

# 基于混合谐波注入的潜水感应电机电磁 噪声削弱

蔡勤磊<sup>1</sup>, 鲍晓华<sup>1\*</sup>, 胡薇<sup>2</sup>

(1. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009;

2. 合肥恒大海泵业股份有限公司, 安徽 合肥 231135)

## Electromagnetic Noise Reduction of Submersible Induction Machine Based on Hybrid Harmonic Injection

CAI Qinlei<sup>1</sup>, BAO Xiaohua<sup>1\*</sup>, HU Wei<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Hefei Heng Da Jiang Hai Pump Co., Ltd., Hefei 231135, China)

**Abstract:** In order to solve the problem that induction machines generate time harmonics in the windings when supplied at variable frequency, which leads to the increase of electromagnetic vibration and noise, an improved sine pulse width modulation control strategy using hybrid harmonic injection is proposed. A 1 120 kW submersible induction machine is taken as the research object, by injecting 3rd and 9th hybrid harmonics into the machine, the modulation wave of voltage, carrier harmonics and their side harmonics components are weakened, thus reducing the vibration noise of the machine. The harmonic ratio coefficients in the 3rd and 9th hybrid harmonics injection methods are optimized to further strengthen the weakening of sideband harmonics and reduce the machine noise overall. Finally, by comparing the performance of the machine with hybrid harmonic injection method and the conventional machine before optimization in terms of iron consumption and copper consumption, it is verified that the proposed strategy effectively attenuates the electromagnetic noise of the machine without affecting the basic performance of the machine.

**Key words:** submersible induction machine; sine pulse width modulation; hybrid harmonic injection; electromagnetic vibration and noise

**摘要:** 针对感应电机在变频供电时会在绕组中产生时间谐波而导致电机的电磁振动和噪声增大的问题,提出了一种采用混合谐波注入的改进型正弦脉宽调制控制策略。以一台 1 120 kW 的潜水感应电机为研究对象,通过对电机进行 3、9 次混合谐波注入,削弱了电压的调制波和载波谐波及其边带谐波分量,从而降低了电机的振动和

噪声。对 3、9 次混合谐波注入方法中的谐波占比系数进行优化,进一步强化了对边带谐波的削弱效果,整体降低了电机噪声。最后通过对采用混合谐波注入方法的电机与优化前的常规电机进行铁耗、铜耗等方面的性能对比,验证了所提策略在不影响电机的基本性能的前提下,有效削弱了电机的电磁噪声。

**关键词:** 潜水感应电机; 正弦脉宽调制; 混合谐波注入; 电磁振动和噪声

## 0 引言

大功率高电压的潜水用感应电机因具有结构简单、运行稳定等优点,被广泛应用于排水灌溉、抢险救灾等多种水下作业场景<sup>[1-3]</sup>。然而,感应电机在工作时产生的电磁振动和噪声问题也引起了广泛重视。由于感应电机气隙磁场内的磁势和磁导谐波会相互作用,产生径向电磁力波,周期作用在定子铁心上,使得定子和机座产生振动,从而产生噪声<sup>[4]</sup>。

相比于并网运行,当感应电机由变频器供电运行时,所使用的电压源逆变器会向绕组内引入较多的中高频谐波电流。这些谐波电流会产生相同频率的时间磁势谐波,从而影响电机的气隙磁场,并产生频率与电机固有频率相近的电磁力。此时,通过改变电机的结构,如更改定子槽配合和采用斜槽转子等设计,无法有效地改善电流谐波引起的噪声<sup>[5-6]</sup>。针对这一问题,已有学者提出了一些解决方法。文献<sup>[7-8]</sup>采用解析计算的方

法,推导了逆变器供电下的感应电机电磁力特性,并通过仿真和试验研究了谐波电流对电机噪声的影响。文献[9]通过在高频谐波电流激励下的电机等效电路,解析计算了脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)谐波电流。相比于有限元仿真,这种方法可以减少时间,但只适用于电机设计阶段。文献[10-12]采用特定谐波消除脉宽调制(Selective Harmonic Elimination-PWM, SHE-PWM)通过计算开关角度以消除对其影响较大的低次谐波,达到降低噪声和减少开关损耗的效果,该方法需要求解复杂的数学方程,因此无法做到精确地实时控制。文献[13-17]提出了随机 PWM 技术,通过优化感应电机的高频谐波电流分布,可以减少高幅值的谐波电流与电机共振的可能性,同时削弱转矩脉动,这种方法需要使用随机数生成技术,并且可能增大电流频谱的总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)。文献[18-20]提出了在逆变器与电机之间连接滤波器的方法,这种方法可以方便地消除高频谐波,但滤波器的性能可能会受其电子元器件长时间使用产生的故障的影响。而谐波注入方法可以尽可能地避免以上问题,具有实现方便、快速可调等优点。

本文提出了在正弦脉宽调制(Sine Pulse Width Modulation, SPWM)波中采用混合谐波注入的方法,优化了电机绕组的线电压波形,降低了电机噪声。以一台 120 kW 的感应电机为研究对象,提出了一种改进的 SPWM 控制策略。首先,通过对电机进行 3、9 次混合谐波注入,削弱了由载波谐波引起的振动噪声;其次,对 3、9 次混合谐波注入方法中的谐波占比系数进行优化,进一步强化了对谐波的削弱效果,整体降低了电机噪声;最后,对采用谐波注入方法的电机与优化前的常规电机进行铁耗、铜耗和输出转矩等方面的性能对比,结果表明所提方法在不影响电机基本性能的前提下,有效削弱了电机的电磁噪声。

## 1 SPWM 谐波分析

感应电机的三相电压通常由变频器中的逆变器提供。常见的逆变器为两电平三相逆变器,如图 1 所示。

图 1 中,载波为三角波  $U_c(t)$ ,调制波为三相对称正弦波  $U_s(t)$ ,其表达式分别为

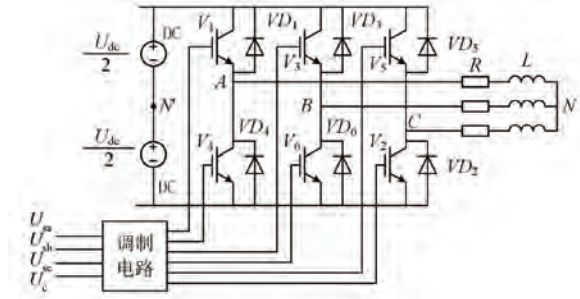


图 1 双极性 SPWM 逆变电路

Fig. 1 Bipolar SPWM inverter circuit

$$U_c(t) = \begin{cases} -(\omega_c t - 2k\pi - \pi) \frac{2U_c}{\pi} + U_c, & (2k+1)\pi \leq \omega_c t \leq (2k+2)\pi, k \in Z \\ (\omega_c t - 2k\pi) \frac{2U_c}{\pi} - U_c, & 2k\pi \leq \omega_c t \leq (2k+1)\pi, k \in Z \end{cases} \quad (1)$$

$$U_s(t) = \begin{cases} U_{sa} = U_s \sin(\omega_s t) \\ U_{sb} = U_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{sc} = U_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\omega_c$  和  $\omega_s$  分别为载波和调制波的角频率;  $U_c$  和  $U_s$  分别为载波和调制波的幅值。

在 SPWM 逆变电路中,对载波和调制波进行比较,当  $U_c(t) > U_s(t)$  时,输出为负电平信号;反之,当  $U_c(t) < U_s(t)$  时,输出为正电平信号。将比较结果作为开关器件的控制信号,输入到控制极中,使得上下半臂的开关管交替通断,从而达到输出三相电压的目的。设调制比  $M$  为调制波和载波的幅值之比,载波比  $N$  为载波和调制波的频率之比。从逆变器输出的线电压  $u_{AB}$  的傅里叶级数为<sup>[21]</sup>

$$u_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{2} M U_{dc} \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{4U_{dc}}{m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{(m+n)\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{(mN+n)\pi}{3}\right) \sin\left[\left(mN+n\right)\left(\omega_s t - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{n\pi}{2}\right] \quad (3)$$

式中:  $U_{dc}$  为直流侧电压;  $m$  和  $n$  分别为相对于载波和调制波的谐波次数;  $J_n$  为第一类整数阶贝塞

尔函数。

由上式可知, 线电压  $u_{AB}$  的基波幅值为直流侧电压的  $0.866M$  倍。固定直流侧电压的大小, 通过改变调制比  $M$  即可以控制输出电压的大小。为了使逆变器工作在线性区域,  $M$  通常为  $0.6 \sim 0.8$ , 且不超过 1, 因此直流侧电压利用率为

$$u_{AB}/U_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2}M \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4)$$

载波比  $N$  影响线电压的基波和谐波分量的频率。一般设计调制波频率与电机工作电源频率相同, 因此谐波电压的频率为  $mf_c + nf_s$ , 其作用在电机的三相绕组上会产生相同频率的谐波电流, 对电机的气隙磁场产生影响, 从而导致电磁噪声增大。

## 2 基于谐波注入的电磁噪声削弱

传统的 SPWM 逆变器中, 采用三相正弦波与三角载波进行比较, 产生的线电压包含了大量高次谐波, 同时, 直流电压利用率较低。针对此问题, 可以通过向调制波中注入一定量的 3 次谐波进行改善。载波和注入谐波的调制波波形如图 2 所示。此时调制波近似马鞍形, 其表达式为

$$\begin{cases} U_{sa} = U_s \sin(\omega_s t) + k_1 U_s \sin(3\omega_s t) \\ U_{sb} = U_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) + k_1 U_s \sin(3\omega_s t) \\ U_{sc} = U_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) + k_1 U_s \sin(3\omega_s t) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $k_1$  为 3 次谐波的幅值系数。

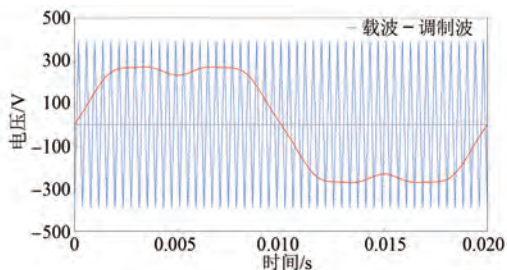


图 2 载波和注入谐波的调制波波形

Fig. 2 Waveforms of carrier wave and modulated wave injected with harmonic

由式(1)和式(5)可以得到逆变器 A 相输出电压  $u_{Ao}$  在一个周期内的表达式为

$$u_{Ao} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2}, 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2} [1 + M\sin(\omega_s t) + k_1 \sin(3\omega_s t)] \leq \omega_c t \leq 2\pi k + \frac{\pi}{2} [1 + M\sin(\omega_s t) + k_1 \sin(3\omega_s t)] \\ -\frac{U_{dc}}{2}, 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2} [1 + M\sin(\omega_s t) + k_1 \sin(3\omega_s t)] < \omega_c t < 2\pi k + \frac{\pi}{2} [1 + M\sin(\omega_s t) + k_1 \sin(3\omega_s t)] \end{cases} \quad (6)$$

则  $u_{Ao}$  的双重傅里叶级数表达式<sup>[22]</sup>为

$$u_{Ao} = A_{00}/2 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n\omega_s t) + B_{0n} \sin(n\omega_s t)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(mN\omega_s t) + B_{m0} \sin(mN\omega_s t)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cos(mN\omega_s t + n\omega_s t) + B_{mn} \sin(mN\omega_s t + n\omega_s t)] \quad (7)$$

式中: 第一项为输出的直流分量; 第二项为调制波谐波; 第三项为载波谐波; 第四项为调制波、载波及其谐波的边带谐波。

若令  $X = \omega_c t, Y = \omega_s t$ , 则系数  $A_{mn}$  和  $B_{mn}$  可表示为

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= -\frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} u_{Ao} e^{j(mX+nY)} dXdY = \\ &= -\frac{U_{dc}}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi(k+\frac{1}{2})}^{2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2} [1+M\sin Y + k_1 M\sin(3Y)]} e^{j(mX+nY)} dXdY + \\ &= \frac{U_{dc}}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2} [1+M\sin Y + k_1 M\sin(3Y)]}^{2\pi k + \frac{\pi}{2} [1+M\sin Y + k_1 M\sin(3Y)]} e^{j(mX+nY)} dXdY - \\ &= \frac{U_{dc}}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi k + \frac{\pi}{2} [1+M\sin Y + k_1 M\sin(3Y)]}^{2\pi(k+\frac{1}{2})} e^{j(mX+nY)} dXdY = \\ &= -\frac{jU_{dc}}{m\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jnY} \left[ e^{\frac{j m \pi}{2} [1+M\sin Y + k_1 M\sin(3Y)]} - e^{-\frac{j m \pi}{2} [1+M\sin Y + k_1 M\sin(3Y)]} \right] dY \quad (8) \end{aligned}$$

令  $m=n=0$ , 可得:

$$A_{00} = 0 \quad (9)$$

即输出相电压的直流分量为 0。当仅令  $m=0$ , 则基波及其谐波为

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{MU_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jnY} [\sin Y + k_1 \sin(3Y)] dY =$$

$$\frac{jMU_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [\sin Y \sin(nY) + k_1 \sin(3Y) \sin(nY)] dY \quad (10)$$

当  $n=1$  和  $n=3$  时, 分别有:

$$\begin{cases} A_{01} + jB_{01} = \frac{jMU_{dc}}{2} \\ A_{03} + jB_{03} = \frac{jk_1MU_{dc}}{2} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知, 当注入 3 次谐波时, 输出电压中原来的基波分量不变, 且增加了 3 次谐波分量, 其幅值与系数  $k_1$  有关。

借助贝塞尔函数的性质, 有:

$$\begin{cases} e^{jx \sin \theta} = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} J_{\alpha}(x) e^{j\alpha\theta} \\ e^{-jx \sin \theta} = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} J_{\alpha}(x) e^{-j\alpha\theta} \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $J_{\alpha}$  为第一类贝塞尔函数;  $\alpha$  为整数阶次,  $\theta$  为角度。

将式(12)代入式(8)中, 化简得:

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} = & \frac{2U_{dc}}{m\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jnY} \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} \left\{ J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot \right. \\ & \left. \sin\left[\left(\frac{\pi m}{2}\right) + (n_1 + 3n_2) Y\right] \right\} dY, \\ & n_1 \in Z, n_2 \in Z \end{aligned} \quad (13)$$

计算得到其非零项为

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} = & \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot \\ & \left[ \sin\left(\frac{\pi m}{2}\right) \pm j \cos\left(\frac{\pi m}{2}\right) \right], n = \pm(n_1 + 3n_2) \end{aligned} \quad (14)$$

当令  $n=0$ , 可得载波及其谐波为

$$\begin{aligned} A_{m0} + jB_{m0} = & \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot \\ & \left[ \sin\left(\frac{\pi m}{2}\right) \pm j \cos\left(\frac{\pi m}{2}\right) \right], n_1 = -3n_2 \end{aligned} \quad (15)$$

综上所述, A 相电压  $u_{A0}$  的双重傅里叶级数表示为

$$\begin{aligned} u_{A0} = & \frac{MU_{dc}}{2} \sin(\omega_s t) + \frac{k_1 MU_{dc}}{2} \sin(3\omega_s t) + \\ & \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot \end{aligned}$$

$$\sin\left[m\left(\frac{\pi}{2} \pm N\omega_s t\right)\right] \Big|_{n_1=-3n_2} +$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot$$

$$\sin\left[\frac{m\pi}{2} \pm (mN + n)\omega_s t\right] \Big|_{n=\pm(n_1+3n_2)} \quad (16)$$

则 B 相电压  $u_{B0}$  的双重傅里叶级数表达式为

$$u_{B0} = \frac{MU_{dc}}{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{k_1 MU_{dc}}{2} \sin(3\omega_s t) +$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot$$

$$\sin\left\{m\left[\frac{\pi}{2} \pm N\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]\right\} \Big|_{n_1=-3n_2} +$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot$$

$$\sin\left[\frac{m\pi}{2} \pm (mN + n)\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \Big|_{n=\pm(n_1+3n_2)} \quad (17)$$

式(16)和式(17)两式相减, 可得输出线电压

$u_{AB}$  为

$$\begin{aligned} u_{AB} = & \frac{\sqrt{3}MU_{dc}}{2} \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6}\right) \pm \\ & \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{(mN + n)\pi}{3}\right] \cdot \\ & \cos\left[(mN + n)\left(\omega_s t - \frac{\pi}{3}\right) \pm \frac{m\pi}{2}\right] \Big|_{n=\pm(n_1+3n_2)} \end{aligned} \quad (18)$$

与式(3)相比, 注入 3 次谐波后, 电压的基波分量没有改变, 由于线间不存在相位差, 3 次谐波分量被抵消。理论上, 可以向调制波中输入 3 次、9 次及 15 次等幅值一定的三倍奇数次谐波来改善输出电压。当注入 3 次和 9 次混合谐波时, 调制波的表达式为

$$\begin{cases} U_{sa} = U_s \sin(\omega_s t) + k_1 U_s \sin(3\omega_s t) + \\ \quad k_2 U_s \sin(9\omega_s t) \\ U_{sb} = U_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) + k_1 U_s \sin(3\omega_s t) + \\ \quad k_2 U_s \sin(9\omega_s t) \\ U_{sc} = U_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) + k_1 U_s \sin(3\omega_s t) + \\ \quad k_2 U_s \sin(9\omega_s t) \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $k_2$  为 9 次谐波的幅值系数。

同理计算得到的线电压表达式为

$$u_{AB} = \frac{\sqrt{3}MU_{dc}}{2} \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6}\right) \pm \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_{n_1}\left(\frac{mM\pi}{2}\right) J_{n_2}\left(\frac{mk_1M\pi}{2}\right) \cdot J_{n_3}\left(\frac{mk_2M\pi}{2}\right) \sin\left[\frac{(mN+n)\pi}{3}\right] \cdot \cos\left[(mN+n)\left(\omega_s t - \frac{\pi}{3}\right) \pm \frac{m\pi}{2}\right] \Big|_{n=\pm(n_1+3n_2+9n_3)} \quad (20)$$

比较式(3)、式(18)和式(20)可以发现,随着谐波的注入,线电压中均不存在载波及其谐波分量。当  $\alpha \neq 0$  时,贝塞尔函数  $J_\alpha(x) < 1$ ,由此可知调制波和载波及其谐波所含的边带谐波分量频率不变,而幅值变小。因此可以通过减小电压边带谐波的幅值,来达到降低电机电磁噪声的效果。

### 3 谐波注入降噪优化与分析

#### 3.1 仿真电机模型

本文以一台 1 120 kW、5 774 V 的潜水感应电机为研究对象,其具体参数如表 1 所示,建立的电机 2 维有限元仿真模型及其剖分结果如图 3 所示。

表 1 潜水感应电机基本参数

Tab. 1 Parameters of the submersible induction machine

参数名称	参数值
额定功率/kW	1 120
额定电压/V	5 774
频率/Hz	50
极对数	4
定子槽数	120
转子槽数	144
总质量/kg	6 672.8
定子外径/mm	1 180
定子内径/mm	820
转子内径/mm	423
气隙长度/mm	1.5
铁心长度/mm	643

由电机的输出功率和质量可知,该电机的功率密度为 0.17 kW/kg。利用热阻网络法,仿真得到电机的定、转子铁心平均温度为 78.7 °C 和 75.7 °C,定子绕组的平均温度为 92.6 °C,转子导条的平均温度为 84.4 °C。

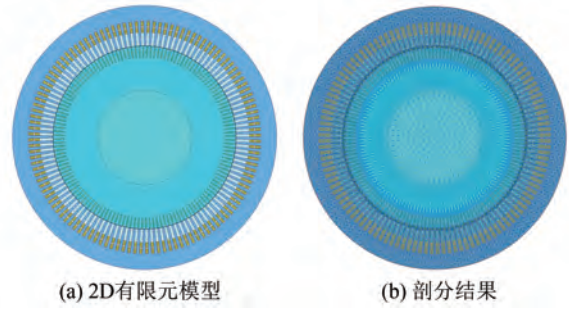


图 3 潜水感应电机 2D 有限元模型  
Fig. 3 2D finite element model of submersible induction machine

潜水感应电机的逆变器载波频率一般较高,设定载波比  $N=45、51$  和  $75$ ,调制比  $M=0.8$ 。由电机的相电压有效值为 5 774 V,可得调制波的幅值为 9.2 kV,频率为 50 Hz。计算得到直流侧电压  $U_{dc}$  为 11.8 kV,载波的参考电压幅值为 10.2 kV,频率分别为 2 250 Hz、2 550 Hz 和 3 750 Hz。建立电机的工作电路模型,逆变器与感应电机之间应接入电阻和电感,大小分别为 0.136 16  $\Omega$  和 1.652 74 mH。

分别仿真不同载波比  $N$  下的逆变器输出线电压,利用软件对各波形进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT),得到线电压幅值关于频率的分布,如图 4 所示。

通过计算得到线电压的基波有效值和 THD,如表 2 所示。

表 2 不同载波比下的线电压

Tab. 2 Line voltage with different carrier ratios

载波比 $N$	基波有效值/V	THD/%
45	5 629.1	79.32
51	5 635.4	78.10
75	5 891.5	90.58

由表 2 中可知,不同载波比下的线电压有效值基本接近,而 THD 值和载波比的变化无关。当  $N=51$  时,电压波形的 THD 最小,表明此时的电压谐波含量最少,更接近对称正弦波。因此在仿真该感应电机时选取载波比  $N=51$  较为合适。

由图 4 中可知,当  $N=51$  时,线电压中较大的谐波的频率分别为 2 450 Hz、2 650 Hz、5 050 Hz 和 5 150 Hz,分别等于  $f_c+2f_s$ 、 $f_c-2f_s$ 、 $2f_c-f_s$  和  $2f_c+f_s$ ,对应的线电压幅值分别为 2 298.9 V、2 351.5 V、2 737.3 V 和 2 582.9 V。这些谐波电压会在绕组

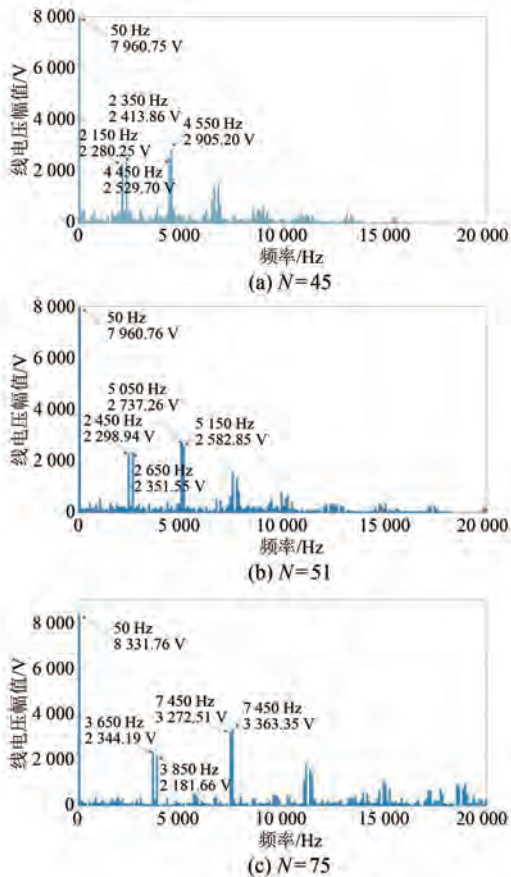


图4 不同载波比下的线电压 FFT 结果

Fig. 4 FFT results of line voltage with different carrier ratios

中产生谐波磁势,从而产生电磁振动和噪声。

### 3.2 谐波注入调制波

首先向调制波中注入3次谐波。设置式(4)中调制波的3次谐波系数 $k_1$ 分别为1/8、1/6和1/4。仿真得到不同的线电压FFT结果,如图5所示。

与图4(b)的线电压谐波分布对比可知,注入一定含量的3次谐波之后,在线电压基波大小得到提高的同时,线电压谐波也得到了削弱。频率为2450 Hz和2650 Hz的谐波电压均得到了削弱,当注入谐波系数 $k_1 = 1/4$ 时,削弱最多,分别下降了48.53%和56.82%;而5050 Hz和5150 Hz的谐波有所增大,在 $k_1 = 1/4$ 时,增长率分别为9.55%和20.31%。

根据图5所示的线电压FFT结果,计算注入3次谐波下的线电压THD,其结果如表3所示。由表3可知,注入3次谐波后,线电压的谐波含量

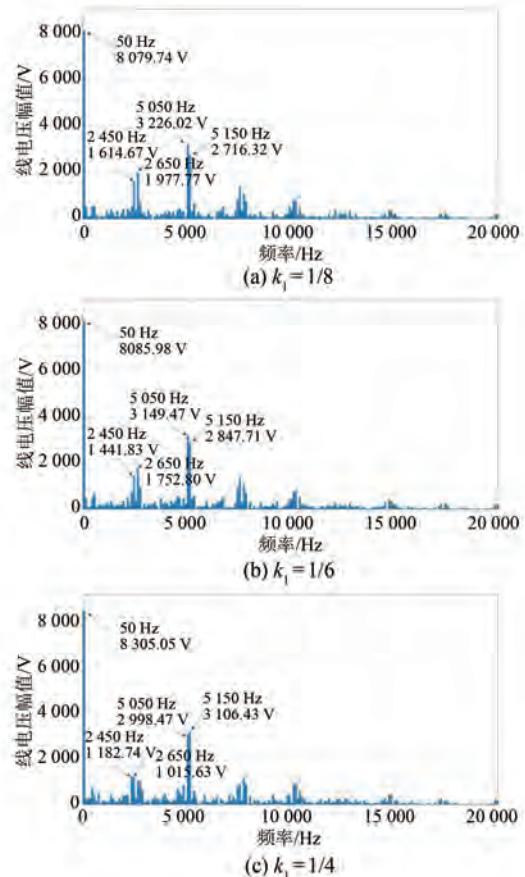


图5 注入3次谐波的线电压 FFT 结果

Fig. 5 FFT results of line voltage with 3rd harmonic injection

有所降低,其中 $k_1 = 1/4$ 时的THD最低。

表3 注入3次谐波的线电压THD

Tab. 3 THD of line voltage with 3rd harmonic injection

谐波系数 $k_1$	基波有效值/V	THD/%
1/8	5 713.2	76.98
1/6	5 717.7	76.86
1/4	5 872.6	75.14

然后向调制波中注入3次和9次混合谐波,设置式(18)中调制波的3次谐波系数 $k_1$ 为0.24,9次谐波系数 $k_2$ 分别为-0.025、-0.05和-0.1。仿真得到不同线电压FFT结果,如图6所示。根据图6所示的线电压FFT结果,计算注入3次和9次混合谐波下的线电压THD,结果如表4所示。

由图6和表4中可知,注入混合谐波后,电机的谐波电压和THD得到了降低。当 $k_2 = -0.025$ 时,频率为2450 Hz和2650 Hz的谐波电压分别下降了49.72%和51.35%。同时,基波电压大小

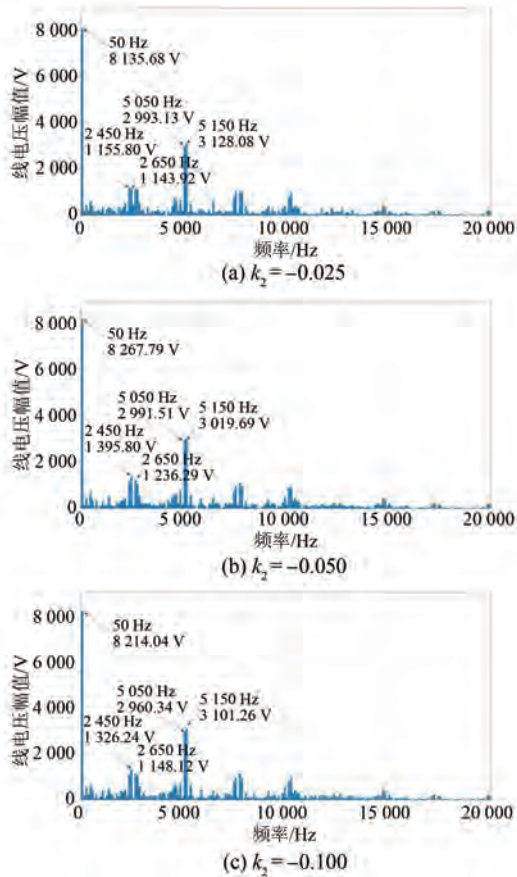


图 6 注入 3 次和 9 次混合谐波的线电压 FFT 结果  
 Fig. 6 FFT results of line voltage with 3rd and 9th hybrid harmonics injection

更接近额定电压。相比于单一的 3 次谐波注入, 通过改变混合谐波系数  $k_2$  的大小, 可以使基波电压更接近额定值。

表 4 注入 3 次和 9 次混合谐波的线电压 THD  
 Tab. 4 THD of line voltage with 3rd and 9th hybrid harmonics injection

谐波系数 $k_2$	基波有效值/V	THD/%
-0.025	5 752.8	75.27
-0.05	5 846.2	75.10
-0.1	5 808.2	75.36

在有限元软件中建立电机定子及其机座的 3D 模型, 如图 7 所示。

将计算的电磁力与 3D 模型进行耦合, 通过计算电磁力波作用下的电机振动, 可以仿真由电磁力波引起的噪声。利用有限元软件分别计算采用正弦调制波和混合谐波注入调制波的电机噪声频谱图, 如图 8 所示。其中,  $k_1$  和  $k_2$  分别为 0.24 和 -0.025。

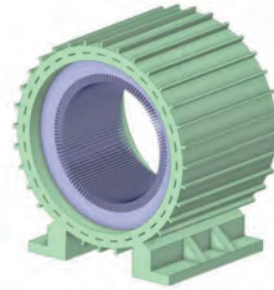


图 7 潜水感应电机和机座 3D 模型  
 Fig. 7 3D model of submersible induction machine and housing

由图 8 可知, 通过注入混合谐波, 潜水电机的电磁噪声得到了降低, 其噪声声压级峰值从 110.85 dBA 降低到了 97.36 dBA, 验证了混合谐波注入法的有效性。

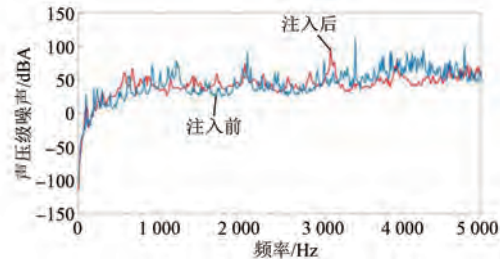


图 8 注入谐波前后的潜水感应电机噪声频谱  
 Fig. 8 Noise spectrum of submersible induction machine before and after harmonic injection

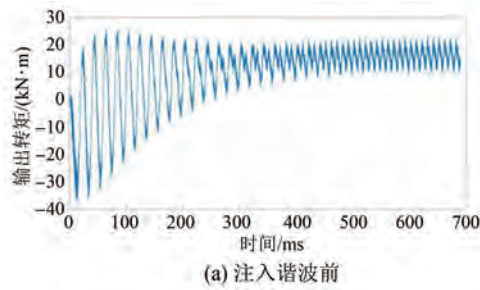
### 3.3 注入谐波对电机性能的影响

为了验证混合谐波的注入不影响潜水电机的运行性能, 对优化前后电机的铁耗、铜耗和输出转矩等指标进行计算。

注入谐波前后潜水感应电机的输出转矩曲线如图 9 所示。由图 9 可知, 注入谐波前, 达到稳态时的输出转矩平均值为 16.2 kN·m, 转矩脉动为 83.37%; 注入谐波后, 达到稳态时的输出转矩平均值为 16.7 kN·m, 转矩脉动为 56.34%。注入谐波削弱了电压谐波, 从而降低了电机的转矩脉动。

注入谐波前后潜水感应电机的相电流仿真波形如图 10 所示。由图 10 可知, 注入混合谐波前后, 电机定子相电流有效值的大小分别为 143.75 A 和 177.63 A。

注入谐波前后电机定、转子铁心损耗的仿真波形如图 11 和图 12 所示。由图 11 可知, 注入谐波前后, 电机定子铁心损耗平均值分别为



(a) 注入谐波前

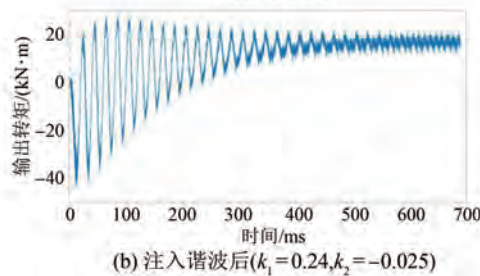
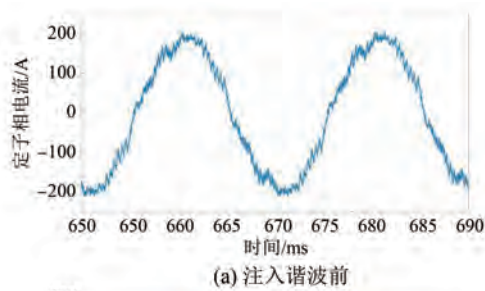
(b) 注入谐波后( $k_1=0.24, k_2=-0.025$ )

图 9 潜水感应电机输出转矩

Fig. 9 Output torque of the submersible induction machine



(a) 注入谐波前

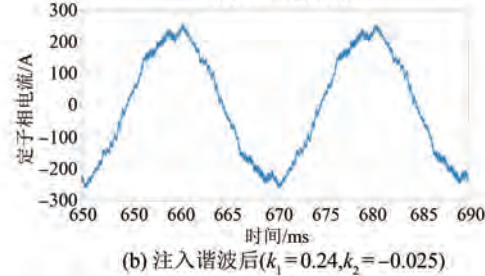
(b) 注入谐波后( $k_1=0.24, k_2=-0.025$ )

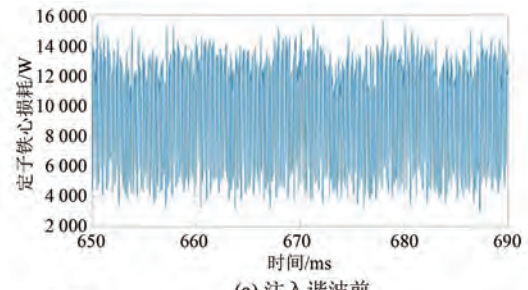
图 10 潜水感应电机相电流

Fig. 10 Phase current of the submersible induction machine

9.98 kW 和 10.06 kW;由图 12 可知,注入谐波前后,电机转子铁心损耗平均值分别为 1.22 kW 和 1.21 kW。

根据以上仿真结果,计算得到注入谐波前后的电机损耗和效率,如表 5 所示。

从表 5 中可以看出,注入混合谐波后,电机铁耗变化较小;由于定子相电流增大,使得电机的定子铜耗增加;电机的效率下降了约 1%。



(a) 注入谐波前

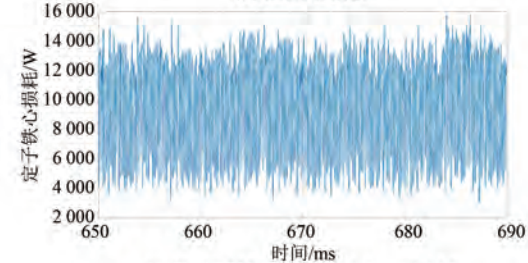
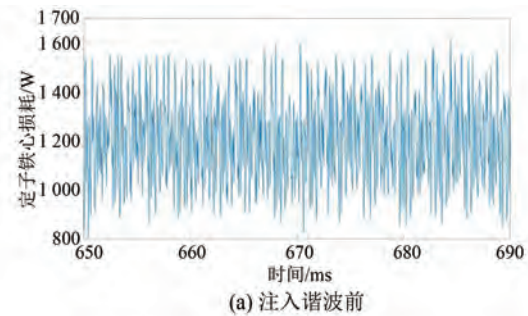
(b) 注入谐波后( $k_1=0.24, k_2=-0.025$ )

图 11 潜水感应电机定子铁心损耗

Fig. 11 Stator core loss of the submersible induction machine



(a) 注入谐波前

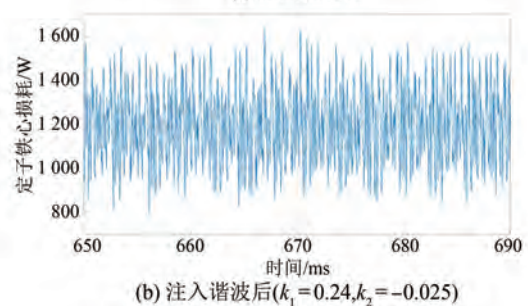
(b) 注入谐波后( $k_1=0.24, k_2=-0.025$ )

图 12 潜水感应电机转子铁心损耗

Fig. 12 Rotor core loss of the submersible induction machine

## 4 结语

本文针对 SPWM 供电下的潜水感应电机,提出了一种混合谐波注入调制波的方法,来削弱电机的电磁噪声。通过推导注入 3 次谐波以及注入 3 次和 9 次混合谐波下的感应电机线电压的双重



表 5 潜水感应电机损耗和效率

Tab. 5 The losses and efficiency of the submersible induction machine

谐波系数	定子铁耗/kW	转子铁耗/kW	定子铜耗/kW	转子铜耗/kW	效率/%
$k_1 = k_2 = 0$	9.98	1.22	8.44	9.81	93.57
$k_1 = 0.24, k_2 = -0.025$	10.06	1.21	12.89	10.10	92.62

傅里叶级数表达式,证明了谐波注入法可以削弱电压中的谐波。仿真结果表明,改变谐波系数  $k_1$  和  $k_2$ ,可以进一步削弱电压的谐波幅值和 THD。同时,优化系数  $k_2$  可以使基波电压更接近额定电压。但是由于定子铜损的增大,感应电机的效率下降了约 1%。计算得到,电机的声压级噪声下降了约 13.49 dBA,验证了该方法的有效性。

### 参考文献

[ 1 ] 徐翌翔, 鲍晓华, 朱庆龙. 潜水电机电磁噪声分析和对比[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(9): 62-66+80.  
XU Y X, BAO X H, ZHU Q L. Analysis and comparison of electromagnetic noises of submersible motors [ J ]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(9): 62-66+80.

[ 2 ] 柯喆, 关博凯, 王子豪, 等. 基于 MCS 和 AlexNet 的水润滑推力轴承故障检测[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(11): 34-39+84.  
KE Z, GUAN B K, WANG Z H, et al. MCS and AlexNet based fault diagnosis of water-lubricated thrust bearing [ J ]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(11): 34-39+84.

[ 3 ] LI J X, DI C, BAO X H. Efficiency improvement for submersible machines by optimizing the ratio of diameter to shaft length [ J ]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 1-6.

[ 4 ] 孙东, 刘志远, 鲍晓华, 等. 径向斜槽转子潜水电机电磁噪声优化[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4): 39-42+48.  
SUN D, LIU Z Y, BAO X H, et al. Optimization of electromagnetic noise of submersible motors with radial skewed slot rotor [ J ]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(4): 39-42+48.

[ 5 ] TAKAHASHI Y, FUJIWARA K, SUGAHARA K, et al. Model order reduction of cage induction machine with skewed rotor slots using multiport Cauer ladder

network method [ J ]. IEEE Transactions on Magnetics, 2023, 59(5): 1-4.

[ 6 ] MALIŽAR I, ŽARKO D. Influence of rotor slot number on magnetic noise in a squirrel-cage induction machine for traction applications [ C ] // 2021 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics, Dubrovnik, 2021.

[ 7 ] DU J M, LI Y, YU Z Y, et al. Research on radial electromagnetic force and vibration response characteristics of squirrel-cage induction motor fed by PWM inverter [ J ]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2021, 31(8): 1-4.

[ 8 ] 左曙光, 李凡, 胡潇睿. 考虑变频器供电影响的异步电机电磁噪声特性分析[J]. 机电一体化, 2021, 27(4): 12-21.  
ZUO S G, LI F, HU X R. Characteristics analysis of electromagnetic noise in induction motor considering the influence of inverter [ J ]. Mechatronics, 2021, 27(4): 12-21.

[ 9 ] 李明珂, 许金, 张逸超, 等. 电磁发射多相直线感应电机 PWM 谐波电流计算及分析[J/OL]. 海军工程大学学报, 2023-11-08. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/42.1106.E.20231107.1504.012.html>.  
LI M K, XU J, ZHANG Y C, et al. Calculation and analysis of PWM harmonic current of multiphase linear induction machine for electromagnetic launch [ J/OL ]. Journal of Naval University of Engineering, 2023-11-08. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/42.1106.E.20231107.1504.012.html>.

[ 10 ] GOMES M P B, SOUZA M H D, RAMOS G V, et al. Application of a SHE-PWM modulation for a low switching frequency motor drive with harmonic investigation using the DTFT [ C ] // 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference, Santos, 2019.

[ 11 ] SHARIFZADEH M, BABAIE M, CHOUINARD G, et al. Hybrid SHM-PWM for common-mode voltage reduction in three-phase three-level NPC inverter [ J ]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4826-4838.

[ 12 ] GUAN B, DOKI S. A current harmonic minimum PWM for three-level converters aiming at the low-frequency fluctuation minimum of neutral-point potential [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3380-3390.

- [13] 刘和平, 刘庆, 张威, 等. 电动汽车用感应电机削弱振动和噪声的随机 PWM 控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1488-1495.  
LIU H P, LIU Q, ZHANG W, et al. Random PWM technique for acoustic noise and vibration reduction in induction motors used by electric vehicles [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1488-1495.
- [14] 吴文明, 李国丽, 谢芳, 等. 基于高斯分布的随机脉冲位置 SVPWM 谐波抑制策略[J]. 微电机, 2020, 53(8): 50-55+89.  
WU W M, LI G L, XIE F, et al. Harmonic suppression strategy of SVPWM with random pulse position based on Gauss distribution [J]. Micromotors, 2020, 53(8): 50-55+89.
- [15] 黄鹏, 刘和平, 苗轶如, 等. 基于感应电机电流纹波峰值的可变开关频率脉冲宽度调制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(20): 4373-4383.  
HUANG P, LIU H P, MIAO Y R, et al. Variable switching frequency pulse width modulation for induction motors based on current ripple peak value [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(20): 4373-4383.
- [16] RUAN Z H, SONG W X, ZHAO L Y, et al. A variable switching frequency space vector pulse width modulation control strategy of induction motor drive system with torque ripple prediction [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(2): 993-1003.
- [17] HUANG Y L, XU Y X, ZHANG W T, et al. Hybrid RPWM technique based on modified SVPWM to reduce the PWM acoustic noise [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5667-5674.
- [18] KUMAR M, KALAISEVI J. Analysis and measurement of non-intrinsic differential-mode noise in a SiC inverter fed drive and its attenuation using a passive sinusoidal output EMI filter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(1): 428-438.
- [19] TAKAHASHI S, OGASAWARA S, TAKEMOTO M, et al. Common-mode voltage attenuation of an active common-mode filter in a motor drive system fed by a PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 2721-2730.
- [20] JAYARAMAN K, KUMAR M. Design of passive common-mode attenuation methods for inverter-fed induction motor drive with reduced common-mode voltage PWM technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2861-2870.
- [21] 鲍晓华, 明帅, 陈国玮, 等. 变频驱动下双斜槽转子感应电机径向电磁力特性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2613-2624.  
BAO X H, MING S, CHEN G W, et al. Analysis of radial electromagnetic force characteristics of inverter drive double skewed rotor induction motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2613-2624.
- [22] 李诺薇, 邹维科, 刘强. 基于双重傅里叶级数的三相逆变器共模电压分析[J]. 电子器件, 2023, 46(3): 697-704.  
LI N W, ZOU W K, LIU Q. Research on output common mode voltage of a three-phase inverter based on the analysis method of double Fourier series [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2023, 46(3): 697-704.

---

收稿日期:2023-12-25

收到修改稿日期:2024-02-26

作者简介:

蔡勤磊(1999-),男,硕士研究生,研究方向为感应电机的噪声分析与控制,2021170452@mail.hfut.edu.cn;

\* 通信作者:鲍晓华(1972-),男,博士,教授,研究方向为电机设计理论及技术、电机电磁场理论分析和计算及大型电机及高速电机的可靠性技术,hfutbxh@163.com。

# Electromagnetic Noise Reduction of Submersible Induction Machine Based on Hybrid Harmonic Injection

CAI Qinlei<sup>1</sup>, BAO Xiaohua<sup>1\*</sup>, HU Wei<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Hefei Heng Da Jiang Hai Pump Co., Ltd., Hefei 231135, China)

**Key words:** submersible induction machine; sine pulse width modulation; hybrid harmonic injection; electromagnetic vibration and noise

At present, the submersible induction machine with high power and high voltage is widely used in various underwater operation scenarios such as drainage irrigation, rescue and disaster relief because of its simple structure and stable operation. However, the electromagnetic vibration and noise problems generated by the induction machine during operation have also attracted extensive attention.

Taking a 1 120 kW submersible induction machine as the research object, an improved sine pulse width modulation (SPWM) control strategy is proposed. By injecting hybrid harmonics into the SPWM modulated wave, in order to achieve optimization of the line voltage waveform of the machine windings and to reduce the noise of the machine.

Firstly, the expression of inverter output line voltage under harmonic injection modulated wave is derived, and the influence of harmonic injection on machine line voltage is analyzed.

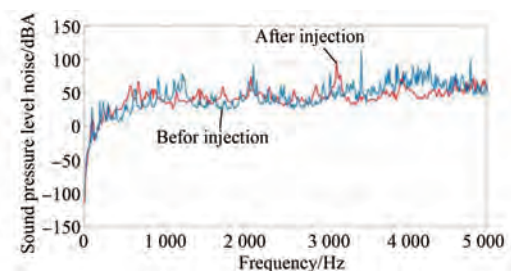
Then, by injecting 3rd and 9th hybrid harmonics into the machine, vibration and noise caused by carrier harmonic are weakened, and the harmonic coefficient in the 3rd and 9th harmonics injection method is optimized. The simulation results are shown in Tab.1. This method further strengthens the weakening of harmonics and reduces the machine noise. The simulated noise spectrum diagram is shown in Fig.1. The results show that the average noise level is reduced by 9.71 dB after adopting this method.

Finally, by comparing the performance of the induction machine with the conventional machine

before optimization in terms of iron consumption, and copper consumption, which is shown in Tab.2. The simulation results show that the efficiency of induction machine decreases by about 1% due to the increase of stator copper loss. It is verified that the electromagnetic noise of the machine is effectively weakened by harmonic injection without affecting the basic performance of the machine.

**Tab.1 The line voltage with 3rd and 9th harmonic injection**

Harmonic coefficient	Root mean square of fundamental line-voltage wave/V	Line voltage THD/%
$k_1 = 1/8$	5 713.2	76.98
$k_1 = 1/6$	5 717.7	76.86
$k_1 = 1/4$	5 872.6	75.14
$k_1 = 0.24, k_2 = -0.025$	5 752.8	75.27
$k_1 = 0.24, k_2 = -0.05$	5 846.2	75.10
$k_1 = 0.24, k_2 = -0.1$	5 808.2	75.36



**Fig. 1 The noise spectrum of the submersible induction machine**

**Tab. 2 The changes of the submersible induction machine performance**

Harmonic coefficient	Core loss/kW	Copper loss/kW	Efficiency/%
$k_1 = k_2 = 0$	11.2	18.25	93.57
$k_1 = 0.24, k_2 = -0.025$	11.27	22.99	92.62