

双定子磁悬浮开关磁阻电机直接转矩与 直接悬浮力控制*

孙玉坤, 于丰源, 黄永红, 张宽, 林文威
(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 研究一种双定子磁悬浮开关磁阻电机。该电机采用内-外双定子结构, 内定子和外定子上分别设置悬浮力绕组和转矩绕组。在结合拓扑结构说明其运行原理的基础上, 针对该电机同时存在转矩脉动和悬浮力脉动过大的问题, 提出了直接转矩(DT)与直接悬浮力控制(DSFC)策略。比较了传统方波控制策略与所提控制策略下系统的转矩脉动、悬浮力脉动以及转子径向位移波动。仿真结果表明: DT/DSFC 不仅能提高系统动态响应速度, 而且有效抑制了转矩和悬浮力脉动, 削弱了转子径向抖振, 验证了所提控制策略的有效性与优越性。

关键词: 磁悬浮; 开关磁阻电机; 直接转矩; 悬浮力

中图分类号: TM 352 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)11-0007-08

Direct Torque and Direct Suspension Force Control of Double-Stator Bearingless Switched Reluctance Motor*

SUN Yukun, YU Fengyuan, HUANG Yonghong, ZHANG Kuan, LIN Wenwei
(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University,
Zhenjiang 212013, China)

Abstract: A double-stator bearingless switched reluctance motor was studied. An inner-outer double stator structure were adopted for the motor. The suspension force winding and the torque winding were separately arranged on the inner stator and the outer stator. Based on the description of the operating principle of the topology, the direct torque and direct suspension force control (DT/DSFC) strategy was proposed for the problem that the motor had both torque ripple and suspension force pulsation. The torque ripple, suspension force pulsation and rotor radial displacement fluctuation of the system under the traditional square wave control strategy and the proposed control strategy were compared. The test results showed that DT/DSFC could not only improve the dynamic response speed of the system, but also effectively suppress the torque and suspension force pulsation, and weaken the rotor radial buffeting, verifying the effectiveness and superiority of the proposed control strategy.

Key words: bearingless; switched reluctance motor (SRM); direct torque; suspension force

0 引言

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)是一种利用磁阻最小原理实现电动/发电运

行的双凸极电机。其结构简单、机械强度大, 在电动汽车、航空航天等领域被广泛应用。但在高速/超高速运行时, SRM 的机械轴承磨损程度随转速增加而增大, 从而降低了电机的工作效率, 缩短了

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51707082, 51877101); 江苏省自然科学基金项目(BK20170546); 中国博士后科学基金项目(2017M620192)

作者简介: 孙玉坤(1958—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为特种电力传动的智能控制。

于丰源(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为磁悬浮开关磁阻电机及其控制。

电机的使用寿命。为了解决这些问题,日本东京理工大学 Takemoto 等^[1-3]在 20 世纪 90 年代首次提出了磁悬浮开关磁阻电机(Bearingless Switched Reluctance Motor,BSRM)的概念,并介绍了其运行机理。国内外学者们相继展开了相关基础研究,在 BSRM 拓扑结构^[4-6]、数学模型^[7-10]、控制策略^[11-17]等方面取得了飞速发展。BSRM 在 SRM 定子极与磁轴承定子极相似的基础上,创造性地引入磁轴承技术,使得电机可以同时产生转矩和悬浮力,拓宽了其应用前景。

由于 BSRM 存在转矩和悬浮力强耦合的缺点^[18],国内外众多学者针对电机电动运行控制,以提高 BSRM 的转矩性能和悬浮性能为导向,提出了多种控制策略。目前主要有方波控制、智能算法解耦控制和减振控制。BSRM 的方波控制,借鉴传统 SRM 的开关角位置和电流斩波控制,根据实时转子径向位移和转速获取所需转矩和悬浮力,通过数学模型计算转矩电流和悬浮力电流分量。文献[11]针对 BSRM 瞬时悬浮力难以控制的缺点,提出了平均悬浮力与平均转矩控制策略,以解决绕组通电产生的跟踪性较差问题。文献[12]在双绕组 BSRM 运行时产生最大悬浮力和最小转矩脉动的前提下,提出使主绕组和激励绕组合成磁势最小的最小磁势控制策略。文献[13]针对单绕组 BSRM 瞬时悬浮力非线性的特点,提出基于瞬时悬浮力和平均转矩的双向导通控制策略。由于 BSRM 仍采用传统 SRM 的双凸极结构,因而存在转矩以及悬浮力脉动较大的问题。文献[14]在满足 BSRM 稳定运行的前提下,依据悬浮力脉动的来源,提出了以最小电磁力为条件的控制策略,有效减小悬浮力脉动。文献[15]对 BSRM 转子质量进行偏心补偿控制,减小悬浮力脉动并且提高了转子悬浮精度。然而,目前还未出现一种控制方法可同时有效减小转矩脉动和悬浮力脉动。

为解决 BSRM 转矩和悬浮力存在耦合的问题,减少电机控制的复杂度,双定子磁悬浮开关磁阻电机(Double-Stator Bearingless Switched Reluctance Motor,DSBSRM)被提出^[4]。内定子绕组和外定子绕组分别控制电机的悬浮力和转矩,磁路相互隔离,从结构上实现了转矩和悬浮力的解耦。对于 DSBSRM 的控制研究较少。周云红^[5]等因 DSBSRM 可实现电动/发电运行,将其

应用于飞轮电池上,并研究了其普通的方波控制系统^[6]。方波控制算法简单,便于实现,但存在转矩和悬浮力脉动较大及转子抖振较大的问题,导致其控制精度较差。

本文以 DSBSRM 为对象,研究同时抑制转矩、悬浮力脉动,并且消除转子抖振,提出了一种 DSBSRM 直接转矩与直接悬浮力控制策略。比较了传统方波控制策略与所提控制策略下系统的转矩脉动、悬浮力脉动以及转子径向位移波动,仿真结果验证了所提控制策略的有效性与优越性。

1 电机结构及数学模型

1.1 DSBSRM 拓扑结构

DSBSRM 拓扑结构如图 1 所示。由外到内依次设置外定子、转子、内定子,三者的极数分别为 12、8、4 且同心嵌套,外定子与内定子磁极上分别单独设置转矩极和悬浮极。各转矩极上均设有 N_m 匝主绕组,垂直相对的 4 个转矩极串联成一相,共分为 A、B、C 三相。内定子上设置 4 个悬浮极,各个悬浮极上均设有 N_s 匝悬浮绕组,悬浮绕组之间不串联。

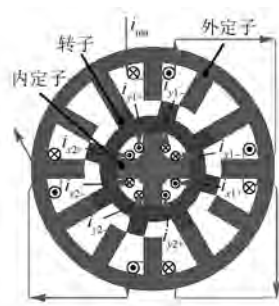


图 1 DSBSRM 拓扑结构图

主绕组负责产生电磁转矩。图 1 中, i_{ma} 为 A 相转矩绕组流入电流, B 相和 C 相绕组各位于距 A 相沿顺时针方向的 30° 和 60° 位置。通过改变各相转矩绕组流入电流, 即可得所需的电磁转矩。悬浮绕组产生电机所需悬浮力, i_{x1+} 和 i_{x2+} 分别为 x 轴正、负方向悬浮绕组流入电流; i_{y1+} 和 i_{y2+} 分别为 y 轴正、负方向悬浮绕组流入电流。当 i_{x1+} 导通时, 产生 x 正方向悬浮力; 当 i_{x2+} 导通时, 产生 x 负方向悬浮力。类似地, 当 i_{y1+} 、 i_{y2+} 分别导通时, 产生 y 正、负方向悬浮力。由 x 和 y 方向悬浮力可叠加成任意方向的悬浮力, 以此来实现转子的径向可控悬浮。

1.2 DSBSRM 耦合特性

为了验证该 DSBSRM 的解耦特性, 基于 ANSYS/Maxwell 3D 建立 1 台有限元分析样机, 铁心材料 DW540-50, 转矩绕组 N_m 为 30 匝, 悬浮力绕组 N_s 为 20 匝。DSBSRM 主要参数如表 1 所示。其中 DSBSRM 的气隙 1 为外定子与转子间长度, 气隙 2 为转子与内定子之间的长度。

表 1 DSBSRM 主要参数

参数名称	参数值
外定子外径、内径/mm	129、73
转子外径、内径/mm	72、40
内定子外径、内径/mm	39、19
气隙 1、气隙 2 长度/mm	0.5、0.5
外、内定子轭高/mm	8.0、9.5
转子轭高/mm	8
外、内定子极宽/(°)	15、45
转子极宽/(°)	15

DSBSRM 磁通密度分布如图 2 所示。

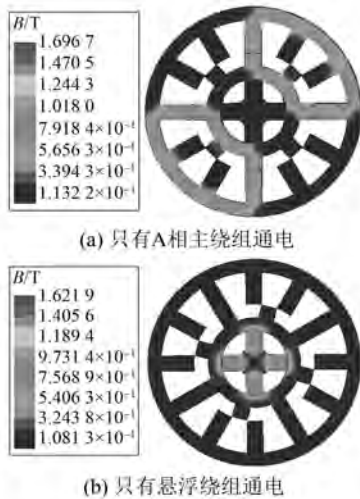


图 2 DSBSRM 磁通密度分布图

当只有 A 相主绕组通电时, 磁路通过外定子和转子, 不经过内定子铁心和悬浮力绕组。当只有悬浮力绕组通电时, 磁路通过内定子和转子, 不经过外定子铁心和主绕组。这表明 DSBSRM 主绕组与悬浮力绕组之间具有独立的磁通路径, 从结构上实现了自解耦, 在数学建模时可以当作一个 12/8 极 SRM 和一个径向主动磁轴承来分开考虑。

1.3 DSBSRM 数学模型

由第 1.2 节的有限元电磁分析可知, DSBSRM 中负责产生电磁转矩的主绕组与负责产生径向悬浮力的悬浮绕组之间几乎不存在耦合, 可以分开考虑。

(1) 转矩子系统数学模型。由于 SRM 定转子铁心的双凸极结构, 电机磁场分布随转子极与定子极的相对位置变化而变化, 因此绕组电感的数值也随之改变。在考虑电机内部磁饱和和影响, 忽略磁通边缘效应, 忽略铁心的磁滞和涡流损耗的情况下, 主绕组电感 L 与转子位置角 θ 的关系可由图 3 分段线性化表示, 其中 θ 为转子位置角, τ_r 为转子极距, 此处定义转子位置角 θ 在外定子磁极轴线与转子凹槽中心重合的位置为零度, 以顺时针方向为正。

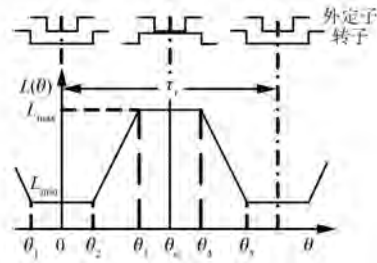


图 3 主绕组电感 L 与 θ 关系曲线

由图 3 可知, 当 $\theta_1 \leq \theta < \theta_2$, 即定子凸极与转子凹槽相对时, 电感值始终保持在最小值 $L_{\min}$ 不变; 转子转过 θ_2 后, 相电感便开始线性地增加直到 θ_3 为止, 此时定子极与转子极开始全部重叠, 相电感变为最大值 $L_{\max}$; 在 $\theta_3 \leq \theta < \theta_4$ 区域内, 定子、转子磁极保持全部重叠, 相电感维持在最大值 $L_{\max}$ 处不变; 转子转过 θ_4 后, 相电感便开始线性地减小, 在 θ_5 处变为最小值 $L_{\min}$ 。如此周而复始, 往复循环。

设 i_1 为电机内部磁饱和状态临界值, $i_m < i_1$ 时磁路不饱和, $i_m \geq i_1$ 时处于磁饱和状态。根据图 3 可得主绕组电感 L 的分段表达式为

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min}, & (\theta_1 \leq \theta < \theta_2) \\ L_{\min} + K(\theta - \theta_2), & (\theta_2 \leq \theta < \theta_3, 0 \leq i_m < i_1) \\ L_{\min} + K(\theta - \theta_2) \frac{i_1}{i_m}, & (\theta_2 \leq \theta < \theta_3, i_m \geq i_1) \\ L_{\max}, & (\theta_3 \leq \theta < \theta_4, 0 \leq i_m < i_1) \\ L_{\max} + L_{\max} \frac{i_1}{i_m}, & (\theta_3 \leq \theta < \theta_4, i_m \geq i_1) \\ L_{\max} - K(\theta - \theta_4), & (\theta_4 \leq \theta < \theta_5, 0 \leq i_m < i_1) \\ L_{\min} + [L_{\max} - K(\theta - \theta_4)](i_1/i_m), & (\theta_4 \leq \theta < \theta_5, i_m \geq i_1) \end{cases} \quad (1)$$

其中: $K = (L_{\max} - L_{\min}) / (\theta_3 - \theta_2)$ 。

根据电磁转矩与电感 L 的关系, 可得瞬时电磁转矩 T_e 分段解析式为

$$T_e = \begin{cases} K \frac{i_m^2}{2}, & (\theta_2 \leq \theta < \theta_3, 0 \leq i_m \leq i_1) \\ K \left(i_m - \frac{i_1}{2} \right) i_1, & (\theta_2 \leq \theta < \theta_3, i_m \geq i_1) \\ 0, & (\theta_1 \leq \theta < \theta_2, \theta_3 \leq \theta < \theta_4) \\ -K \frac{i_m^2}{2}, & (\theta_4 \leq \theta < \theta_5, 0 \leq i_m \leq i_1) \\ -K \left(i_m - \frac{i_1}{2} \right) i_1, & (\theta_4 \leq \theta < \theta_5, i_m \geq i_1) \end{cases} \quad (2)$$

(2) 悬浮子系统数学模型。设 DSBSRM 在 x 轴正方向的转子偏心位移为 x , 在 y 轴正方向的转子偏心位移为 y , 根据虚位移法, 在忽略悬浮极磁饱和、忽略磁通边缘效应的影响时, 可推导出悬浮绕组电流产生的悬浮力:

$$F_{ij} = \frac{\mu_0 h \beta_r N_s^2 i_{ij}^2}{(2l_{ij}^2)}, i = x, y; j = 1, 2 \quad (3)$$

式中: μ_0 ——真空磁导率;

r ——内定子半径;

h ——叠片长度;

β_r ——内定子齿宽, 其值为 $\beta_r = \pi r / 4$;

$l_{x1} = g_2 - x$;

$l_{y1} = g_2 - y$;

$l_{x2} = g_2 + x$;

$l_{y1} = g_2 + y$;

g_2 ——内定子与转子之间的气隙长度。

2 DSBSRM 的 DT/DSFC

2.1 直接转矩控制

以 A 相主绕组为例, 由式(2)可知其电磁转矩为

$$T_e = i \frac{d\psi(\theta, i)}{d\theta} \quad (4)$$

式中: i ——A 相绕组电流;

ψ ——定子磁链;

θ ——转子位置角。

由式(4)可知磁链与电流之间存在一阶延迟关系, 因此可认为转矩只受磁链的影响。可通过

改变 $\frac{d\psi(\theta, i)}{d\theta}$ 的正负来改变瞬时电磁转矩 T_e 的正负: $d\psi/d\theta > 0$ 时, 定子磁链 ψ 超前转子位置角 θ , 瞬时转矩 $T_e > 0$; $d\psi/d\theta < 0$ 时, 定子磁链滞后于转子位置角 θ , 电机瞬时转矩 $T_e < 0$ 。因此可以保持磁链幅值 Ψ 不变, 通过改变磁链 Ψ 相对于转子位置角 θ 的超前和滞后来控制瞬时转矩的增加或减小, 即 DSBSRM 的直接转矩控制的基本原理。

电压平衡方程:

$$U_k = R_k i_k + \frac{d\psi_k}{dt} \quad (5)$$

式中: $R_k i_k$ ——定子电阻压降;

ψ_k ——定子磁链。

由于定子电阻压降 $R_k i_k$ 相较于绕组电压 U_k 幅值较小, 可忽略不计, 可得绕组磁链表达式为

$$\psi_k = \int U_k dt \quad (6)$$

将式(6)作离散化处理, 可得:

$$\psi_k = \psi_{k-1} + U_k \Delta t \quad (7)$$

由此可知, 通过选择合适的空间电压矢量关系可以实现对定子磁链幅值的控制。

DSBSRM 转矩和悬浮力之间几乎不存在耦合, 因此可以通过选择转矩空间电压矢量来控制磁链幅值和角度的变化, 从而控制转矩。电机选用三相不对称半桥结构作为主绕组功率变换电路, 每相的转矩电压就有 $-1, 0, 1$ 三种状态, 电压空间矢量有 $3 \times 3 \times 3 = 27$ 种电压选择方案。然而, 根据 SRM 基于磁阻最小原理的运行原理, 在这 27 种转矩电压组合方案中大部分不合理。

例如, 转矩电压组合 $(1, 1, 1)$ 代表着在 A, B, C 相均施加正向转矩电压, 此时电机无法电动运行; 而转矩电压组合两相正向导通会降低电机效率。考虑电机的正常运行及工作效率, 确定 6 个转矩电压空间矢量 $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$, 在空间上呈逆时针间隔 60° 分布。

DSBSRM 等效空间电压矢量图如图 4 所示。

图 4 中, 以定子极为轴线, 两个相连的轴线相差 120° , 将空间分为 6 个 60° 扇区, $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$ 在空间上呈逆时针分布, 每个转矩电压空间矢量 U_n 处于各自扇区 Z_n 的中轴线上。表 2 所示为转矩电压空间矢量对应的开关状态, “1”表示

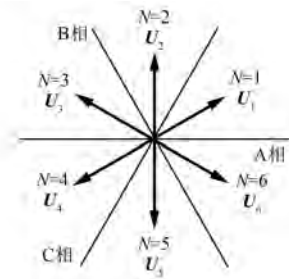


图 4 DSBSRM 等效空间电压矢量图

该相转矩电压正向导通,“0”表示该相转矩电压为零,“-1”表示该相转矩电压反向导通。

表 2 转矩电压空间矢量对应的开关状态

空间电压矢量	U_{ma}, U_{mb}, U_{mc}
U_1	(1, 0, -1)
U_2	(0, 1, -1)
U_3	(-1, 1, 0)
U_4	(-1, 0, 1)
U_5	(0, -1, 1)
U_6	(1, -1, 0)

以 A 相为例,根据式(6)可知:

$$\begin{cases} \psi_{A1} = \int U_{ma} dt \\ \psi_{A2} = \int U_{ma} dt \\ \psi_{A3} = \int U_{ma} dt \\ \psi_{A4} = \int U_{ma} dt \end{cases} \quad (8)$$

A 相绕组产生的总磁链为

$$\psi_A = \psi_{A1} + \psi_{A2} + \psi_{A3} + \psi_{A4} = 4 \int U_{ma} dt \quad (9)$$

为了方便磁链和磁链角的估算,本文采用坐标变换法,将 DSBSRM 中独立的三相磁链进行合成,如图 5 所示。

依据图 5 坐标轴,可得 α, β 方向的磁链为

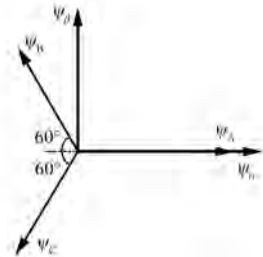


图 5 DSBSRM 等效磁链变换图

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \psi_A - \psi_B \cos \frac{\pi}{3} - \psi_C \cos \frac{\pi}{3} \\ \psi_\beta = \psi_B \sin \frac{\pi}{3} - \psi_C \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (10)$$

总磁链幅值为

$$\psi = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (11)$$

根据电机绕组所通电流,计算电机的实时转矩 T 和磁链 ψ 分别与转速外环所得转矩 T^* 和参考磁链 ψ^* 做滞环比较,选择空间电压矢量。等效空间电压矢量开关表如表 3 所示。

表 3 等效空间电压矢量开关表

$T \uparrow \psi \uparrow$	$T \uparrow \psi \downarrow$	$T \downarrow \psi \uparrow$	$T \downarrow \psi \downarrow$
U_{N+1}	U_{N+2}	U_{N-1}	U_{N-2}

2.2 直接悬浮力控制

对悬浮力闭环控制,首先需要对悬浮力进行观测,可通过式(3)来估算悬浮力的值。同时采用两点式悬浮力调节器,如图 6 所示,以实现电机转子悬浮控制的高动态性。

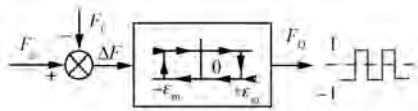


图 6 两点式悬浮力调节器

图 6 中, F_g 为悬浮力给定值, F_f 为悬浮力反馈值,两者的误差 ΔF 作为该悬浮力调节器的输入量, F_Q 是悬浮绕组的开关信号,作为调节器的输出量, $\pm \epsilon_m$ 是两点式悬浮力调节器的容差。该调节器应用了离散的两点式控制方法,其对悬浮力的具体调节过程如图 7 所示。

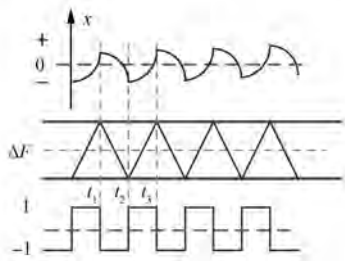


图 7 直接悬浮力控制工作过程

以单自由度 x 轴位移方向为例分析:在 t_1 时刻,假设转子向 x 轴正方向偏心,悬浮力的误差值小于调节器设定的容差下限值 $-\epsilon_m$,此时两点式

控制器控制 $F_Q = -1$ 。在 $F_Q = -1$ 的控制下,电机悬浮控制子系统反向导通相应的悬浮绕组(该相悬浮绕组由电机转子位置信号决定),此时沿 x 轴的负方向增大转子径向力,控制转子位移向中心偏移。当 t_2 时,转子沿 x 轴负方向偏心,悬浮力的误差小于调节器设定的容差上限值 $+\varepsilon_m$,此时两点式调节器控制 $F_Q = +1$ 。在 $F_Q = +1$ 的控制下,电机悬浮控制子系统正向导通相应的悬浮绕组,使转子径向悬浮力沿 x 轴正方向增加,调节转子位移向中心偏移。再到 t_3 时刻,又重复 t_1 时刻的调节过程,如此循环往复。类似地,转子在 y 轴方向的位移调节过程与之相同。由此可见,通过合理选择调节器的容差限 $\pm\varepsilon_m$,则可以把径向悬浮力的波动抑制在所允许的容差范围之内,最终实现电机转子稳定悬浮的目的。

2.3 控制系统框图

根据上述分析,可得 DSBSRM 的 DT/DSFC 控制框图如图 8 所示。本文选用三相不对称半桥电路作为 DSBSRM 主绕组功率变换器,选用四相不对称半桥电路作为 DSBSRM 悬浮力绕组功率变换器。

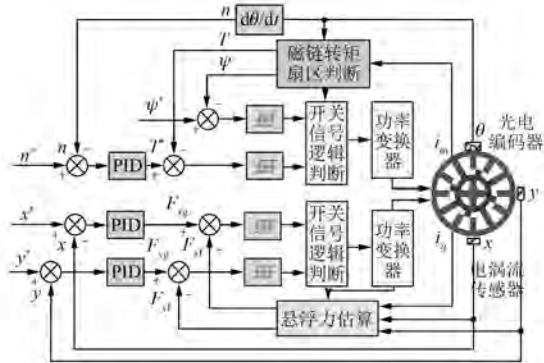


图 8 DT/DSFC 控制框图

转矩子系统采用双闭环控制,给定转速和实际转速构成转速外环,通过速度控制器把误差转换成给定转矩,内环为转矩环和磁链环,给定转矩和实际转矩构成转矩闭环,给定磁链和实际磁链构成磁链闭环。悬浮子系统采用悬浮力闭环控制,通过径向位移控制器把位移误差转换成给定悬浮力,与系统实际输出悬浮力构成悬浮力闭环控制。

图 8 中, n^* 为系统给定转速, n 是通过光电编码器测得的位置检测信号经时间 t 求导转换所得

实际转速,实际转速与给定转速之差 Δn 经 PID 控制器得到给定转矩 T^* ,与根据实时电流估算的转矩 T 的偏差值经滞环比较器得到转矩滞环信号,同时磁链估算 ψ 与给定磁链 ψ^* 的偏差值经滞环比较器得到磁链滞环信号。将转矩滞环信号、磁链滞环信号作为输入信号进行开关信号逻辑判断,进而选择合适的空间电压矢量,最后通过功率变换器控制电机转矩子系统。

图 8 中, x^* 、 y^* 分别是给定转子位移, x 、 y 是电涡流传感器实际检测的电机转子的轴向位移。 F_{xg} 、 F_{yg} 是给定悬浮力, F_{xf} 、 F_{yf} 是转子实际径向悬浮力。位移误差 $x^* - x$ 和 $y^* - y$ 由 PID 调节器产生给定悬浮力 F_{xg} 、 F_{yg} , 悬浮力误差经过悬浮力两点式调节器输出悬浮绕组开关信号, 结合转子位置信号选择悬浮绕组导通相, 最后通过功率变换器控制电机悬浮子系统。

3 仿真验证

为了验证 DSBSRM 的 DT/DSFC 的有效性, 基于 MATLAB/Simulink 仿真平台, 建立 DT/DSFC 仿真模型, 验证所提控制策略。仿真模型参数如表 4 所示。

表 4 仿真模型参数

参数名称	参数值
给定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	2 000
转矩滞环宽度/($\text{N}\cdot\text{m}$)	0.1
磁链滞环宽度/Wb	0.002
悬浮力滞环宽度/N	0.1
磁链幅值/Wb	0.3
仿真时长/s	20

图9所示为DT/DSFC和传统方波控制的转速波形,方波控制的DSBSRM转速在2.3 s时达到稳态转速,稳态转速为1 864 r/min;DT/DSFC在

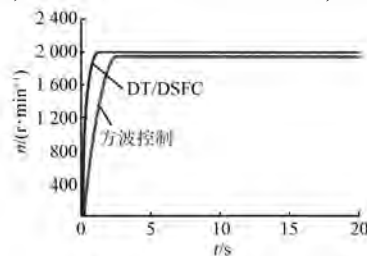


图 9 DT/DSFC 和方波控制的转速动态响应

1.2 s 时达到稳态转速,最后保持在 1 992 r/min 的转速运行,相较于传统的方波控制策略动态响应速度提升了 48%,消除了 128 r/min 的稳态转速误差。由此可见,DT/DSFC 相较于传统的方波控制具有更好的加速性能和调速精度。

图 10(a)所示为传统方波控制的电机转矩脉动波形,稳态转矩的范围为 $-0.25 \sim 0.25 \text{ N}\cdot\text{m}$,脉动幅度为 $0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$;图 10(b)所示为 DT/DSFC 的转矩脉动波形,稳态转矩的范围为 $0 \sim 0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$,脉动幅度为 $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$,DT/DSFC 相较于传统的方波控制降低了 60% 的转矩脉动。可见 DT/DSFC 能够有效减小转矩脉动,解决了 DSBSRM 转矩脉动过大的问题。

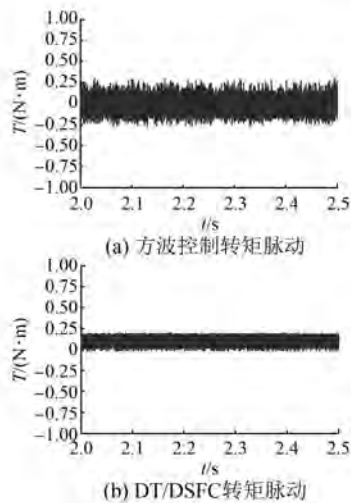


图 10 DSBSRM 转矩脉动

图 11(a)所示为方波控制的磁链轨迹图,呈现三角形,磁链幅值变化很大;图 11(b)所示为 DT/DSFC 的磁链轨迹图,呈现圆形,磁链幅值几乎保持不变。可见 DT/DSFC 能够有效控制磁链的幅值。

图 12(a)所示为传统方波控制的电机 x 方向悬浮力脉动波形,悬浮力的范围为 $-9 \sim 10 \text{ N}$,脉动幅度为 19 N ;图 12(b)所示为 DT/DSFC 的悬浮力脉动波形,悬浮力的范围为 $-4 \sim 5 \text{ N}$,脉动幅度为 9 N 。相较于传统的方波控制,DT/DSFC 的 x 方向悬浮力幅值降低了 52.6%。图 12(c)所示为传统方波控制的电机 y 方向悬浮力脉动波形,悬浮力的范围为 $-10 \sim 10 \text{ N}$,脉动幅度为 20 N ;图 12(d)所示为 DT/DSFC 的悬浮力 y 方向脉动

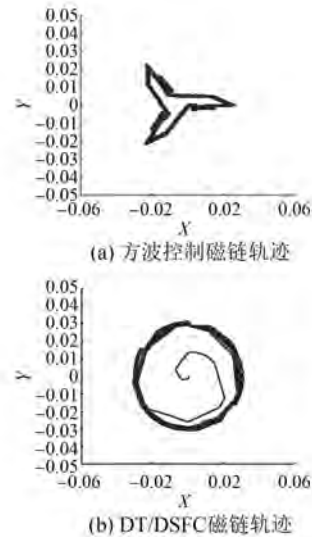


图 11 DSBSRM 磁链轨迹图

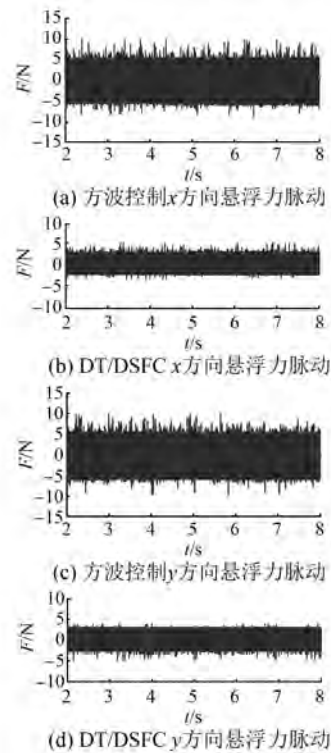


图 12 DSBSRM 悬浮力脉动

波形,悬浮力的范围为 $-5 \sim 4 \text{ N}$,脉动幅度为 9 N 。相较于传统的方波控制,DT/DSFC 的 y 方向悬浮力幅值降低了 55%。可见 DT/DSFC 能够有效减小悬浮力脉动,解决了 DSBSRM 悬浮力脉动过大的问题。

图 13(a)所示为传统方波控制的电机 x 方向

上转子位移波形,转子中心位置在 $-0.1 \sim 0.11$ mm 抖动,抖动幅值为 0.21 mm;图 13(b)所示为 DT/DSFC 的 x 方向上转子位移波形,转子中心位置在 $0 \sim 0.04$ mm 抖动,抖动幅值为 0.04 mm。相较于方波控制,DT/DSFC 的转子 x 方向位移抖动幅值减少了 81% ,最大位移误差减小了 63.6% 。图 13(c)所示为传统方波控制的电机 y 方向上转子位移波形,转子中心位置在 $-0.09 \sim 0.08$ mm 抖动,抖动幅值为 0.17 mm;图 11(d)所示为 DT/DSFC 的 y 方向上转子位移波形,转子中心位置在 $-0.03 \sim 0.01$ mm 抖动,抖动幅值为 0.04 mm。相较于传统的方波控制,DT/DSFC 的转子 y 方向位移抖动幅值减少了 76.5% ,最大位移误差减小了 66.7% 。可见 DT/DSFC 能够有效减少转子径向位移波动,削弱了转子径向抖振,使 DSBSRM 实现稳定悬浮。

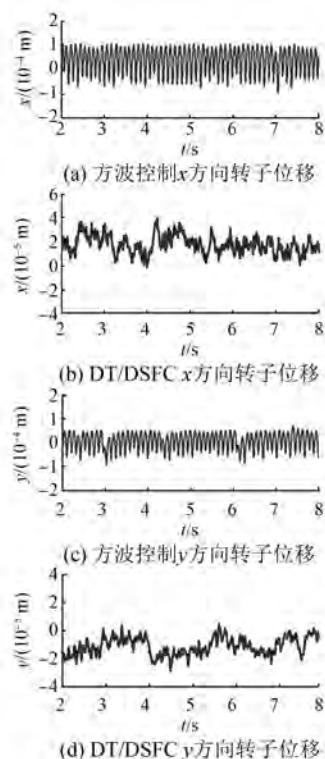


图 13 DSBSRM 转子径向位移

4 结 语

为了同时减小 DSBSRM 的转矩脉动和悬浮力脉动,提出一种直接转矩与直接悬浮力控制策略,推导了转矩和悬浮力数学模型,给出了空间电压矢量开关表,阐明了 DT/DSFC 工作原理和调节

过程。MATLAB/Simulink 仿真结果表明:该新型控制策略不仅能提高系统动态响应速度,有效减小转矩和悬浮力脉动,而且能够削弱转子径向位移抖动,提高了系统的控制精度。同时该方法结构简单、实现容易,为磁悬浮电机的控制提供了一条新的途径。

【参 考 文 献】

- [1] TAKEMOTO M, SUZUKI H, CHIBA A, et al. Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(1): 26-34.
- [2] TAKEMOTO M, CHIBA A, FUKAO T. A new control method of bearingless switched reluctance motors using square-wave currents [C] // Power Engineering Society Winter Meeting, Singapore, 2000: 375-380.
- [3] TAKEMOTO M, CHIBA A, AKAGI H, et al. Radial force and torque of a bearingless switched reluctance motor operating in a region of magnetic saturation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(1): 103-112.
- [4] PENG W, ZHANG F, AHN J W. Design and control of a novel bearingless SRM with double stator [C]. // 21th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hangzhou, 2012: 28-31.
- [5] 周云红,孙玉坤.一种双定子型磁悬浮开关磁阻起动/发电机的运行原理与实现[J].中国电机工程学报, 2014, 34(36): 6458-6466.
- [6] 周云红,孙玉坤,王正齐.一种双定子磁悬浮开关磁阻飞轮电机控制系统[J].中国电机工程学报, 2015, 35(21): 5600-5606.
- [7] 孙玉坤,吴建兵,项倩雯.基于有限元法的磁悬浮开关磁阻电机数学模型[J].中国电机工程学报, 2007, 27(12): 33-40.
- [8] 曹鑫,邓智泉,杨钢,等.无轴承开关磁阻电机麦克斯韦应力法数学模型[J].中国电机工程学报, 2009, 29(3): 78-83.
- [9] 杨艳,邓智泉,曹鑫,等.无轴承开关磁阻电机径向电磁力模型[J].电机与控制学报, 2009, 13(3): 377-382.
- [10] 曹鑫,邓智泉,杨钢,等.新型无轴承开关磁阻电机双相导通数学模型[J].电工技术学报, 2006, 21(4): 50-56.

(下转第 20 页)

方法。该方法将直接转矩控制与效率优化方法相结合,在保持直接转矩控制具有的动态响应快和鲁棒性好等优点的同时,可以有效减小电机稳态运行时功率损耗,提高电机的运行效率。该方法可应用于高性能的 PMSM 驱动系统,尤其适用于有限能源供电的应用场合,提高电机驱动系统的综合性能。

【参考文献】

- [1] JEONG Y S, SUL S K, HITI S, et al. Online minimum-copper-loss control of an interior permanent magnet synchronous machine for automotive applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 24(4): 1071-1082.
- [2] MADEMLIS C, KIOSKERIDIS I, MARGARIS N. Optimal efficiency control strategy for interior permanent-magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(4): 715-723.
- [3] AZVEDO F, UDDIR M N. Recent advances in loss minimization algorithms for IPMSM drives [C] // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vancouver, 2014: 1-9.
- [4] MORIMOTO S, TONG Y, TAKEDA Y, et al. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1994, 41(5): 511-517.
- [5] LEE J, NAM K H, CHOI S H, et al. Loss-minimizing control of PMSM with the use of polynomial approximations [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2009, 24(4): 1071-1082.
- [6] CAVALLARO C, TOMMASO A O D, MICELI R, et al. Efficiency enhancement of permanent magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1153-1159.
- [7] CAO M F. Online loss minimization control of IPMSM for electric scooters [C] // International Power Electronics Conference (IPEC), 2010: 1388-1392.
- [8] ZADEH S V, KHAYAMY M. Efficiency-optimizing direct torque control of permanent magnet synchronous machines with fastest start up [C] // 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), 2008: 218-224.
- 收稿日期: 2018-05-31
-
- (上接第 14 页)
- [11] 杨钢,邓智泉,曹鑫,等.无轴承开关磁阻电机平均悬浮力控制策略[J].航空学报,2009,30(3): 505-511.
- [12] 叶霜.无轴承开关磁阻电机的基础研究[D].南京:南京航空航天大学,2003.
- [13] 项倩雯,嵇小辅,孙玉坤,等.单绕组磁悬浮开关磁阻电机的原理与解耦控制[J].电机与控制学报,2012,16(11): 22-28.
- [14] 杨艳.无轴承开关磁阻电机的减振控制策略[J].中国电机工程学报,2014,34(33): 5910-5917.
- [15] 张倩影,邓智泉,杨艳.无轴承开关磁阻电机转子质量偏心补偿控制[J].中国电机工程学报,2011,31(21): 128-134.
- [16] 王喜莲,葛宝明.磁浮开关磁阻电机径向悬浮逆系统方法控制[J].电机与控制学报,2009,13(3): 356-360.
- [17] 王喜莲,葛宝明,赵楠.磁浮开关磁阻电机悬浮力的反馈线性化 PID 控制[J].中国电机工程学报,2009,29(15): 114-118.
- [18] 孙玉坤,袁野,黄永红,等.磁悬浮开关磁阻电机及其关键技术发展综述[J].电工技术学报,2015,30(22): 1-8.
- 收稿日期: 2018-05-31