基于多谐振扩张状态观测器的高速磁悬浮列车无位置传感器控制策略

桑鸿运[1,2]， 张瑞华[1]， 朱进权[1]， 葛琼璇[1,2]， 李耀华[1,2]
（1. 中国科学院电工研究所，高密度电磁动力与系统全国重点实验室，北京 100190；2. 中国科学院大学，北京 100049）

摘 要：逆变器非线性、电机齿槽效应及电流传感器温漂会导致无位置传感器的观测反电动势中存在直流偏差与 5、7 次谐波，严重影响高速磁悬浮列车的控制性能。为此，提出一种基于多谐振扩张状态观测器（MRESO）的无位置传感器控制策略，旨在抑制直流偏差及 5、7 次谐波的影响。首先，分析谐波对无位置传感器的影响机理，基于基波反电动势动态模型提出谐振扩张状态观测器（RESO），以准确观测基波反电动势并抑制直流偏差的影响。然后，为增强 RESO 低速时对 5、7 次谐波的抑制能力，进一步提出采用多谐振控制器并联结构的 MRESO。硬件在环实验结果表明，所提无位置传感器控制策略可有效抑制观测反电动势中的直流偏差及 5、7 次谐波，显著提升观测角度精度，实现高速磁悬浮列车 10 ~ 600 km/h 的无位置传感器闭环运行。

关键词：高速磁悬浮列车；长定子直线同步电机；无位置传感器控制；谐振扩张状态观测器；动子位置估计；谐波抑制
DOI：10.15938/j.emc.2026.02.005
中图分类号：TM341 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2026)02-0049-12

Sensorless control strategy of high-speed maglev train based on multi-resonant extended state observer

SANG Hongyun[1,2], ZHANG Ruihua[1], ZHU Jinquan[1], GE Qiongxuan[1,2], LI Yaohua[1,2]
(1. State Key Laboratory of High Density Electromagnetic Power and Systems, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Nonlinearity of inverters, cogging effect of motors and temperature drift of current sensors lead to DC offset and 5th/7th harmonics in the observed back electromotive force of sensorless control systems, which seriously degrade the control performance of high-speed maglev trains. To address this issue, a sensorless control strategy based on the multi-resonant extended state observer (MRESO) was proposed for suppressing the impacts of DC offset and the 5th/7th harmonics. First, the influence mechanism of harmonics on sensorless control was analyzed, and a resonant extended state observer (RESO) was developed on the basis of the fundamental back electromotive force dynamic model to accurately observe the fundamental back electromotive force and suppress the effect of DC offset. Then, to enhance the suppression capability of RESO against the 5th and 7th harmonics at low speeds, the MRESO with a parallel

收稿日期：2025-08-20
基金项目：国家自然科学基金(52302458)
作者简介：桑鸿运(1999—)，男，博士研究生，研究方向为高速磁悬浮列车无位置传感器控制；
张瑞华(1975—)，女，博士，副研究员，研究方向为磁悬浮与直线驱动技术；
朱进权(1993—)，男，博士，副研究员，研究方向为高速磁悬浮列车高性能牵引控制；
葛琼璇(1967—)，女，博士，研究员，博士生导师，研究方向为高压大功率变流器控制技术、高性能电机牵引传动控制技术；
李耀华(1966—)，男，博士，研究员，博士生导师，研究方向为电机控制、大功率电力电子变流器。
通信作者：张瑞华

structure of multi-resonant controllers was further proposed. Hardware-in-the-loop experimental results show that the proposed sensorless control strategy can effectively suppress the DC offset and the 5th/7th harmonics in the observed back electromotive force, significantly improve the accuracy of the observed angle, and realize the closed-loop sensorless operation of high-speed maglev trains in the speed range from 10 to 600 km/h.

Keywords: high-speed maglev train; long stator linear synchronous motor; senseless control; resonant extended state observer; position estimation of mover; harmonic suppression

0 引 言

高速磁悬浮列车采用长定子直线同步电机(long stator linear synchronous motor, LS-LSM)驱动,具有功率因数高、环境友好等优点[1-2]。准确获取动子位置角是实现电机平稳高效运行的前提,低速阶段可通过列车搭载的机械位置传感器获取动子位置角[3];但中高速阶段因车地通信存在不确定的信号传输延迟[4],需采用无位置传感器控制策略来获取准确的动子位置角,从而保证列车平稳高效运行。

中高速下 LS-LSM 的无位置传感器控制策略多采用基于电机基波模型的方法[5],该方法根据电机的基波数学模型和电压、电流构建状态观测器以计算动子位置角。文献[6]提出一种扩展反电动势观测器,实现了双端供电模式下 LS-LSM 的无位置传感器控制。为降低计算复杂度,文献[7]提出了降阶观测器观测 LS-LSM 的位置和速度。为避免观测交流信号时的相位滞后,文献[8]在准同步旋转坐标系下构建线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)实现 LS-LSM 的无位置传感器控制。然而,受逆变器非线性、电机齿槽效应及电流传感器温漂影响,电机电压、电流及反电动势中会存在直流偏差与5、7次谐波[9],导致观测角度与观测速度出现基波1倍频和6倍频波动,严重影响 LS-LSM 无位置传感器闭环运行时的牵引控制性能。

当前抑制谐波对无位置传感器控制性能的影响的方法主要有串联滤波器方案[10-15]和构建谐振形式反电动势观测器方案[9,16-19]。前者通过在反电动势观测器后串联滤波器滤除观测反电动势中的谐波,常用滤波器包括自适应带通滤波器[10-11]、自适应陷波器[12-13]及主从滤波器网络[14-15]等,但其存在结构复杂、相位滞后大、稳定性欠佳的问题。后者基于反电动势动态模型与内模原理,直接构建具有频率选择特性的反电动势观测器,可在准确观测基波反电动势的同时有效抑制观测反电动势中的谐波[16]。文献[17]采用比例谐振控制器替代滑模观测器的符号函数,赋予观测器频率选择特性,可无误差地提取基波反电动势并抑制其他频率的信号。文献[18]进一步分析其闭环特性,证明观测器在宽速度范围内可稳定运行。文献[19]提出一种共振谐振扩张状态观测器以观测反电动势中的高频分量。为提升低载波比工况下的观测精度,文献[20]在离散域设计谐振形式反电动势观测器,实现电机在载波比为5工况下的稳定运行。为增强观测器在低速时对中频带谐波的抑制能力,文献[9]在谐振形式观测器后串联陷波器滤除观测角度误差中的6倍频波动,但其级联结构会降低收敛速度。文献[16]进一步将多个谐振控制器并联构建了一种结构更紧凑的主从滤波器网络,可在观测基波反电动势的同时抑制5、7次谐波,但其低速时对直流偏差的抑制能力不足。此外,当前谐振形式观测器还存在伴随相位突变的谐振峰,严重影响动态过程中的观测效果[21]。

针对现有方法的不足,本文提出基于多谐振扩张状态观测器(multi-resonant extended state observer, MRESO)的无位置传感器控制策略。与现有方案相比,其核心优势体现在两方面:

1)在基波观测层面,相较于 LESO 方案,所提策略具有频率自适应特性,可在10~600 km/h范围内实现对基波反电动势的无误差观测。

2)在谐波抑制层面,通过多谐振控制器的并联集成设计,所提策略既避免了串联滤波器方案的结构复杂与收敛缓慢问题,也克服了谐振观测器中存在的谐振峰及直流偏差抑制能力不足的缺陷,实现对直流偏差与5、7次谐波的高效抑制。

本文首先揭示谐波对观测器观测结果的影响机理,然后基于反电动势动态模型构建谐振扩张状态观测器(resonant extended state observer, RESO),通过参数配置消除其对直流信号的观测效果以及 Bode 图中伴随相位突变的谐振峰;针对 RESO 低速

时谐波抑制效果欠佳的问题,进一步提出具有多个谐振控制器并联结构的 MRESO,可实现对基波反电动势的精准观测,并抑制直流偏差与 5、7 次谐波的影响。最后在高速磁悬浮列车硬件在环实验平台验证所提无位置传感器控制策略的有效性。

1　基于线性扩张状态观测器的 LS-LSM 无位置传感器控制策略及谐波对无位置传感器的影响机理

1.1　高速磁悬浮列车 LS-LSM 的结构、工作原理与数学模型

高速磁悬浮列车采用 LS-LSM 驱动,其结构主要由沿轨道分段敷设的长定子与安装于列车悬浮架底部的短动子构成,如图 1 所示。定子铁心上开设开口槽以嵌放电枢绕组;动子兼具牵引与悬浮功能,其励磁磁场一方面与定子磁场相互作用产生推力,另一方面形成悬浮磁场,使列车悬浮于轨道上方约 8 ~ 12 mm 处。LS-LSM 的工作机理与旋转同步电机类似,当定子绕组通入三相交流电时,气隙中产生以同步速移动的行波磁场,该磁场与动子励磁磁场相互作用,产生电磁推力驱动列车前进。为实现牵引与悬浮系统的解耦,LS-LSM 通常采用 $i_d=0$ 的转子磁场定向控制策略。此外,由于其“长定子、短动子”的结构特点,电机被划分为动子覆盖区与未覆盖区,机电能量转换仅在动子覆盖区内进行,未覆盖区在建模时等效为漏电感。

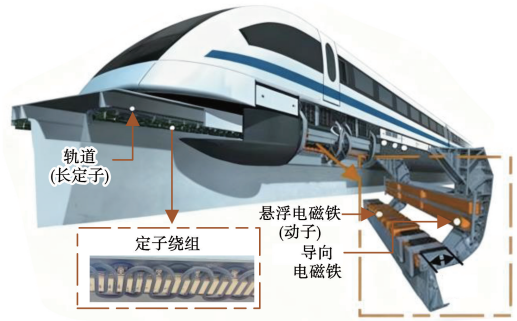


图 1　高速磁悬浮列车的结构图

Fig. 1　Structure diagram of high-speed maglev

为满足大功率牵引需求,LS-LSM 采用双端供电模式,其原理图如图 2 所示。该模式下,两台牵引变流器通过馈电电缆并联为动子所在的定子段供电。文献[22]以 2 个牵引变流器的输出电流为状态变量,建立了双端供电模式下 LS-LSM 的数学模型。由于以任意一侧牵引变流器的输出电流为状态变量均可以观测电机动子位置角,为简化计算复杂度,在 $\alpha\beta$ 坐标系下以牵引变流器 1 的输出电流为状态变量,对牵引变流器 2 的输出电流进行解耦,得到双端供电模式下 LS-LSM 的数学模型为

$$L_{\alpha\beta2}s\boldsymbol{i}_{\alpha\beta2}=\boldsymbol{A}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta4}+\boldsymbol{B}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{u}_{\alpha\beta4}-\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2}。\tag{1}$$

式中:

$$L_{\alpha\beta2}=L_{k1}+(L_{k1}/L_{k2}+1)L_{ds};\boldsymbol{i}_{\alpha\beta2}=[i_{\alpha1}\quad i_{\beta1}]^{T};$$

$$\boldsymbol{B}_{\alpha\beta2}=\begin{bmatrix}1+L_{ds}/L_{k2} & 0 & -L_{ds}/L_{k2} & 0\\ 0 & 1+L_{ds}/L_{k2} & 0 & -L_{ds}/L_{k2}\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{A}_{\alpha\beta2}=\begin{bmatrix}-R_{k1}(1+L_{ds}/L_{k2})-R_s & -\omega(L_{ds}-L_{qs}) & R_{k2}L_{ds}/L_{k2}-R_s & -\omega(L_{ds}-L_{qs})\\ \omega(L_{ds}-L_{qs}) & -R_{k1}(1+L_{ds}/L_{k2})-R_s & \omega(L_{ds}-L_{qs}) & R_{k2}L_{ds}/L_{k2}-R_s\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta4}=[u_{\alpha1}\quad u_{\beta1}\quad u_{\alpha2}\quad u_{\beta2}];\boldsymbol{i}_{\alpha\beta4}=[i_{\alpha1}\quad i_{\beta1}\quad i_{\alpha2}\quad i_{\beta2}];$$

$$\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2}=\begin{bmatrix}E_\alpha\\ E_\beta\end{bmatrix}=[(L_{ds}-L_{qs})(\omega i_{ds}-\dot{i}_{qs})+\omega\psi_m]\begin{bmatrix}-\sin\theta\\ \cos\theta\end{bmatrix}。$$

式中:R_{k1} 与 R_{k2} 为馈电电缆的电阻;L_{k1} 与 L_{k2} 为馈电电缆的电感;R_s 为定子电阻;L_{ds} 和 L_{qs} 为 dq 轴电感;$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta4}$ 和 $\boldsymbol{i}_{\alpha\beta4}$ 为逆变器的输入电压和输出电流;$\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2}$ 为电机扩展反电动势。

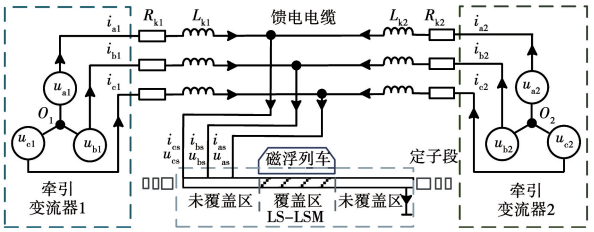


图 2　高速磁悬浮列车在双端供电模式牵引供电系统原理图

Fig. 2　Schematic diagram of traction power supply system for high-speed maglev in double feed mode

1.2　基于线性扩张状态观测器的 LS-LSM 无位置传感器控制策略

根据 LS-LSM 的数学模型式(1),以反电动势作为扩张状态构建 LESO 为:

$$\left.\begin{aligned}&\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2}=\hat{\boldsymbol{i}}_{\alpha\beta2}-\boldsymbol{i}_{\alpha\beta2};\\ &L_{\alpha\beta2}s\hat{\boldsymbol{i}}_{\alpha\beta2}=\boldsymbol{A}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta4}+\boldsymbol{B}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{u}_{\alpha\beta4}-\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta2}-k_p\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2};\\ &s\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta2}=-k_i\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2}。\end{aligned}\right\}\tag{2}$$

式中 k_p、k_i 是 LESO 的参数,将带宽配置为 ω_o 得到观测反电动势为

$$\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta2}(s) = \frac{\omega_o^2}{(s+\omega_o)^2}\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2}(s) = G_{\mathrm{LESO}}(s)\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2}(s)。 \tag{3}$$

根据式(3)绘制 LESO 的 Bode 图如图 3 所示。由图可知,LESO 对带宽范围内的反电动势具有良好观测效果,且带宽越高观测反电动势的相位滞后越小。

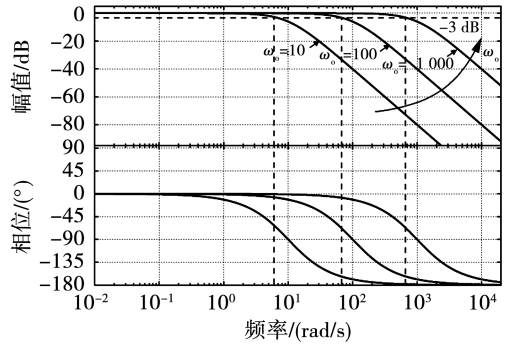


图 3 带宽变化时 LESO 的 Bode 图

Fig. 3 Bode diagram of LESO when bandwidth changes

1.3 谐波对无位置传感器的影响机理

式(1)为理想的 LS-LSM 模型,而实际工况中齿槽效应、逆变器非线性及电流传感器温漂等非理想因素会引入谐波,恶化无位置传感器的观测性能。鉴于 LESO 对谐波的抑制效果有限,需先分析谐波对无位置传感器的影响机理,再针对性提出改进算法以提升无位置传感器性能。

理想情况下,逆变器每相桥臂工作于互补导通模式,但实际中存在两类非线性因素:一是功率器件开关延时使得电平切换时需插入死区时间以避免桥臂直通,二是功率器件压降导致参考电压与输出电压存在偏差。这些非线性因素会使输入电机的电压含有谐波[23],其表达式为

$$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta\mathrm{h}} = \sum_{k=1}^{\infty}\frac{U_\mathrm{h}}{6k\pm1}\begin{bmatrix}\cos[(6k\pm1)\theta_{\mathrm{u},6k\pm1}]\\ \sin[(6k\pm1)\theta_{\mathrm{u},6k\pm1}]\end{bmatrix}。 \tag{4}$$

式中:U_h 是与死区时间、功率器件导通关断延时及压降相关的参数;$\theta_{\mathrm{u},6k\pm1}$ 与动子位置和功率因数有关。由式(4)可知,逆变器非线性主要产生 5 次和 7 次电压谐波。

由于 LS-LSM 的定子与动子表面均开设用于放置绕组的开口槽,齿槽效应显著,导致气隙磁链中存在明显的谐波,进而使反电动势中产生同频谐波。通过解析分析[24]得到由齿槽效应造成的谐波反电动势的表达式为

$$\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2\mathrm{h}} = \sum_{j=1}^{\infty}\frac{E_\mathrm{h}}{6j\pm1}\begin{bmatrix}\cos[(6j\pm1)\theta_{\mathrm{E},6j\pm1}]\\ \sin[(6j\pm1)\theta_{\mathrm{E},6j\pm1}]\end{bmatrix}。 \tag{5}$$

式中:E_h 是与列车速度、励磁磁动势、磁导率及极距有关的参数;$\theta_{\mathrm{E},6j\pm1}$ 与动子位置有关。由式(5)可知电机齿槽效应主要产生 5 次和 7 次反电动势谐波。

电压谐波与反电动势谐波呈串联关系,二者会在定子电流中激发出对应频率的谐波分量。测量电流中,除包含谐波源激励产生的谐波电流外,还存在由电流传感器温漂导致的直流偏置。图 4 为硬件在环实验平台下,电压与反电动势含有谐波且电流传感器存在温漂时的三相电流实测波形。

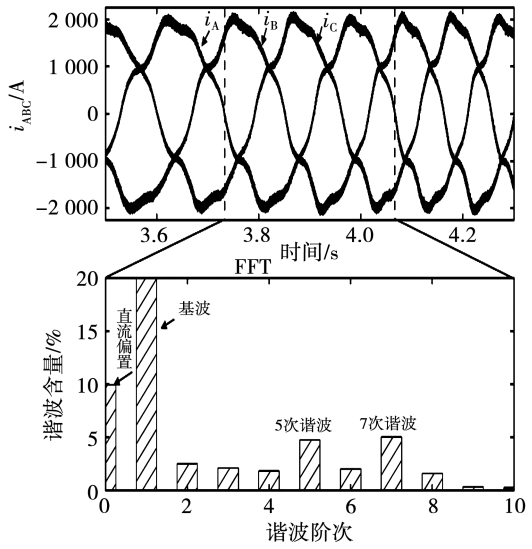


图 4 三相电流波形及其 FFT 分析

Fig. 4 Three-phase current waveform and its FFT analysis

记电压、电流与反电动势中的谐波与直流偏差为 $\Delta\boldsymbol{u}$、$\Delta\boldsymbol{i}$ 和 $\Delta\boldsymbol{E}$,根据式(1)和式(2)得到 LESO 观测反电动势的表达式为

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta2} &= G_{\mathrm{LESO}}(s)(\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2} + L_{\alpha\beta2}s\Delta\boldsymbol{i} + \\ &\quad \boldsymbol{B}_{\alpha\beta2}\Delta\boldsymbol{u} - \Delta\boldsymbol{E} - \boldsymbol{A}_{\alpha\beta2}\Delta\boldsymbol{i}) = \\ &\quad G_{\mathrm{LESO}}(s)(\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2} + \boldsymbol{E}_5 + \boldsymbol{E}_7 + \boldsymbol{E}_{\mathrm{DC}})。\end{aligned} \tag{6}$$

式中 $\boldsymbol{E}_5$、$\boldsymbol{E}_7$ 与 $\boldsymbol{E}_{\mathrm{DC}}$ 分别代表 5 次谐波、7 次谐波及直流偏差。电压、电流与反电动势中的非理想因素会使观测反电动势中存在直流偏差和 5、7 次谐波,经锁相环处理后,观测角度和观测速度中将出现1 倍频和 6 倍频脉动[12]。而具有低通滤波特性的 LESO 及锁相环难以抑制这些非理想因素。

综上,LESO 应用于高速磁悬浮列车无位置传

感器控制时存在以下不足:

1)对基波反电动势 $\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2}$ 的观测精度较低;

2)对 5、7 次谐波 $\boldsymbol{E}_5$、$\boldsymbol{E}_7$ 的抑制能力不足;

3)对直流偏差 $\boldsymbol{E}_{\mathrm{DC}}$ 无抑制作用。

2　基于 RESO 的无位置传感器控制策略

本节基于基波反电动势的动态模型,构建了一种基于 RESO 的反电动势观测策略,以实现对电机基波反电动势的精准观测。首先阐述 RESO 的工作原理,然后通过参数优化配置消除其对直流信号的观测能力以及谐振频率附近伴随相位突变的谐振峰,最后分析 RESO 在应用于高速磁悬浮列车时的局限性。

2.1　RESO 的工作原理

LS-LSM 的基波反电动势为正弦交流信号,其动态模型为

$$\ddot{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta2\mathrm{h1}} + \omega^2 \boldsymbol{E}_{\alpha\beta2\mathrm{h1}} = 0。 \tag{7}$$

根据 LS-LSM 的数学模型式(1)与基波反电动势的动态模型式(7),以内模原理[25]构建 RESO 为:

$$\left.\begin{aligned} &L_{\alpha\beta2} s\hat{\boldsymbol{i}}_{\alpha\beta2} = \boldsymbol{A}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta4} + \boldsymbol{B}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{u}_{\alpha\beta4} - \hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21};\\ &\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21} = \hat{\boldsymbol{E}}'_{\alpha\beta21} + k_1\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2};\\ &s\hat{\boldsymbol{E}}'_{\alpha\beta21} = \hat{\boldsymbol{E}}''_{\alpha\beta21} + k_2\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2};\\ &s\hat{\boldsymbol{E}}''_{\alpha\beta21} = -\hat{\omega}^2\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21} + k_3\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2}。 \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

式中:$\hat{\omega}$ 为电机等效角速度观测值;$\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21}$ 为观测反电动势;$\hat{\boldsymbol{E}}'_{\alpha\beta21}$ 与 $\hat{\boldsymbol{E}}''_{\alpha\beta21}$ 为计算中间变量;k_1、k_2 与 k_3 为观测器参数。RESO 将基波反电动势的数学模型,即谐振控制器,嵌入至观测器中,使其对谐振频率处电流误差的增益为无穷大,进而调控观测反电动势等于实际基波反电动势,由于谐振控制器对非谐振频率处信号的增益较小,故 RESO 对非谐振频率处信号几乎没有观测效果。所提观测器的结构如图 5 所示。

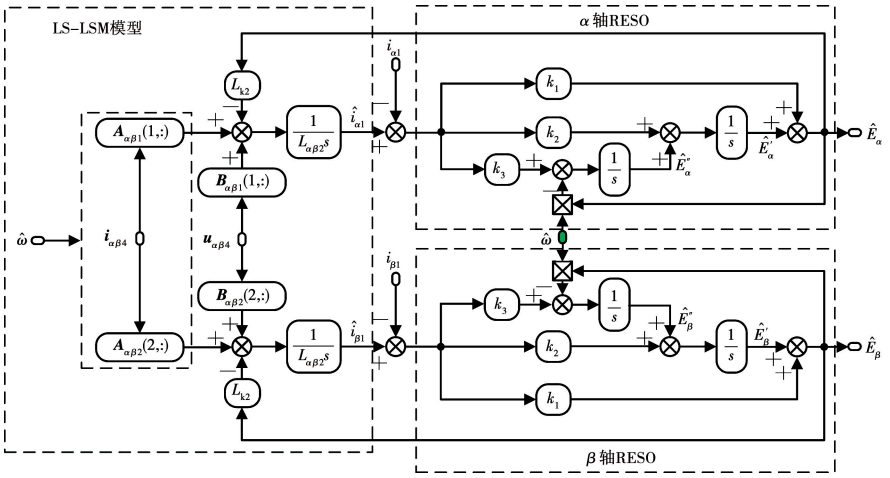


图 5　RESO 的结构图

Fig. 5　Structure diagram of RESO

2.2　RESO 的参数配置

根据式(1)和式(8)推导 RESO 观测反电动势与实际反电动势之间的传递函数为

$$\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21} = \underbrace{\frac{k_1 s^2 + k_2 s + k_3}{L_{\alpha\beta2}s^3 + k_1 s^2 + (k_2 + \hat{\omega}^2 L_{\alpha\beta2})s + k_3}}_{G_{\mathrm{RESO}}(s)} \boldsymbol{E}_{\alpha\beta21}。 \tag{9}$$

由式(9)绘制 RESO 的 Bode 图如图 6 所示。由图可知,RESO 可无误差观测谐振频率处的信号以及直流信号,但在谐振频率附近存在伴随相位突变的谐振峰,当该频段内的信号非零或谐振频率波动时,此现象会显著影响观测效果。因此,为增强 RESO 的动态观测性能、提升其观测精度,需消除其对直流信号的观测能力以及谐振频率附近伴随相位突变的谐振峰。

写出 RESO 的幅频特性表达式为

$$\frac{|\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21}(\mathrm{j}\omega)|}{|\boldsymbol{E}_{\alpha\beta21}(\mathrm{j}\omega)|} = \frac{\sqrt{(k_3 - k_1\omega^2)^2 + (k_2\omega)^2}}{\sqrt{(k_3 - k_1\omega^2)^2 + (k_2\omega + L_{\alpha\beta2}\hat{\omega}^2\omega - L_{\alpha\beta2}\omega^3)^2}}。 \tag{10}$$

由式(10)可知,参数 k_3 是幅频特性表达式中唯一不与频率 ω 耦合的参数,其决定了 RESO 对直流信号的观测性能。为消除电流传感器温漂对 RESO

观测效果的影响,需将 k_3 置 0。参数 k_2 的存在会使幅频特性表达式的分母小于分子,进而引发伴随相位突变的谐振峰,因此也需将其置 0。图 7 展示了 k_1 变化时 RESO 的 Bode 图,由图可知经参数优化配置后的 RESO 可无误差观测谐振频率处的信号,且能有效抑制非谐振频率的信号,其观测带宽与 k_1 正相关。

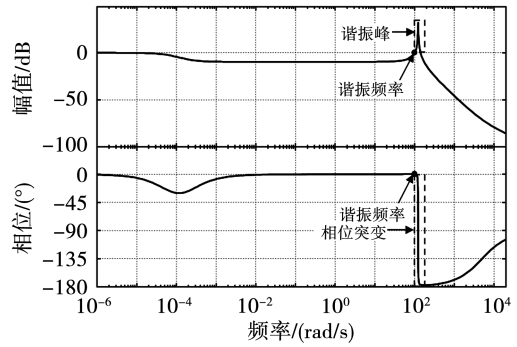


图 6 RESO 的 Bode 图

Fig. 6 Bode diagram of RESO

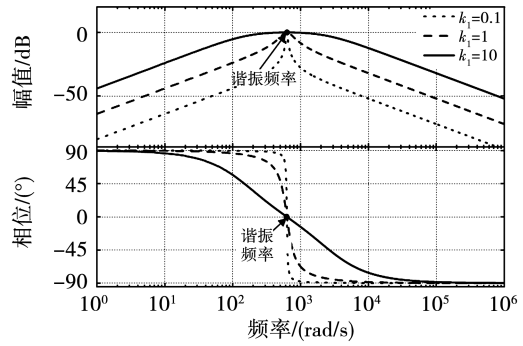


图 7 仅保留参数 k_1 时 RESO 的 Bode 图

Fig. 7 Bode diagram of RESO when k_1 is retained

2.3 RESO 应用于高速磁悬浮列车时的局限性

考虑电压、电流与反电动势中的谐波和直流偏差时,RESO 的观测反电动势为

$$\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta 21} = G_{\mathrm{RESO}}(s)(\boldsymbol{E}_{\alpha\beta 2} + \boldsymbol{E}_5 + \boldsymbol{E}_7 + \boldsymbol{E}_{\mathrm{DC}})。 \tag{11}$$

与 LESO 相比,RESO 的频率选择特性使其对基波反电动势的观测无相位滞后与幅值偏差,且本文所提参数优化配置方法也消除了其对直流信号的观测效果。但低速时,由于列车的运行频率与 5、7 次谐波频率相近,导致参数 k_1 的选取需要在响应速度与谐波抑制能力之间权衡,影响列车在动态过程,尤其是列车刚启动时的反电动势观测效果。

3 基于 MRESO 的无位置传感器控制策略

鉴于 RESO 在高速磁悬浮列车应用中的局限性,本节进一步提出基于 MRESO 的反电动势观测策略。该算法进一步考虑了谐波反电动势的动态模型,将两个调谐于 5、7 次谐波频率的谐振控制器与基波谐振控制器并联,使观测电流与实际电流之差不含 5、7 次谐波,从而在不影响基波反电动势观测效果的前提下增强对 5、7 次谐波的抑制能力。

3.1 MRESO 的工作原理

RESO 的观测反电动势中存在 5、7 次谐波的原因在于低速时基波谐振控制器在 5、7 次谐波频率处的增益不可忽略。为此,通过将两个调谐于 5、7 次谐波频率的谐振控制器与基波谐振控制器并联,使嵌入的谐振控制器在基波及 5、7 次谐波处均具有无穷大增益,从而消除观测电流与实际电流误差中的基波和 5、7 次谐波成分,最终确保基波谐振控制器的观测反电动势中不含 5、7 次谐波。所提 MRESO 的结构如图 8 所示。

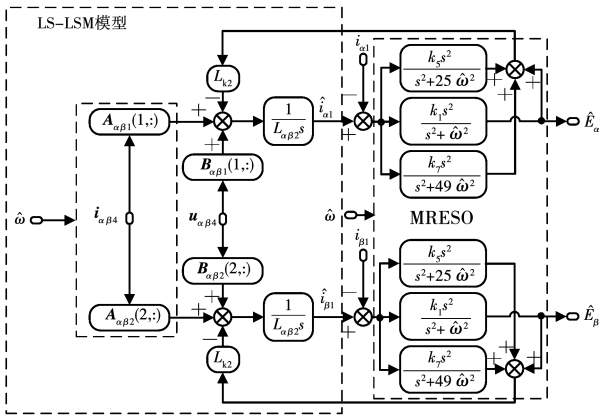


图 8 MRESO 的结构图

Fig. 8 Structure diagram of MRESO

根据结构图写出 MRESO 的表达式为:

$$\left.\begin{aligned}
&L_{\alpha\beta2}s\hat{\boldsymbol{i}}_{\alpha\beta2} = \boldsymbol{A}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta4} + \boldsymbol{B}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{u}_{\alpha\beta4} - \hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21} - \hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta25} - \hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta27};\\
&\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21} = \frac{k_1 s^2}{s^2 + \hat{\omega}^2}\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2};\\
&\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta25} = \frac{k_5 s^2}{s^2 + 25\hat{\omega}^2}\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2};\\
&\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta27} = \frac{k_7 s^2}{s^2 + 49\hat{\omega}^2}\boldsymbol{e}_{\alpha\beta2}。
\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

其中:k_5 与 k_7 分别为 5 次、7 次谐波谐振控制器的增

益;$\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta25}$ 与 $\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta27}$ 分别为 MRESO 观测的 5 次、7 次谐波反电动势。推导得到 MRESO 的观测基波反电动势与实际反电动势之间的传递函数为

$$\frac{\hat{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21}}{\boldsymbol{E}_{\alpha\beta2}}=\frac{\dfrac{k_1 s^2}{s^2+\hat{\omega}^2}}{\underbrace{L_{\alpha\beta2}s+\dfrac{k_1 s^2}{s^2+\hat{\omega}^2}+\dfrac{k_5 s^2}{s^2+25\hat{\omega}^2}+\dfrac{k_7 s^2}{s^2+49\hat{\omega}^2}}_{G_{\mathrm{MRESO}}(s)}}。\tag{13}$$

根据式(9)和式(13),绘制不同参数时 RESO 与 MRESO 的 Bode 图如图 9 所示。由图可见,在同样的 k_1 参数下 MRESO 在保持 RESO 对基波反电动势观测效果的同时增强了对 5、7 次谐波的抑制能力。尽管并联的谐振控制器为 MRESO 引入了谐振峰,但因大部分谐波已被抑制,其影响较小,当谐振频率波动较大时可通过灵活调节谐振控制器增益减弱该谐振峰的影响。由图 9 可知,参数 k_1 主要决定 MRESO 对基波反电动势的观测性能,增大 k_1 可提高观测器带宽,从而加快动态响应速度,但同时会削弱对谐波的抑制能力。与之相对,参数 k_5 与 k_7 分别影响对 5 次与 7 次谐波的抑制带宽,减小 k_5 或 k_7 虽能提高对相应频率谐波的抑制能力,但也会降低其对这些频率谐波的动态响应速度。因此,实际参数设计中需在动态响应速度与谐波抑制能力之间进行权衡,在列车变速阶段应增大观测器参数以提升响应能力,而在谐波含量较高的工况下则应减小相应参数以增强滤波效果。

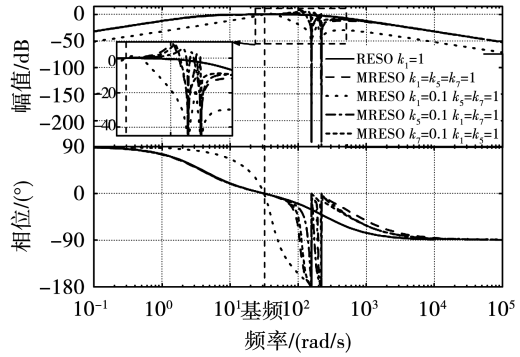


图 9　RESO 和 MRESO 的 Bode 图

Fig. 9　Bode diagram of RESO and MRESO

3.2　参数变化对 MRESO 观测反电动势的影响

在列车实际运行中,电机电阻、电感和励磁磁链等参数会发生变化,影响观测器的观测结果。将参数变化造成的偏差分为 $L_{\alpha\beta2}$ 的偏差 $\tilde{L}_{\alpha\beta2}$、$\boldsymbol{A}_{\alpha\beta2}$ 的偏差 $\tilde{\boldsymbol{A}}_{\alpha\beta2}$ 和 $\boldsymbol{B}_{\alpha\beta2}$ 的偏差 $\tilde{\boldsymbol{B}}_{\alpha\beta2}$,根据式(1)和式(12)得到观测反电动势偏差为

$$\tilde{\hat{\boldsymbol{E}}}_{\alpha\beta21}=G_{\mathrm{MRESO}}(s)\underbrace{(\tilde{L}_{\alpha\beta2}s\boldsymbol{i}_{\alpha\beta2}-\tilde{\boldsymbol{A}}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta4}-\tilde{\boldsymbol{B}}_{\alpha\beta2}\boldsymbol{u}_{\alpha\beta4})}_{\tilde{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21}}。\tag{14}$$

根据式(14),观测反电动势偏差由 MRESO 自身的特性以及参数偏差造成的反电动势偏差 $\tilde{\boldsymbol{E}}_{\alpha\beta21}$ 决定。由于反电动势偏差中变量的频率均为基频,而 MRESO 在基频处传递函数的幅值为 1,如图 9 所示,因此它并不会放大参数不匹配造成的影响。电机定子电阻、馈电电缆电阻及电感与电流相乘且不与频率耦合,其参数不匹配在低速(电流大、反电动势小)时影响显著,高速(电流小、反电动势大)时影响较弱。在 $i_d=0$ 控制下,d 轴电感不匹配导致的偏差会相互抵消,故对观测结果没有影响。q 轴电感与电流均和频率相关,低速时电流大,其对观测结果的影响显著且大于电阻参数不匹配的影响;随速度升高,电流减小虽使影响减弱,但因与频率相乘,其影响仍大于高速时电阻参数不匹配的影响。

4　实验验证

4.1　实验平台及控制系统介绍

为验证所提无位置传感器控制策略的有效性,搭建了基于 RT-Lab 的硬件在环平台如图 10 所示。该平台由牵引控制系统和牵引仿真系统组成。牵引仿真系统包括 4 台 FPGA 仿真机,每台仿真机对应仿真一台牵引变流器,其中两台仿真机还需各仿真一台 LS-LSM,仿真参数如表 1 所示。牵引控制系统包括一个电机控制单元和 4 个变流器控制单元,电机控制单元根据电流、动子位置及速度计算各变流器的调制比和调制角,变流器控制单元根据调制比和调制角按调制算法生成开关序列,以控制变流器中功率器件的通断。

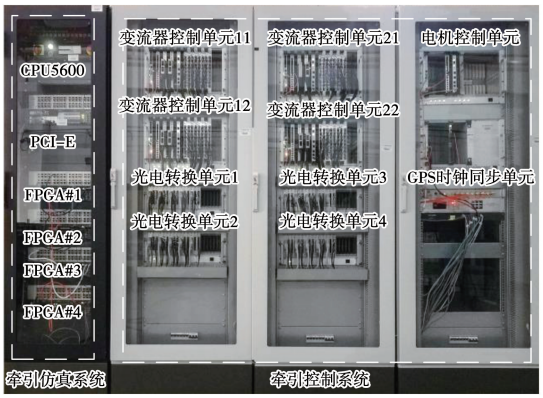


图 10　高速磁悬浮列车硬件在环平台

Fig. 10　High-speed maglev hardware-in-the-loop platform

表 1 LS-LSM 的参数

Table 1 Parameters of LS-LSM

参数	数值	参数	数值
定子电阻 R_s/mΩ	436.176	励磁磁链 ψ_m/Wb	4.455
d 轴电感 L_{ds}/mH	3.915 3	q 轴电感 L_{qs}/mH	3.465 3
定子极距 τ/m	0.258	车重 M/kg	60 000
载波频率 f_c/Hz	600	控制频率 f_{cl}/Hz	7 200
馈电电缆电阻 R_k/(mΩ/km)	58.33	馈电电缆电感 L_k/(mH/km)	0.071 3

图 11 为高速磁悬浮列车牵引控制算法的整体结构,包含无位置传感器、速度环、电流环及环流控制器。本文仅研究无位置传感器算法,具体涉及基于LESO、RESO 及 MRESO 的无位置传感器控制算法。在进行实验对比时,LESO 的带宽 ω_o 随速度的上升从 1 过渡至 10,RESO 与 MRESO 的参数均设为 1。为避免谐振控制器极点偏移,采用预畸变 Tustin 算法进行离散化。

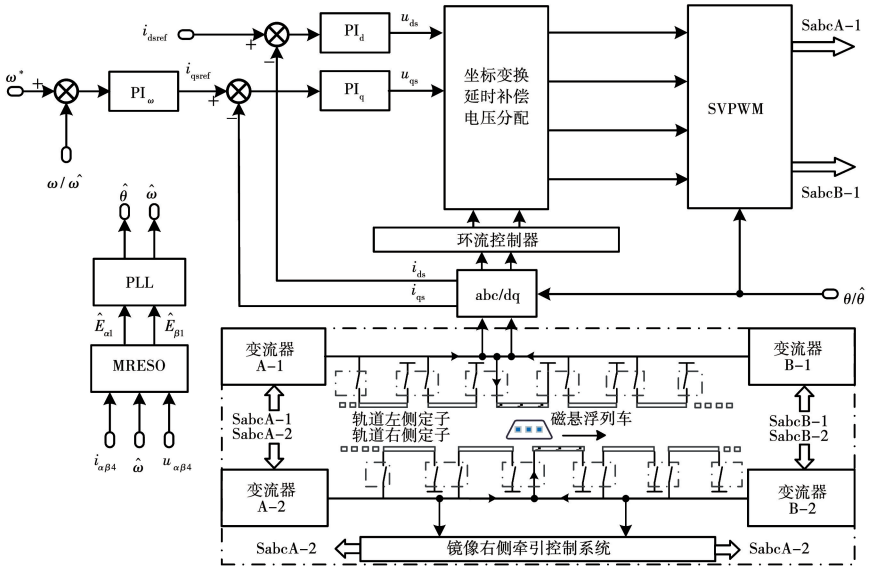


图 11 高速磁悬浮列车牵引控制算法结构图

Fig. 11 Structure diagram of traction control algorithm for high-speed maglev train

4.2 高速磁悬浮列车硬件在环平台的实验工况

在高速磁悬浮列车硬件在环平台中,实验工况设定为列车从 0 加速至 600 km/h 再减速至 0。所提基于 MRESO 的无位置传感器控制策略于加速阶段 10 km/h 时切入闭环运行,在减速阶段 50 km/h 时退出闭环。运行过程中的速度、q 轴电流和 d 轴电流波形图如图 12 所示。图中 q 轴电流波动主要源于定子段换步,换步时其在 0.2 s 内从 2 000 A 降至 0 A,经开关站切换后再升至 2 000 A;d 轴电流波动主要由 dq 轴交叉耦合导致,换步过程中 q 轴电流的剧烈变化会引起 d 轴电流的显著波动[26]。整个运行过程中,基于 MRESO 的无位置传感器控制策略可实现列车加速至 600 km/h 的性能指标,满足实际工程应用中的需求。

4.3 LESO、RESO 与 MRESO 在不同速度下的实验结果对比

图 13 展示了不同观测器在低速和高速工况下的观测反电动势及其 FFT 分析、观测角度误差与观测速度误差波形。

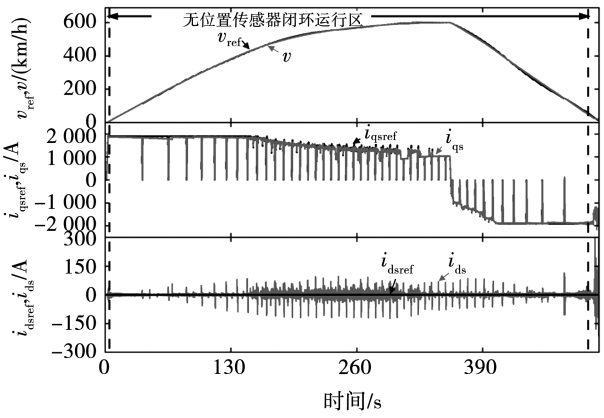
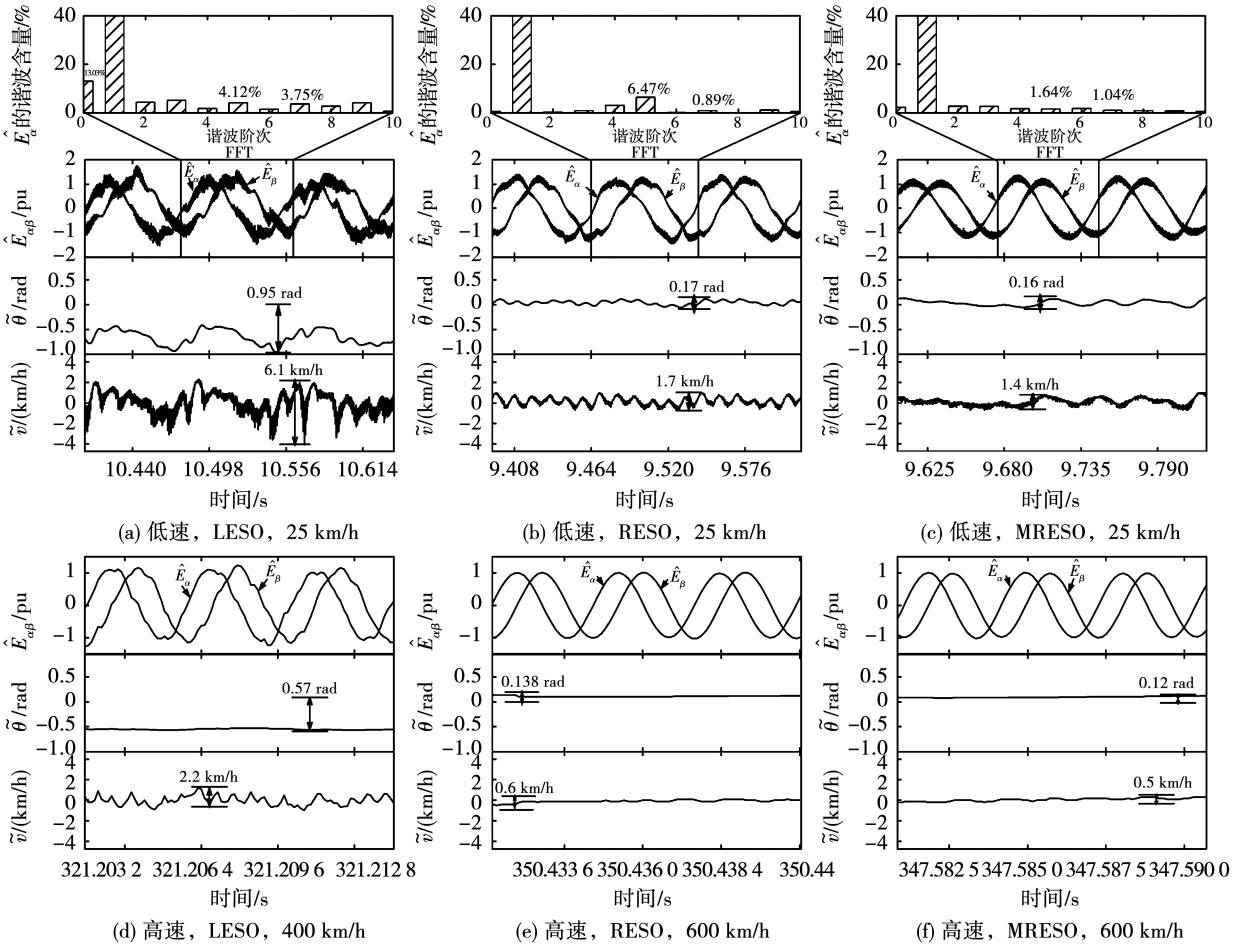


图 12 高速磁悬浮列车无位置传感器控制时速度和电流波形

Fig. 12 Speed and current waveform of high-speed maglev position sensorless control

在 25 km/h 低速工况下,如图 13(a)所示,LESO 观测反电动势的直流偏置、5 次及 7 次谐波含量分别为 13.03%、4.12%和3.75%,观测角度误差与观测速度误差分别为0.95 rad和 6.1 km/h。LESO 的低通滤波特性导致观测反电动势存在较大相位滞后,进而引发较大观测角度误差;采样电流的直流偏置使观测反电动势引入直流分量,造成观测角度与观测速度的 1 次谐波误差;电压与反电动势中的 5 次、7 次谐波使观测反电动势中含有同频谐波,导致观测角度与观测速度存在 6 次谐波。如图 13(b)所示,25 km/h 时 RESO 观测反电动势的 5 次、7 次谐波含量为 6.47%和 0.89%,直流偏置几乎为 0,观测角度误差与观测速度误差分别为 0.17 rad 和 1.7 km/h。RESO 的频率选择特性使其观测角度误差较小,且本文所提参数配置方法使其对采样电流直流偏置无观测效果,因此观测角度误差和观测速度误差均小于 LESO。但因低速时 5、7 次谐波的频率与基波频率接近,观测反电动势仍含较多同频谐波,导致观测角度与观测速度存在较明显的 6 次谐波。如图 13(c)所示,MRESO 在 25 km/h 时观测反电动势的 5 次、7 次谐波含量仅为 1.64%和 1.04%,且无明显直流偏置,观测角度误差与观测速度误差分别为 0.16 rad 和 1.4 km/h。低速下 MRESO 对 5、7 次谐波的抑制能力优于 RESO,观测角度误差与观测速度误差与 RESO 相当。

高速工况下,定子电压与反电动势中 5、7 次谐波所引发的电流谐波已被定子电阻和电感滤除,因此无需考虑谐波对观测器的影响,而需关注观测角度误差导致的牵引力损失。如图 13(d)所示,400 km/h 时 LESO 的观测角度误差与观测速度误差分别为 0.57 rad 和 2.2 km/h,对应牵引力损失为 15.81%,列车最高运行速度仅为 400 km/h,故具有低通滤波特性的 LESO 无法满足高速磁悬浮列车的高速运行需求。如图 13(e)所示,600 km/h 时 RESO 的观测角度误差与观测速度误差分别为 0.138 rad和 0.6 km/h,对应牵引力损失为 0.95%,列车可稳定运行至 600 km/h。如图 13(f)所示,600 km/h时 MRESO 的观测角度误差与观测速度误差分别为 0.12 rad 和 0.5 km/h,对应牵引力损失为 0.72%,同样支持列车运行至 600 km/h。



(a) 低速，LESO，25 km/h　(b) 低速，RESO，25 km/h　(c) 低速，MRESO，25 km/h

(d) 高速，LESO，400 km/h　(e) 高速，RESO，600 km/h　(f) 高速，MRESO，600 km/h

图 13　不同反电动势观测算法的实验结果对比

Fig. 13　Comparison of experimental results of different back electromotive force observation algorithms

综上,RESO 和 MRESO 均可实现 LS-LSM 在 10 km/h到 600 km/h 闭环运行,其中 MRESO 在低速时的观测角度与观测速度谐波最小,是更适用于高速磁悬浮列车的无位置传感器控制策略。

4.4 参数不匹配时 MRESO 的实验结果

图 14(a)与图 14(c)为电阻 1.5 倍不匹配时,MRESO 在低速 25 km/h 及高速 600 km/h 工况下的观测结果。低速时,其观测反电动势的 5 次、7 次谐波含量分别为 0.59% 和 0.38%,观测角度误差与观测速度误差为 0.25 rad 和 1.5 km/h;高速时,其观测角度误差与观测速度误差为 0.1 rad 和 0.6 km/h。与图 13(c)、图 13(f)的正常工况相比,电阻不匹配主要增大 MRESO 在低速时观测角度的相位滞后,使牵引力损失增加 1.83%,对高速观测效果则无明显影响。

图 14(b)与图 14(d)为电感 1.2 倍不匹配时,MRESO 在低速 25 km/h 及高速 600 km/h 工况下的观测结果。电感不匹配会引发观测速度较大波动,导致谐振点偏移进而恶化观测效果。为此,低速时将 MRESO 的参数 k_1 设置为 0.6 以减小观测器带宽、提高观测器的稳定性;高速时因反电动势幅值增大,电感不匹配的影响减弱,故将参数 k_1 设置为 1 以保证动态性能。低速时,MRESO 观测反电动势的 5、7 次谐波含量分别为 1.54% 和 1.31%,观测角度误差与观测速度误差为 0.42 rad 和 8.3 km/h;高速时,MRESO 的观测角度误差与观测速度误差为 0.24 rad和 0.9 km/h。与图 13(c)、图 13(f)的正常工况相比,电感不匹配主要影响 MRESO 在低速时对基波反电动势的观测效果,使牵引力损失增加了 7.41%,对低速时的谐波抑制效果及高速时的观测效果影响较小。

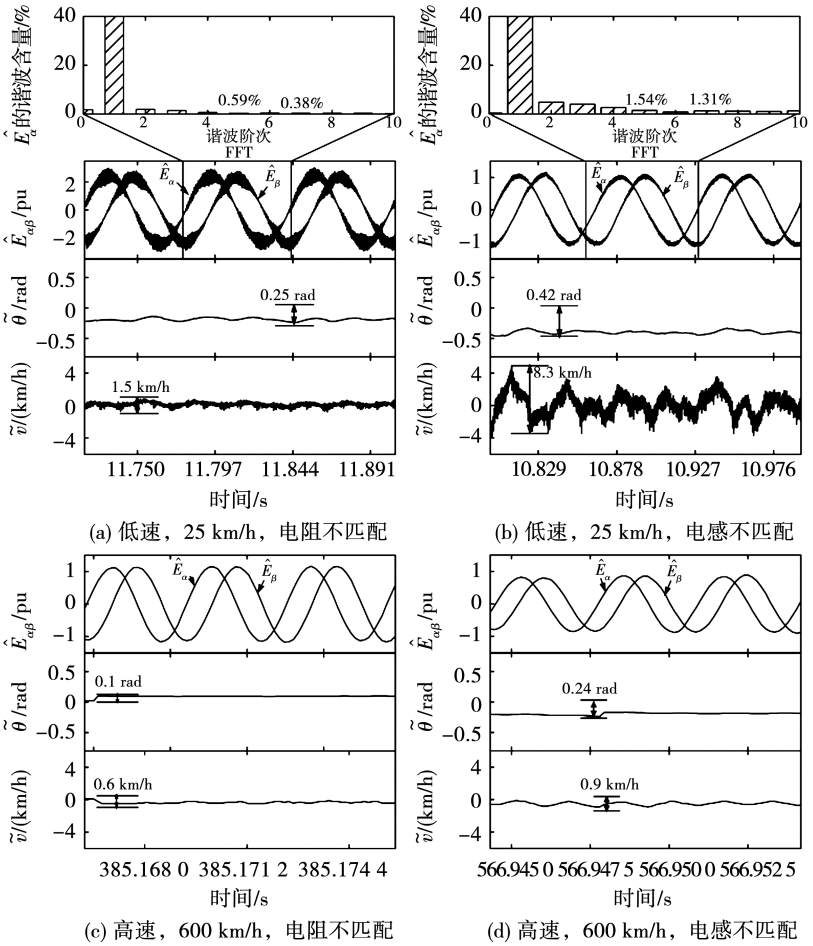


图 14 参数不匹配时 MRESO 的实验结果

Fig. 14 Experimental results of MRESO when parameters are mismatched

由本小节实验结果可知,电阻与电感不匹配主要影响 MRESO 在低速时对基波反电动势的观测效

果,对低速谐波抑制效果及高速基波反电动势观测效果的影响较小;电感不匹配的影响显著大于电阻不匹配的影响,因此在低速工况下需结合电感参数查表或在线参数辨识获取准确电感参数,以提升无位置传感器的观测精度。

5　结　论

本文提出了基于 MRESO 的高速磁悬浮列车无位置传感器控制策略,以准确地观测基波反电动势并抑制直流偏差及 5、7 次谐波的影响。主要结论如下:

1)逆变器非线性、电机齿槽效应及电流传感器温漂会使观测反电动势中存在直流偏差与 5、7 次谐波。

2)所提基于 RESO 的基波反电动势观测策略,可消除直流偏差对反电动势观测效果的影响,并显著减小观测基波反电动势的相位滞后。

3)在 RESO 的基础上进一步提出的 MRESO,通过多谐振控制器并联结构增强了低速时对 5、7 次谐波的抑制能力。

实验结果充分验证了所提 MRESO 在谐波抑制与观测精度上的显著优势,其观测反电动势中的直流偏差与 5、7 次谐波含量较 LESO 方案降低 87%,相位滞后减少 83%;同时,其对 5、7 次谐波的抑制能力较 RESO 方案提升了 64%。该策略实现了高速磁悬浮列车在 10 ~ 600 km/h 速度范围内的无位置传感器闭环稳定运行,为实现高性能牵引控制提供了关键支撑。

参 考 文 献:

[1] 丁叁叁. 时速 600 公里高速磁浮交通系统[M]. 上海:上海科学技术出版社, 2022.

[2] 曹学谦, 葛琼璇, 朱进权, 等. 基于积分滑模的高速磁悬浮列车谐波电流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5817.
CAO Xueqian, GE Qiongxuan, ZHU Jinquan, et al. Harmonic current suppression strategy for high-speed maglev train based on integral sliding mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(22): 5817.

[3] 孟川舒. 高速磁浮列车测速定位问题综述[J]. 铁道标准设计, 2024, 68(1): 178.
MENG Chuanshu. Review on problems of speed measurement and positioning of high speed maglev train[J]. Railway Standard Design, 2024, 68(1): 178.

[4] 刘金鑫. 高速磁浮交通多分区牵引控制关键技术研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2015.

[5] CHEN Jiahao, YUAN Xin, 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.

[6] 孙鹏琨, 葛琼璇, 王晓新, 等. 磁悬浮列车在双端供电模式下的无速度传感器控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(18): 4249.
SUN Pengkun, GE Qiongxuan, WANG Xiaoxin, et al. Speed sensorless control of maglev train with double-end power supply[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(18): 4249.

[7] 孙鹏琨, 葛琼璇, 王晓新, 等. 基于降阶观测器的高速磁浮列车无速度传感器控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(4): 1302.
SUN Pengkun, GE Qiongxuan, WANG Xiaoxin, et al. Sensorless control strategy of high speed maglev based on reduced order observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1302.

[8] ZHU Jinquan, GE Qiongxuan, SUN Pengkun. Extended state observer-based sensorless control for high-speed maglev application in single-feeding mode and double-feeding mode[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1350.

[9] SHAO Yanzhen, YU Yong, CHAI Feng, et al. A two-degree-of-freedom structure-based backstepping observer for DC error suppression in sensorless PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10846.

[10] YIN Zhonggang, ZHANG Yanping, CAO Xinping, et al. Estimated position error suppression using novel PLL for IPMSM sensorless drives based on full-order SMO[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4463.

[11] 王琛琛, 苟立峰, 周明磊, 等. 基于改进的离散域二阶滑模观测器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 387.
WANG Chenchen, GOU Lifeng, ZHOU Minglei, et al. Sensorless control of IPMSM based on improved discrete second-order sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 387.

[12] WANG Gaolin, ZHAN Hanlin, ZHANG Guoqiang, et al. Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3055.

[13] 赵文祥, 宋世昌, 周书文, 等. 改进滑模观测器的电流源逆变器驱动 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 987.
ZHAO Wenxiang, SONG Shichang, ZHOU Shuwen, et al. Sensorless control of current source inverter driven PMSM with improved sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 987.

[14] GE Yang, YANG Lihui, MA Xikui. A harmonic compensation method for SPMSM sensorless control based on the orthogonal master-slave adaptive notch filter[J]. IEEE Transactions on

Power Electronics, 2021, 36(10): 11701.

[15] WANG Gaolin, DING Li, LI Zhuomin, et al. Enhanced position observer using second-order generalized integrator for sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 486.

[16] WANG Bo, DU Pengcheng, TIAN Minghe, et al. A master-slave-structure position observer for multi-harmonics suppression in sensorless PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(5): 4528.

[17] BAO Danyang, PAN Xuewei, WANG Yi, et al. Adaptive synchronous-frequency tracking-mode observer for the sensorless control of a surface PMSM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6460.

[18] AN Quntao, ZHANG Jianqiu, AN Qi, et al. Quasi-proportional-resonant controller based adaptive position observer for sensorless control of PMSM drives under low carrier ratio[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2564.

[19] 张彦平, 尹忠刚, 苏明, 等. 基于共振扩张状态观测器的内置式永磁同步电机统一全速域无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6070.
ZHANG Yanping, YIN Zhonggang, SU Ming, et al. Unified full speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor based on resonance extended state observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6070.

[20] ZHANG Yanping, YIN Zhonggang, CAO Xinping, et al. A novel SPMSM sensorless drive using discrete-time synchronous-frequency adaptive observer under low frequency ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 11045.

[21] YANG Xiaowei, HU Haitao, HU Hai, et al. A quasi-resonant extended state observer-based predictive current control strategy for three-phase PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 13910.

[22] 孙鹏琨. 高速磁悬浮列车在双端供电模式下的牵引控制策略研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2021.

[23] 胡铭觐. 永磁同步电机驱动系统高性能数字控制策略研究[D]. 南京: 东南大学, 2023.

[24] 章九鼎, 卢琴芬. 长定子直线同步电机齿槽效应的计算与影响[J]. 电工技术学报, 2021, 36(5): 964.
ZHANG Jiuding, LU Qinfen. Calculation and influences of cogging effects in long-stator linear synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(5): 964.

[25] FRANCIS B, WONHAM W. The internal model principle of control theory[J]. Automatica, 1976, 12(5): 457.

[26] CAO Xueqian, GE Qiongxuan, ZHU Jinquan, et al. Improved sliding mode traction control combined sliding mode disturbance observer strategy for high-speed maglev train[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 827.

(编辑:朱美华)