

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.09.012

动圈式永磁平面电机平稳起浮与下降 无位置传感器控制策略*

陆华才 阮光正

(安徽工程大学 电气工程学院 芜湖 241000)

摘要:针对动圈式永磁平面电机无位置传感器控制起浮过程中出现的误差过大、抖动以及下降过程中撞击定子表面等问题,分析了在实时电流分配策略下动子的移动过程,提出了“假气隙点”概念,推导出了“假气隙点”位置与期望气隙点位置的数学关系表达式和动子起浮至期望气隙点和下降至零高度的时间计算积分公式,并给出了平稳起浮和下降控制策略。“假气隙点”现象表现为动子停留在零位置时,对线圈分配“假气隙点”恒定电流,在此电流驱动下动子运行至期望气隙点处速度为0;动子悬浮在期望气隙点位置时,对线圈分配“假气隙点”恒定电流,在此电流驱动下动子运行至零位置处速度为0。控制策略利用上述现象,通过切换电流使动子在零位置和期望气隙点之间平稳移动。仿真结果表明,动子运行误差、抖动很小,证明了控制策略的正确性。

关键词: 动圈式永磁平面电机;实时电流分配;假气隙点;平稳磁悬浮起浮与下降;无位置传感器控制

中图分类号: TP13 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470

Sensorless control strategy on stable maglev moving up and down of moving-coil permanent-magnet planar motor

Lu Huacai Ruan Guangzheng

(College of Electrical Engineering, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

Abstract: Aiming at the problem of excessive deviation and jitter in the process of floating and impacting stator surface in the process of descend in the sensorless control on moving-coil permanent-magnet planar motor, this paper analyzes the maglev up and down moving process under the control of real-time current distribution strategy, proposes the concept of “false air-gap point”, deduces the mathematical equation between the position of “false air-gap point” and the desired air-gap position and the time calculation integral formula that when mover moves up to desired air-gap position and descends to zero altitude. The “false air-gap point” has two reflections. One is that when the mover stays at the zero position, the coil is assigned a “false air-gap point” constant current and the speed of the mover running to the desired air-gap point is zero on the condition of the current drive. The other is that when the mover floats at the desired air-gap position, the coil is distributed “false air-gap point” constant current and the speed of mover running to zero position is zero as the result of the current drive. The control strategy utilizes the phenomena mentioned above, and moves the mover smoothly between the zero position and the air-gap point by switching the current. The simulation result shows that the mover running deviation and the jitter are very small, which proves the validity of control strategy.

Keywords: permanent-magnet planar motor with moving-coils; real-time current distribution; false air-gap point; stable maglev moving up and down; sensorless control

收稿日期:2017-03 Received Date: 2017-03

* 基金项目: 安徽省自然科学基金(1608085ME106)、安徽省高校自然科学基金(KJ2015A063)、安徽省高等学校省级质量工程项目(2015xnxz009)、安徽省高校优秀青年人才支持计划重点项目(gxyqZD2016122)资助

0 引言

平面电机因为超高运动精度和可二维运行特性,被广泛应用于高精密的加工工艺中,如集成电路芯片的光刻与封装、MEMS 器件组装与封装等^[1]。动圈式永磁平面电机作为平面电机的一大种类,因为满足新一代光刻机需要在真空环境中运行的特点而被国内外学术与工程界开始重视,已经成为特种电机领域的研发热点。

在动圈式永磁平面电机启动阶段,必须先控制动子悬浮在一定气隙高度处,然后才可以控制动子在此高度的水平面进行二维运动。实际应用中大部分企业、院校研发的平面电机采用压缩空气吹浮、机械支撑等方式进行动子的高度定位。压缩空气吹浮的方式操作简单、高度可控,只需要将进气通过调压阀调至一定气压即可,但是具有误差大、动能损耗大、噪音大、稳定性不高等缺点,另外停机时动子下降可能会撞击永磁阵列定子表面。机械支撑方式在误差、噪音、稳定性等方面较好,但是在使用前必须进行精密校准,操作时间长且高度固定,另外机械支撑方式增大了电机的尺寸和安装难度,产生了一定的运行阻力。除上述两种方式外使用磁悬浮高度定位的平面电机应用中大部分采用动子底部安装若干个气隙传感器^[2-3]的方式获取实时气隙高度来控制动子的悬浮,这种方式可以进行精确的定位,但是需要在动子上额外设计安装孔来放置气隙传感器,增加了成本以及占用了控制器运算资源。所以如果能有一种无位置传感器悬浮策略具备上述各种方式的优点,而又能克服诸多缺点,无疑将对动圈式永磁平面电机的发展和普及起到促进作用。

本文提出的动圈式永磁平面电机平稳起浮和下降无位置传感器控制策略,使用数学语言分析了动子磁悬浮移动的过程。发现了动子在零高度处在线圈中分配“假气隙点”工作电流即可使动子运行至气隙点处速度为零,而在此时切换为期望气隙点电流即可使动子停留在期望气隙点高度。在动子下降时,同样在线圈中通入“假气隙点”工作电流可使动子下降至零高度时速度为零,此时切断电流即可无撞击停留在零高度处。文中给出了“假气隙点”位置与期望气隙点位置的数学关系表达式,以及起浮时运行至期望气隙点和下降时运行至零高度的时间计算积分公式,通过仿真证明了控制策略的正确性。

1 磁悬浮过程分析

本文研究的动圈式永磁平面电机整体结构和动子单元结构分别如图1和2所示。定子由 Halbach 永磁阵列

构成,永磁阵列包含两种体积不同的永磁体,大永磁体体积是小永磁体体积的两倍,二者厚度相等^[4-9]。如图1所示,电机的动子包含 A、B、C、D 4 个线圈单元,每个单元又包含 3 个无铁心线圈。实际控制中,动子 x 轴方向水平推力由 A、C 单元输出, y 轴方向水平推力由 B、D 单元输出, z 轴方向的悬浮力由 A、C 单元输出。定义永磁阵列极距为 τ_n ,永磁阵列、动子线圈中的空间大小、体积和位置关系如图2所示。

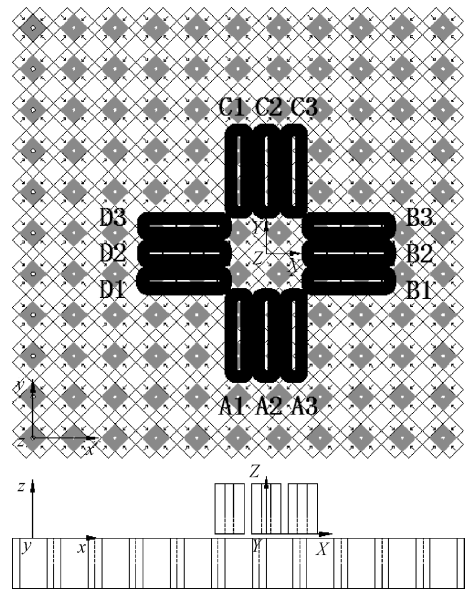


图1 动圈式永磁平面电机的基本结构

Fig.1 Basic structure of the planar motor

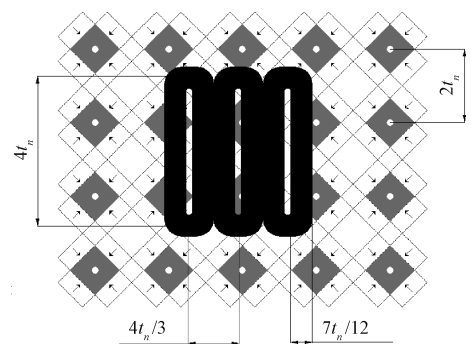


图2 永磁阵列和动子线圈阵列尺寸

Fig.2 The size of PM array and coil array

如图1所示,建立以永磁阵列中某一 N 极磁钢上表面中心为原点的全局坐标系 o_m-xyz 和以动子线圈阵列的下表面几何中心为原点的局部坐标系 O_c-XYZ 。设局部坐标系原点 O_c 在全局坐标系中的坐标为 $P_c = (x_c, y_c, z_c)$ 。

定义逆时针方向为电流正方向,如果对动子各线圈分配电流如下:

$$\begin{cases} i_{A1} = i_{C1} = I_{dz} \cos(\hat{\alpha} - \frac{4\pi}{3}) \\ i_{A2} = i_{C2} = I_{dz} \cos \hat{\alpha} \\ i_{A3} = i_{C3} = I_{dz} \cos(\hat{\alpha} + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{B1} = -i_{D1} = I_{qz} \cos(\hat{\beta} - \frac{4\pi}{3}) \\ i_{B2} = -i_{D2} = I_{qz} \cos \hat{\beta} \\ i_{B3} = -i_{D3} = I_{qz} \cos(\hat{\beta} + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2)$$

忽略线圈的圆角,绕制不均、截面电流分布不均等影响,式(1)、(2)中:

$$\begin{cases} I_{dz} = \frac{F_z}{3K_f} \\ I_{qz} = -\frac{K_2 \sin(2\hat{\alpha})}{3\sqrt{3}K_3 K_f} F_z \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \hat{\alpha} = \pi \hat{x}_c / \tau_n \\ \hat{\beta} = \pi \hat{y}_c / \tau_n \\ K_f = \frac{-48n\tau_n^2 B_0}{7h\pi^2} e^{-z_c/\tau_n} (1 + 2\cos \frac{\pi}{12}) (1 - e^{-h\pi/\tau_n}) \\ K_t = \frac{72n\tau_n^2 B_0}{7\pi^2} e^{-z_c/\tau_n} \cos \frac{5\pi}{24} (1 - e^{-h\pi/\tau_n}) \\ K_1 = -0.256K_t \\ K_2 = -3.28K_t \\ K_3 = 11.07K_t \end{cases} \quad (4)$$

式中: \hat{x}_c 、 \hat{y}_c 、 \hat{z}_c 为实时测量的局部坐标系原则在全局坐标系中 x 、 y 、 z 轴方向的位置, n 为线圈的匝数; h 为线圈的厚度, B_0 为永磁阵列在气隙高度为 0 处基波磁感应强度幅值, K_f 为推力系数, K_t 、 K_1 、 K_2 、 K_3 为转矩系数, K_t 与 K_1 、 K_2 、 K_3 的比值与线圈矩阵的尺寸和线圈的绕制有关^[10-12]。

在仅考虑磁场基波分量情况下并且测量的坐标 ($\hat{x}_c, \hat{y}_c, \hat{z}_c$) 与实际坐标 (x_c, y_c, z_c) 误差很小,用洛伦兹力公式可求得在局部坐标系下动子所受的推力/转矩的组合为^[6,10-13]:

$$\mathbf{W}_M = (F_x, F_y, F_z, T_x, T_y, T_z)^T = (0, 0, F_z, 0, 0, 0)^T \quad (5)$$

故在电机的启动阶段,如果令:

$$F_z = mg(1 + \Delta_a) \quad (6)$$

式中: Δ_a 为加速因子, m 为动子质量, g 为重力加速度。无特殊说明,本文设永磁阵列材料为 NdFe30,极距 $\tau_n = 17.68$ mm,厚度 $h = 10$ mm;线圈厚度 $h = 7.4$ mm,匝数 n 为 175 匝,电阻 $R = 2.65 \Omega$;推力系数 $K_f = -4.69$ N/A;动子质量 $m = 4.31$ kg;重力加速度 $g = 9.8$ m/s²。

由式(4)可知式(3)中的 K_f 、 K_2 、 K_3 均依赖于测量值 \hat{z}_c 的值才能进行计算得出,在获得测量坐标 ($\hat{x}_c, \hat{y}_c, \hat{z}_c$) 情况下,将式(6)代入式(3),然后再代入式(1)、(2),可使动子只受到 $mg(1 + \Delta_a)$ 的悬浮力作用,也即动子以加速度为 $\Delta_a \times g$ 均加速上升。在使用气隙传感器的应用中, \hat{z}_c 通过测量得到,可以进行实时控制逐步定位在气隙点,但在无位置传感器控制应用中,由于无法获知 \hat{z}_c ,如果直接分配动子在期望气隙点 z_{ce} 处平衡时的电流,即式(3)设为:

$$\begin{cases} I_{dz} = \frac{mg}{3K_{fe}} \\ I_{qz} = -\frac{K_{2e} \sin(2\hat{\alpha})}{3\sqrt{3}K_{3e} K_{fe}} mg \end{cases} \quad (7)$$

式中: K_{fe} 、 K_{2e} 、 K_{3e} 为以 z_{ce} 值计算出的推力系数和转矩系数。

计算得出动子所受悬浮力为:

$$F_z = mg e^{(z_c - z_e)\pi/\tau_n} \quad (8)$$

于是动子的加速度 a_z 为:

$$a_z = g[e^{(z_c - z_e)\pi/\tau_n} - 1] \quad (9)$$

设 $z_{ce} = 0.001$ m,将其他参数值代入公式,可以得到在此加速度下,动子在 z 轴运动曲线如图 3 所示。

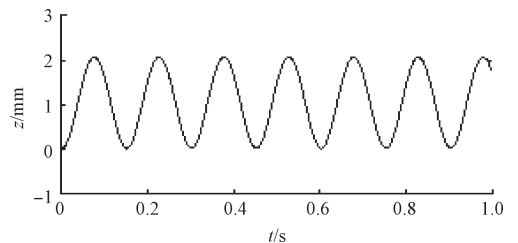


图3 期望气隙点电流启动下动子 z 轴运动曲线

Fig.3 Motion curve of mover along z axis under desired air-gap current

可以看出动子运行超过了期望气隙点高度,达到 0.002 m 以上,并且在 1 s 时间内于零高度点与最高点之间周期的震动了 6 次以上。显然这样的启动方式是不可取的。

上述研究的是动子起浮的过程,在电机停止运行时,要求动子从气隙点高度下降到零高度,如果只是切断电流,将造成动子以重力加速度下落,冲击永磁阵列也即定子表面。多次冲击后,将使永磁体的磁力下降,并且损伤表面。

从图 3 可知,如果能够将最高点变为期望气隙点,则可以实现稳定的磁悬浮起浮下降。此处引入“假气隙点”概念,其高度值为 z_{cf} ,在代入式(8)得到的悬浮力作用下动子运行至最高点高度等于期望气隙高度 z_{ce} 。

2 平稳起浮和下降关键公式推导

2.1 起浮过程

令 $a_z = v_z \frac{dv_z}{dz_c}$, 代入式(9)解微分方程可得:

$$v_z = \pm \sqrt{2g \left[C_0 - \frac{\tau_n}{\pi} e^{(z_f - z_c) \frac{\pi}{\tau_n}} - z_c \right]} \quad (10)$$

起浮过程初始状态时 $v_z = 0, z_c = 0$, 代入式(9)可得:

$$C_0 = \frac{\tau_n}{\pi} e^{z_f \frac{\pi}{\tau_n}} \quad (11)$$

在起浮阶段 $v_z \geq 0$, 将式(11)代入式(10), 化简得:

$$v_z = \sqrt{2g \left[\frac{\tau_n}{\pi} e^{z_f \frac{\pi}{\tau_n}} (1 - e^{-z_c \frac{\pi}{\tau_n}}) - z_c \right]} \quad (12)$$

在最高点处 $v_z = 0$, 将 $z_c = z_{ce}$ 代入式(12)可得:

$$2g \left[\frac{\tau_n}{\pi} e^{z_f \frac{\pi}{\tau_n}} (1 - e^{-z_{ce} \frac{\pi}{\tau_n}}) - z_{ce} \right] = 0 \quad (13)$$

将式(13)转化后可得到假气隙点与气隙点的数学关系表达式:

$$z_{ef} = \frac{\tau_n}{\pi} \ln \frac{\pi z_{ce}}{\tau_n (1 - e^{-z_{ce} \frac{\pi}{\tau_n}})} \quad (14)$$

令 $v_z = \frac{dz_c}{dt}$, 和式(14)一起代入式(12), 并积分可以得到:

$$t_{up} = \int_0^{z_{ce}} \frac{1}{\sqrt{2g \left[\frac{\tau_n}{\pi} e^{z_f \frac{\pi}{\tau_n}} (1 - e^{-z_c \frac{\pi}{\tau_n}}) - z_c \right]}} dz_c \quad (15)$$

2.2 下降过程

下降时初始状态时 $v_z = 0, z_c = z_{ce}$, 代入式(9)可得:

$$C_0 = \frac{\tau_n}{\pi} e^{(z_f - z_{ce}) \frac{\pi}{\tau_n}} + z_{ce} \quad (16)$$

在下降阶段 $v_z \leq 0$, 将式(16)代入式(10), 化简得:

$$v_z = -\sqrt{2g \left[\frac{\tau_n}{\pi} e^{z_f \frac{\pi}{\tau_n}} (e^{-z_c \frac{\pi}{\tau_n}} - e^{-z_{ce} \frac{\pi}{\tau_n}}) + (z_{ce} - z_c) \right]} \quad (17)$$

在零高度点处 $v_z = 0$, 将 $z_c = 0$ 代入式(17)可得:

$$2g \left[\frac{\tau_n}{\pi} e^{z_f \frac{\pi}{\tau_n}} (e^{-z_{ce} \frac{\pi}{\tau_n}} - 1) + z_{ce} \right] = 0 \quad (18)$$

将式(18)转化后可得到假气隙点与气隙点的数学关系表达式:

$$z_{ef} = \frac{\tau_n}{\pi} \ln \frac{\pi z_{ce}}{\tau_n (1 - e^{-z_{ce} \frac{\pi}{\tau_n}})} \quad (19)$$

可知下降过程的假气隙点与起浮过程气隙点为同一点。

同理可证明下降时间 t_{down} 等于起浮时间 t_{up} , 二者统一记为 t_{run} , 从图3可以明显看出二者相等。借助数学工具, 可以通过式(15)计算得出起浮和下降时间。

3 控制策略

上述分析给出了平稳起浮和下降的基本控制策略: 在起浮或下降过程中给动子线圈分配假气隙点电流, 延时 t_{run} 时间后切换电流为气隙点电流或者直接切断, 动子可平稳停留在气隙点或零高度点。但是考虑到一般执行机构有一定的运行误差, 通过芯片控制的延时中断不一定能完全等于所需要的延时时间, 如出现误差会造成动子在气隙点附近振动。所以应该加入一定的检测环节, 使这种误差进一步缩小。

考虑到动子起浮和下降过程只在 z 轴方向移动, 在 x 轴与 y 轴方向保持静止。动子 A、C 单元的线圈提供 z 向的全部悬浮力, 电路满足能量守恒定律:

$$W = W_R + W_M \quad (20)$$

式中: W 为电路消耗的总能量, W_R 为电路电阻消耗的能量, W_M 为电路输出的机械能。

取一个很短的时间 Δt , 显然在此时间内满足式(20), 根据功率能量公式有:

$$\begin{cases} W = (P_A + P_C) \Delta t \\ W_R = (P_{AR} + P_{CR}) \Delta t \\ W_M = F_z \Delta S_z \end{cases} \quad (21)$$

其中:

$$\begin{cases} P_A = U_{A1} I_{A1} + U_{A2} I_{A2} + U_{A3} I_{A3} \\ P_C = U_{C1} I_{C1} + U_{C2} I_{C2} + U_{C3} I_{C3} \\ P_{AR} = I_{A1}^2 R_{A1} + I_{A2}^2 R_{A2} + I_{A3}^2 R_{A3} \\ P_{CR} = I_{C1}^2 R_{C1} + I_{C2}^2 R_{C2} + I_{C3}^2 R_{C3} \end{cases} \quad (22)$$

式中: P_A, P_C 为 A、C 单元电流消耗总功率, P_{AR}, P_{CR} 为 A、C 单元电阻消耗的热功率, U_{A1}, U_{A2}, U_{A3} 和 U_{C1}, U_{C2}, U_{C3} 为 A、C 单元线圈的端电压, I_{A1}, I_{A2}, I_{A3} 和 I_{C1}, I_{C2}, I_{C3} 为 A、C 单元线圈的电流, R_{A1}, R_{A2}, R_{A3} 和 R_{C1}, R_{C2}, R_{C3} 为 A、C 单元线圈的电阻, 在本文研究的电机中全部相等为 $R, \Delta S_z$ 为动子 Δt 时间内在 z 向位移。

将式(22)代入式(21)可得:

$$F_z \Delta S_z = (\Delta P_A + \Delta P_C) \Delta t \quad (23)$$

其中:

$$\begin{cases} \Delta P_A = P_A - P_{AR} \\ \Delta P_C = P_C - P_{CR} \end{cases} \quad (24)$$

式中: $\Delta P_A, \Delta P_C$ 为 A、C 单元测量出的机械输出功率。将式(23)两边除以 Δt , 可得:

$$P_z = F_z V_z = \Delta P_A + \Delta P_C \quad (25)$$

在动子起浮和下降过程中机械输出功率 $P_z > 0$, 而

在起浮至气隙点以及下降至零高度处因为速度为0, $P_z = 0$ 。于是可以通过测量线圈的端电流、端电压, 计算出机械输出功率来判断速度是否接近于0。

为计算最大功率, 将式(25)变为另一种表达式为:

$$P_z = F_z V_z = mge^{(z_f - z_c)^{w/c}} \cdot$$

$$\sqrt{2g \left[\frac{\tau_n}{\pi} e^{(z_f - z_c)^{w/c}} (1 - e^{-z_c^{w/c}}) - z_c \right]} \quad (26)$$

利用式(26)可以得到如图4所示动子起浮至气隙点高度0.000 5、0.001、0.002、0.003(分别对应假气隙点高度0.000 248 1、0.000 492 6、0.000 970 4、0.001 433 5 m)时的输出机械功率与动子高度关系曲线。可以看出最大功率约等于在假气隙点处功率, 即:

$$P_{zmax} \approx mg \sqrt{2g \left[\frac{\tau_n}{\pi} (1 - e^{-z_{jf}^{w/c}}) - z_{jf} \right]} \quad (27)$$

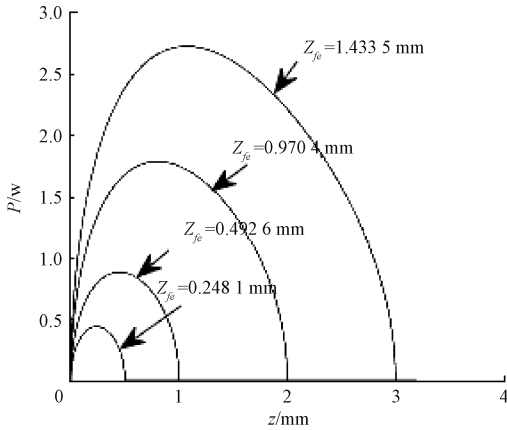


图4 输出功率与假气隙点高度关系曲线
Fig. 4 Relationship between output power and height of false air-gap point

设功率视零阈值 P_{zmin} , 检测时间窗 ΔT , 在 $t_{run} - \Delta T$ 和 $t_{run} + \Delta T$ 时间范围内测算机械输出功率 P_z , 满足如下条件之一即认为动子的速度已经为0, 进行切换电流:

- 1) $P_z \leq P_{zmin}$;
- 2) $t > t_{run} + \Delta T$ 。

参数设置以及电路元器件选取应满足:

- 1) $\Delta T \ll t_{run}$;
- 2) 测算时间 $t_c < \frac{2}{5} \Delta T$;
- 3) 输出功率测量精度 $P_{zt} < P_{zmin}$;
- 4) $P_{zmin} < \frac{1}{10} P_{zmax}$ 。

4 仿真研究

本文使用图5所示的动圈式永磁平面电机无位置传感器控制系统进行仿真, 因为动子A、C单元的线圈

提供 z 向的全部悬浮力, 所以使用该系统中 x 轴功率计算模块测算机械输出功率 P_z 。系统中各参数如2.3节所设定。

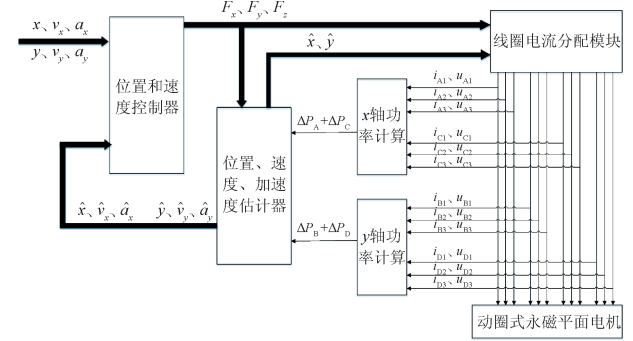


图5 动圈式永磁平面电机无位置传感器控制系统
Fig. 5 Sensorless control system of permanent-magnet planar motor with moving-coil

初始状态时, 动子静止在定子上零高度处, 即 $\hat{z}_c = 0$, 研究将动子使用本文提出的控制策略起浮至期望气隙点 $z_{ce} = 0.001$ m, 然后悬浮0.8 s 时间后下降至 $\hat{z}_c = 0$ 即定子表面过程中动子的状态变化。使用式(19)求得 $z_{jf} \approx 0.004 926$ m; 使用式(15)求得 $t_{run} = 0.075 3$ s。设置检测时间窗 $\Delta T = 377.5 \mu s (0.005 \cdot t_{run})$ 、功率视零阈值 $P_{zmin} = 0.001$ W, 均满足控制策略提出的条件。设控制系统悬浮力的输出误差为0.5%, 机械输出功率的测算误差为0.1%, 采样时间 $10 \mu s$ [14-15]。

仿真结果如图6~8所示, 图6为总过程的高度变化, 图7为在期望气隙点悬浮时的高度变化, 图8为总过程的速度变化。从图6可以看出动子平稳起浮至期望气隙点, 悬浮0.8 s 后平稳下降至定子表面。从图7可以看出在期望气隙点高度动子仅有 ± 0.001 mm 左右的浮动, 震动频率约为6 Hz, 误差由控制系统的输出误差和控制策略的执行误差引起, 很小可以忽略。从图8可以看出动子的速度变化平缓, 图中圈内所示有一个速度反复变化的过程, 这是由于动子从图7中曲线最后的悬浮位置处执行下降控制策略, 因为系统执行误差动子运行 $t_{run} - \Delta T$ 时间后已经下降至零高度处又继续由假气隙点悬浮

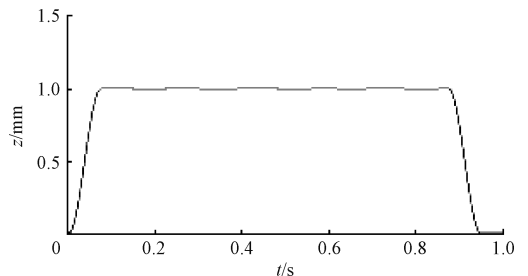


图6 总过程动子高度曲线
Fig. 6 The height curve of the mover in overall process

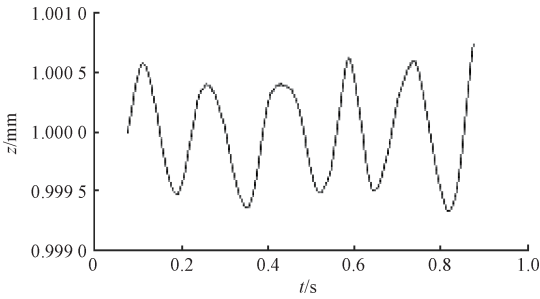


图7 悬浮过程动子高度曲线

Fig. 7 The height curve of the mover in levitated process

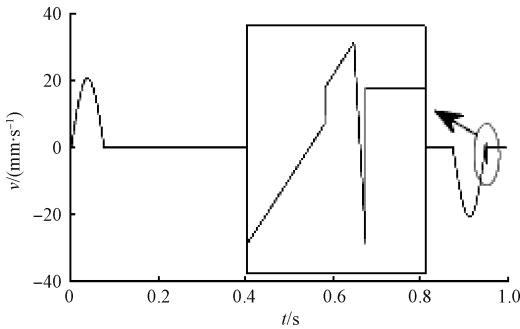


图8 动子速度曲线

Fig. 8 The speed curve of the mover

力作用开始起浮,而此时机械输出功率已经大于 P_{zmin} , 无法满足切换电流条件(1),于是控制策略将执行切换电流条件(2),即超过时间窗强行切换电流,动子以重力加速度落至定子表面,这从最后一个速度变为负值又突然变为0的过程可以看出,由于动子自由降落高度很小 ($\sim 1.12 \mu\text{m}$),可忽略不记。

5 结论

为解决动圈式永磁平面电机无传感器控制中动子初始起浮和停止下降控制问题,本文分析了在实时电流分配策略控制下动子移动的过程,提出了“假间隙点”概念和平稳起浮和下降控制策略。仿真的结果表明,在动子起浮和下降时分配“假间隙点”电流,结合本文提出的控制策略,动子能以很小的误差在起浮时以零速悬浮在期望间隙点以及下降时零速停止在零高度位置。

参考文献

[1] 寇宝泉,张鲁,邢丰,等.高性能永磁同步平面电机及其关键技术发展综述[J].中国电机工程学报,2013,33(9):79-87.
 KOU B Q,ZHANG L,XING F,et al. Development of the high-performance synchronous permanent magnet planar motor and its key technologies [J]. Proceeding of the

CSEE,2013,33(9):79-87.
 [2] 范兵,陈锡候,肖朝辉,等.磁场式位移传感器误差的数理模型研究[J].仪器仪表学报,2016,37(5):985-992.
 FAN B,CHEN X H,XIAO CH H,et al. Research on mathematical and physical model of magnetic displacement sensor error [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2016,37(5):985-992.
 [3] 糜小涛,于宏柱,高健翔,等.大型衍射光栅刻划机微定位系统控制器设计[J].仪器仪表学报,2015,36(2):473-480.
 MI X T,YU H ZH,GAO J X,et al. Design of the controller of the micro-positioning system for large diffraction grating ruling engine [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2015,36(2):473-480.
 [4] JANSEN J W. Magnetically levitated planar actuator with moving magnets: Electromechanical analysis and design[D]. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven,2007.
 [5] JANSEN J W,LIEROP C M M,LOMONVA E A,et al. Modeling of magnetically levitated planar actuator with moving magnets [J]. IEEE Transactions on Magnets, 2007,43(1):15-25.
 [6] CORNELIS M M. Magnetically levitated planar actuator with moving magnets: Dynamics, commutation and control design [D]. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven,2008.
 [7] 宋玉晶,张鸣,朱煜. Halbach 永磁阵列磁场解析求解及推力建模[J].电工技术学报,2014,29(11):61-67.
 SONG Y J,ZHANG M,ZHU Y. Modeling of halbach array magnetic field and motor thrust[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(11):61-67.
 [8] JUNRONG P,YUNFEI Z. Modeling and analysis of a new 2-D halbach array for magnetically levitated planar motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(1):618-627.
 [9] 张新华,骆浩,孙玉坤,等.动圈式磁悬浮永磁平面电机磁场解析分析与参数设计[J].四川大学学报:工程科学版,2015,47(2):142-150.
 ZHANG X H,LUO H,SUN Y K,et al. Analytical magnetic field analysis and parameter design for magnetically levitated permanent-magnet planar motors with moving-coils [J]. Journal of Sichuan University: Engineering Science Edition,2015,47(2):142-150.
 [10] 姜恩泽,尹文生.永磁同步平面电机电流分配策略[J].中国电机工程学报,2011,31(9):71-75.
 JIANG E Z,YIN W SH. Analysis of current distribution for permanent magnet synchronous planar motors [J].

- Proceeding of the CSEE, 2011, 31(9):71-75.
- [11] 张新华, 孙玉坤, 项倩雯, 等. 一种动圈式磁悬浮永磁平面电机实时电流分配策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6):144-152.
ZHANG X H, SUN Y K, XIANG Q W, et al. Analysis of real-time current distribution for magnetically permanent-magnet planar motors with moving-coils[J]. Proceeding of the CSEE, 2013, 33(6):144-152.
- [12] JUNRONG P, YUNFEI Z, GUANGDOU L. Calculation of a new real-time control model for the magnetically levitated ironless planar motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(4):1416-1422.
- [13] 朱炜煦, 袁志勇, 童倩倩. 电磁力反馈中磁场特性分析与线圈姿态计算[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(4):590-597.
ZHU W X, YUAN ZH Y, TONG Q Q, et al. Coil magnetic field characteristic analysis and coil spatial pose calculation in magnetic haptic feedback[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(4):590-597.
- [14] 刘洋, 张斌, 吴庆林, 等. 基于 DSP 的永磁同步电动机控制系统设计[J]. 电子测量技术, 2016, 39(1):88-92.
LIU Y, ZHANG B, WU Q L, et al. Design of PMSM

control system based on DSP[J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(1):88-92.

- [15] 郭丹蕊, 林晓焕, 单星, 等. 基于 DSP 的无刷直流电机控制系统研究[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(2):98-101.
GUO D R, LIN X H, SHAN X, et al. Research on control system of brushless DC motor based on DSP[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2016, 35(2):98-101.

作者简介



陆华才, 1975 年出生, 安徽工程大学教授, 博士, 主要研究方向为特种电机及其控制。

E-mail: luhuacai@163.com

Lu Huacai was born in 1975, Ph. D., lecturer in Anhui Polytechnic University. His main research interest is special motor and its control.



阮光正, 1989 年出生, 安徽工程大学硕士研究生, 主要研究方向为电机运动控制。

E-mail: rizu22@126.com

Ruan Guangzheng was born in 1989, M. Sc. candidate in Anhui Polytechnic University. His present research interest is motor motion control.