

多相自励磁同步电机稳态下高频励磁建模与分析^{*}

杨 鑫^{1,2}, 林晓刚², 赵宇纬², 王晓璨³, 解 伟²

(1. 福州大学 先进制造学院, 福建 晋江 362200;

2. 中国科学院海西研究院泉州装备制造研究中心, 福建 泉州 362000;

3. 厦门理工学院 电气工程与自动化学院, 福建 厦门 361024)

摘 要: 多相自励磁同步电机具有起动转矩大, 无需永磁体, 且气隙磁场可调的优势, 广泛应用于低速爬坡等短时特殊工况下的大转矩需求。作为一种新型电机, 其励磁机理数学模型尚不明确, 直接制约了该电机控制系统的发展。为此, 针对该电机稳态下励磁展开研究, 对自励磁同步电机的结构和高频励磁原理进行分析, 研究了稳态下定子绕组中注入高频电流与转子励磁绕组上产生励磁电流之间的数学关系。基于此, 获得电磁转矩表达式, 并建立了该电机在静止和旋转两种坐标系下的运动方程。在旋转 dq 坐标系下搭建了 MATLAB/Simulink 仿真模型与 ANSYS Maxwell 有限元仿真模型, 并进行对比分析, 其结果验证了该数学模型的正确性。

关键词: 自励磁同步电机; 高频电流注入; 电磁转矩

中图分类号: TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)05-0046-07

doi: 10.12177/emca.2023.045

Modeling and Analysis of High-Frequency Excitation in Steady State of Multi-Phase Self-Excited Synchronous Motor^{*}

YANG Xin^{1,2}, LIN Xiaogang², ZHAO Yuwei², WANG Xiaocan³, XIE Wei²

(1. School of Advanced Manufacturing, Fuzhou University, Jinjiang 362200, China;

2. Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing Haixi Institutes, Chinese Academy of Sciences, Quanzhou 362000, China;

3. School of Electrical Engineering and Automation, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China)

Abstract: Multi-phase self-excited synchronous motor has the advantages of large starting torque, no need for permanent magnet, and adjustable air gap magnetic field, which is widely applied to the large torque demand under short-term special conditions such as low speed climbing. As a new type of motor, its excitation mechanism mathematical model is not clear, which directly restricts the development of the motor control system. Therefore, the excitation of the motor under steady state is studied. The basic structure and high-frequency excitation principle of the self-excited synchronous motor are analyzed. The mathematical relationship between the high-frequency current injected into the stator winding and the excitation current generated on the rotor excitation winding under steady-state conditions is studied. On this basis, the electromagnetic torque expression is obtained. The motion equations of the motor in stationary and rotating coordinate systems are established. Finally, the MATLAB/Simulink simulation model is built under the rotating dq coordinate system and the Maxwell finite element simulation results are compared and analyzed. The results verify the correctness of the mathematical model.

Key words: self-excited synchronous motor; high-frequency current injection; electromagnetic torque

收稿日期: 2022-12-29; 收到修改稿日期: 2023-02-13

^{*} 基金项目: 四川省重点研发项目(2021YFG0079)

作者简介: 杨 鑫(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

解 伟(1982—), 男, 博士, 研究员, 研究方向为电动汽车主驱系统、工业伺服系统等。

0 引言

永磁同步电机具有功率密度高、效率高等特点,广泛应用于新能源电动汽车等领域^[1-2]。然而,其成本较高,调速范围窄,永磁体在高温下可能存在不可逆的退磁风险^[3-4]。为了解决上述问题,有学者提出有刷电励磁方案,用电励磁代替永磁体,无需使用稀土材料,并且能够通过调节励磁电流控制转子的励磁磁场。但是电励磁需要额外的励磁机以及电刷滑环等机械结构,会使得电机结构复杂、体积大,另外电刷易磨损,会引起火花,缩短电机寿命^[5]。这些问题限制了有刷电励磁同步电机的推广应用。对此,文献[6-7]提出使用电容式电能传输(CPT)和电感式电能传输(IPT)来替代电励磁电机电刷滑环系统的非接触式电能传输方法。然而这两种传输系统均需要安装在电励磁电机旁边,额外增大电机体积,并且在功率密度方面没有显著改进。

文献[8]提出一种自励磁电机,利用定子基波电流的磁动势(MMF)谐波,在转子谐波绕组中感应出谐波电动势,经多相整流电路后在转子上的励磁绕组形成稳定的直流励磁电流,为电机提供励磁,产生转子磁场。但这种方法在零速和低速下,定子侧基波电流的谐波磁动势能量较小,无法产生励磁电流,使得转矩能力较弱。为了克服自励磁电机零速和低速下转矩限制,文献[9]提出在自励磁电机定子侧注入高频电流来改善零速和低速下谐波能量低、转矩能力弱的缺点,但由于定子侧注入高频电流与转子侧励磁电流以及注入高频电流与电磁转矩之间的关系不清晰。数学模型建立困难,导致难以定量地分析电磁转矩,而提出抑制转矩脉动的相应策略。因此,为降低电机电磁噪声,抑制转矩脉动,建立自励磁同步电机的数学模型尤为关键。

目前,特种电机数学建模的方法,主要包括:查表法、反向传播(BP)模糊神经网络法等。文献[10]提出基于查表法的双凸极电励磁电机建模研究方法,利用有限元法建立了磁链特性与转矩特性的三维数据表,通过 Simulink 三维查表,对磁链函数与转矩函数进行建模,并与电压方程构成电机数学模型,但难以建立精确的数学模型。文献[11]提出利用 BP 模糊神经网络分析开关磁阻

电机的模型,建立磁链与转子位置角和相电流之间的关系,但该方法存在模糊推理训练时间长或陷入局部极值的缺点。由于自励磁电机工作原理与现有的电机存在较大区别,特别是在零速和低速工况下,这决定了一般建模方法并不适用于多相自励磁电机。

针对上述问题,本文将基于等效磁路法建立自励磁同步电机定子绕组中注入高频电流与励磁电流之间的数学关系,分析该电机在静止和旋转两种坐标系下的数学模型,并搭建 Simulink 数学模型,通过有限元仿真与建立的数学模型进行对比,验证了数学模型的准确性,为控制方法的研究提供理论基础。

1 自励磁同步电机基本结构与原理

1.1 自励磁同步电机基本结构

图1为十一相自励磁同步电机拓扑结构图,定子绕组采用分数槽集中式绕组,与分布式绕组相比,定子磁场中含有丰富的谐波。自励磁电机通过在转子侧附加一套转子谐波绕组,感应气隙内的谐波能量产生感应电动势,经整流后,在转子励磁绕组上得到稳定的励磁电流,实现转子无刷励磁。在转子结构上谐波绕组和励磁绕组均采用分数槽集中式绕组。

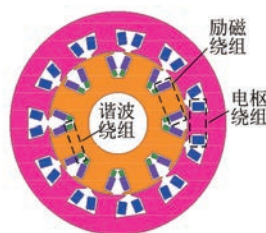


图1 十一相自励磁同步电机拓扑结构^[8]

1.2 自励磁同步电机励磁原理

十一相自励磁同步电机在低速下由于基波电流的谐波磁动势幅值较小,在转子励磁绕组上感应出的励磁电流很小,无法为电机提供转子磁场。因此,为了能够在低速下的转子励磁绕组中产生足够的励磁电流,定子绕组中除了产生旋转磁场的基波电流外,还需注入高频励磁电流。定子绕组第 k 相电流表达式为^[9]

$$i_k = I_1 \cdot \cos \left[\omega_1 t - p_1 \cdot (k - 1) \frac{2\pi}{m} \right] +$$

$$I_2 \cdot \cos \left[\omega_2 t - p_2 \cdot (k-1) \frac{2\pi}{m} \right], k=1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

式中: I_1 为基波电流幅值; ω_1 为基波电流角频率; p_1 为基波电流极对数; I_2 为注入高频电流幅值; ω_2 为注入高频电流角频率; p_2 为注入高频电流极对数; m 为定子绕组相数。

十一相自励磁同步电机励磁原理如图 2 所示。定子基波电流 I_1 的谐波磁动势与注入高频电流 I_2 在转子谐波绕组中产生出谐波感应电动势, 经多相桥式整流后在励磁绕组中形成直流励磁电流, 为电机提供励磁。

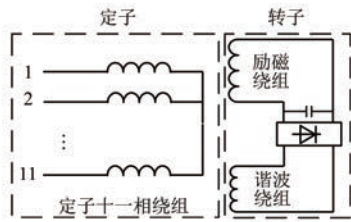


图 2 十一相自励磁同步电机励磁原理图

2 自励磁同步电机数学模型

2.1 注入高频电流与励磁电流的数学模型

当电机定子绕组中通入正弦交流电 i 时, 将产生一个脉振磁动势, 将此磁动势进行傅里叶分解, 对于气隙中任意一点 x 磁动势, 可以表示为

$$F = \frac{2N_s k_{wp}}{v\pi} \sum_v \left\{ v \left[x - (k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} \quad (2)$$

式中: N_s 为定子绕组匝数; k_{wp} 为绕组系数。

电枢绕组中通入式(1)所示的两种成分电流时, 气隙中任一点合成磁动势可以表示为

$$F_s(x, t) = \begin{cases} \frac{mN_s k_{wp}}{v\pi} \left\{ I_1 \sum_v \cos(\omega_1 t + vx) + I_2 \sum_v \cos(\omega_2 t + vx) \right\}, v = km - p \\ \frac{mN_s k_{wp}}{v\pi} \left\{ I_1 \sum_v \cos(\omega_1 t - vx) + I_2 \sum_v \cos(\omega_2 t - vx) \right\}, v = km + p \\ 0, v \neq km \pm p \end{cases} \quad (3)$$

式中: $k=0, 1, 2, \dots$ 。

由式(3)气隙合成磁动势可得电机的气隙磁通密度为

$$B(x, t) = \Lambda_\delta F_s(x, t) \quad (4)$$

式中: Λ_δ 为气隙磁导。

如图 3 所示, 转子谐波绕组中的磁链可以通过对线圈表面上的气隙磁通密度进行表面积分来获得, 将式(4)代入式(5)进行积分:

$$\psi_{exc}(t) = N_H \int_{-\tau_H/2}^{\tau_H/2} B(x, t) \cdot r \cdot l \cdot dx \quad (5)$$

式中: l 为有效轴向长度; N_H 为谐波绕组匝数; r 为气隙半径; τ_H 为相邻转子槽夹角的机械角度。

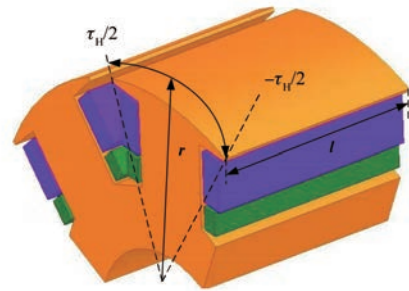


图 3 十一相自励磁同步电机转子绕组位置图

根据法拉第电磁感应定律, 气隙磁链在转子谐波绕组上的感应电动势为

$$E_{exc}(t) = - \frac{d\psi_{exc}(t)}{dt} = \sum_v E_{v1} \sin(\omega_{v1} t) + \sum_v E_{v2} \sin(\omega_{v2} t) \quad (6)$$

$$E_{v1} = \frac{2mN_s N_H k_{wp} \omega_{v1} \Lambda_\delta r l \sin\left(\frac{v\tau_H}{2}\right) I_1}{\pi v^2} \quad (7)$$

$$E_{v2} = \frac{2mN_s N_H k_{wp} \omega_{v2} \Lambda_\delta r l \sin\left(\frac{v\tau_H}{2}\right) I_2}{\pi v^2} \quad (8)$$

式中: E_{v1} 、 ω_{v1} 分别为基波电流磁动势高次谐波的感应电动势幅值和角频率; E_{v2} 、 ω_{v2} 分别为注入高频电流的感应电动势幅值和角频率。

当电机转子在零速和低速下旋转时, 由式(3)中, $v=km \pm p, k=0, 1, 2, \dots$ 可知, 定子基波电流可以产生 4、7、15 次等谐波磁动势。4 次谐波磁动势为工作谐波, 不会产生感应电动势, 由于分母中参数 v^2 的影响, 定子基波电流 I_1 的 7、15 次等谐波磁动势幅值呈指数减小, 对产生励磁电流作用很小, 因此可以忽略不计, 只考虑注入高频电流

所产生的磁动势,则气隙磁链在转子谐波绕组上的感应电动势为

$$E_{\text{exc}}(t) \approx \sum_{v=2}^{\infty} E_{v2} \sin(\omega_{v2} t) \quad (9)$$

高频谐波感应电动势幅值很小,且会使得输出的励磁电流纹波较大,因此对除基波外的高频谐波电动势进行滤波,转子绕组电路图如图4所示。假定谐波绕组输入电压为 U_i ,整流后输出电压为 U_o ,传递函数如下:

$$H(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + (\omega RC)^2} \quad (10)$$

当电压增益下降到 0.707 倍时,此时的频率即为截止频率 f_c ,因此滤波电容 C 满足:

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R} \quad (11)$$

式中: $R = R_{lv} + X_{lv}$, R_{lv} 为转子谐波绕组电阻, X_{lv} 为转子谐波绕组电抗。

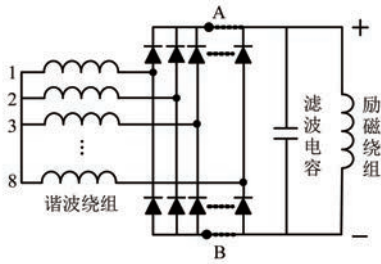


图4 转子绕组等效电路图

根据全波不控整流电路原理,得到 U_{AB} 两端电压为

$$U_{AB} = \frac{4}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{8}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{8}} 2E_{v2} \sin(\omega_{v2} t) d(\omega_{v2} t) \quad (12)$$

转子励磁绕组端电压满足:

$$U_{AB} = R_r i_r(t) + L_{rd} \frac{di_r(t)}{dt} \quad (13)$$

联立式(12)、式(13),通过求解转子励磁绕组的瞬态响应,可以得到励磁电流如下所示:

$$i_r(t) = \frac{U_{AB}}{\sqrt{R_r^2 + (\omega_2 L_{rd})^2}} (1 - e^{-\frac{R_r}{L_{rd}} t}) = \frac{32m N_s N_H k_{wv} \omega_2 \Lambda_{\delta} r l \sin\left(\frac{\tau_H}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{8}\right) I_2}{\pi^2 \sqrt{R_r^2 + (\omega_2 L_{rd})^2}} (1 - e^{-\frac{R_r}{L_{rd}} t}) \quad (14)$$

式中: R_r 为励磁绕组电阻; L_{rd} 为励磁绕组电感。

通过式(14)表明,稳态情况下励磁电流与注入高频电流的幅值和角频率成正比,通过调节注入高频电流幅值或角频率就可以改变转子励磁电流 i_r 大小,从而调节十一相自励磁电机空间气隙磁场大小。

2.2 十一相自然坐标系下的数学模型

磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_D \\ \vdots \\ \psi_K \\ \psi_r \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ \vdots \\ i_K \\ i_r \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & \cdots & M_{AK} & M_{Ar} \\ M_{BA} & L_{BB} & \cdots & M_{BK} & M_{Br} \\ M_{CA} & M_{CB} & \cdots & M_{CK} & M_{Cr} \\ M_{DA} & M_{DB} & \cdots & M_{DK} & M_{Dr} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{KA} & M_{KB} & \cdots & L_{KK} & M_{Kr} \\ M_{rA} & M_{rB} & \cdots & M_{rK} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: L_{ii} 为定子各相绕组的自感; M_{ij} 为定子各相绕组的互感; L_{rr} 为转子自感; M_{ri} 为定转子之间的互感, $i \neq j, i = A \sim k, j = A \sim k$ 。

忽略互漏感,可以推导出定子十一相绕组之间的电感表达式如下:

$$L_{ss} = L_{sr1} I_{11} + L_{sm} L_{DC} + L_{rs} L_{AC} \quad (17)$$

$$I_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$L_{DC} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cdots & \cos(10\alpha) \\ \cos(\alpha) & 1 & \cos(\alpha) & \cdots & \cos(9\alpha) \\ \cos(2\alpha) & \cos(\alpha) & 1 & \cdots & \cos(8\alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(10\alpha) & \cos(9\alpha) & \cos(8\alpha) & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$L_{AC} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r) & \cdots & \cos(2\theta_r - 10\alpha) \\ \cos(2\theta_r - \alpha) & \cdots & \cos(2\theta_r) \\ \cos(2\theta_r - 2\alpha) & \cdots & \cos(2\theta_r - \alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\theta_r - 10\alpha) & \cdots & \cos(2\theta_r - 10\alpha) \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: L_{sr} 为每相绕组自漏感; L_{sm} 为定子绕组主磁路的电感; L_{rs} 为定子绕组与转子励磁绕组之间的互感; $\alpha = 8\pi/11$; θ_r 为转子直轴与 A 相绕组轴线的夹角。

电机各绕组端电压等于绕组电阻压降和因磁链变化产生的感应电动势之和。因此定转子绕组电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ \vdots \\ u_K \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & R_s & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ \vdots \\ i_K \\ i_r \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_D \\ \vdots \\ \psi_K \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: u_{A-K} 、 i_{A-K} 和 u_r 、 i_r 为定子绕组和转子绕组的端电压、电流; R_s 、 R_r 分别为定子绕组电阻和转子绕组电阻; p 为微分算子。

根据机电能量转换原理,电磁转矩等于磁共能对机械角求偏导,则:

$$T_e = \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_m} = \frac{1}{2} p I^T \frac{\partial L}{\partial \theta_r} I \quad (22)$$

式中: I 为电流矩阵, $I = [i_A \ i_B \ \cdots \ i_r]^T$; L 为电感矩阵; p 为电机极对数; θ_r 为电角度,且 $\theta_r = p\theta_m$ 。

忽略摩擦和空气阻力,十一相自励磁同步电机运动方程为

$$T_e - T_m = \frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} \quad (23)$$

式中: T_m 为负载转矩; J 为转动惯量; ω_m 为机械角速度。

式(21)、式(22)和式(23)构成了自励磁同步电机在十一相自然坐标系下的数学模型,但该方程阶数太高,耦合性太强,不利于分析,因此需要进行解耦。

2.3 两相旋转坐标系下的数学模型

十一相自励磁同步电机是一个高阶、非线性、强耦合的系统。为了简化分析,将自然静止坐标系通过变换矩阵变换为两相 dq 旋转坐标系:

$$C_{dq} = T_{dq} \cdot T_{\alpha\beta} \quad (24)$$

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{11}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cdots & \cos(10\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \cdots & \sin(10\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cdots & \cos(20\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \cdots & \sin(20\alpha) \\ 1 & \cos(3\alpha) & \cos(6\alpha) & \cdots & \cos(30\alpha) \\ 0 & \sin(3\alpha) & \sin(6\alpha) & \cdots & \sin(30\alpha) \\ 1 & \cos(4\alpha) & \cos(8\alpha) & \cdots & \cos(40\alpha) \\ 0 & \sin(4\alpha) & \sin(8\alpha) & \cdots & \sin(40\alpha) \\ 1 & \cos(5\alpha) & \cos(10\alpha) & \cdots & \cos(50\alpha) \\ 0 & \sin(5\alpha) & \sin(10\alpha) & \cdots & \sin(50\alpha) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 & \cdots & 0 \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

将式(17)的电感表达式进行坐标变换,可以得到:

$$L_d = L_{sr} + 5.5(L_{sm} + L_{rs}) \quad (27)$$

$$L_q = L_{sr} + 5.5(L_{sm} - L_{rs}) \quad (28)$$

dq 轴定转子之间互感可以用 d 轴、 q 轴转子绕组匝数 N_{rd} 、 N_{rq} 以及定子绕组匝数 N_s 表示:

$$M_d = \frac{N_{rd}}{N_s} K_{Ld} L_d \quad (29)$$

$$M_q = \frac{N_{rd}}{N_s} K_{Lq} L_q \quad (30)$$

将定子电压方程进行坐标变换,在 dq 旋转坐标系中同步电机定子电压方程,可求得如下:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_r \\ \omega_r & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d \\ 0 & L_q & 0 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} pL_d & 0 & pM_d \\ 0 & pL_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_r \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (31)$$

式中： u_{sd} 、 u_{sq} 分别为 d 轴、 q 轴的等效电压； i_{sd} 、 i_{sq} 为 d 轴、 q 轴的等效电流； L_d 、 L_q 分别为 d 轴、 q 轴等效电感； M_d 、 M_q 分别为 d 轴、 q 轴定转子之间的互感。

式(31)中，第一项为电枢绕组电阻压降，第二、三项为变压器电动势，第四项为运动电动势。

电机输出的电磁转矩等于电枢电流与磁通量之间的矢量积，即：

$$T_e = p \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & \frac{N_{rd}}{N_s} K_{Ld} L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_r \end{bmatrix} = p \left[(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \frac{N_{rd}}{N_s} K_{Ld} L_d i_{sq} i_r \right] \quad (32)$$

将式(14)代入式(32)中，可以得到：

$$T_e = p \left[(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + K_s i_{sq} \omega_2 I_2 \right] \quad (33)$$
$$K_s = \frac{32mN_sN_HN_{rd}k_{wv}K_{Ld}L_d\Delta_\delta r l \sin\left(\frac{\tau_H}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\pi^2 N_s \sqrt{R_r^2 + (\omega_2 L_{rd})^2}} \quad (34)$$

式(33)表明，稳态下电磁转矩 T_e 与注入高频电流 I_2 幅值以及注入高频电流角频率 ω_2 成正比。因此，通过改变注入高频电流的幅值或注入高频电流频率可以改变电磁转矩。

3 仿真分析

3.1 仿真模型建立

为进一步验证所建立数学模型的准确性，根据上述理论推导十一相自励磁同步电机在 MATLAB/Simulink 下的建模与仿真，同时搭建 ANSYS Maxwell 有限元仿真模型，对注入高频不同大小的幅值进行有限元仿真，电机转速 100 r/min 下，将稳态下 ANSYS Maxwell 与 MATLAB/Simulink 仿真结果进行对比，电机结构参数如表 1 所示，Simulink 与有限元仿真结果对比如图 5 所示。

表 1 电机结构参数

参数名称	参数值
基波电流频率/Hz	6.67
定子外径/mm	210
定子绕组匝数	13
励磁绕组匝数	30
励磁绕组电阻/ Ω	3.24
轴向长度 l /mm	165
额定功率/W	7 210
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	5 000
d 轴电感/H	0.040 2
q 轴电感/H	0.065 1
额定电流/A	75
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.018

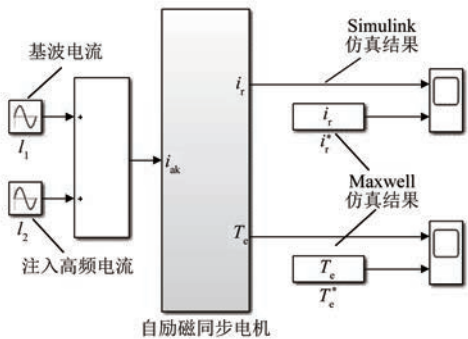


图 5 自励磁同步电机数学模型与仿真结果对比

3.2 结果分析

给定电机转速 100 r/min，注入高频电流频率 500 Hz，改变高频电流幅值 2~10 A，输出励磁电流以及电机输出电磁转矩，如图 6、图 7 所示。随着注入高频电流幅值的增大，转子励磁绕组产生的励磁电流以及电机输出电磁转矩也随之增大。

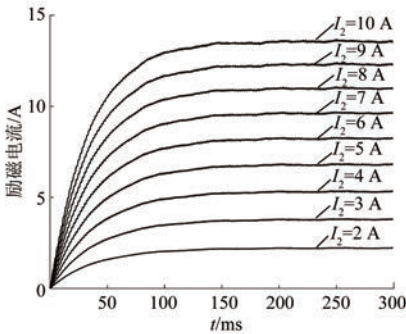


图 6 改变注入高频电流幅值输出励磁电流

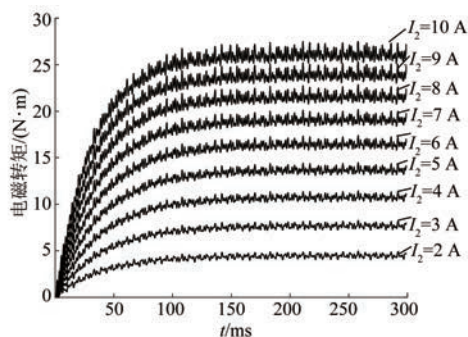


图7 改变注入高频电流幅值输出电磁转矩

取励磁电流和电磁转矩在稳态时的平均值,与 Simulink 模型仿真结果对比如图 8、图 9 所示。随着注入高频电流幅值的增大,转子励磁电流以及输出电磁转矩也随之增大。励磁电流和输出转矩最大相对误差分别为 3.46% 和 4.8%, Simulink 仿真波形与 Maxwell 有限元仿真波形高度吻合,验证了计算模型的准确性。

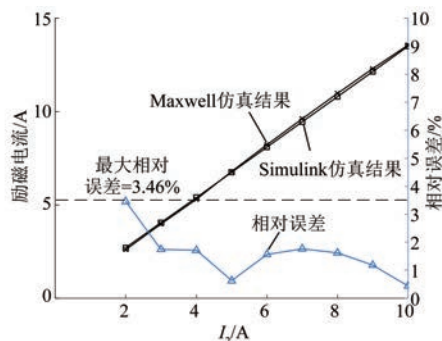


图8 不同幅值高频电流注入下输出励磁电流对比

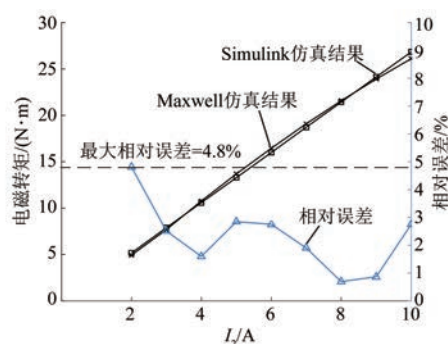


图9 不同幅值高频电流注入下输出电磁转矩对比

4 结 语

本文提出了十一相自励磁同步电机电磁转矩数学模型,对十一相自励磁电机的基本结构和励磁原理进行了介绍,根据定子绕组与励磁绕组的

电磁耦合关系,从励磁原理出发基于等效磁路法建立定子绕组注入高频电流与转子励磁电流之间数学关系,推导了十一相自励磁同步电机在静止和旋转坐标系下的数学模型,最后利用 ANSYS Maxwell 软件搭建电机仿真模型与 Simulink 仿真模型进行对比验证,通过注入不同频率和幅值的高频电流,与有限元稳态仿真结果对比表明,励磁电流与电磁转矩最大相对误差在 5% 以内,证明了所提模型的准确性,为今后进一步控制方法的研究提供理论基础。

【参考文献】

- [1] DAJAKU G. Advanced multi-phase fractional slot concentrated windings: characteristics and potentials [J]. *Electrical Engineering*, 2021, 103: 397.
- [2] ULLAH S, MCDONALD S P, MARTIN R, et al. A permanent magnet assist, segmented rotor, switched reluctance drive for fault tolerant aerospace applications [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(1): 298.
- [3] 江景成. 电动汽车用多相自励磁同步电机及其控制方法研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2021.
- [4] 杜爱赫, 解伟, 施振川, 等. 电动自行车用磁通切换电机研究[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(8): 50.
- [5] 吴伟亮, 刘竞, 杨海英. 高压变频器在电励磁同步电机上的应用[J]. *电机与控制应用*, 2020, 47(2): 42.
- [6] ZHANG L, FAN Y, LORENZ R D, et al. Design and analysis of a new five-phase brushless hybrid-excitation fault-tolerant motor for electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(4): 3428.
- [7] MOMEN F, RAHMAN K, SON Y. Electrical propulsion system design of Chevrolet bolt battery electric vehicle [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(1): 376.
- [8] DAJAKU G, GERLING D. New self-excited synchronous machine with tooth concentrated winding [C] // *International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2013.
- [9] DAJAKU G, GERLING D. Self-excited synchronous machine with high torque capability at zero speed [C] // *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2018.

(下转第 60 页)