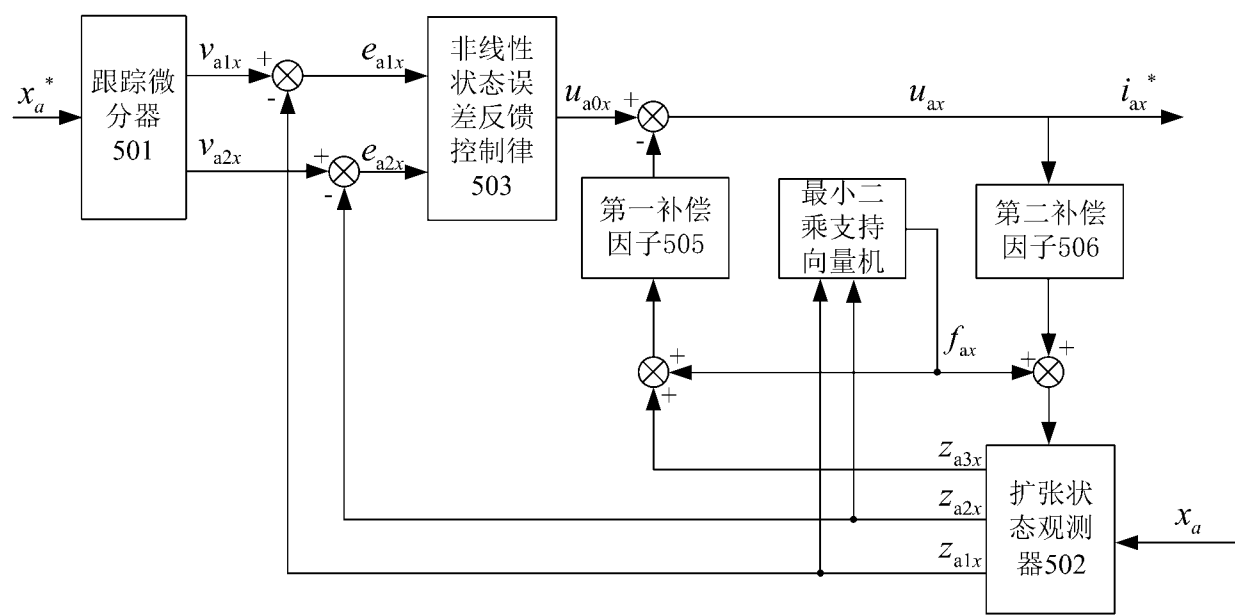


图 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2023/106684

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

F16C 32/04(2006.01)i; G05B 13/04(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC:F16C G05B H02P

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNABS; CNTXT; CNKI; VEN; WPABS; ENTXT; ENTXTC: 迁移学习, 自抗扰, 分布距离, 映射, 希尔伯, 扰动, 预测, hilbert, disturbance, predict, forecast, transfer, learning

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	CN 112532134 A (JIANGSU UNIVERSITY) 19 March 2021 (2021-03-19) description, paragraphs [0002]-[0064], and figures 1-6	1-10
Y	CN 114928074 A (XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY) 19 August 2022 (2022-08-19) description, paragraphs [0005]-[0131]	1-10
A	CN 110131312 A (JIANGSU UNIVERSITY) 16 August 2019 (2019-08-16) entire document	1-10
A	CN 115470903 A (INSTITUTE OF COMPUTING TECHNOLOGY, CHINESE ACADEMY OF SCIENCES) 13 December 2022 (2022-12-13) entire document	1-10
A	US 2017300605 A1 (GENERAL ELECTRIC COMPANY) 19 October 2017 (2017-10-19) entire document	1-10



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“D” document cited by the applicant in the international application

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

09 November 2023

Date of mailing of the international search report

24 November 2023

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/
CN)
China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District,
Beijing 100088

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2023/106684

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
CN	112532134	A	19 March 2021	None	
CN	114928074	A	19 August 2022	None	
CN	110131312	A	16 August 2019	None	
CN	115470903	A	13 December 2022	None	
US	2017300605	A1	19 October 2017	US 10229369 B2	12 March 2019

A. 主题的分类		
F16C 32/04(2006.01)i; G05B 13/04(2006.01)i		
按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类		
B. 检索领域		
检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)		
IPC:F16C G05B H02P		
包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献		
在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))		
CNABS;CNTXT;CNKI;VEN;WPABS;ENTXT;ENTXTC;迁移学习, 自抗扰, 分布距离, 映射, 希尔伯, 扰动, 预测, hilbert, disturbance, predict, forecast, transfer, learning		
C. 相关文件		
类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
Y	CN 112532134 A (江苏大学) 2021年3月19日 (2021 - 03 - 19) 说明书第[0002]-[0064]段, 附图1-6	1-10
Y	CN 114928074 A (西安交通大学) 2022年8月19日 (2022 - 08 - 19) 说明书第[0005]-[0131]段	1-10
A	CN 110131312 A (江苏大学) 2019年8月16日 (2019 - 08 - 16) 全文	1-10
A	CN 115470903 A (中国科学院计算技术研究所) 2022年12月13日 (2022 - 12 - 13) 全文	1-10
A	US 2017300605 A1 (GEN ELECTRIC) 2017年10月19日 (2017 - 10 - 19) 全文	1-10
☐ 其余文件在C栏的续页中列出。		
☒ 见同族专利附件。		
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “D” 申请人在国际申请中引证的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件		
国际检索实际完成的日期		国际检索报告邮寄日期
2023年11月9日		2023年11月24日
ISA/CN的名称和邮寄地址		授权官员
中国国家知识产权局 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088		沈芳
		电话号码 (+86) 0512-88997473

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2023/106684

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利	公布日 (年/月/日)
CN	112532134	A	2021年3月19日	无	
CN	114928074	A	2022年8月19日	无	
CN	110131312	A	2019年8月16日	无	
CN	115470903	A	2022年12月13日	无	
US	2017300605	A1	2017年10月19日	US 10229369 B2	2019年3月12日