

准同步运行双馈直线电机定子磁场定向方法研究

陈 鸿, 王修森, 王业勤*, 钟再敏

(同济大学 汽车学院, 上海 201804)

Research on Stator Magnetic Field Orientation Method for Quasi-Synchronous Operation of Doubly-Fed Linear Motor

CHEN Hong, WANG Xiuse, WANG Yeqin*, ZHONG Zaimin

(School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: [Objective] This article focuses on the challenges of stator magnetic field orientation in mover current vector control for the quasi-synchronous operation of a doubly-fed linear motor (DFLM). In high-speed maglev applications, the mover magnetomotive force significantly exceeds that of the stator, making it difficult to obtain accurate stator magnetic field information. Additionally, harmonic injection in the mover current during levitation control presents further challenges. To address these issues, this paper introduced an innovative stator magnetic field orientation method based on a mover-fixed α - β coordinate system, along with a corresponding parameter correction method. [Method] By conducting error analysis and parameter correction, the proposed method determined the mover-side parameters with sufficient precision. This enabled the direct and precise calculation of the relatively small stator back electromotive force in the mover windings, facilitating magnetic field orientation. [Results] The proposed method was validated on a DFLM test platform. The results demonstrated that, with sufficiently precise mover-side parameters, the flux observation algorithm successfully converged the $\hat{T}$ -axis component of the stator current to zero, thereby achieving effective magnetic field orientation. [Conclusion] The proposed method accurately determined mover parameters and achieved reliable magnetic field orientation. It was unaffected by harmonic injection in the mover current, maintaining good dynamic performance and ensuring stable magnetic field orientation.

Key words: stator magnetic field orientation; doubly-fed linear motor; quasi-synchronous operation; parameter correction

摘 要: [目的] 本文聚焦于准同步运行双馈直线电机 (DFLM) 定子电流矢量控制的定子磁场定向问题。针对高速磁浮应用工况下由于定子磁动势远大于定子磁动势而导致的定子磁场信息难以获取问题, 以及悬浮控制中定子电流存在谐波注入问题, 本文创新性地提出了一种基于定子固结 α - β 坐标系的定子磁场定向方法及其相应的参数校正方法。[方法] 该方法通过误差分析和参数校正, 获得足够精度的定子侧参数, 从而直接在定子绕组中精确求解占比较小的定子反电动势用于磁场定向。[结果] 基于 DFLM 试验平台对所提方法进行验证, 结果表明, 在足够精度的定子侧参数下, 该磁通观测算法能使定子电流 $\hat{T}$ 轴分量收敛并稳定于 0 A, 实现磁场定向。[结论] 本文所提方法能获得足够准确的定子参数, 并达到良好的磁场定向效果。且不受定子电流谐波注入的影响, 能保持良好的动态性能, 维持稳定的磁场定向。

关键词: 定子磁场定向; 双馈直线电机; 准同步运行; 参数校正

0 引言

目前, 常用的磁悬浮技术路线可分为德国 Transrapid 磁悬浮列车所采用的常导电磁悬浮 (Electromagnetic Suspension, EMS) 技术和日本 MLX 磁悬浮列车所采用的超导电动悬浮技术 (Electrodynamic Suspension, EDS)^[1-2]。二者均使用长定子直线同步电机 (Long-Stator Linear Synchronous Motor, LLSM) 实现列车的悬浮、牵引功能, 其定子侧均为直流励磁^[3]。文献[4-5]指出, 采用双馈直线电机 (Doubly-Fed Linear Motor, DFLM) 的交流磁悬浮技术方案具有很大的研究与运用价值。DFLM 是一种定子侧和动子侧均采用交流励磁的直线电机, 相较于 LLSM, 其有两个额外的自

基金项目: 国家自然科学基金项目 (52202448)

National Natural Science Foundation of China (52202448)

由度,可实现每个动子单元电机的牵引、悬浮以及馈电解耦控制。此外,DFLM 还可以通过滑差功率,借助气隙磁场完成定子与动子的非接触馈电,从而实现磁悬浮列车牵引、悬浮和馈电一体化^[4]。

文献[5-6]提出了磁悬浮 DFLM 的准同步运行(Quasi-Synchronous Operation, QSO)框架,如图1所示。DFLM-QSO 主要采用的是动子侧与定子

侧交流励磁的“频率耦合”,动子侧采用电流矢量控制,定子侧采用标量控制。其动子电流矢量控制的磁场同步 $M-T$ 坐标系以定子电流矢量进行定向。通过调整定子电流幅值 $|i_s|$ 、动子电流 M 、 T 轴分量 i_m 、 i_t 以及滑差频率 ω_r 这四个控制自由度,就可以实现动子单元的牵引力、悬浮力和馈电功率的精确控制。

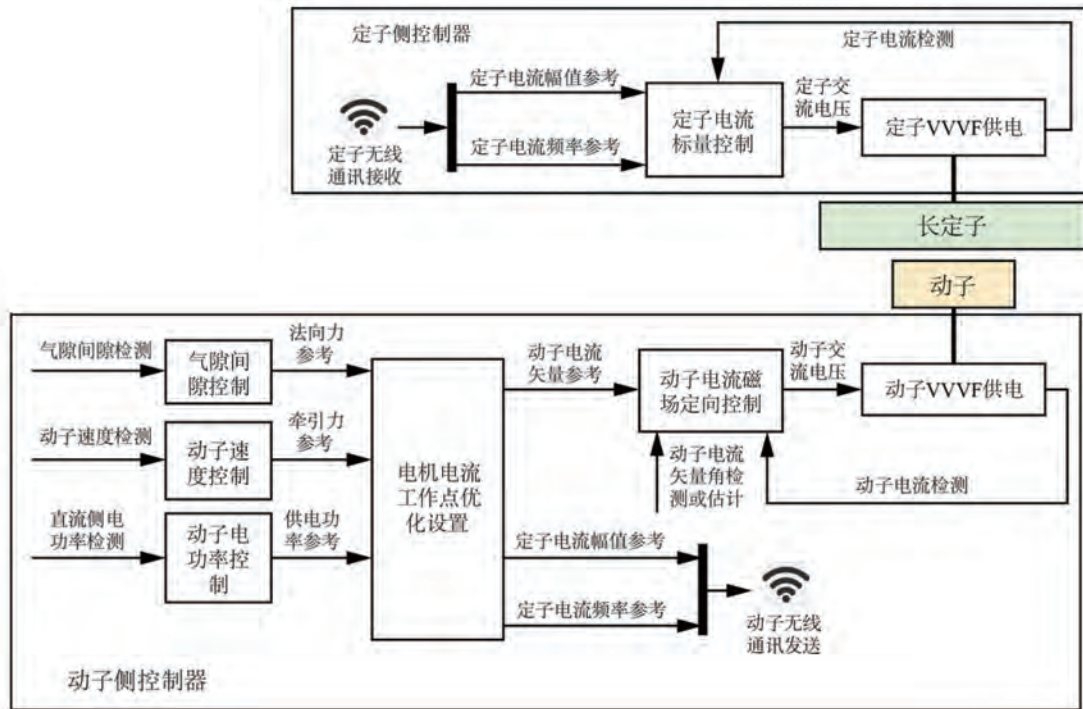


图1 DFLM-QSO 框架^[6]

Fig.1 DFLM-QSO framework^[6]

因此,磁场定向成为 DFLM 电流控制的核心问题。动子磁场以定子电流矢量定向是动子电流磁场定向控制的基础,更是实现 DFLM 牵引、悬浮和馈电解耦控制的基础。而对于 DFLM 的动子侧而言,其必须具有捕获定子磁场相位信息,独立实现磁场定向的能力。因为在磁悬浮列车高速运行的工况下,车地通讯会受到带宽、时延和稳定性等因素的制约^[7]。仅依赖于车地通讯来获取磁场位置信息,其局限性较大。

目前,交流直线电机磁场定向方案主要可分为有传感器和无传感器两种^[8]。光电编码器、旋转变压器和霍尔传感器等转子位置传感器被广泛应用于永磁电机磁场定向方案中^[9],然而有传感器方案存在体积大、成本高等缺点^[10]。因此,无传感器磁场定向方案的研究引起了广泛的关

注^[11],主要可分为基频反电动势法和高频谐波注入法^[12-13]。高频谐波注入法可分为旋转信号注入法和脉冲信号注入法^[14-15];基频反电动势法主要提取电压方程中的基波反电动势,再通过电机模型和估计算法得到磁场位置信息^[16-17],其中估计算法可采用开环计算、闭环磁链估计、卡尔曼滤波、线性观测器、非线性观测器和滑模观测器等^[18-22]。

对于 DFLM 而言,可采取多种磁场定向方式。文献[23]提出了定子磁链定向的方案,然而磁悬浮应用场景下 DFLM 的定、动子磁动势差距悬殊,在某些工况下动子磁动势甚至是定子磁动势的60倍,定子磁场信息往往淹没在动子磁场中,这使得动子侧以定子磁场定向成为挑战。此外,在 DFLM 的实际控制中,动子电流中往往会注入较

多的谐波成分以维持稳定的交流悬浮控制。因此,磁场定向方案也要考虑动子侧的电流谐波的影响,不能直接采用稳态情况下的基波电压方程,其动态项不可忽略。

由于交流悬浮下 DFLM 存在因定子磁动势小导致的定子磁场信息难以获取的问题,动子电流存在谐波注入的问题,因此本文设计了一种适用于该应用场景下的定子磁场定向方法。该方法通过参数校正方法得到足够精度的动子侧参数,从而直接在动子绕组中精确求解占比较小的定子反电动势。此外,在动子电流谐波注入的情况下,该方法也能具有较好的动态响应性能,从而保持较好的观测效果。

综上所述,本文的工作可总结如下:

(1) 本文提出并验证了一种基于动子固结 α - β 坐标系的定子磁场定向方法。该方法在 DFLM 的动子侧估算定子电流矢量,实现磁场定向,且能在动子谐波电流注入的情况下保持较好的动态响应性能,维持稳定的磁场定向。

(2) 分析了所提定子磁场定向方法的参数敏感误差,提出并验证了相应的参数校正方法,以获得足够精度的 DFLM 动子侧参数用于磁通观测。

1 基于动子固结 α - β 坐标系的定子磁场定向方法

1.1 基于 α - β 坐标系的磁通观测原理

在 DFLM 的动子电流磁场定向控制中,将未以定子电流矢量定向的磁场同步坐标系记为 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系,其 $\hat{M}$ 轴可以指向空间上的任意方向。将已经由定子电流矢量定向的磁场同步坐标系记为 M - T 坐标系,其 M 轴指向定子电流矢量方向。 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系与 M - T 坐标系的空间位置关系如图 2 所示。

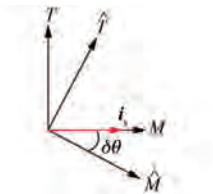


图 2 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系与 M - T 坐标系

Fig. 2 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ coordinate system and M - T coordinate system

记 $\delta\theta$ 为 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系与 M - T 坐标系的夹角,则有:

$$i_{\hat{T}} = i_M \sin(\delta\theta) \quad (1)$$

式中: $i_{\hat{T}}$ 为 $\hat{T}$ 轴定子电流; i_M 为 M 轴定子电流。

在实际的 DFLM 动子电流矢量控制中,当未进行磁场定向时,动子电流矢量将在 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系下进行控制。磁场定向的过程即是通过调整 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系的方向使得其 $\hat{M}$ 轴对准定子电流矢量方向的过程,此时 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系将与 M - T 坐标系重合, $\delta\theta$ 为 0, 即:

$$i_{\hat{T}} = 0 \quad (2)$$

因此,只要能估算 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系下的 $\hat{T}$ 轴定子电流 $i_{\hat{T}}$, 就能以此调整同步坐标系的方向,使得 $i_{\hat{T}}$ 收敛到 0, 实现磁场定向。

由于在实际的交流悬浮电流控制中,动子电流含有较多的谐波成分,故定子磁场定向方法不能依据基波稳态电压方程设计,其磁链对时间的导数项不能简单地认为等于 0。若直接在 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 磁场同步坐标系下进行磁通观测, $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系下的动子磁链对时间的求导运算将不可避免,这势必会引入大量的高频噪声。

为解决此问题,本文选择在动子固结 α - β 坐标系中估算 $i_{\hat{T}}$, 将求导运算变为积分运算,从而在不引入高频噪声的前提下,使得磁通观测适用于动子电流存在谐波注入和动态调节的交流悬浮工况。

α - β 坐标系下动子的电压方程和磁链方程为

$$\begin{cases} u_{r\alpha}^r = R_r i_{r\alpha}^r + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha}^r \\ u_{r\beta}^r = R_r i_{r\beta}^r + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta}^r \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha}^r = L_r i_{r\alpha}^r + M_{sr} i_{s\alpha}^r \\ \psi_{r\beta}^r = L_r i_{r\beta}^r + M_{sr} i_{s\beta}^r \end{cases} \quad (4)$$

式中: $u_{r\alpha}^r$ 、 $u_{r\beta}^r$ 、 $\psi_{r\alpha}^r$ 、 $\psi_{r\beta}^r$ 、 $i_{r\alpha}^r$ 和 $i_{r\beta}^r$ 分别为 α 、 β 轴的动子电压、磁链和电流分量; R_r 、 L_r 分别为动子的电阻、电感; M_{sr} 为定动子间的互感; $i_{s\alpha}^r$ 、 $i_{s\beta}^r$ 分别为 α 、 β 轴的定子电流分量。

定子电流可由动子电压方程积分减去动子自感磁链得到,如式(5)所示:

$$\begin{cases} i_{s\alpha}^r = \frac{1}{M_{sr}} \left[\int (u_{r\alpha}^r - R_r i_{r\alpha}^r) dt - L_r i_{r\alpha}^r \right] \\ i_{s\beta}^r = \frac{1}{M_{sr}} \left[\int (u_{r\beta}^r - R_r i_{r\beta}^r) dt - L_r i_{r\beta}^r \right] \end{cases} \quad (5)$$

根据 $\hat{M}-\hat{T}$ 坐标系相对于定子固结 $\alpha-\beta$ 坐标系的方向角 $\hat{\theta}_f$, 将 $\alpha-\beta$ 坐标系下的定子电流矢量变换到 $\hat{M}-\hat{T}$ 坐标系下, 即可完成 $\hat{T}$ 轴定子电流的估算, 如式(6)所示:

$$\begin{cases} i_{\hat{M}} = i_{s\alpha}^r \cos \hat{\theta}_f + i_{s\beta}^r \sin \hat{\theta}_f \\ i_{\hat{T}} = -i_{s\alpha}^r \sin \hat{\theta}_f + i_{s\beta}^r \cos \hat{\theta}_f \end{cases} \quad (6)$$

式(5)中积分运算的结果是定子磁链, 而 $\alpha-\beta$ 坐标系下的定子磁链为基频正弦量。所以积分运算需要设置带通滤波器以消除由于初值、扰动等引起的偏置。

在解算出 $i_{\hat{T}}$ 后, 由式(1)可知 $i_{\hat{T}}$ 与 $\sin(\delta\theta)$ 线性相关, 故可采用比例积分(Proportional Integral, PI)控制器闭环调整 $\hat{\theta}_f$, 使得 $i_{\hat{T}}$ 收敛到 0, 从而 $\hat{M}-\hat{T}$ 坐标系与 $M-T$ 坐标系重合, 实现定子电流矢量磁场定向。

1.2 $\alpha-\beta$ 坐标系下磁通观测交流量的重构

在 1.1 节提出的基于定子固结 $\alpha-\beta$ 坐标系的磁通观测算法中, 输入量为 $u_{r\alpha}^r, u_{r\beta}^r, i_{r\alpha}^r$ 和 $i_{r\beta}^r$, 有效部分是其基频下的分量。

在实际的 DFLM 定子电流矢量控制中, 若直接从采样电流的 Clark 变换以及 PI 控制器输出的反 Park 变换获取 $\alpha-\beta$ 坐标系下动子的电压、电流, 则可能引入较多的高频噪声。因此, 本文提出了通过如下的方式重构出这些交流量。

首先将 $\hat{M}-\hat{T}$ 坐标系下的定子电压 $u_{\hat{m}}, u_{\hat{t}}$ 和定子电流 $i_{\hat{m}}, i_{\hat{t}}$ 经过一次低通滤波, 滤除这些直流量中的高频噪声; 然后通过反 Park 变换重构出不含高频成分的交流量 $u_{r\alpha}^r, u_{r\beta}^r, i_{r\alpha}^r$ 和 $i_{r\beta}^r$; 最后将 $u_{r\alpha}^r, u_{r\beta}^r, i_{r\alpha}^r$ 和 $i_{r\beta}^r$ 输入磁通观测算法中。基于定子固结 $\alpha-\beta$ 坐标系的磁通观测算法的具体实现框图如图 3 所示。

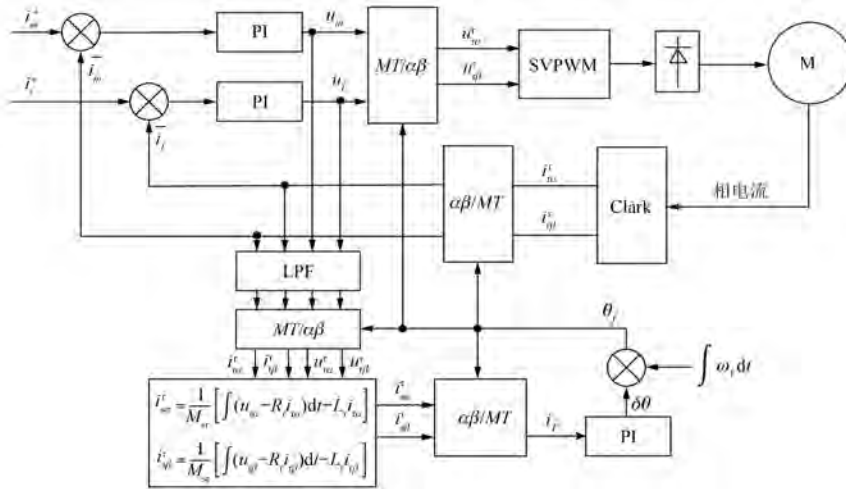


图 3 基于定子固结 $\alpha-\beta$ 坐标系的磁通观测算法框图

Fig. 3 Block diagram of flux observation algorithm based on the mover-fixed $\alpha-\beta$ coordinate system

1.3 磁通观测参数敏感误差分析及参数校正

磁悬浮工况下 DFLM 的定子磁动势远大于定子磁动势, 因此磁通观测算法对参数精度要求较高。然而, 由于噪声、死区和悬浮系统气隙变化等因素, 试验中由电压方程粗略标定的参数准确性不够。从而磁通观测会产生由参数不准引起的误差。

由式(5)可知, 定子间互感 M_{sr} 的影响只局限于解算信号的放大倍数, 而定子电阻 R_r 、定子自感 L_r 会影响定子磁链以及磁链中的互感部分解算的正确性。假定定子侧参数满足式(7):

$$\begin{cases} R_r = R_r^* + \Delta R_r \\ L_r = L_r^* + \Delta L_r \end{cases} \quad (7)$$

式中: R_r, L_r 分别为粗略标定出的定子电阻、定子自感; R_r^*, L_r^* 分别为电机真实的定子电阻、定子自感; $\Delta R_r, \Delta L_r$ 分别为定子电阻、自感的粗略标定值与真实值之差。将式(7)代入式(5), 可得:

$$M_{sr} i_{s\alpha}^r = \int (u_{r\alpha}^r - R_r^* i_{r\alpha}^r) dt - L_r^* i_{r\alpha}^r - \int \Delta R_r i_{r\alpha}^r dt - \Delta L_r i_{r\alpha}^r \quad (8)$$

$$M_{sr} i_{s\beta}^r = \int (u_{r\beta}^r - R_r^* i_{r\beta}^r) dt - L_r^* i_{r\beta}^r - \int \Delta R_r i_{r\beta}^r dt - \Delta L_r i_{r\beta}^r \quad (9)$$

将式(3)和式(4)代入式(8)和式(9),可得:

$$\dot{i}_{s\alpha}^r = \dot{i}_{s\alpha}^{r*} - \frac{\int \Delta R_r i_{r\alpha}^r dt + \Delta L_r i_{r\alpha}^r}{M_{sr}} \quad (10)$$

$$\dot{i}_{s\beta}^r = \dot{i}_{s\beta}^{r*} - \frac{\int \Delta R_r i_{r\beta}^r dt + \Delta L_r i_{r\beta}^r}{M_{sr}} \quad (11)$$

式中: $\dot{i}_{s\alpha}^{r*}$ 、 $\dot{i}_{s\beta}^{r*}$ 分别为真实定子电流 α 、 β 轴分量; $\dot{i}_{s\alpha}^r$ 、 $\dot{i}_{s\beta}^r$ 分别为带有参数误差的磁通观测算法估计出的定子电流 α 、 β 轴分量。

式(10)和式(11)中的积分运算结果如式(12)所示:

$$\begin{cases} \int \Delta R_r i_{r\alpha}^r dt = \frac{1}{\omega_f} \Delta R_r i_{r\beta}^r \\ \int \Delta R_r i_{r\beta}^r dt = -\frac{1}{\omega_f} \Delta R_r i_{r\alpha}^r \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)代入式(10)和式(11),并通过式(6)将定子电流矢量从动子固结 α - β 坐标系转换至 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 磁场同步坐标系下,可得:

$$\begin{cases} \dot{i}_{\hat{T}} = \dot{i}_{\hat{T}}^* - \frac{\Delta L_r}{M_{sr}} \dot{i}_{\hat{M}} + \frac{\Delta R_r}{\omega_f M_{sr}} \dot{i}_{\hat{M}} \\ \dot{i}_{\hat{M}} = \dot{i}_{\hat{M}}^* - \frac{\Delta R_r}{\omega_f M_{sr}} \dot{i}_{\hat{T}} - \frac{\Delta L_r}{M_{sr}} \dot{i}_{\hat{T}} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\dot{i}_{\hat{M}}^*$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}^*$ 分别为真实定子电流 $\hat{M}$ 、 $\hat{T}$ 轴分量; $\dot{i}_{\hat{M}}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}$ 分别为带有参数误差的磁通观测算法估算的定子电流 $\hat{M}$ 、 $\hat{T}$ 轴分量; $\dot{i}_{\hat{M}}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}$ 分别为动子电流 $\hat{M}$ 、 $\hat{T}$ 轴分量。

式(13)即为磁通观测算法在参数不准确时的误差。由此可见,DFLM 动子侧参数的误差会导致定子电流估算值随着动子电流的变化而线性变化。基于该性质,磁通观测参数精确校正方法如下:

(1) 设定不同动子电流 $\dot{i}_{\hat{M}}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}$, 计算定子电流估算值 $\dot{i}_{\hat{M}}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}$ 变化的斜率 $\frac{\Delta L_r}{M_{sr}}$ 、 $\frac{\Delta R_r}{\omega_f M_{sr}}$, 以此标定 ΔL_r 、 ΔR_r ;

(2) 当观察到 $\dot{i}_{\hat{M}}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}$ 基本不随 $\dot{i}_{\hat{M}}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}$ 的变化而变化时,认为参数校正准确。

2 磁通观测验证试验

本节基于 DFLM 的定、动子试验平台,对磁通观测算法定子电流估算的效果、磁场定向的结果

以及参数校正方法进行试验验证。

2.1 DFLM 试验平台

用于验证磁通观测算法的 DFLM 定、动子试验平台如图 4 所示。其中,上方为三相定子绕组,绕组形式为分布式,匝数为 18 匝;下方为五相 20 槽动子绕组,绕组形式为集中式,匝数为 120 匝。定、动子之间的气隙设定为 10 mm。试验平台的具体参数如表 1 所示。



图 4 DFLM 定动子试验平台

Fig. 4 Experimental platform of stator and mover of a DFLM

表 1 试验平台具体参数

Tab. 1 Specific parameters of experimental platform

参数名称	参数值
定子相数	3
定子匝数	18
定子绕组形式	分布式
动子相数	5
动子匝数	120
动子绕组形式	集中式
动子电阻 R_r (粗标)/ Ω	0.024 0
动子电感 L_r (粗标)/H	0.048 5
动子电阻 R_r (校正后)/ Ω	0.022 3
动子电感 L_r (校正后)/H	0.054 5
气隙/mm	10

2.2 磁通观测算法参数校正方法验证

首先对磁通观测算法的参数校正进行试验验证。由于 DFLM 的动子磁动势远大于定子磁动势,磁通观测算法需要非常准确的电机参数。当动子侧电阻 R_r 和电感 L_r 参数失配时,由式(13)可知,定子电流的估计值将随着动子电流的变化跳变。

试验中,定、动子电流频率设定为 3 Hz;动子电流 $\dot{i}_{\hat{M}}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}}$ 分别设置为 0 A、5 A、10 A、15 A,定子电流 $\dot{i}_{\hat{M}}$ 设定为 0 A。当采用粗标动子侧参数时,试验结果如图 5 所示,磁通观测算法所解算出的 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系下定子电流 $\hat{M}$ 、 $\hat{T}$ 轴分量的观测值 $\dot{i}_{\hat{M}est}$ 、 $\dot{i}_{\hat{T}est}$ 并未收敛到 0 A,且随着动子电流的变

化, $i_{\hat{M}_{\text{est}}}$ 、 $i_{\hat{T}_{\text{est}}}$ 出现明显跳变。

当采用第一章所述的方法对参数校正后,试验结果如图 6 所示。观察到磁通观测算法所解算出的 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系下定子电流 $\hat{M}$ 、 $\hat{T}$ 轴分量的观测值 $i_{\hat{M}_{\text{est}}}$ 、 $i_{\hat{T}_{\text{est}}}$ 稳定在 0 A 左右,且随着动子电流的变化, $i_{\hat{M}_{\text{est}}}$ 、 $i_{\hat{T}_{\text{est}}}$ 基本不变,因此动子侧参数基本准确。

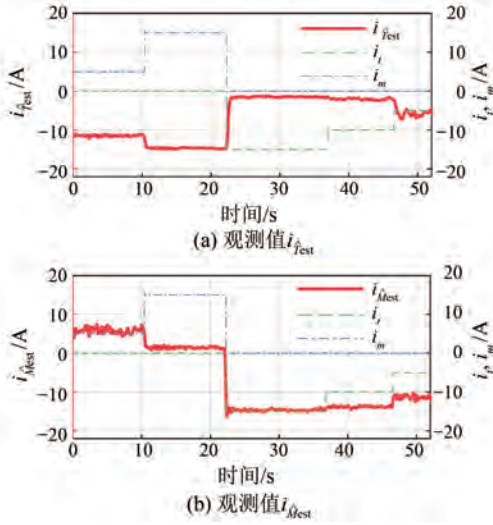


图 5 参数校正前定子电流观测值

Fig. 5 Observed stator current before parameter correction

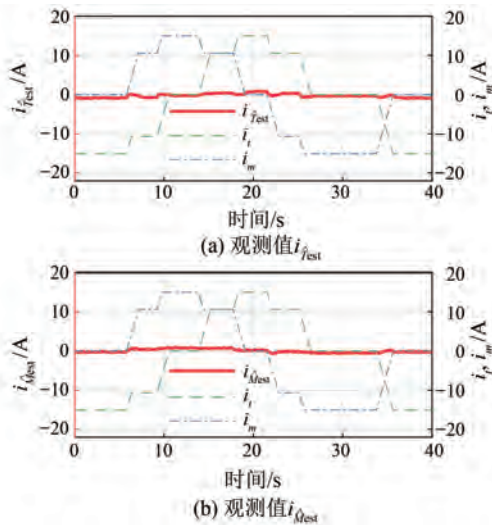


图 6 参数校正后定子电流观测值

Fig. 6 Observed stator current after parameter correction

2.3 磁通观测算法磁场定向效果验证

在获得足够精度的动子侧参数后,进一步验证准确参数下的磁通观测效果。

定、动子电流频率设定为 3 Hz,动子电流设定为 $i_m = 0$ A、 $i_i = -20$ A,定子电流 i_M 设定为 10 A,则定子线圈磁动势为 180 安匝,试验结果如图 7 所示。

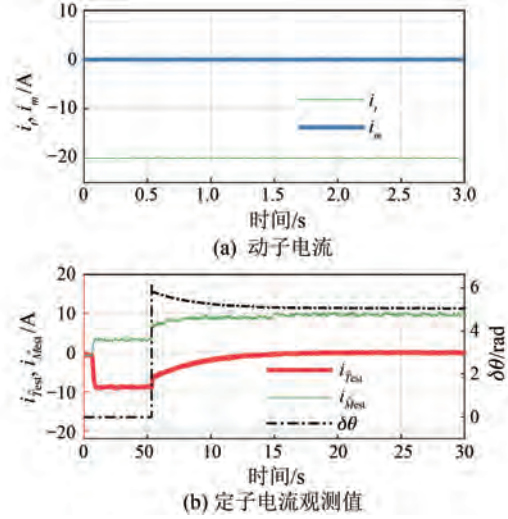


图 7 准确参数下的磁通观测效果

Fig. 7 Flux observation results using accurate parameters

首先,在定子上电后,观察到磁通观测算法所解算出的 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系下定子电流 $\hat{M}$ 、 $\hat{T}$ 轴分量的观测值 $i_{\hat{M}_{\text{est}}}$ 、 $i_{\hat{T}_{\text{est}}}$ 发生突变;随后磁场定向,定子电流 $\hat{T}$ 轴分量观测值 $i_{\hat{T}_{\text{est}}}$ 收敛到 0 A,且修正 $\hat{M}$ - $\hat{T}$ 坐标系的补偿角度 $\delta\theta$ 逐渐收敛稳定于 5.03 rad,磁场定向角度基本稳定。

对动子电流谐波注入后的磁通观测效果进行验证。定、动子电流频率设定为 3 Hz,动子电流设定为 $i_m = 0$ A、 $i_i = -20$ A,定子电流 i_M 设定为 10 A,则定子线圈磁动势为 180 安匝,试验结果如图 8 所示。向动子电流中注入实际交流悬浮中的二倍频电流谐波后,发现磁通观测效果基本不受干扰,试验现象与无谐波注入的情况基本接近。定子电流 $\hat{T}$ 轴分量观测值 $i_{\hat{T}_{\text{est}}}$ 在跳变后逐渐收敛到 0 A,且补偿角度 $\delta\theta$ 逐渐收敛稳定于 5.04 rad,磁场定向角度基本稳定。

实现定子电流矢量磁场定向后,定、动子在同一位置的电流示波器波形如图 9 所示。

当给定定子电流 $i_M = 10$ A,动子电流 $i_m = 30$ A、 $i_i = 0$ A 时,由图 9(a) 知定、动子电流波形基本对齐,即此时定子电枢磁场和动子电枢磁场相位对齐。

当给定定子电流 $i_M = 10$ A, 动子电流 $i_m = 0$ A、 $i_t = -30$ A 时, 由图 9(b) 知动、定子电流波形的相位差为 90° , 此时定子电枢磁场超前动子电枢磁场 90° 。由此可见, DFLM 定子电流矢量的磁场定向得以实现。

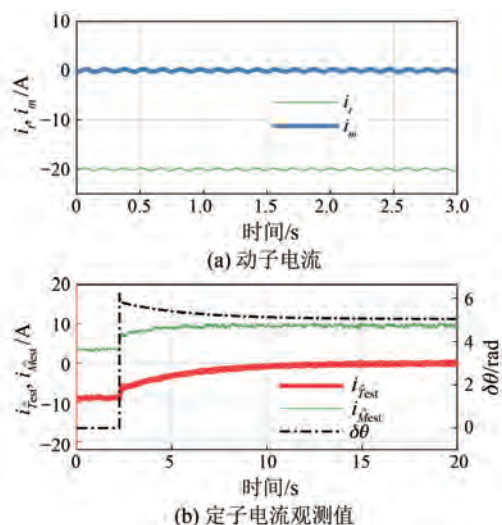


图 8 动子电流谐波注入下的磁通观测效果
Fig. 8 Flux observation results with harmonic injection of mover current

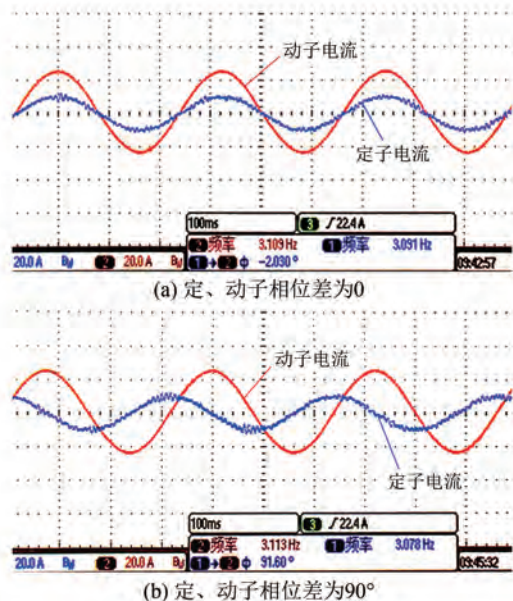


图 9 磁场定向效果
Fig. 9 Results of magnetic field orientation

2.4 滑差频率对磁通观测算法的影响

验证定、动子电流的滑差频率 ω_f 对磁通观测算法的影响。设定定子电流 $i_M = 10$ A, 动子电流 $i_m = 0$ A、 $i_t = -20$ A, 在实现 2.3 小节所示的磁场定

向效果后, 设置定、动子电流的滑差频率在 3 Hz ~ 8 Hz 之间变化, 试验结果如图 10 所示。

由图 10 可知, 随着滑差频率的变化, 磁通观测算法解算出的定子电流 $\hat{M}$ 、 $\hat{T}$ 轴分量的观测值 $i_{\hat{M}est}$ 、 $i_{\hat{T}est}$ 基本保持不变, 且补偿角度 $\delta\theta$ 稳定于 5.03 rad。

因此, 在 DFLM-QSO 状态下, 滑差频率的变化对磁通观测算法的影响几乎可以忽略。

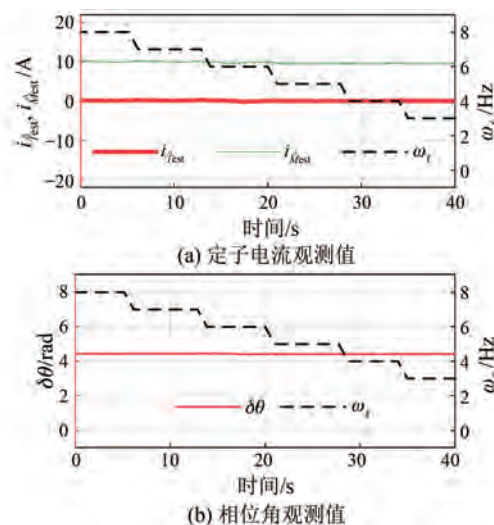


图 10 滑差频率对磁场定向的影响
Fig. 10 Influence of slip frequency on magnetic field orientation

3 结语

本文提出了一种基于动子固结 α - β 坐标系的定子磁场定向方法, 以及相应的参数校正方法。经过试验验证, 该方法可以获得足够准确的动子参数, 并达到良好的磁场定向效果。且在动子电流谐波注入下, 该方法能维持稳定的磁场定向。

本文解决了 DFLM 在交流悬浮工况下的磁场定向问题, 为 DFLM 后续的动子电流矢量控制和悬浮、牵引以及馈电解耦控制奠定了坚实的基础。

参考文献

- [1] LEE H W, KIM K C, LEE J. Review of maglev train technologies [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(7): 1917-1925.
- [2] 邓自刚, 刘宗鑫, 李海涛, 等. 磁悬浮列车发展现

- 状与展望[J]. 西南交通大学学报, 2022, 57(3): 455-474+530.
- DENG Z G, LIU Z X, LI H T, et al. Development status and prospect of maglev train [J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2022, 57(3): 455-474+530.
- [3] PRASAD N, JAIN S, GUPTA S. Electrical components of maglev systems: Emerging trends [J]. Urban Rail Transit, 2019, 5(2): 67-79.
- [4] WANG Y Q, SHAO Z S, ZHONG Z M, et al. Quasi-synchronous operation of a long-stator doubly fed linear motor with accurate control of both propulsion and contactless power transfer [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 689-698.
- [5] ZHONG Z M, SHAO Z S, YANG M L, et al. Quasi-synchronous operation principle of a variable air-gap doubly fed linear motor for high-speed maglev application [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2929-2940.
- [6] 钟再敏, 王业勤, 邵仲书, 等. 长定子双馈直线电机恒电功率准同步运行控制方法及系统: CN202210079904.2 [P]. 中国, 2022-05-06.
- ZHONG Z M, WANG Y Q, SHAO Z S, et al. Control method and system for constant power quasi synchronous operation of long stator doubly-fed linear motor: CN202210079904.2 [P]. China, 2022-05-06.
- [7] 周梓博, 于行健, 蒋海林, 等. 高速磁悬浮列车车地无线通信技术的探讨[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2022, 20(8): 754-761.
- ZHOU Z B, YU X J, JIANG H L, et al. Research on high-speed maglev train-ground wireless communication technology [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2022, 20(8): 754-761.
- [8] WU S H, HU C X, ZHAO Z Y, et al. High-accuracy sensorless control of permanent magnet linear synchronous motors for variable speed trajectories [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(5): 4396-4406.
- [9] KIM J, CHOI S, CHO K, et al. Position estimation using linear hall sensors for permanent magnet linear motor systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7644-7652.
- [10] LI Y, WU H, XU X, et al. Rotor position estimation approaches for sensorless control of permanent magnet traction motor in electric vehicles: A review [J]. World Electric Vehicle Journal, 2021, 12(1): 9.
- [11] YE S C, YAO X X. A modified flux sliding-mode observer for the sensorless control of PMSMs with online stator resistance and inductance estimation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8652-8662.
- [12] ZHANG L Z, LI B R, YE P Q, et al. Sensorless position estimation for permanent magnet synchronous linear motor with variable coupling length [J]. IEEE Access, 2022, 10: 59495-59507.
- [13] ELBARBARY Z M S, AL-HARBI O K, AL-GAHTANI S F, et al. Review of speed estimation algorithms for three-phase induction motor [J]. MethodsX, 2024, 12: 102546.
- [14] WANG G L, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives: A review [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830-5842.
- [15] KWON Y C, LEE J, SUL S K. Recent advances in sensorless drive of interior permanent-magnet motor based on pulsating signal injection [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(6): 6577-6588.
- [16] 张国强, 杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 1-13.
- ZHANG G Q, DU J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13.
- [17] CHEN J, YUAN X, BLAABJERG F, et al. Overview of fundamental frequency sensorless algorithms for AC motors: A unified perspective [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 915-931.
- [18] SUN W, YU Y, WANG G L, et al. Design method of adaptive full order observer with or without estimated flux error in speed estimation algorithm [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2609-2626.
- [19] QU Y, LU J W, LI H, et al. Sensorless control of permanent-magnet linear synchronous motor based on modified linear extended state observer [C]//2021 13th International Symposium on Linear Drives for

- Industry Applications, Wuhan, 2021.
- [20] XU W J, QU S C, ZHAO L, et al. An improved adaptive sliding mode observer for middle- and high-speed rotor tracking [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 1043-1053.
- [21] 宋建国, 李子豪, 刘小周. 永磁同步电机改进型全阶滑模观测器无传感控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 14-21.
- SONG J G, LI Z H, LIU X Z. Improved full order sliding mode observer without sensing control of permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 14-21.
- [22] 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.
- [23] 李拥军. 双馈直线电机定子磁链定向矢量控制研究[J]. 通信电源技术, 2018, 35(2): 27-29+31.
- LI Y J. Research of stator flux oriented vector control for double-fed linear motor [J]. Telecom Power Technology, 2018, 35(2): 27-29+31.
-
- 收稿日期:2024-06-24
收到修改稿日期:2024-08-10
作者简介:
陈鸿(2000-),男,硕士研究生,研究方向为车用电驱动系统,2332872@tongji.edu.cn;
* 通信作者:王业勤(1987-),男,博士,助理教授,研究方向为电气化交通领域的电驱动,yeqin_wang@tongji.edu.cn。

Research on Stator Magnetic Field Orientation Method for Quasi-Synchronous Operation of Doubly-Fed Linear Motor

CHEN Hong, WANG Xiuse, WANG Yeqin^{*}, ZHONG Zaimin

(School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Key words: stator magnetic field orientation; doubly-fed linear motor; quasi-synchronous operation; parameter correction

The doubly-fed linear motor (DFLM) for high-speed maglev applications can adopt a quasi-synchronous operation control framework, where scalar current control is used on the stator side, and vector current control is used on the mover side. Therefore, magnetic field orientation becomes the core issue in DFLM current control. The mover magnetic field is oriented by the stator current vector, which is the basis for mover magnetic field orientation control, and is essential for achieving decoupled control of DFLM traction, levitation, and power feeding.

However, in actual maglev operation conditions, the mover magnetomotive force far exceeds the stator magnetomotive force, making it difficult to obtain stator magnetic field information. In addition, to maintain stable levitation control, harmonic injection exists in the mover current, making it impossible to rely on the steady-state model of the motor for magnetic field orientation; its dynamic response must be considered.

Therefore, this paper focuses on the issue of stator magnetic field orientation in mover current vector control for DFLM. To address the above challenges, this paper proposes an innovative stator magnetic field orientation method based on a mover-fixed α - β coordinate system, along with a corresponding parameter correction method. This method estimates the stator current using the dynamic

voltage model of the motor in the α - β coordinate system and adjusts the azimuth angle of the mover magnetic field $\hat{M}$ - $\hat{T}$ synchronous coordinate system in a closed loop, ensuring that the $\hat{T}$ -axis component of the stator current converges to zero, thereby achieving magnetic field orientation.

The proposed stator magnetic field orientation method was validated on a DFLM experimental platform. The experimental results demonstrated that, with sufficiently accurate mover-side parameters, the flux observation algorithm could converge the $\hat{T}$ -axis component of the stator current to zero and stabilize it. When the reference current vector angles for the stator and mover were set to 0° and 90° , respectively, the phase difference between the oscilloscope waveforms of the stator and mover currents was 0° and 90° , respectively. This indicates that the mover magnetic field of the DFLM is successfully oriented by the stator current vector.

The method proposed in this paper can obtain sufficiently accurate mover-side parameters and achieve good magnetic field orientation results. Moreover, since the magnetic field orientation method does not rely on the motor's steady-state model, its effectiveness is not affected by harmonic injection in the mover current, enabling it to maintain good dynamic performance and stable magnetic field orientation.