

# 基于低载波比方波注入的自励磁 同步电机低噪声励磁策略

钱日欣<sup>1,2</sup>, 赵静<sup>3</sup>, 林晓刚<sup>1</sup>, 苏禁德<sup>1</sup>, 李艳灵<sup>1</sup>, 解伟<sup>1\*</sup>

(1. 中国科学院福建物质结构研究所 泉州装备制造研究中心, 福建 泉州 362216;

2. 中国科学院大学 福建学院, 福建 福州 350108;

3. 内蒙古北方稀土新材料技术创新有限公司 稀土新材料技术创新中心, 内蒙古 包头 014030)

## Low-Noise Excitation Strategy for Self-Excited Synchronous Motors Based on Low Carrier Ratio Square Wave Injection

QIAN Rixin<sup>1,2</sup>, ZHAO Jing<sup>3</sup>, LIN Xiaogang<sup>1</sup>, SU Jinde<sup>1</sup>, LI Yanling<sup>1</sup>, XIE Wei<sup>1\*</sup>

(1. Fujian Institute of Research on the Structure of Matter, Chinese Academy of Sciences,

Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Quanzhou 362216, China;

2. Fujian Collage, University of Chinese Academy of Sciences, Fuzhou 350108, China;

3. Rare Earth Advanced Materials Technology Innovation Center, Inner Mongolia Northern  
Rare Earth Advanced Materials Technology Innovation Co., Ltd., Baotou 014030, China)

**Abstract:** [Objective] The self-excited synchronous motor (SESM) has a simple structure and low cost, utilizing both fundamental current and high-frequency sinusoidal current for excitation. However, the high-frequency current introduces higher-order harmonics, causing interaction between the stator and rotor magnetic fields. This generates radial electromagnetic forces, leading to motor vibration and deformation, and ultimately producing uncomfortable high-frequency electromagnetic noise. [Methods] To address the electromagnetic noise issue caused by high-frequency sinusoidal current excitation, a high-frequency square wave injection excitation strategy was proposed. The strategy utilized the low carrier ratio characteristic of square waves to elevate the injection frequency beyond the human auditory sensitive range (1 ~ 5 kHz), effectively reducing noise impact. Firstly, the noise characteristics of high-frequency sinusoidal current were analyzed through power spectral density. Next, the square wave strategy was proposed and its response current spectrum was examined. Finally, the strategy was verified based on magnetomotive force theory and

tested on a self-excited motor platform. [Results] The experimental results showed that, compared with the traditional excitation strategy, the proposed high-frequency square wave excitation strategy could reduce the power spectral density in the human auditory sensitive range by 51.86 dB/Hz while ensuring the same excitation effect, significantly mitigating the noise impact. [Conclusion] The proposed high-frequency square wave excitation strategy effectively reduces electromagnetic noise in the human auditory sensitive range, addressing the issue of excessive noise in traditional excitation strategies and providing a reliable low-noise control solution for SESM.

**Key words:** self-excited synchronous motor; electromagnetic noise; low carrier ratio; high-frequency square wave excitation

**摘要:** [目的] 自励磁同步电机 (SESM) 结构简单、成本低, 通过基波电流和高频正弦电流共同励磁。但高频电流会引入高次谐波, 导致定子与转子磁场相互作用, 产生径向电磁力, 引发电机振动和形变, 进而生成令人不适的高频电磁噪声。【方法】针对高频正弦电流励磁引发的电磁噪声问题, 本文提出一种高频方波注入励磁策略。该策略利用方波低载波比特性, 将注入频率提升至人耳敏感频段 (1~5 kHz) 外, 有效降低噪声影响。首先, 通过功率谱密度分析高频正弦电流的噪声特性; 其次, 提出方波

**基金项目:** 国家自然科学基金 (52307072); 福建科技计划-STS 院省合作项目 (2023T3046, 2023T3015)

National Natural Science Foundation of China (52307072);  
Fujian Science and Technology Plan-STS Institute Provincial  
Cooperation Project (2023T3046, 2023T3015)

策略并分析其响应电流的频谱;最后,基于磁动势理论验证策略,并在自励磁电机平台上进行试验。【结果】试验结果表明:与传统励磁策略相比,本文所提高频方波励磁策略在保证相同励磁效果的前提下,能将人耳敏感频段内的功率谱密度降低 51.86 dB/Hz,显著削弱噪声影响。【结论】本文所提高频方波励磁策略可有效降低人耳敏感频段内的电磁噪声,解决了传统励磁策略电磁噪声过大的问题,为 SESM 提供了可靠低噪声的控制方案。

**关键词:** 自励磁同步电机;电磁噪声;低载波比;高频方波励磁

## 0 引言

由于永磁电机存在磁场不可调、高温退磁及成本高等问题<sup>[1]</sup>,电机无稀土化正逐渐成为行业的研究热点,其中电励磁同步电机(Electrically Excited Synchronous Motor, EESM)凭借优异的调控特性及成本优势,表现出显著的研究价值。EESM 根据励磁系统可分为:有刷励磁和无刷励磁。有刷励磁通过电刷机械接触传输能量,存在机械磨损且需定期维护<sup>[2]</sup>。无刷励磁根据能量传输方式可分为:励磁机式<sup>[3-4]</sup>、无线能量传输式<sup>[5-6]</sup>和谐波励磁<sup>[7-8]</sup>。其中,谐波励磁通过气隙磁动势的谐波分量实现传输能量,与其他无刷励磁方案相比,其结构简单且成本较低。

文献[9]提出了一种多相自励磁同步电机(Self-Excited Synchronous Motor, SESM),结构简单、功率密度高,但零低速时气隙谐波含量低,励磁电流不足。传统高频正弦注入法虽可增大励磁电流,但会引入高次谐波,导致定子振动和电磁噪声<sup>[10]</sup>。

优化电机电磁噪声可以从电机设计和控制策略两个方面入手。设计优化(如极槽配合、绕组设计)可能影响性能且成本高<sup>[11-13]</sup>。现有控制策略(如降低幅值、频率或随机注入)各有局限,无法彻底解决噪声问题。

高频注入法常用于无感控制,通过控制策略解决其高频电磁噪声<sup>[14-18]</sup>。文献[14]通过降低注入信号幅值来降低噪声,但同时会使励磁电流减小而降低负载能力。文献[15]通过降低注入信号频率来降低噪声,但滤波器难以彻底分离基波电流与高频电流,进而影响基波电流的控制。文献[16]采用随机高频注入,通过分散集中的高

频能量降低尖锐电磁噪声,但该方法仅消除了噪声的尖峰能量,在人耳敏感频段内仍存在较高能量。

针对上述问题,本文提出一种低载波比方波励磁策略来降低电磁噪声对人的影响。

正弦信号的频率通常需小于载波频率的十分之一<sup>[19]</sup>,而方波信号的频率最高可达载波频率的一半。基于这一优势,可在不改变开关频率的情况下通过合理提高注入方波的频率,将电磁噪声移出人耳敏感频段(1~5 kHz),从而实现降低电磁噪声对人的影响。

## 1 SESM 结构及励磁策略的功率谱密度分析

### 1.1 SESM 结构及工作原理

图 1 为 SESM 的结构示意图。电机在转子铁心的内层嵌套励磁绕组,外层嵌套谐波绕组,两者与轴上的整流电路共同构成无刷励磁系统。



图 1 SESM 结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of SESM structure

SESM 的工作原理如下:谐波绕组通过气隙磁动势谐波产生感应电动势,经整流电路整流后,为励磁绕组提供稳定的直流励磁电流,从而建立转子磁场。此外,电机定子采用分数槽集中式绕组设计<sup>[20-21]</sup>,该结构优化了气隙磁场分布,从而

产生更多谐波磁动势用于励磁。

SESM 在零、低速工况下基波电流的幅值与频率太小,其产生的磁动势谐波含量较少,这会导致谐波绕组感应电动势偏小,最终使得励磁电流过小,不足以驱动电机。为此,传统励磁策略通过在定子侧注入高频正弦电流,引入更多的磁动势谐波,实现辅助励磁<sup>[22]</sup>。

## 1.2 SESM 励磁策略的功率谱密度分析

高频信号会改变气隙磁通密度,从而在气隙中激发径向电磁力,如图 2 所示。定子受此力作用发生形变振动,进而产生电磁噪声<sup>[23]</sup>。

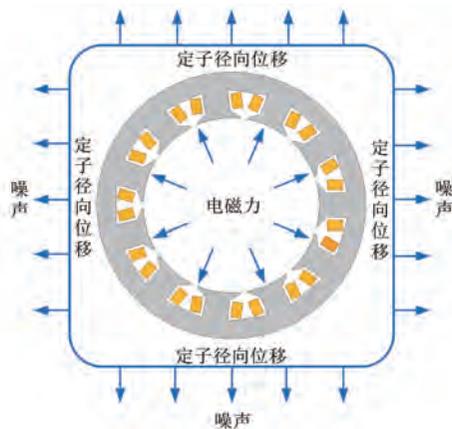


图 2 电磁噪声来源

Fig. 2 Sources of electromagnetic noise

功率谱密度(Power Spectral Density, PSD)表征信号功率在频域中的分布特性。本文通过 PSD 对高频电流的频谱特征进行量化分析,从而间接评估电磁噪声的频域特性<sup>[24]</sup>。

传统励磁策略在电机的 11 相绕组注入高频正弦电流,其中第  $k$  相绕组的注入电流可表示为

$$i(t) = I \cos \left[ 2\pi f_h t - (k-1) \frac{8\pi}{11} \right] \quad (1)$$

式中: $I$ 为电流幅值; $f_h = 1/T_h$ 为高频电流频率, $T_h$ 为正弦电流的周期; $t$ 为时间。

为了方便分析,令  $k=1$ ,即第 1 相绕组电流为

$$i(t) = I \cos(2\pi f_h t) \quad (2)$$

根据维纳-辛钦定理,信号的自相关函数与其 PSD 函数互为傅里叶变换对<sup>[25]</sup>。对于高频电流信号,其自相关函数可表示为

$$R(\tau) = \lim_{T_h \rightarrow \infty} \frac{1}{T_h} \int_{-\frac{T_h}{2}}^{\frac{T_h}{2}} i(t+\tau) i(t) dt =$$

$$\lim_{T_h \rightarrow \infty} \frac{1}{T_h} \int_{-\frac{T_h}{2}}^{\frac{T_h}{2}} I^2 \cos(2\pi f_h t) \cos[2\pi f_h(t+\tau)] dt = \frac{1}{2} I^2 \cos(2\pi f_h \tau) \quad (3)$$

对式(3)进行傅里叶变换,可得高频电流的 PSD 为

$$P(f) = \frac{I^2}{4} [\delta(f-f_h) + \delta(f+f_h)] \quad (4)$$

式中: $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数; $f$ 为电流频率。

由式(4)可知,高频正弦电流在频域上的功率谱呈现离散谐波尖峰,其能量主要集中在注入频率及其整数倍频处。

针对传统励磁策略引起电磁噪声的问题,本文提出一种高频方波励磁策略,利用其低载波比下波形稳定的优势,通过合理提高方波频率将电磁噪声避开人耳敏感频段,以减轻高频电磁噪声对人的影响。

## 2 高频方波励磁策略

### 2.1 高频方波响应电流 PSD 分析

本文所提高频方波励磁策略通过在静止坐标系中注入高频方波电压,并分析其响应电流的 PSD,以此研究该电流的频谱特性。注入高频方波电压为

$$u_h = \begin{cases} U_h, & 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ -U_h, & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (5)$$

式中: $U_h$ 为方波电压的幅值; $T$ 为方波的周期, $2\pi/T = 2\pi f = \omega$ , $f$ 和  $\omega$ 分别为方波的频率和角频率。

在坐标系中注入高频方波电压,产生的三角波响应电流如图 3 所示,该响应电流为

$$i_h = \begin{cases} \frac{U_h}{L} \left( t - \frac{T}{4} \right), & 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ \frac{U_h}{L} \left( -t + \frac{3T}{4} \right), & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (6)$$

式中: $L$ 为注入轴电感; $i_h$ 为高频电压产生的高频电流。

对三角波响应电流进行 PSD 分析,则:

$$S(f_n) = \begin{cases} \frac{1}{T} |I(f_n)|^2, & f_n = n \frac{1}{T} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

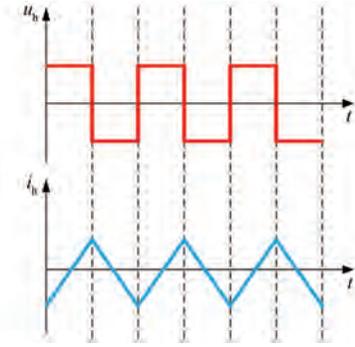


图 3 高频方波注入产生的电流

Fig. 3 The current generated by high-frequency square-wave injection

式中:  $f_n$  为响应电流的  $n$  倍频,  $n$  为正整数;  $I(f_n)$  为单位周期三角波响应电流的傅里叶变换, 为

$$I(f_n) = \frac{U_h T}{4L} \left[ \frac{2 - 2\cos(\pi T f_n) - \pi T f_n \sin(\pi T f_n)}{\pi^2 T^2 f_n^2} e^{-j\pi T f_n} \right] \quad (8)$$

将  $f_n = n/T$  代入式(8), 可得:

$$I(f_n) = \left[ \frac{2 - 2\cos(\pi n) - n\pi T^2 \sin(\pi n)}{\pi^2 n^2} \right] \cdot \frac{U_h T^2}{4L} [\cos(\pi n) - j\sin(\pi n)] \quad (9)$$

式中:  $j$  为注入平面系数,  $j=1, 2, 3, 4, 5$ 。

当  $n$  为偶数时,  $\cos(n\pi) = 1$ ,  $\sin(n\pi) = 0$ ; 当  $n$  为奇数时,  $\cos(n\pi) = -1$ ,  $\sin(n\pi) = 0$ , 可得:

$$I\left(\frac{n}{T}\right) = \begin{cases} 0, & n \text{ 为偶数} \\ -\frac{U_h T^3}{Ln^2 \pi^2}, & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可知, 高频响应电流在频域上的功率有尖峰噪声且集中在注入方波频率及其奇倍数处, 通过提高注入频率可将噪声提高至人耳敏感频段外。

## 2.2 高频方波励磁策略分析

首先, 基于高频方波响应电流在气隙中产生的磁动势进行理论建模; 然后, 结合该模型分析高频方波注入励磁策略的有效性。

为了便于分析, 对式(6)进行傅里叶展开, 可得:

$$i_h = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{TU_h}{(n\pi)^2 L} [\cos(n\pi) - 1] \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) =$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2U_h}{n^2 \pi \omega L} [\cos(n\pi) - 1] \cos(n\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \quad (11)$$

静止坐标系下的响应电流经过坐标变换后, 11 相定子绕组电流为

$$i_{sh} = \mathbf{T}_{\text{Clarke}}^{-1} \cdot i_h = \begin{bmatrix} C_1 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \\ \vdots \\ C_k \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \\ \vdots \\ C_{11} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中:  $\mathbf{T}_{\text{Clarke}}^{-1}$  为坐标变换矩阵;  $C_k$  为第  $k$  相坐标的变换系数, 在  $\alpha, x_1, x_2, x_3, x_4$  坐标系下注入时,  $C_k = \cos[j(k-1)8\pi/11]$ ; 在  $\beta, y_1, y_2, y_3, y_4$  坐标系下注入时,  $C_k = \sin[j(k-1)8\pi/11]$  [26]。

电机定子绕组采用分数槽集中式绕组, 定子电流在单相绕组上产生的磁动势为

$$F(\theta, t) = \begin{cases} -\frac{N_s i_s}{Z}, & -\pi < \theta \leq -\frac{\pi}{Z} \\ \frac{(Z-1)N_s i_s}{Z}, & -\frac{\pi}{Z} < \theta \leq \frac{\pi}{Z} \\ -\frac{N_s i_s}{Z}, & \frac{\pi}{Z} < \theta \leq \pi \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $Z$  为定子槽数;  $N_s$  为定子线圈匝数;  $i_s$  为定子电流;  $\theta$  为电机气隙上的任意位置。

为了便于分析, 对式(13)进行傅里叶展开, 可得:

$$F(\theta, t) = \frac{2N_s i_s}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \left[ \frac{k_{wv}}{v} \cos(v\theta) \right] \quad (14)$$

式中:  $v$  为磁动势谐波阶次;  $k_{wv} = \sin(v\pi/Z)$  为  $v$  次谐波的绕组因数。

设在  $\alpha, x_1, x_2, x_3, x_4$  坐标系下注入方波, 将式(12)代入式(14)中, 可得第  $k$  相响应电流在  $\theta$  处产生的  $v$  次磁动势谐波为

$$F_{kv}(\theta, t) = \frac{2N_s k_{wv}}{\pi v} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos\left[j(k-1)\frac{8\pi}{11}\right] \cdot \cos(n\omega t) \cdot \cos\left\{v\left[\theta - (k-1)\frac{2\pi}{11}\right]\right\} \quad (15)$$

由此可得响应电流在  $\theta$  处产生的  $v$  次谐波磁动势为

$$F_v(\theta, t) = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 \quad (16)$$

$$\begin{cases} F_1 = \sum_{k=1}^{11} \frac{N_s k_{\text{wv}}}{2\pi v} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n\omega t + v\theta - \frac{8j\pi - 2v\pi}{11} + k \cdot \frac{8j\pi - 2v\pi}{11}\right) \\ F_2 = \sum_{k=1}^{11} \frac{N_s k_{\text{wv}}}{2\pi v} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n\omega t - v\theta - \frac{8j\pi + 2v\pi}{11} + k \cdot \frac{8j\pi + 2v\pi}{11}\right) \\ F_3 = \sum_{k=1}^{11} \frac{N_s k_{\text{wv}}}{2\pi v} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n\omega t + v\theta + \frac{8j\pi + 2v\pi}{11} - k \cdot \frac{8j\pi + 2v\pi}{11}\right) \\ F_4 = \sum_{k=1}^{11} \frac{N_s k_{\text{wv}}}{2\pi v} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n\omega t - v\theta + \frac{8j\pi - 2v\pi}{11} - k \cdot \frac{8j\pi - 2v\pi}{11}\right) \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)可知,  $F_1, F_2, F_3, F_4$  分别各有 11 个空间矢量, 这 11 个矢量两两之间在空间上分别相差  $8j\pi - 2v\pi/11, 8j\pi + 2v\pi/11, 8j\pi + 2v\pi/11, 8j\pi -$

式中:  $F_1, F_2, F_3, F_4$  分别为  $v$  次谐波磁动势  $F_v$  分解出的 4 个分量, 为

$2v\pi/11$ 。当 11 个矢量在空间上间隔不为  $2p\pi$  时 ( $p$  为整数), 矢量和为 0, 即:

$$\begin{cases} F_v(\theta, t) = \frac{11N_s k_{\text{wv}}}{\pi v} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \cos(v\theta), & v = 4j - 11p \\ F_v(\theta, t) = \frac{11N_s k_{\text{wv}}}{\pi v} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \cos(v\theta), & v = 11p - 4j \\ F_v(\theta, t) = 0, & v \neq \pm(4j - 11p) \end{cases} \quad (18)$$

由式(18)可知, 气隙中存在的合成磁动势阶次  $v$  与注入平面系数  $j$  的取值相关。

综上可知, 定子电流在  $\theta$  处产生的磁动势为

$$F(\theta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} F_v(\theta, t) \quad (19)$$

在  $\theta$  处的气隙磁导为

$$\begin{aligned} \psi(\theta, t) = N_r \varphi = N_r \int_{(\omega - \omega_r)t + \theta - \frac{\pi}{8}}^{(\omega - \omega_r)t + \theta + \frac{\pi}{8}} \Lambda(\theta) F(\theta, t) d\theta = \sum_{k=1}^{11} \frac{11N_s N_r k_{\text{wv}}}{v\pi} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \cdot \\ \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{v\pi}{8}\right)}{v} \Lambda_0 \cos[vs\omega t + v\theta] + \frac{\sin\left[\frac{(v+Z)\pi}{8}\right]}{v+Z} \Lambda_1 \cos[(v+Z)(s\omega t + \theta)] + \right. \\ \left. \frac{\sin\left[\frac{(v-Z)\pi}{8}\right]}{v-Z} \Lambda_1 \cos[(v+Z)(s\omega t + \theta)] \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

式中:  $N_r$  为谐波绕组匝数;  $\varphi$  为气隙磁通;  $\omega_r$  为转子机械角速度, 令转差率  $s = (\omega - \omega_r)/\omega$ 。

$$\Lambda(\theta) = \Lambda_0 + \Lambda_1 \cos(Z\theta) \quad (20)$$

式中:  $\Lambda_0$  为气隙磁导的直流分量;  $\Lambda_1 \cos(Z\theta)$  为气隙磁导的交流分量,  $Z$  为定子槽数。

设其中一相谐波绕组的中心轴在  $\theta$  处, 则该谐波绕组的磁链可表示为

由法拉第电磁感应定理可得, 该谐波绕组的感应电动势为

$$\begin{aligned} E(\theta, t) = - \frac{d\psi_r(\theta, t)}{dt} = \sum_{k=1}^{11} \frac{11N_s N_r k_{\text{wv}}}{v\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2U_h}{n^2 \pi L} [\cos(n\pi) - 1] \cdot \\ \left\{ n \sin(n\omega t) \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{v\pi}{8}\right)}{v} \Lambda_0 \cos(vs\omega t + v\theta) + \frac{\sin\left[\frac{(v+Z)\pi}{8}\right]}{v+Z} \Lambda_1 \cos[(v+Z)(s\omega t + \theta)] + \right. \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left. \frac{\sin\left[\frac{(v-Z)\pi}{8}\right]}{v-Z} \Lambda_1 \cos[(v-Z)(s\omega t + \theta)] \right\} + \\
 & s\cos(n\omega t) \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ \sin\left(\frac{v\pi}{8}\right) \Lambda_0 \sin(vst + v\theta) + \sin\left[\frac{(v+Z)\pi}{8}\right] \Lambda_1 \sin[(v+Z)(s\omega t + \theta)] + \right. \\
 & \left. \sin\left[\frac{(v-Z)\pi}{8}\right] \Lambda_1 \sin[(v-Z)(s\omega t + \theta)] \right\} \quad (22)
 \end{aligned}$$

转子上有 8 相谐波绕组,各相绕组在空间上均匀分布,与第 1 相的夹角为  $2m\pi/8$ , ( $m=0, 1, 2, \dots, 7$ )。8 相不控整流电路拓扑如图 4 所示,其线电压为 8 相谐波绕组电压的最高值与最低值之差。整流电路的等效电路如图 5 所示,假设谐波绕组电压最高、最低时  $m$  分别为  $a$ 、 $b$  时,则导通时的线电压为

$$E = E(\theta_a, t) - E(\theta_b, t) \quad (23)$$

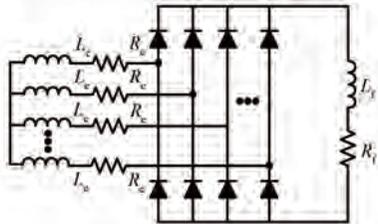


图 4 8 相整流电路拓扑

Fig. 4 The eight-phase rectifier circuit topology

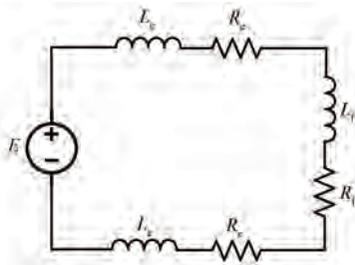


图 5 导通时的等效电路

Fig. 5 The equivalent circuit during conducting

励磁绕组的电流为

$$i_f = \frac{E}{R_f + 2R_e + 2j\pi f(L_f + 2L_e)} \quad (24)$$

式中:  $R_f$ 、 $L_f$  分别为励磁绕组的电阻、电感;  $R_e$ 、 $L_e$  分别为谐波绕组的电阻、电感。

由式(22)~(24)可得,励磁电流  $i_f$  随方波幅值  $U_h$  的增大而增大,随方波频率  $f$  的增大而减小。因此,通过改变注入方波的幅值和频率可以调节励磁电流的大小,进而调节转子磁场强度。

同时,由式(22)可知感应电动势随磁动势谐波阶次  $v$  的增大而减小;而由式(18)可知,气隙中

存在的磁动势谐波阶次  $v$  与方波注入平面系数  $j$  的取值有关,具体如表 1 所示。

由表 1 可知,  $j=1$  时,气隙中的磁动势谐波阶次为 4 和 7,4 次谐波用于产生电磁转矩,7 次谐波用于励磁<sup>[27]</sup>。在注入幅值、频率相同的情况下,  $j=3$  时,1 次谐波起主励磁作用,感应电动势最大,可显著提高励磁电流、利用率和磁场调控范围。因此,本文选择在  $x_2$  轴注入方波进行辅助励磁。

表 1 不同平面系数对应的磁动势谐波阶次

Tab. 1 Harmonic orders of magnetomotive force corresponding to different planar coefficients

平面系数 $j$	谐波阶次 $v$	主要励磁阶次
$j=1$	4, 7, ...	7
$j=2$	3, 8, ...	3
$j=3$	1, 10, ...	1
$j=4$	5, 6, ...	5, 6
$j=5$	2, 9, ...	2

SESM 高频方波励磁策略控制如图 6 所示,本文采用速度-电流双闭环控制,其中在  $x_2$  轴注入高频方波用于辅助励磁。为确保比例积分(Proportional Integral, PI)控制器对基波电流的有效调控,需要对高频电流进行滤除,因此在电流环中加入低通滤波器有效滤除高频分量,从而消除高频信号对基波电流控制的影响。

### 3 试验研究

SESM 试验平台主要由 SESM、上位机、dSPACE、多相逆变器、直流母线电源及负载电机组成,如图 7 所示。试验所用 SESM 参数如表 2 所示。

为验证本文所提高频方波注入励磁策略中,方波参数对励磁电流的影响,试验在电机静止工况下进行,参考转速设置为 0。试验分为两

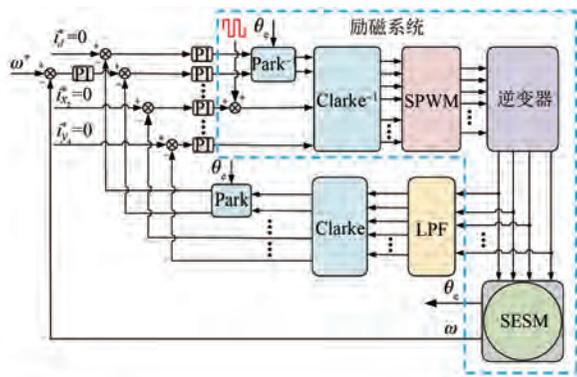


图6 高频方波励磁策略控制框图

Fig. 6 Equivalent circuit when conducting

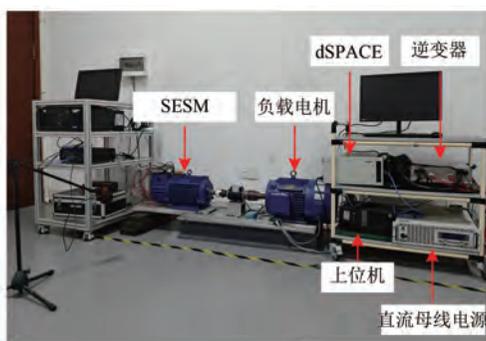


图7 SESM 试验平台

Fig. 7 Experimental platform for SESM

组:第一组试验,固定方波频率为 1 kHz,将方波幅值从 10 V 逐步提升至 30 V,观察并记录励磁电流变化,结果如图 8 所示;第二组试验,固定方波幅值为 30 V,将方波频率从 1 kHz 提高至 7.5 kHz(开关频率为 30 kHz,方波频率为开关周期的整数倍),观察并记录励磁电流变化,结果如图 9 所示。

表 2 SESM 参数

Tab. 2 Parameters of SESM

参数名称	参数值
额定电压/V	380
额定频率/Hz	50
额定功率/kW	10
额定转速/(r · min <sup>-1</sup> )	750
转子极数	8
定子极对数	11

由图 8、9 可知,励磁电流随方波幅值增大而增大,而随方波频率增大而减小,该变化趋势与理论推导的结论一致。因此,通过改变方波参数可

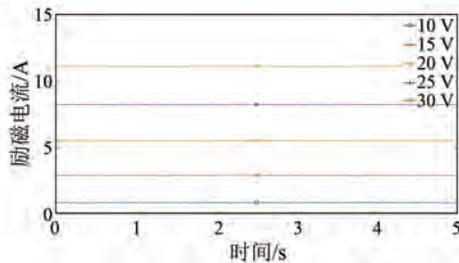


图 8 注入不同方波幅值时的励磁电流

Fig. 8 The excitation current under different square wave amplitudes

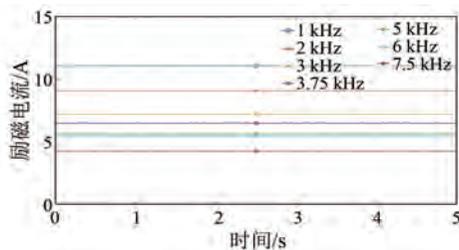


图 9 注入不同方波频率时的励磁电流

Fig. 9 The excitation current under different square wave frequencies

以改变励磁磁场。

为验证降噪效果,对本文所提高频励磁策略和传统励磁策略第一相绕组相电流的 PSD 进行对比分析。设计两组试验,一组在定子相绕组中注入 1 kHz 的正弦信号,测得相电流的 PSD 如图 10(a) 所示;另一组在  $x_2$  轴注入 6 kHz 的方波信号,测得相电流的 PSD 如图 10(b) 所示。两组试验的励磁电流均为 5 A。

由图 10 可知,正弦信号的功率集中在信号频率附近,而方波信号则分布在信号频率及其奇次倍频处。试验中:注入 1 kHz 的正弦波时,1 ~ 5 kHz 频段的平均 PSD 为 -31.396 8 dB/Hz;注入 6 kHz 方波时,1 ~ 5 kHz 频段的平均 PSD 降至 -83.260 1 dB/Hz,PSD 降低了 51.86 dB/Hz,表明方波励磁策略能显著降低人耳敏感频段的电磁噪声,减少对人的影响。

为了测试控制策略的负载能力及动态性能,设计了空载试验和加载试验,结果如图 11 ~ 13 所示。

由图 11 ~ 13 可知,0 时刻在  $x_2$  坐标系注入高频方波信号,方波幅值和频率分别设定为 25 V 和 6 kHz,10 s 时将转速参考值设置为 100 r/min,电机在 11 s 左右开始稳定运行;在 20 s 通过负载电

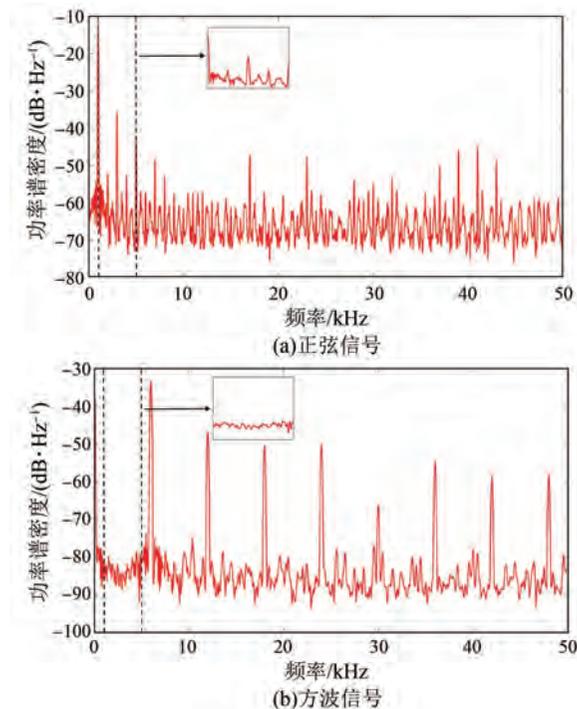


图 10 相电流 PSD

Fig. 10 PSD of phase current

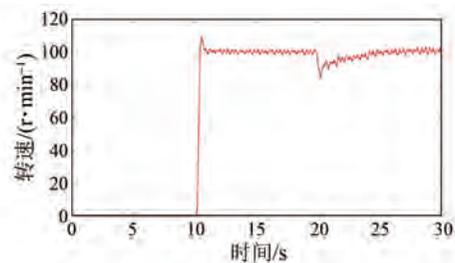


图 11 动态试验的转速响应曲线

Fig. 11 The speed response curve of the dynamic experiment

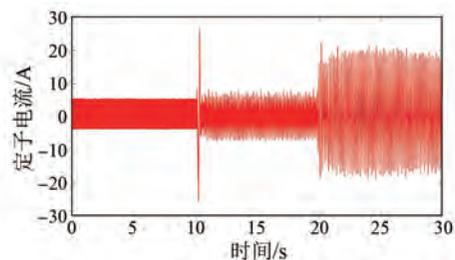


图 12 动态试验的第 1 相定子绕组电流

Fig. 12 The first-phase stator winding current of the dynamic experiment

机向 SESM 反向施加  $2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$  的转矩, 电机在  $24 \text{ s}$  恢复稳定运行。试验结果表明, 电机在本文所提控制策略下具有良好的动态性能和带载

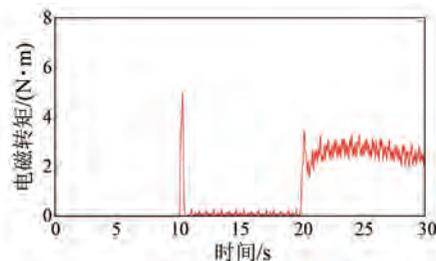


图 13 动态试验的电磁转矩变化曲线

Fig. 13 The electromagnetic torque variation curve of the dynamic experiment

能力。

## 4 结语

本文针对 SESM 在零、低速工况下传统励磁策略会引起高频电磁噪音的问题, 提出了一种高频方波励磁控制策略。

首先, 介绍了 SESM 结构及其工作原理, 同时, 基于对高频正弦电流 PSD 的分析间接分析电磁噪声, 并提出高频方波励磁策略, 实现了人耳敏感频段噪声的降低。然后, 结合磁动势理论, 深入分析该策略的励磁机制。最后, 通过试验平台验证所提策略的有效性, 并对结果进行详细分析。

### 利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

### 作者贡献

钱日欣进行了方案设计、内容总结与论文撰写, 钱日欣、苏禁德和李艳灵进行了试验研究, 赵静、林晓刚、解伟参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Qian Rixin. The experiment was conducted by Qian Rixin, Su Jinde and Li Yanling. The manuscript was reviewed and revised by Zhao Jing, Lin Xiaogang and Xie Wei. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

### 参考文献

[1] 马伟明, 王东, 程思为, 等. 高性能电机系统的共

- 性基础科学问题与技术发展前沿[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8): 2025-2035.
- Ma W M, Wang D, Cheng S W, et al. Common basic scientific problems and development of leading-edge technology of high performance motor system [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(8): 2025-2035.
- [ 2 ] 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, Lyu H F, et al. Review of the brushless excitation and torque density improvement in wound field synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1689-1702.
- [ 3 ] Chakraborty C, Basak S, Rao Y T. Synchronous generator with embedded brushless synchronous exciter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3): 1242-1254.
- [ 4 ] Jiao N F, Liu W G, Zhang Z, et al. Field current estimation for wound-rotor synchronous starter-generator with asynchronous brushless exciters [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1554-1561.
- [ 5 ] Fu X H, Qi Q, Tan L L. Design and analysis of brushless wound field synchronous machine with electro-magnetic coupling resonators [J]. IEEE Access, 2019, 7: 173636-173645.
- [ 6 ] 丁杰, 杨国润, 谢沁园, 等. 船舶无刷相复励同步发电机励磁系统设计[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 1-10.
- Ding J, Yang G R, Xie Q Y, et al. Review of the phase-compounding excitation system design for marine brushless synchronous generator [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(9): 1-10.
- [ 7 ] Yao F, Sun D, Sun L, et al. Dual third-harmonic-current excitation principle of a brushless synchronous machine based on double three-phase armature windings [C]// 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2019: 1-4.
- [ 8 ] Lin C J, Pathmanathan M, Rodriguez P, et al. Self-excited synchronous machine using airgap harmonics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(8): 6584-6594.
- [ 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, Amalfi, Italy, 2018: 1165-1171.
- [ 10 ] 赵希栋, 王玉彬. 气隙偏心分数槽嵌入式永磁同步电机的电磁振动分析[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(7): 732-742.
- Zhao X D, Wang Y B. Electromagnetic vibration analysis of fractional-slot interior permanent magnet synchronous motor with air-gap eccentricity [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(7): 732-742.
- [ 11 ] 王群京, 郑耀达, 刘先增. 基于结构参数优化的电机振动噪声的抑制研究[J]. 电气工程学报, 2023, 18(2): 16-25.
- Wang Q J, Zheng Y D, Liu X Z. Research on suppression of motor vibration and noise based on structural parameter optimization [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(2): 16-25.
- [ 12 ] Guo D, Shi Q Q, Wang Y W, et al. Optimal design of rotor structure for vibration and noise reduction in electric vehicle generator [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2024, 238(14): 4646-4658.
- [ 13 ] Wang Y S, Guo H, Yuan T, et al. Electromagnetic noise analysis and optimization for permanent magnet synchronous motor used on electric vehicles [J]. Engineering Computations, 2021, 38(2): 699-719.
- [ 14 ] Tauchi Y, Kubota H. Audible noise reduction method in IPMSM position sensorless control based on high-frequency current injection [J]. IEEE Journal of Industry Applications, 2015, 4(3): 180-186.
- [ 15 ] Wang G L, Xiao D X, Zhao N N, et al. Low-frequency pulse voltage injection scheme-based sensorless control of IPMSM drives for audible noise reduction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8415-8426.
- [ 16 ] 王惠颖. 基于随机正弦注入的永磁电机无传感器控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
- Wang H Y. Research on sensorless control strategy of permanent magnet motor based on random sine injection [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018.

- [17] Duhancik M, Coranic T, Gaspar S, et al. Sensorless control analysis of electric motor drives based on high-frequency signal injection and its simulation verification [J]. *Actuators*, 2022, 11(11): 317.
- [18] Skoulaxinos S, Wheeler P, Vakil G. Active noise control by means of high frequency injection in electric motors [J]. *IET Electric Power Applications*, 2024, 18(8): 897-911.
- [19] Sun J J, Zhao J, Tian L S, et al. Bandwidth and audible noise improvement of sensorless IPMSM drives based on amplitude modulation multirandom frequency injection [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(12): 14126-14140.
- [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] 白学森. 电动汽车驱动用分数槽永磁同步电机电磁噪声优化[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(6): 60-65.  
Bai X S. Electromagnetic noise optimization of fractional-slot permanent magnet synchronous motor for electric vehicle [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(6): 60-65.
- [22] 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 multiphase self-excited synchronous motor and its control method for electric vehicles [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2021.
- [23] 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.
- [24] Tu X C, Sun L, Wang D H, et al. Analysis of electromagnetic force waves of interior PMSM with high frequency signal injection sensorless control [C]// 2025 IEEE 12th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, Harbin, China, 2025: 1-7.
- [25] Wang G L, Yang L, Zhang G Q, et al. Comparative investigation of pseudorandom high-frequency signal injection schemes for sensorless IPMSM drives [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 32(3): 2123-2132.
- [26] 陈福祥, 刘凯, 胡傲奇, 等. 基于逆全极点滤波器的高频 PWM 噪声整形方法[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(10): 3129-3140.  
Chen F X, Liu K, Hu A Q, et al. Noise shaping method for high frequency PWM based on inverse all pole filter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(10): 3129-3140.
- [27] 姜国豪, 陈伟, 郑涛, 等. 多相自励磁同步电机零低速域高频电流相位优化策略[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(10): 64-75.  
Jiang G H, Chen W, Zheng T, et al. Phase optimization strategy for high-frequency current in zero-lowspeed domain of multiphase self-excited synchronous motors [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(10): 64-75.

---

收稿日期:2025-10-22

收到修改稿日期:2025-11-30

作者简介:

钱日欣(2000—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制,qianrixin9527@126.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。