

多相自励磁同步电机零低速域高频电流相位 优化策略

姜国豪^{1,2}, 陈伟², 郑涛², 解伟^{2*}

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108;

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 362216)

Phase Optimization Strategy for High-Frequency Current in Zero-Low Speed Domain of Multiphase Self-Excited Synchronous Motors

JIANG Guohao^{1,2}, CHEN Wei², ZHENG Tao², XIE Wei^{2*}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Haixi Institutes, Chinese Academy of Sciences,
Quanzhou 362216, China)

Abstract: The multiphase self-excited synchronous motor achieves brushless excitation in the zero-low speed domain by injecting high-frequency harmonic current excitation into the stator side. However, existing research has not fully explored the phase of the injected high-frequency current, limiting further improvement in excitation current and torque at zero-low speed domain. To address the above problems, this paper first derived mathematical formulas based on the principle of fractional slot concentrated winding magnetomotive force, and analyzed the mechanism of high-frequency current injection for excitation. Next, the effect of the high-frequency current phase on excitation performance was investigated, and a phase optimization strategy was proposed. Finally, a self-excited motor model was established in Maxwell, and finite element analysis was conducted to verify the proposed strategy. The research results showed that with the high-frequency current phase optimization strategy, at 100 r/min, the induced potential increased by 17.5%, the excitation current rose by 7.5%, torque increased by 6.6% and the torque ripple decreased by 71.58%.

Key words: self-excited synchronous motor; high-frequency excitation; magnetomotive force; phase

摘 要: 多相自励磁同步电机通过在定子侧注入高频谐波电流励磁实现零低速域无刷励磁。然而已有的研究对

所注入高频电流的相位尚未充分探讨,限制了在零低速域励磁电流和转矩的进一步提升。针对上述问题,首先基于分数槽集中绕组磁动势原理推导数学公式,分析注入高频电流进行励磁的机制;其次,探讨了高频电流的相位对励磁效果的影响,并提出相位优化策略;最后,采用 Maxwell 建立了自励磁电机模型,并进行有限元分析对所提策略进行验证。研究结果表明:高频电流相位优化策略在 100 r/min 时,感应电势增强了 17.5%,励磁电流上升了 7.5%,转矩增大了 6.6%,转矩脉动同比减少 71.58%。

关键词: 自励磁同步电机; 高频励磁; 磁动势; 相位

0 引言

永磁电机凭借其优异的控制性能、较高的功率密度和效率,在电动汽车、新能源发电和航空电力系统等领域得到了广泛的应用^[1-3]。然而,稀土是永磁体构成的关键,其作为战略资源具有稀缺性和不可再生性,价格受供求关系及国际市场管控影响具有波动性。此外,为满足弱磁升速要求而注入较大的直轴去磁电流将导致永磁电机的绕组铜耗增加,高速区的运行效率降低^[4-6]。同时,在高温、高盐度和高湿度的“三高”环境下,永磁体容易失磁导致电机性能急剧下降,从而造成不可逆的损失^[7-9]。因此,研发电励磁同步电机成为当今电机工程领域的重要课题。

电励磁同步电机能够通过调节转子励磁电流的大小进而调节磁场,解决了永磁同步电机磁场

基金项目: 厦门市留学人员科研项目资助([2022]205-04)

Xiamen Overseas Chinese Scholars Project under Grant
([2022]205-04)

不可调节的问题,因此备受关注。电励磁同步电机按照励磁方式可分为:有刷供电、感性非接触式无刷供电和容性非接触式无刷供电^[10-13]。然而,有刷励磁由于电刷和滑环会导致摩擦损耗大、使用寿命短。因此,提高无刷励磁的技术水平具有重要意义。

文献[14-15]提出利用开绕组同步电机的三次空间谐波进行励磁,通过整流给励磁绕组供电。但是,不便控制用于转子励磁而注入的电流分量。文献[16]提出一种自励磁电机通过在转子上安装两套绕组和一个整流器,利用高速运行时谐波绕组感应出定子电流的磁动势谐波,经过整流器后为励磁绕组提供直流励磁电流,从而产生转子磁场。但在零低速域,定子基波电流谐波磁动势较小,无法产生所需的励磁电流,从而限制了电机输出转矩的大小。文献[17-18]为克服自励磁电机在零速域和低速域的转矩限制,提出在自励磁电机定子侧额外注入高频电流来改善零低速域谐波能量低、转矩小的缺点,但对注入高频电流的相位没有深入研究。

针对上述问题,本文对零低速域高频电流励磁原理进行分析,提出了高频励磁相位的优化励磁策略,并搭建基于 Ansys Maxwell 的仿真模型,对所提出的优化策略进行仿真验证。

1 自励磁同步电机拓扑结构及原理

1.1 自励磁同步电机拓扑结构

图 1 所示为一台 11 相 4 对极自励磁同步电机(Self-Excited Synchronous Motor, SESM)的截面拓扑结构。电机转子相比于其他电励磁同步电机多了一套谐波绕组,用于感应气隙内谐波能量产生的感应电动势,捕获谐波磁场能量,经转子顶端的整流板为励磁绕组提供稳定直流电,实现电机自励磁。

为产生更为丰富的谐波磁动势的含量,采用了分数槽集中式绕组设计,每个线圈都被放置在一个定子齿上,并且线圈节距被设定为 1,即一个线圈横跨两个相邻的定子槽。每相每极的槽数 q 是小于 1 的分数,目的是为了减少定子槽的数量,同时提高槽满率。

1.2 自励磁同步电机零低速域励磁原理

在自励磁同步电机的研究中,特别是在零低

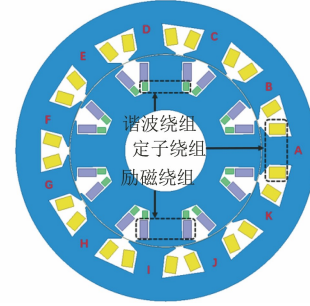


图 1 11 相 4 对极自励磁电机截面拓扑结构

Fig. 1 11-phase 4-pole self-excited motor cross-sectional topology

速域,电机励磁成为了一个关键挑战。因为标准余弦定子电流的频率低,产生的谐波的磁动势小,气隙磁场能量少,转子通过其谐波绕组捕获的能量不足以励磁。为解决这一问题,研究者们^[12-13]通过在定子绕组中同时注入基波电流和高频电流来实现零低速域的有效励磁。

定子绕组相电流表达式为

$$\begin{cases} i_{s,k} = i_{s1,k} + i_{s2,k} \\ i_{s1,k} = I_1 \cdot \cos\left[\omega_1 t - j_1 \cdot (k-1) \frac{2\pi}{m}\right] \\ i_{s2,k} = I_2 \cdot \cos\left[\omega_2 t - j_2 \cdot (k-1) \frac{2\pi}{m}\right] \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i_{s,k}$ 为定子相电流; $i_{s1,k}$ 为基波电流; $i_{s2,k}$ 为高频电流; I_1 为基波电流幅值; I_2 为注入高频电流幅值; ω_1 为基波电流角频率; ω_2 为注入高频电流角频率; j_1 为电流相位因子; j_2 为注入高频电流相位因子; k 为相位数; m 为定子绕组相数。

11 相 SESM 励磁原理如图 2 所示。在电机的磁场设计中,发现基波电流引发的磁动势次谐波与高频电流产生的磁动势谐波在电机内部与分数槽集中式绕组结构产生的丰富谐波发生相互作用,共同构建出一种虽复杂但高效的气隙磁场。此类磁场不仅是定子和转子间能量转换的基础,更是电机成功励磁的关键。

当电机转速达到 100 r/min 稳态运行时,基波电流产生的高阶磁动势与高频电流所产生的磁动势相互作用。根据电磁感应定律,在转子的谐波绕组中产生感应电压。经过多相桥式不控整流电路整流,感应的交流电被转换为直流电,有效地供应给励磁绕组,从而实现了转子的有效励磁,产生电磁转矩。通过仿真发现注入不同相位因子 j_2 的高

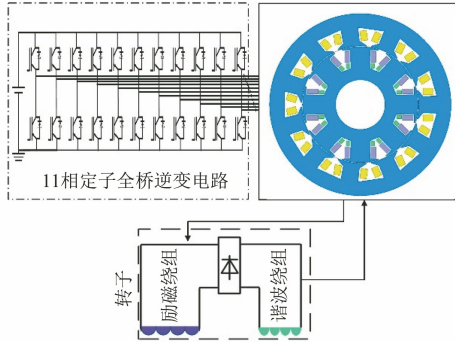
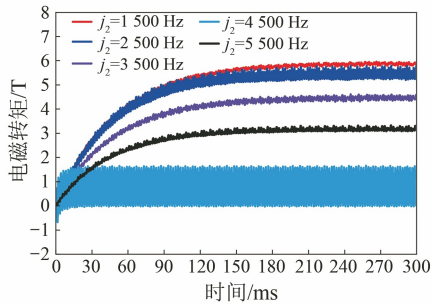


图2 11相 SESM 励磁原理图

Fig. 2 11-phase SESM excitation schematic

频电流对电机转矩性能的影响不同,如图3所示。因此探究高频电流相位因子 j_2 具有重要意义。

图3 不同 j_2 电机转矩波形Fig. 3 Different j_2 motor torque waveforms

2 基于磁动势原理的高频电流相位优化

2.1 基于傅里叶分解的磁动势推导

本次分析对象为定子基波电流在气隙内产生的磁动势空间谐波。空间谐波的产生与电机的绕组分布、绕组连接方式、定子槽数和输入电流波形有关^[19-20]。本文绕组采用分布式集中绕组,定子槽数为 Z ,每个定子槽内线圈匝数为 N_s ,通入角频率为 ω 的交流电 i_s ,忽略磁饱和和齿槽效应后,线圈在气隙中产生的磁动势 $F = N_s i_s$,在电机圆周上任意一点 θ 处的磁动势如图4所示^[19]。

图4中,磁动势方波数学表达式为

$$f(\theta) = \begin{cases} -\frac{N_s i_s}{Z}, & -\pi < \theta \leq -\frac{\pi}{Z} \\ \frac{(Z-1)N_s i_s}{Z}, & -\frac{\pi}{Z} < \theta \leq \frac{\pi}{Z} \\ -\frac{N_s i_s}{Z}, & \frac{\pi}{Z} < \theta \leq \pi \end{cases} \quad (2)$$

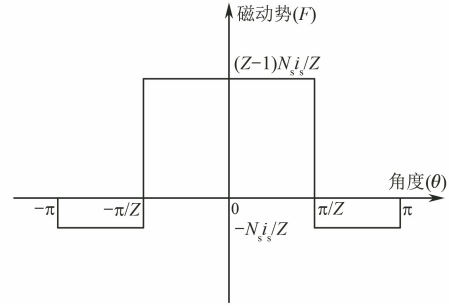


图4 单线圈磁动势方波

Fig. 4 Single coil magnetomotive force square wave

$f(\theta)$ 满足傅里叶级数分解的两个条件:一是周期性, $T = 2\pi$;二是绝对可积性。因此在 $[-\pi, \pi]$ 区间内,函数用傅里叶级数可表示为

$$F(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta)] \quad (3)$$

将 $f(\theta)$ 代入式(3)可得系数 a_0, a_n, b_n 为

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) d\theta = 0 \quad (4)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta = \frac{2N_s I}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{Z}\right) \quad (5)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta = 0 \quad (6)$$

式中: n 为自然数; I 为电流幅值。

将系数 a_0, a_n, b_n 代入式(3)即可得到 $f(\theta)$ 的傅里叶级数表达式:

$$F(\theta) = \frac{2N_s i_s}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left[\sin\left(\frac{\nu\pi}{Z}\right) \cos(\nu\theta) / \nu \right] \quad (7)$$

令 $k_{w\nu} = \sin(\nu\pi/Z)$ 可得:

$$F(\theta) = \frac{2N_s i_s}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left[\frac{k_{w\nu}}{\nu} \cos(\nu\theta) \right] \quad (8)$$

由式(8)可知分布式集中绕组磁动势包含奇数次谐波和偶数次谐波。 $k_{w\nu}$ 为 ν 次谐波的绕组因数,在11槽分布式集中绕组中磁动势基波到33次谐波的绕组因数如表1所示。

次数相差22的谐波,绕组因数相等,即 $k_{w\nu} = k_{w(\nu+22)}$ 。绕组因数以22为周期出现,这是因为定子槽数是11。若 n 为任意自然数,即 $\nu/Z = 2n$ 。半周期和全周期处的绕组因数为零,即 $k_{11n} = k_{22n} = 0$ 。其他关于11对称谐波的绕组因数相反,即若 j 为小于11的自然数, $k_{11n-j} + k_{11n+j} = 0$ 。1/4周期处两侧的绕组因数最大,可达0.9898,说明该

次谐波的利用率较高;其他绕组因数较小,谐波利用率较低。

表 1 绕组因数
Tab.1 Winding factors

ν	k_w	ν	k_w	ν	k_w
1	0.281 7	12	-0.281 7	23	0.281 7
2	0.540 6	13	-0.540 6	24	0.540 6
3	0.755 7	14	-0.755 7	25	0.755 7
4	0.909 6	15	-0.909 6	26	0.909 6
5	0.989 8	16	-0.989 8	27	0.989 8
6	0.989 8	17	-0.989 8	28	0.989 8
7	0.909 6	18	-0.909 6	29	0.909 6
8	0.755 7	19	-0.755 7	30	0.755 7
9	0.540 6	20	-0.540 6	31	0.540 6
10	0.281 7	21	-0.281 7	32	0.281 7
11	0	22	0	33	0

2.2 基于电流相位的励磁数学分析与建模

m 相定子电流 $i_{s,1-k}$ 表达式为

$$\begin{cases} I_{s,1} = I \sin(\omega t) \\ I_{s,2} = I \sin\left[\omega t - j(2-1) \frac{2\pi}{m}\right] \\ \vdots \\ I_{s,k} = I \sin\left[\omega t - j(k-1) \frac{2\pi}{m}\right] \end{cases} \quad (9)$$

令 $C_\nu = N_s I k_{w\nu} / \pi \nu$, 并将式(9)的电流代入到式(8)中得到第 k 相第 ν 次磁动势谐波:

$$F_{kv}(\theta, t) = \frac{2I_{s,k} N_s k_{w\nu}}{\pi \nu} \cos\left\{ \nu \left[\theta - (k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} = C_\nu \begin{cases} \sin\left[\omega t + \nu\theta - (j+\nu)(k-1) \frac{2\pi}{m}\right] + \\ \sin\left[\omega t - \nu\theta - (j-\nu)(k-1) \frac{2\pi}{m}\right] \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)推导 θ 处的 ν 次磁动势谐波:

$$F_\nu(\theta, t) = \sum_{k=1}^{11} F_{kv}(\theta, t) = C_\nu \sum_{k=1}^{11} \begin{cases} \sin\left[\omega t + \nu\theta - (j+\nu)(k-1) \frac{2\pi}{m}\right] + \\ \sin\left[\omega t - \nu\theta - (j-\nu)(k-1) \frac{2\pi}{m}\right] \end{cases} \quad (11)$$

为了分析 ν 次的磁动势, 将 $F_\nu(\theta, t)$ 拆分为矢量 $F_1(k)$ 、 $F_2(k)$:

$$F_1 = C_\nu \sum_{k=1}^{11} \left\{ \sin \left[\begin{matrix} \omega t + \nu\theta + (j+\nu) \frac{2\pi}{m} - \\ k(j+\nu) \frac{2\pi}{m} \end{matrix} \right] \right\} \quad (12)$$

$$F_2 = C_\nu \sum_{k=1}^{11} \left\{ \sin \left[\begin{matrix} \omega t - \nu\theta + (j-\nu) \frac{2\pi}{m} - \\ k(j-\nu) \frac{2\pi}{m} \end{matrix} \right] \right\} \quad (13)$$

由式(12)和式(13)可知, F_1 、 F_2 包含 k 个空间矢量, 在空间上分别间隔 $2k\pi(j\pm\nu)/m$, 当 k 个矢量在空间中均匀分布构成圆时, 即每个空间矢量间隔不为 $2n\pi$ 时, 矢量和为 0; 当 k 个矢量在空间中同方向分布时, 矢量和达到最大。

$$\begin{cases} F_\nu(\theta, t) = m C_\nu \sin(\omega t - \nu\theta), \nu = nm + j \\ F_\nu(\theta, t) = m C_\nu \sin(\omega t + \nu\theta), \nu = nm - j \\ F_\nu(\theta, t) = 0, \nu \neq nm + j \end{cases} \quad (14)$$

分析式(14)可知合成磁动势 ν 次谐波转速为 $120\pi\omega/\nu$, 当 $\nu = nm + j$, 转向与基波方向相同, 正向旋转; 当 $\nu = nm - j$, 转向与基波方向相反, 反向旋转。 m 相合成的幅值是相绕组该谐波磁动势振幅的 $(m/2)C_\nu$, 本文即 $5.5 C_\nu$ 。

随着 ν 的增大, 会呈周期性变化。谐波磁动势振幅与电流有效值和谐波短距系数成正比, 与谐波次数成反比, 波峰都落在线圈的中心线上, 大小与 I 无关, 转速与 ω 有关。谐波绕组产生感应电势大小与磁动势大小及变化速率有关, 即与 I 和 ω 大小有关。

电机定子额外成分的电流在任意 θ 角度下产生的总磁动势:

$$F(\theta, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu(\theta, t) \quad (15)$$

磁通:

$$\phi(\theta, t) = \Lambda \sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu(\theta, t) \quad (16)$$

磁链:

$$\psi_r(\theta, t) = N_r \phi = N_r \Lambda \sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu(\theta, t) =$$

$$N_r \int_{(\omega_\theta - \omega_r)t + \theta - \frac{\pi}{8}}^{(\omega_\theta - \omega_r)t + \theta + \frac{\pi}{8}} \Lambda \sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu(\theta, t) d\theta =$$

$$\frac{2\sin\left(\frac{\nu\pi}{8}\right)mN_rN_sIk_{w\nu}\Lambda}{\nu^2\pi} \cdot \left[\sum_{\nu=nm+j}^{\infty} \sin\left\{\left[\omega - \nu(\omega_\theta - \omega_r)\right]t + \nu\theta\right\} + \sum_{\nu=nm-j}^{\infty} \sin\left\{\left[\omega + \nu(\omega_\theta - \omega_r)\right]t + \nu\theta\right\} \right] \quad (17)$$

式中: Λ 为理想磁导; N_r 为谐波绕组匝数; ω_θ 、 ω_r 分别为定子合成磁动势角速度、转子机械角速度, 令 $s = \omega_\theta - \omega_r$ 为相对切割速度; ψ_r 为转子磁链。

由磁链表达式继续推导谐波绕组感应电动势 E :

$$E(\theta, t) = -\frac{d\psi_r(t)}{dt} = \frac{2\sin\left(\frac{\nu\pi}{8}\right)mN_rN_sIk_{w\nu}\Lambda}{\nu^2\pi} \cdot \left[\sum_{\nu=nm+j}^{\infty} (\omega - \nu s) \left\{ \cos\left[(\omega - \nu s)t + \nu\theta\right] \right\} + \sum_{\nu=nm-j}^{\infty} (\omega + \nu s) \left\{ \cos\left[(\omega + \nu s)t + \nu\theta\right] \right\} \right] \quad (18)$$

转子上有 8 个谐波绕组, 绕组的空间角度相差 $2n\pi/8$, 其中 $n=0, 1, 2\cdots 7$, 将其代入式(18)中可得:

$$E\left(\theta + \frac{2n\pi}{8}, t\right) = \frac{2\sin\left(\frac{\nu\pi}{8}\right)mN_rN_sIk_{w\nu}\Lambda}{\nu^2\pi} \cdot \left[\sum_{\nu=nm+j}^{\infty} (\omega - \nu s) \left\{ \cos\left[(\omega - \nu s)t + \nu\left(\theta + \frac{2n\pi}{8}\right)\right] \right\} + \sum_{\nu=nm-j}^{\infty} (\omega + \nu s) \left\{ \cos\left[(\omega + \nu s)t + \nu\left(\theta + \frac{2n\pi}{8}\right)\right] \right\} \right] \quad (19)$$

本文在转子谐波绕组与励磁绕组间采用的是八相全桥不控整流电路构成的整流板。不论是 $j=1$ 还是 $j=2$, 逆变器的上管和下管每时每刻的电压大小相同方向相反。因此励磁绕组两端电压为谐波绕组的电压幅值减去整流二极管压降的两倍, 即:

$$U_f(\theta, t) = 2 \times \left\{ \max\left[E\left(\theta + \frac{2n\pi}{8}, t\right)\right] - U_D \right\} \quad (20)$$

式中: U_f 为励磁绕组两端电压; U_D 为二极管的压降电压; $\max$ 取最大值。

在电容充电稳态时励磁绕组是阻感负载:

$$U_f = L_f \frac{di_f}{dt} + i_f R_f \quad (21)$$

根据式(21)解一阶非齐次线性微分方程, 则励磁电流为

$$i_f = e^{-\int \frac{R_f}{L_f} dt} \int \frac{U_f}{L_f} \cdot e^{\int \frac{R_f}{L_f} dt} dt + C \cdot e^{-\int \frac{R_f}{L_f} dt} \quad (22)$$

式中: C 为常数, 与绕组并联的电容初始状态有关; R_f 、 L_f 分别为励磁绕组电阻、电感。

由于励磁绕组并联了电容, 整流后的直流电先给电容充电, 励磁电流逐步增大至稳定。

11 相定子电流强耦合, 分别控制的话较为复杂, 因此需要对 11 相定子电流在自然坐标系进行解耦^[21], 先转变为两相静止坐标系下的 i_α 和 i_β :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos\theta_e & \cdots & \cos(m-1)\theta_e \\ 0 & \sin\theta_e & \cdots & \sin(m-1)\theta_e \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (23)$$

式中: θ_e 为转子运动的电角度; $\mathbf{i}$ 为定子电流。

$\mathbf{i}$ 在空间上逆时针的分布次序为

$$\mathbf{i} = [i_1 \ i_4 \ i_7 \ \cdots \ i_3 \ i_6 \ i_9]^{-1} \quad (24)$$

再将两相静止坐标系下的 i_α 和 i_β 转变为两相旋转坐标系下的 i_d 和 i_q :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (25)$$

根据机电能量转换原理, 电磁转矩:

$$T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} = p_r \left(\frac{\partial W_m}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial i_d}{\partial \theta_e} + \frac{\partial W_m}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial i_q}{\partial \theta_e} \right) = p_r \left[\left(\frac{11}{2} L_d i_d + \frac{11}{2} \psi_r \right) \cdot i_q + \left(\frac{11}{2} L_q i_q \right) \cdot (-i_d) \right] = \frac{11}{2} p_r [\psi_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (26)$$

式中: W_m 为电机磁场储能; θ_m 为转子运动的机械角度; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; p_r 为极对数。

2.3 基波高频电流相位选取及优化

电机产生电磁转矩的前提条件是定子与转子之间的磁动势主波次数相匹配。在分析分数槽集中式绕组电机定子和转子的磁动势谐波时, 由于空间分布特点和非理想的正弦供电电流, 定子磁

动势中含有丰富的空间和时间谐波。当电枢绕组通电带动励磁的转子旋转后,在电机气隙中形成了复杂的定子和转子磁动势空间谐波,但只有提供主恒定转矩才能确保电机稳定旋转的某次磁动势谐波是主波^[22]。

主波形成依赖于电机每极每相的槽数, $q = Z/2mj = c/d = 1/8$ 。式中, j 为基波电流的极对数, c/d 为不可约的真分数。当 d 为偶数时,主波次数为 $d/2$; 当 d 为奇数时,主波次数为 d ,其他谐波则相应地被识别为次谐波及高次谐波。本文研究自励磁电机结构中 $d=8$,因此主波次数为 $d/2=4$ 。

当定子和转子的磁动势主波次数相等,即 $\nu = p_r = 4$,其之间的相互作用才能有效地产生电磁转矩。相反地,若磁动势谐波与主波转速不一致,则只能引发脉动转矩,对电磁转矩的稳定不利^[13]。

综上分析可得,自励磁同步电机基波电流 $j_1=4$ 、主波次数为 4 时,才能够与转子产生电磁转矩,基波磁动势快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 分析如图 5 所示。

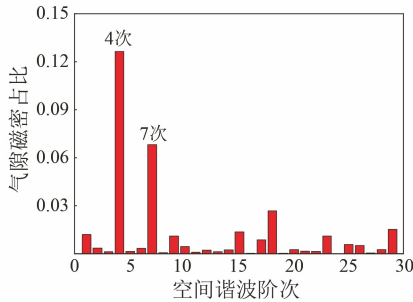


图 5 基波磁动势快速傅里叶变换分析

Fig. 5 Fast Fourier transform analysis of fundamental wave magnetomotive force

由于该自励磁电机转子的励磁绕组缠绕的极对数 $p_r=4$,当 $n=0$ 时,由 $\nu = nm + j_1 = 4$ 可知主波空间谐波次数为 4,同时与前文所提到电机能产生电磁转矩的条件相吻合。由于 ν 的大小与磁动势成反比,为与产生电磁转矩的 4 次主波错开,额外注入高频电流的 j_2 可以取 1、2、3 和 5,进一步对 j_2 的选取做最优化分析。

上述分析考虑的是磁动势空间谐波,下面进一步分析高频电流对基波电流的时间谐波影响:

$$I_t = I \sin \left\{ f \left[\omega t - 4(k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} \quad (27)$$

式中: $f = nm \pm j_1$ 为时间谐波次数, n 为自然数,即基

波的时间谐波次数主要为 4 次。

$$I_4 = I \sin \left\{ 4 \left[\omega t - 4(k-1) \frac{2\pi}{11} \right] \right\} = I \sin \left\{ 4\omega t - 5(k-1) \frac{2\pi}{11} \right\} \quad (28)$$

由式(28)可知,当电机定子高频电流的 j_2 取 5 时,会与基波电流的 4 次时间谐波产生影响,因此不可选取。

为了更准确选取 j_2 ,将参数 I 、 ω 固定,对不同 j_2 值产生的主要磁动势谐波进行对比。

表 2 不同 j_2 值谐波磁动势的对比

Tab. 2 Comparison of harmonic magnetomotive force with different j_2 values

主波阶数	磁动势/(p.u.)	次谐波阶数	磁动势/(p.u.)
1	1	10	-0.1
2	0.959 5	9	-0.213 2
3	0.894 2	8	-0.335 3

由表 2 分析可知,合成磁动势主波次数等于 j_2 ,即 $n=0$ 、 $\nu=j_2$;而次谐波的次数即 $n=1$ 、 $\nu=m-j_2$,磁动势的方向与主波方向相反,引发脉动转矩。 $j_2=1$ 和 $j_2=2$ 、 $j_2=3$ 相比,主波 ν 次数小、电磁转矩较大,次谐波 ν 次数转矩脉动较小。

综上,自励磁同步电机基波电流选取 $j_1=4$ 、注入高频电流时选取 $j_2=1$ 的效果更好。

3 仿真分析

3.1 仿真模型搭建

在 Maxwell 中按照图 6 和表 3 的参数搭建 11 相自励磁电机有限元仿真模型,将其与第 2 部分数学建模对磁动势、感应电势及励磁电流的分析进行对比验证。

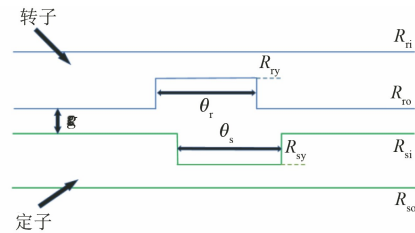


图 6 定转子齿槽参数标注图

Fig. 6 Stator and rotor cogging parameter annotation diagram

由图 3 可知, $j_2=1, 2$ 相比 $j_2=3, 4, 5$ 的电磁转矩更大,因此将 $j_2=1$ 和 $j_2=2$ 各项参数的仿真与

数学模型进行详细对比。

表 3 SESM 结构参数

Tab. 3 SESM structural parameters			
参数名称	参数值	参数名称	参数值
相数 m	11	转子极对数 p_r	4
定子槽数 Z	11	转子槽数 Q	8
定子外径 R_{so}/mm	105	转子外径 R_{ro}/mm	68
定子内径 R_{si}/mm	69	转子内径 R_{ri}/mm	30
气隙宽度 g/mm	1	轴向长度 L/mm	150
定子槽宽 θ_r/mm	6	转子槽宽 θ_s/mm	10
定子匝数 N_s	14	谐波匝数 N_r	4
谐波电阻 R_r/Ω	0.01	谐波电感 $L_r/\mu\text{H}$	17.5
励磁电阻 R_f/Ω	1.068	励磁电感 L_f/mH	9
励磁电容 C_f/mF	5.3	安全电流 $/(A \cdot \text{mm}^{-2})$	5

用电流源向仿真模型第 k 个定子绕组输入 $I_{s,k}$ 的电流,则:

$$I_{s,k} = \left\{ \begin{array}{l} I_1 \sin \left[2\pi f_1 t - 4(k-1) \frac{2\pi}{m} \right] + \\ I_2 \sin \left[2\pi f_2 t - j_2(k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \end{array} \right\} \quad (29)$$

式中: f_1 为基波电流的频率; f_2 为高频电流的频率。

基波电流的频率与额定转速有关,当电机转速 n 为 100 r/min 时,由式(30)可得 f_1 为 6.67 Hz,本次仿真 I_1 取 10 A、 I_2 取 5 A,注入高频电流频率 f_2 取 500 Hz。

$$n = \frac{60f_1}{4} \quad (30)$$

3.2 结果分析与验证

向定子绕组分别注入 $j_2 = 2$ 、 $j_2 = 1$ 时的电流 $I_{s,k}$ 在气隙产生磁动势波的仿真与数学推导的结果对比如图 7~图 8 所示。

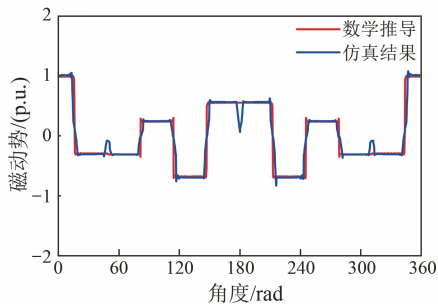


图 7 $j_2 = 2$ 气隙磁动势图

Fig. 7 $j_2 = 2$ Air gap magnetomotive force diagram

E_1 的数学推导和有限元仿真对比结果如图 9、图 10 所示。根据数学推导可知, $j_2 = 1$ 的主波

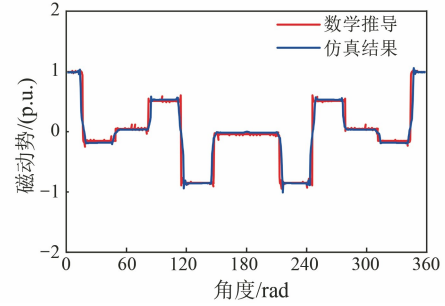


图 8 $j_2 = 1$ 气隙磁动势图

Fig. 8 $j_2 = 1$ Air gap magnetomotive force diagram

$\nu = 1$, $j_2 = 2$ 的主波 $\nu = 2$, 由于 ν 在分母上, 因此 $j_2 = 1$ 的感应电势比 $j_2 = 2$ 大, 仿真结果 $j_2 = 1$ 的有效值 0.796 也比 $j_2 = 2$ 的有效值 0.686 大。

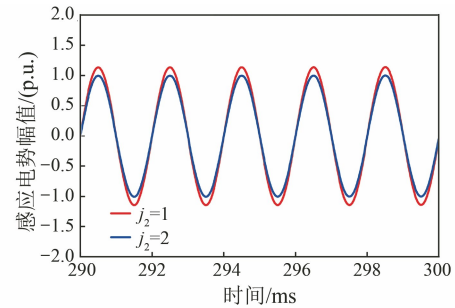


图 9 单个谐波绕组感应电势的数学推导

Fig. 9 Mathematical derivation of induced potential of a single harmonic winding

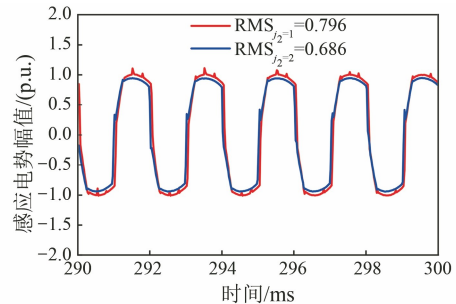


图 10 单个谐波绕组感应电势的仿真结果

Fig. 10 Simulation results of induced potential of a single harmonic winding

当 $j_2 = 2$ 时, ν 可以取 2、9 及 13 等, 磁动势 FFT 如图 11 所示。由于 ν^2 在分母上, 2 次谐波起主导作用, 将 $\nu = 2$ 代入 $E, n = 4; \cos[(\omega \pm \nu s)t + 2\theta + 2\pi] = \cos[(\omega \pm \nu s)t + 2\theta]$, 即第 1 和 5 绕组、第 2 和 6 绕组、第 3 和 7 绕组、第 4 和 8 绕组磁动势波形大致相同。 $n = 2$ 时, $\cos[(\omega \pm \nu s)t + 2\theta + \pi] = -\cos[(\omega \pm \nu s)t + 2\theta]$, 即第 1、5 绕组和第 3、7 绕组波形相反, 第 2、6 绕组和第 4、8 绕组波形大致

相反。

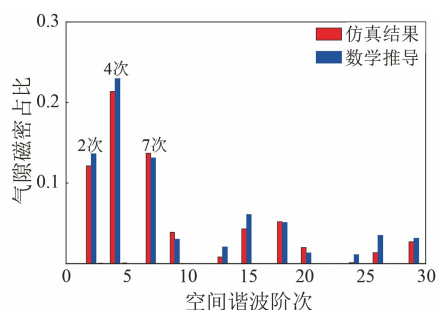


图 11 $j_2=2$ 磁动势 FFT 结果

Fig. 11 $j_2=2$ Magnetomotive force FFT results

$j_2=2$ 时, 谐波绕组感应电势数学推导和有限元仿真对比结果分别如图 12、图 13 所示。

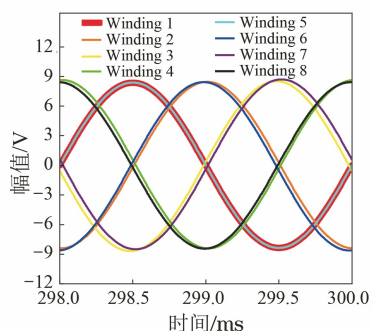


图 12 $j_2=2$ 谐波绕组感应电势数学推导图

Fig. 12 $j_2=2$ Mathematical derivation diagram of harmonic winding induced potential

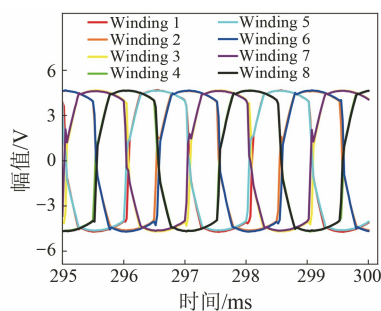


图 13 $j_2=2$ 谐波绕组感应电势仿真结果图

Fig. 13 $j_2=2$ Simulation results diagram of harmonic winding induced potential

当 $j_2=1$ 时, ν 可以取 1、10 及 12 等, 磁动势 FFT 如图 14 所示。由于 ν^2 在分母上, 1 次谐波起主导作用, 将 $\nu=1$ 代入 E , 可得 8 个谐波绕组的感应电势均匀错开。 $n=4; \cos[(\omega \pm \nu s)t + \theta + \pi] = -\cos[(\omega \pm \nu s)t + \theta]$, 即第 1 和 5 绕组、第 2 和 6 绕组、第 3 和 7 绕组、第 4 和 8 绕组磁动势波形大致

相反。

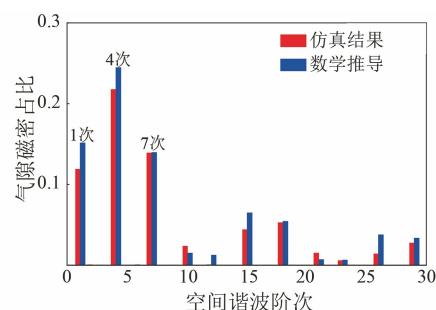


图 14 $j_2=1$ 磁动势 FFT 结果

Fig. 14 $j_2=1$ Magnetomotive force FFT results

$j_2=1$ 时, 谐波绕组感应电势数学推导和有限元仿真对比结果分别如图 15、图 16 所示。

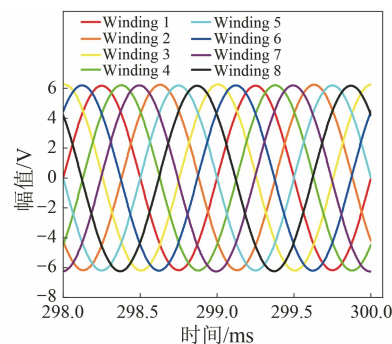


图 15 $j_2=1$ 谐波绕组感应电势数学推导图

Fig. 15 $j_2=1$ Mathematical derivation diagram of harmonic winding induced potential

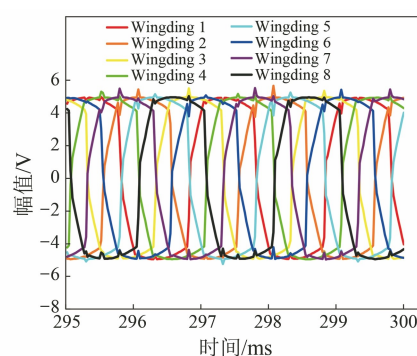
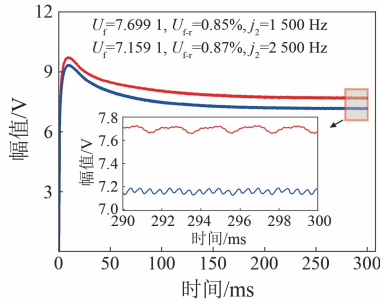


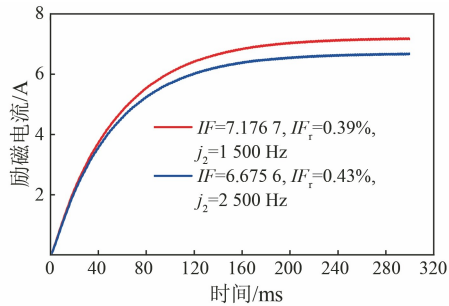
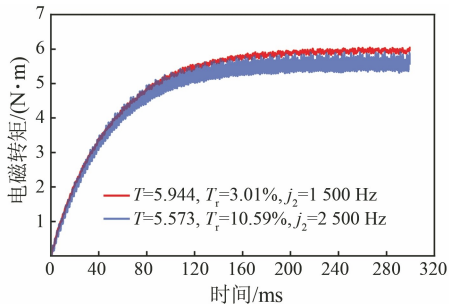
图 16 $j_2=1$ 谐波绕组感应电势仿真结果图

Fig. 16 $j_2=1$ Simulation results diagram of harmonic winding induced potential

$j_1=1$ 在一个周期 T 内形成 4 个波峰、4 个波谷, 经过整流完的电压频率为 $4f$ 。 $j_2=1$ 在一个周期 T 内形成 8 个波峰、8 个波谷, 经过整流完的电压频率为 $8f$, 脉动相对于 $j_2=2$ 会更小。励磁绕组两端电压对比如图 17 所示。

图 17 不同 j_2 励磁绕组电压对比图Fig. 17 Comparison of different j_2 excitation winding voltages

转子励磁电流、电磁转矩分别如图 18、图 19 所示。

图 18 不同 j_2 励磁电流仿真结果Fig. 18 Simulation results of different j_2 excitation currents图 19 不同 j_2 电磁转矩仿真结果Fig. 19 Simulation results of different j_2 electromagnetic torques

电机运行仿真结果对比如表4所示。分析可

表 4 不同相位 j_2 励磁效果对比Tab. 4 Comparison of j_2 excitation effects under different phases

ω_2/Hz	j_2	$E/(\text{p.u.})$	$I_f/(\text{p.u.})$	$T/(\text{p.u.})$	$T_D/\%$
500	2	1	1	1	10.59
500	1	1.175	1.075	1.066	3.01

得,高频电流相位 j_2 应选取 1,相比于之前的励磁

策略,励磁电流和电磁转矩的大小与脉动效果得到显著优化。

4 结语

本文针对多相自励磁同步电机在零低速域励磁电流和转矩较小的问题,提出了一种注入高频电流励磁优化策略。

首先,介绍了 11 相自励磁电机拓扑结构和基本工作原理。其次,基于磁动势原理建立了定子电流与励磁电流的数学模型,提出基波和高频电流相位选取的优化方案。最后,在 Ansys Maxwell 软件中搭建了电机模型,并与建立的数学模型进行了对比验证。有限元仿真与推导模型结果趋势吻合,根据数学推导调整高频电流的相位因子后,电机性能得到了优化:感应电势增强了 17.5%,励磁电流上升了 7.5%,转矩增大了 6.6%,转矩脉动同比减少 71.58%,证明了本文高频电流相位优化策略的正确性。

参考文献

- [1] 王宇,张成糕,郝雯娟.永磁电机及其驱动系统容错技术综述[J].中国电机工程学报,2022,42(1):351-372.
WANG Y, ZHANG C G, HAO W J. Overview of fault-tolerant technologies of permanent magnet brushless machine and its control system [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(1): 351-372.
- [2] 韩仁银,郭阳宽,祝连庆,等.多电机同步控制综述[J].电机与控制应用,2017,44(6):8-12.
HAN R Y, GUO Y K, ZHU L Q, et al. Review of multi-motor synchronization control [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(6): 8-12.
- [3] 崔东明,任俊杰,黄济文,等.永磁同步电机调速系统自抗扰控制策略的研究[J].电机与控制应用,2021,48(5):14-20.
CUI D M, REN J J, HUANG J W, et al. Research on active disturbance rejection control strategy of permanent magnet synchronous motor speed regulation system [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(5): 14-20.
- [4] 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.
JIANG J C. Research on multi-phase self-excited synchronous motor and its control method for electric

- vehicles [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2021.
- [5] 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): 50-54.
- DU A H, XIE W, SHI Z C, et al. Research on flux-switching machine for electric bicycle [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(8): 50-54.
- [6] 付兴贺, 江政龙, 吕鸿飞, 等. 电励磁同步电机无刷励磁与转矩密度提升技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2022, 37(7): 1689-1702.
- FU X H, JIANG Z L, LV H F, et al. Review of the brushless excitation and torque density improvement in wound field synchronous motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1689-1702.
- [7] 张志艳, 秦鹏, 徐金涛, 等. 永磁同步电动机失磁故障电磁参数分析[J]. 微特电机, 2018, 46(8): 31-34+44.
- ZHANG Z Y, QIN P, XU J T, et al. Electromagnetic parameters analysis of PMSM demagnetization [J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(8): 31-34+44.
- [8] MAHMOUDITABAR F, VAHEDI A, TAKORABET N. Design and analysis of interior permanent magnet motor for electric vehicle application considering irreversible demagnetization [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 284-293.
- [9] 上官璇峰, 周敬乐, 蒋思远. 双转子双鼠笼永磁感应电机起动过程中永磁体退磁研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(12): 126-134.
- SHANGGUAN X F, ZHOU J L, JIANG S Y. Demagnetization of dual-rotor permanent magnet induction motor with double squirrel cage during the starting process [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(12): 126-134.
- [10] 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): 42-48+59.
- WU W L, LIU J, YANG H Y. Application of high voltage converter in electrically excited synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(2): 42-48+59.
- [11] 戴鹏, 付凤超, 符晓, 等. 电励磁同步电机全阶磁链观测器设计[J]. 电机与控制应用, 2011, 38(9): 7-10.
- DAI P, FU F C, FU X, et al. Electrically excited synchronous motor full-order flux observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2011, 38(9): 7-10.
- [12] 王名名. 无刷混合励磁发电机谐波励磁控制系统研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2023.
- WANG M M. Research on harmonic excitation control system for brushless hybrid excitation generators [D]. Nanchang: Nanchang University, 2023.
- [13] 张卓然, 王东, 花为. 混合励磁电机结构原理、设计与运行控制技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 7834-7850+8221.
- ZHANG Z R, WANG D, HUA W. Overview of configuration, design and control technology of hybrid excitation machines [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(24): 7834-7850+8221.
- [14] 孙立志, 高小龙, 姚飞, 等. 基于开放绕组的新型无刷谐波励磁同步发电机[J]. 电工技术学报, 2015, 30(18): 96-103.
- SUN L Z, GAO X L, YAO F, et al. A new type of harmonic-current-excited brushless synchronous machine with open windings [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(18): 96-103.
- [15] YAO F, AN Q, GAO X, et al. Principle of operation and performance of a synchronous machine employing a new harmonic excitation scheme [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(5): 3890-3898.
- [16] DAJAKU G, GERLING D. New self-excited synchronous machine with tooth concentrated winding [C] // International Electric Drives Production Conference, Neubiberg, 2013.
- [17] 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, Amalfi, 2018.
- [18] 杨鑫, 林晓刚, 赵宇纬, 等. 多相自励磁同步电机稳态下高频励磁建模与分析[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(5): 46-52+60.
- YANG X, LIN X G, ZHAO Y W, et al. Modeling and analysis of high-frequency excitation in steady state of multi-phase self-excited synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application,

- 2023, 50(5): 46-52+60.
- [19] 吴刚, 翟长春. 多层分数槽集中绕组的谐波磁动势分析[J]. 电工技术, 2023, 5: 208-210+213.
- WU G, ZHAI C C. Analysis of harmonic magnetodynamic potential of multilayer fractional slot centralized winding [J]. Electrical Engineering, 2023, 5: 208-210+213.
- [20] 陈会崇, 宋承林. 分数槽集中绕组定子磁动势的分解[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 62-68.
- CHEN H C, SONG C L. Decomposition of stator magnetomotive force of fractional-slot concentrated winding [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 62-68.
- [21] 付兴贺, 顾胜东, 熊嘉鑫. 永磁同步电机交直流电流解耦控制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(1): 314-332.
- FU X H, GU S D, XIONG J X. Review of DQ axis current decoupling strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(1): 314-332.
- [22] 彭兵, 王成元, 夏加宽, 等. 磁动势法五相永磁力矩电机转矩分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 105-111.
- PENG B, WANG C Y, XIA J K, et al. Torque analysis of five-phase permanent magnet torque motors based on magnetic motive force [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(21): 105-111.
-
- 收稿日期:2024-06-03
收到修改稿日期:2024-07-12
作者简介:
姜国豪(1999-),男,硕士研究生,研究方向为电机控制,jiangguohao1999@163.com;
* 通信作者: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,wei.xie@fjirsm.ac.cn。

Phase Optimization Strategy of High-Frequency Current in Zero-Low Speed Domain of Multiphase Self-Excited Synchronous Motors

JIANG Guohao^{1,2}, CHEN Wei², ZHENG Tao², XIE Wei^{2*}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Haixi Institutes, Chinese Academy of Sciences, Quanzhou 362216, China)

Key words: self-excited synchronous motor; high-frequency excitation; magnetomotive force; phase

Self-excited synchronous motor (SESM) offers an innovative solution to address the performance degradation challenges encountered by permanent magnet synchronous motors under harsh environmental conditions, such as high temperatures, salinity, and humidity. By integrating two sets of windings and a rectifier into the rotor assembly, SESM utilizes the high-order magnetomotive force generated by the fundamental wave current to induce voltage in the harmonic winding on the rotor. This induced voltage is then rectified through a multi-phase bridge uncontrolled rectifier circuit and converted into direct current, which is efficiently supplied to the excitation winding for effective rotor excitation.

However, under zero-speed and low-speed conditions, the harmonic magnetomotive force of the stator fundamental wave current fails to generate the required excitation current, thereby restricting the motor's torque output.

This article began by providing a detailed explanation of SESM's structure and working principles. A mathematical model of the stator and excitation current was then developed based on the principle of magnetomotive force, and an optimized phase selection strategy for both fundamental and high-frequency current was proposed to improve overall motor performance. To validate the theoretical framework, the SESM model was meticulously built using Ansys Maxwell, an advanced electromagnetic field simulation software. Comprehensive finite

element simulations were conducted to rigorously compare and verify the motor model against the established mathematical model. The analysis demonstrated consistent trends between the finite element simulations and theoretical predictions, confirming the accuracy and reliability of the proposed model.

In conclusion, this research offers a comprehensive analysis and validation of the 11-phase SESM, shedding light on its design, operation, and optimization strategies. The integration of theoretical modeling with finite element simulation not only validates the proposed methods but also lays the groundwork for further development of SESM technology, enabling wider application in high-performance domains.

Following adjustments to the high-frequency current parameters based on mathematical derivations, as shown in Tab.1, significant enhancements in motor performance were observed: the induced potential increased by 17.5%, the excitation current rose by 7.5%, the torque increased by 6.6% and torque ripple decreased by 71.58%.

Tab.1 Comparison of j_2 excitation effects under different phases

ω_2/Hz	j_2	$E/(\text{p. u.})$	$I_f/(\text{p. u.})$	$T/(\text{p. u.})$	$T_D/\%$
500	2	1	1	1	10.59
500	1	1.175	1.075	1.066	3.01

These experiments confirm the accuracy and effectiveness of the excitation optimization strategy elucidated in this study.