

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.04.008

## SVPWM 逆变器供电时 FSCW-PMSM 损耗特性研究

陈湏斐<sup>1</sup>, 邢宁<sup>2</sup>, 李志新<sup>3</sup>, 王枫<sup>1</sup>, 凌志豪<sup>1</sup>

(1. 河海大学能源与电气学院, 江苏 南京 211100; 2. 天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300072; 3. 国网江苏省电力有限公司营销服务中心, 江苏 南京 210019)

**摘要:**为探究空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)逆变器引入的时间谐波电流对分数槽集中绕组永磁同步电机(fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machine, FSCW-PMSM)损耗特性的影响,文中提出一种SVPWM逆变器与FSCW-PMSM联合系统中电机损耗谐波特性分析方法。首先,理论分析了考虑时间谐波电流时电机损耗的时空谐波特性。其次,以一台三相双层绕组10极12槽PMSM为例,搭建电机与SVPWM逆变器的场路联合仿真模型,求解样机在恒转矩和恒功率调速时损耗的谐波特性,揭示各谐波损耗的产生机理。结果表明:转子谐波损耗由基波电流与次谐波、 $iZ \pm p$ 次齿谐波和 $(f_c \pm 4f)/f$ 、 $(f_c \pm 2f)/f$ 次时间谐波电流与 $p$ 、 $Z \pm p$ 次空间谐波引起;定子铁芯谐波损耗由基波磁场、谐波励磁磁场及 $(f_c \pm 4f)/f$ 、 $(f_c \pm 2f)/f$ 次时间谐波电流引起。该结论适用于其他极槽组合的FSCW-PMSM。最后,通过实验验证了该分析方法的有效性。

**关键词:**分数槽集中绕组永磁同步电机(FSCW-PMSM);空间矢量脉宽调制(SVPWM);时空谐波特性;时间谐波电流;场路联合仿真;空间谐波

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2023)04-0073-11

## 0 引言

相比于整数槽分布绕组永磁同步电机(integral-slot distributed-winding permanent magnet synchronous machine, ISDW-PMSM),分数槽集中绕组永磁同步电机(fractional-slot concentrated-winding PMSM, FSCW-PMSM)具有绕组端部短、定子铜耗低、效率高及转矩密度大等优点,近些年逐渐成为研究热点<sup>[1]</sup>。然而与ISDW-PMSM不同,FSCW-PMSM绕组非正弦分布引入幅值较高的空间谐波分量。其中,FSCW-PMSM基波电枢磁动势的阶次等于永磁体极对数 $p$ ,阶次低于 $p$ 次的磁动势谐波称为次谐波,次谐波分量的绕组系数虽较低,但因其阶次低,所以幅值较高;阶次高于 $p$ 次的磁动势谐波称为超谐波,超谐波分量中与基波绕组系数相等的分量又称为齿谐波,其幅值也较高<sup>[2]</sup>。次谐波与齿谐波分量的旋转速度与转子不同,因此当电机高速运行时,会产生较大的转子损耗<sup>[3-5]</sup>。

PMSM在运行时通常需要配置逆变器以达到较宽的调速范围<sup>[6-7]</sup>,但逆变器输出电流中含有与开关频率相关的高频时间谐波分量<sup>[8-10]</sup>。文献[11]建立了分析空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)电压源型逆变器输出电压、电流的高频时间谐波分布的解析模型,可用于

评估高频时间谐波分量对电机损耗的影响。时间谐波电流与电枢磁动势中的空间谐波分量、齿槽谐波及永磁体励磁磁动势谐波共同影响电机损耗,损耗分析较为复杂,特别是永磁体涡流损耗和定子铁芯损耗。所以文中将开展该方面的研究,探究时间谐波电流对逆变器与FSCW-PMSM联合系统中电机损耗特性的影响。

目前,考虑高频时间谐波电流对电机损耗影响的研究主要针对感应电机(induction machine, IM)和ISDW-PMSM。文献[12]使用有限元法计算了脉宽调制(pulse width modulated, PWM)逆变器驱动时IM的损耗分布,获得了各部分损耗随负载率的变化规律。文献[13-15]对变频供电时IM定、转子铁芯损耗进行分析,分析了逆变器输出电压的时间谐波和齿谐波对铁芯损耗的影响。不同于IM,PMSM使用永磁体代替转子导条励磁,增加了永磁体涡流损耗,二者损耗分布有所不同。文献[16]提出了计算PMSM时间谐波和空间谐波磁场的解析模型,明确了各类谐波产生的原因,但未研究电机的损耗特性。文献[17-19]结合有限元法建立了PWM逆变器供电时PMSM永磁体涡流损耗的解析模型,求解了逆变器输出电压高频谐波分量产生的涡流损耗。文献[20-22]使用时步有限元法计算了ISDW-PMSM定子铁芯谐波损耗、转子铁芯谐波损耗及永磁体谐波涡流损耗,明确了各类谐波损耗的产生机理,并探究了谐波损耗随电机转速的变化规律。然而,考

收稿日期:2023-01-15;修回日期:2023-03-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51907052)

虑时间谐波电流对 FSCW-PMSM 损耗影响的研究相对较少。

因此,文中提出一种 SVPWM 逆变器与 FSCW-PMSM 联合系统中电机损耗谐波特性分析方法。首先,理论分析了永磁体励磁磁动势谐波、时间谐波电流、绕组非正弦分布引入的空间谐波及齿槽谐波共同作用时 FSCW-PMSM 损耗的时空谐波特性;其次,以一台三相双层绕组 10 极 12 槽表贴式 PMSM 为例,建立 SVPWM 逆变器与 FSCW-PMSM 联合系统的场路联合仿真模型,分析 SVPWM 逆变器输出电流在样机恒转矩和恒功率调速时的时间谐波分量,基于二维有限元模型提出谐波损耗的计算方法,求解样机在 2 种工况下的永磁体谐波涡流损耗与定子铁芯谐波损耗;接着,揭示各类谐波损耗的产生机理;最后,进行实验以验证所提方法的有效性。

## 1 考虑逆变器电流谐波时 FSCW-PMSM 损耗特性分析

为探究 FSCW-PMSM 损耗的时空谐波特性,须分析电机磁场的谐波特性,磁场的谐波特性由永磁体励磁磁动势、电枢磁动势及由定子开槽引起的齿槽谐波特性共同决定。计算电机磁场在定、转子坐标系下的谐波特性可分别确定定子铁芯损耗和转子损耗的谐波特性。

### 1.1 永磁体励磁磁动势谐波特性分析

对于径向充磁的永磁体,一对磁极间的励磁磁动势在时刻  $t$  的分布如图 1 所示。图中,  $F_m$  为励磁磁动势幅值;  $\omega_r$  为转子机械角速度,  $\omega_r = \omega/p$ ,  $\omega$  为基波电角速度,  $p$  为永磁体极对数;  $\theta$  为角度。

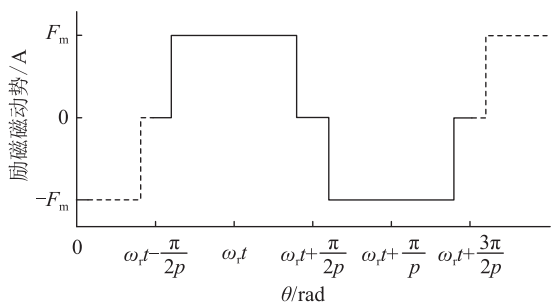


图 1 一对磁极间的励磁磁动势在时刻  $t$  的分布  
Fig.1 MMF distribution of a pair of poles at  $t$

将励磁磁动势展开为傅里叶级数,即:

$$F_m(\theta, t) = \sum_u \frac{4F_m}{u\pi} \sin\left(\frac{u\pi\alpha_p}{2}\right) \cos(up(\theta - \omega_r t)) \quad (1)$$

$u = 1, 3, 5, \dots$

式中:  $u$  为励磁磁动势的谐波阶次;  $\alpha_p$  为永磁体极弧系数。

### 1.2 电枢磁动势谐波特性分析

当电机由逆变器驱动时,电枢电流中含有时间谐波分量, A 相、B 相及 C 相绕组电流可由傅里叶级数表示:

$$\begin{cases} i_A = \sum_k I_k \sin(k\omega t) \\ i_B = \sum_k I_k \sin\left(k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_C = \sum_k I_k \sin\left(k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $k$  为时间谐波分量的阶次,  $k=1$  表示基波电流;  $I_k$  为  $k$  次时间谐波对应的电流幅值。

当通入式(2)所示的电流时,电机三相合成磁动势  $F_p$  为:

$$F_p(\theta, t) = \sum_k \sum_v \frac{2n_{pc} N_c I_k w_v}{v\pi} \times \left[ \cos(k\omega t + v\theta - \varphi_v) \left( \frac{1}{2} + \cos\left(\frac{2(k+v)\pi}{3}\right) \right) - \cos(k\omega t - v\theta + \varphi_v) \left( \frac{1}{2} + \cos\left(\frac{2(k-v)\pi}{3}\right) \right) \right] \quad (3)$$

式中:  $v$  为电枢磁动势的空间谐波阶次;  $n_{pc}$  为每相绕组包含的线圈数;  $N_c$  为每个线圈串联匝数;  $w_v$ 、 $\varphi_v$  分别为  $v$  次空间谐波磁动势的绕组系数和相位角。偶数槽电机电枢磁动势存在 1 次与  $6i \pm 1$  次空间谐波, 奇数槽电机电枢磁动势存在 1 次与  $3i \pm 1$  次空间谐波, 其中  $i$  为正整数。

根据  $k$  和  $v$  的取值,电枢电流  $k$  次时间谐波分量与  $v$  次空间谐波产生的谐波磁动势记为  $(k, v)$  次时空谐波磁动势,其表达式为:

$$F_{pkv}(\theta, t) = \begin{cases} \frac{3n_{pc} N_c I_k w_v}{v\pi} \cos(k\omega t + v\theta - \varphi_v) & k + v = 3i, |k - v| \neq 3i; i = 0, 1, 2, \dots \\ -\frac{3n_{pc} N_c I_k w_v}{v\pi} \cos(k\omega t - v\theta + \varphi_v) & k + v \neq 3i, |k - v| = 3i; i = 0, 1, 2, \dots \\ 0 & k + v \neq 3i, |k - v| \neq 3i; i = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $(1, p)$  次基波磁动势与转子同步运行。则  $(k, v)$  次时空谐波磁动势在转子坐标系下的机械角速度  $\omega_{kvr}$  和频率  $f_{kvr}$  分别为:

$$\omega_{kvr} = s \frac{k\omega}{v} - \frac{\omega}{p} \quad (5)$$

$$f_{kvr} = f \left| sk - \frac{v}{p} \right| \quad (6)$$

式中:当谐波磁动势与转子同向旋转时,  $s=1$ ;当谐

波磁动势与转子反向旋转时,  $s = -1$ ;  $f$  为基波频率。

由式(4)一式(6)可得,  $(k, v)$  次时空谐波磁动势在转子坐标系下的频率分布如表 1 所示。

表 1  $(k, v)$  次时空谐波磁动势在转子坐标系下的频率特性

Table 1 Frequency characteristic of  $(k, v)$  time- and space-harmonic magnetomotive force in the rotor reference frame

$p$ 的取值	时空谐波阶次	$s$	$f_{kvr}$
	$k+v=3i$ 且 $ k-v  \neq 3i$	1	$ k-v/p f$
$p+1=3i$	$k+v \neq 3i$ 且 $ k-v =3i$	-1	$(k+v/p)f$
	$k+v \neq 3i$ 且 $ k-v  \neq 3i$	—	—
	$k+v=3i$ 且 $ k-v  \neq 3i$	-1	$(k+v/p)f$
$p-1=3i$	$k+v \neq 3i$ 且 $ k-v =3i$	1	$ k-v/p f$
	$k+v \neq 3i$ 且 $ k-v  \neq 3i$	—	—

### 1.3 齿槽谐波特性分析

定子开槽引起气隙磁导分布不均匀, 产生的齿槽谐波会影响转子损耗。气隙磁导的傅里叶级数表达式为:

$$\Lambda(\theta) = \sum_l \Lambda_l \cos(lZ\theta) \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

式中:  $\Lambda_l$  为  $l$  次谐波磁导的幅值;  $Z$  为定子槽数。

气隙磁通密度为:

$$B(\theta, t) = (F_m(\theta, t) + F_p(\theta, t))\Lambda(\theta) = \sum_u \sum_l \frac{2F_m \Lambda_l}{u\pi} \sin\left(\frac{u\pi\alpha_p}{2}\right) \cos((up \pm lZ)\theta - up\omega_r t) \pm \sum_k \sum_v \sum_l \frac{3n_{pc} N_c I_k w_v \Lambda_l}{2v\pi} \cos(k\omega t \pm ((v \pm lZ)\theta - \varphi_v)) \quad (8)$$

由式(8)可知, 气隙磁通密度可分解为永磁体励磁磁动势产生的磁密分量和电枢磁动势产生的磁密分量。电枢磁动势与齿槽谐波相互作用时, 磁通密度空间谐波的阶次为  $v \pm lZ$ 。由前面分析可知,  $v$  不为 3 的整数倍, 而  $Z$  为 3 的整数倍, 所以  $v \pm lZ$  不为 3 的整数倍。而且对于偶数槽电机,  $v \pm lZ$  不为 2 的整数倍, 所以定子开槽不会产生额外阶次的空间谐波, 只是改变了  $v \pm lZ$  次空间谐波的幅值。气隙谐波磁通密度在定、转子坐标系下的频率特性如表 2 所示。

表 2 电机气隙谐波磁通密度频率特性

Table 2 Frequency characteristic of air-gap harmonic flux density of PMSM

空间谐波阶次	坐标系	机械角速度	频率
$up \pm lZ$	定子	$u\omega / (up \pm lZ)$	$uf$
	转子	$lZ\omega_r / (up \pm lZ)$	$lZf/p$
$v \pm lZ$	定子	$k\omega / (v \pm lZ)$	$kf$
	转子	$\pm k\omega / (v \pm lZ) - \omega/p$	$ k \pm (v \pm lZ)/p f$

由表 2 可知, 考虑逆变器电流谐波时, 电机定子铁芯存在交变频率为  $uf$  和  $kf$  的谐波磁通密度, 引起相应的谐波损耗。由永磁体励磁方式决定,  $k$  由逆变器调制方式决定。电机转子部位存在交变频率为  $|k \pm v/p|f$  的谐波磁通密度, 产生频率为  $|k \pm v/p|f$  的谐波涡流密度, 引起谐波损耗, 运算符  $\pm$  的确定参照表 1。

## 2 考虑逆变器电流谐波时 FSCW-PMSM 谐波损耗计算

为计算考虑逆变器电流谐波时 FSCW-PMSM 的损耗特性, 建立 SVPWM 逆变器与 FSCW-PMSM 联合系统的场路联合仿真模型, 分析逆变器输出电流的时间谐波分布。基于 FSCW-PMSM 二维电磁有限元模型, 采用永磁体网格单元的平均涡流密度分布和定子铁芯网格单元的平均磁通密度分布, 计算永磁体时空谐波涡流损耗和定子铁芯谐波损耗。

### 2.1 样机在不同工况下的时间谐波电流分析

以实验室现有的一台三相双层绕组 10 极 12 槽 PMSM 为例进行分析, 样机的二维电磁有限元模型如图 2 所示, 其基本参数如表 3 所示。

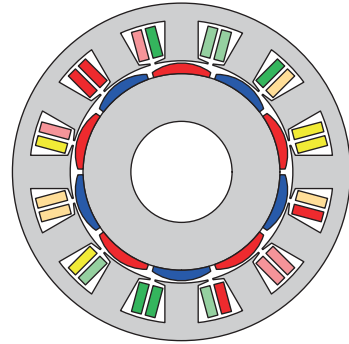


图 2 样机二维电磁有限元模型

Fig.2 2D electromagnetic finite-element model of the prototype

样机转矩-转速和线电压有效值-转速特性曲线如图 3 所示。为研究样机在最大转矩电流比控制和弱磁控制时损耗的谐波特性, 分别选取恒转矩区 1 500 r/min 点和恒功率区 2 500 r/min 点, 即图 3 中 A 点和 B 点。

基于商用有限元软件 AnsysEM 平台中的 Maxwell 模块和 Twin Builder 模块, 建立 SVPWM 逆变器与样机联合系统的场路联合仿真模型, 仿真联合系统中 A、B 两点工况。直流源、逆变器、端部绕组及样机二维电磁有限元模型组成的主电路如图 4(a) 所示。

最大转矩电流比控制电路如图 4(b) 所示, 直轴电流参考值  $i_{dref}$  设置为 0 A。  $n_r$ 、 $n_{ref}$  分别为电机实际

表 3 三相双层绕组 10 极 12 槽 PMSM 基本参数

Table 3 Basic parameters of the 10-pole/12-slot PMSM with three-phase double-layer winding

参数	取值
额定功率 $P_N/\text{kW}$	5.5
额定电压 $U_N/\text{V}$	380
额定电流 $I_N/\text{A}$	13
额定转矩 $T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	35
额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 500
每相绕组串联匝数	192
电机轴长 $l_a/\text{mm}$	70
定子铁芯材料	37WW270
转子铁芯材料	50W470
永磁体材料	N35SH
永磁体电导率 $\sigma/(\text{S}\cdot\text{m}^{-1})$	625 000
直流电压 $U_d/\text{V}$	380
采样方式	三角波自然采样
载波频率 $f_c/\text{Hz}$	5 000

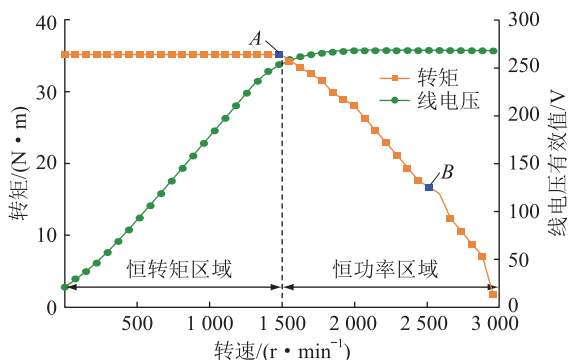


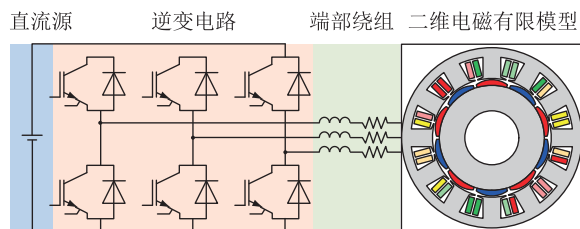
图 3 样机转矩-转速与线电压有效值-转速特性曲线

Fig.3 Torque-speed and line RMS voltage-speed characteristic curves of the prototype

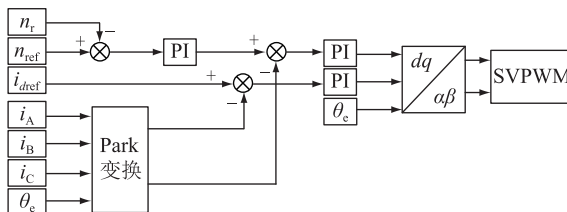
转速和参考转速;  $\theta_c$  为永磁体 N 极轴线与 A 相绕组轴线的电角度。SVPWM 环节产生脉冲信号控制逆变电路中开关器件的开关状态。

弱磁控制电路如图 4(c) 所示。  $i_{sref}$ 、 $i_{qref}$  分别为相电流幅值和交轴电流参考值;  $u_{qref}$ 、 $u_{dref}$  分别为交轴电压和直轴电压参考值;  $u_{dc}$  为直流电压。采用超前角弱磁方式弱磁, 若  $\sqrt{3}$  与  $\sqrt{u_{dref}^2 + u_{qref}^2} / u_{dc}$  的差值小于 0, 则超前角  $\beta_{fw}$  小于 0 rad,  $i_{dref}$  小于 0 A, 实现弱磁增速。

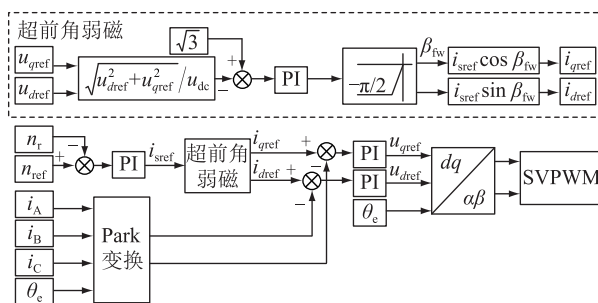
基于该场路联合仿真模型, 样机在上述 2 种工况下的线电压、相电流波形及相电流谐波分析分别如图 5 和图 6 所示。由图 5 可知, 样机在 1 500 r/min 时, 基波频率  $f_1 = 125$  Hz, 相电流时间谐波主要分布在  $f_c \pm 4f_1$  与  $f_c \pm 2f_1$  处。由图 6 可知, 样机在 2 500 r/min 时, 基波频率  $f_2 = 625/3$  Hz, 相电流时间谐波主要分布在  $f_c \pm 4f_2$  与  $f_c \pm 2f_2$  处。



(a) 主电路



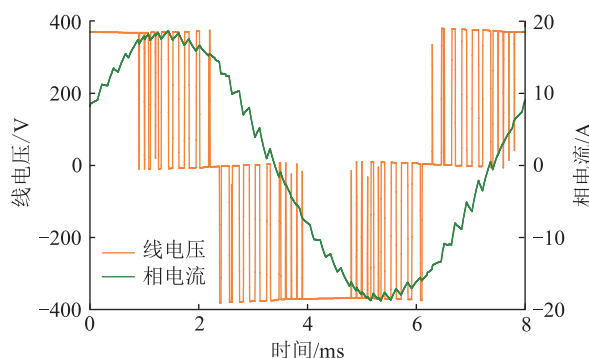
(b) 最大转矩电流比控制电路



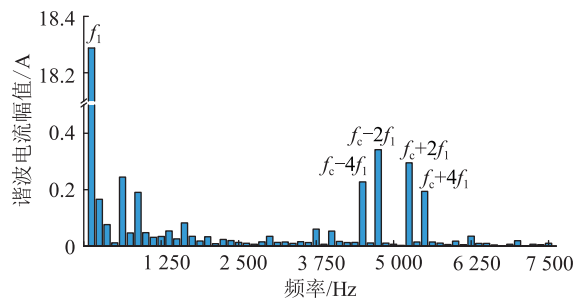
(c) 弱磁控制电路

图 4 逆变器与样机联合系统场路联合仿真

Fig.4 Field-circuit co-simulation of the inverter-machine combined system



(a) 线电压和相电流波形



(b) 相电流谐波分析

图 5 样机在 1 500 r/min 时线电压和相电流波形及相电流谐波分析

Fig.5 Line voltage, phase current and harmonic analysis of phase current of the prototype at 1 500 r/min

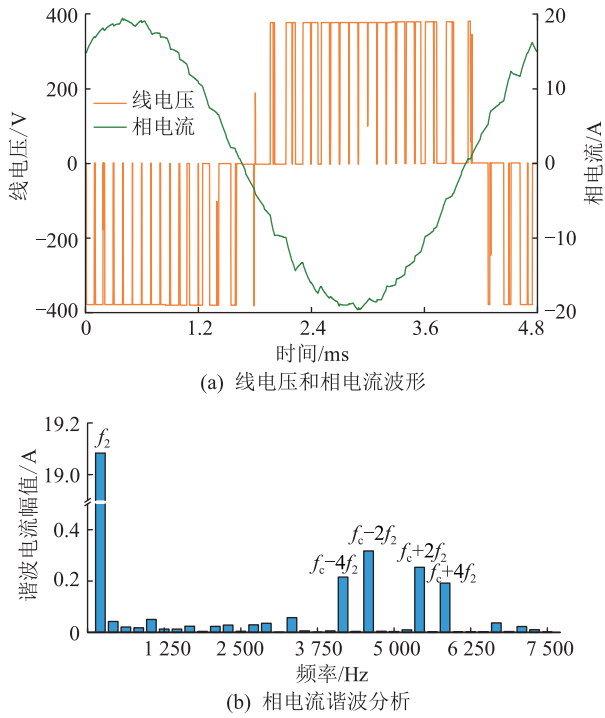


图6 样机在 2 500 r/min 时线电压和相电流波形及相电流谐波分析

Fig.6 Line voltage, phase current and harmonic analysis of phase current of the prototype at 2 500 r/min

## 2.2 基于样机二维有限元模型的谐波损耗计算

样机二维有限元模型中永磁体网格剖分如图 7(a)所示。当样机运行在 1 500 r/min 时,图 7(a)中标注的网格单元的平均涡流密度在一个转子周期内的分布如图 7(b)所示。

将第  $i$  个网格单元的平均涡流密度  $J_{avei}$  展开为傅里叶级数表达式:

$$J_{avei}(t) = \sum_n J_{in} \cos(n\omega t + \varphi_{in}) \quad (9)$$

式中:  $n$  为涡流密度的谐波阶次;  $J_{in}$ 、 $\varphi_{in}$  分别为第  $i$  个网格单元  $n$  阶涡流密度的幅值和相位。

通过欧姆定律和叠加法可计算永磁体涡流损耗  $p_{mag}$ , 其表达式为:

$$p_{mag} = \frac{\rho l_a}{\sigma} \sum_{i=1}^{N_{pm}} \sum_n S_{pmi} J_{in}^2 \quad (10)$$

式中:  $l_a$  为电机轴长;  $\sigma$  为永磁体材料电导率;  $N_{pm}$  为永磁体网格单元的数量;  $S_{pmi}$  为第  $i$  个网格单元的面积。

在二维有限元模型中, 定子铁芯网格剖分如图 8(a)所示。当样机运行在 1 500 r/min 时, 图 8(a)中标注的网格单元的平均径向、切向磁通密度在一个电周期内的分布如图 8(b)所示。

将平均径向、切向磁通密度分布展开为傅里叶级数, 根据频域中的铁耗分离模型计算定子铁芯损

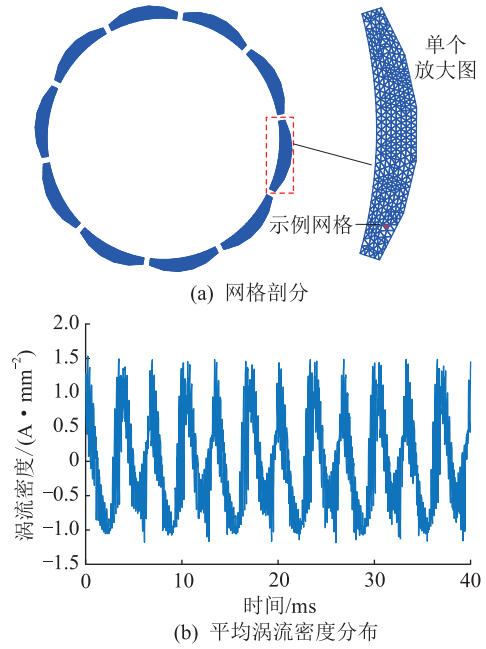


图7 永磁体网格剖分与 1 500 r/min 时网格单元平均涡流密度分布

Fig.7 Mesh generation of magnets and average eddy current density of an element at 1 500 r/min

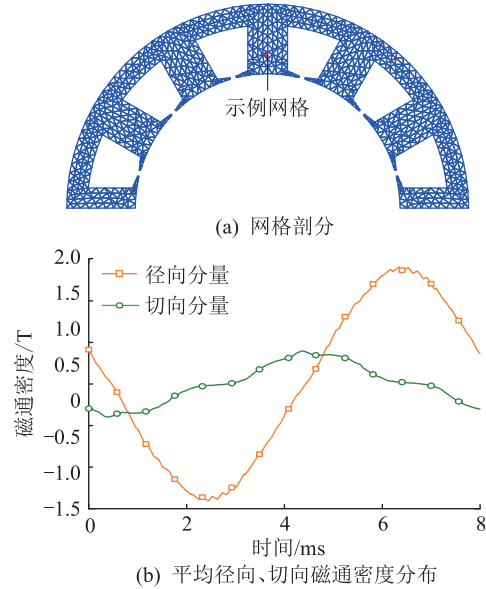


图8 定子铁芯网格剖分与 1 500 r/min 时网格单元平均径向、切向磁通密度分布

Fig.8 Mesh generation of stator core and average radial and tangential flux density of an element at 1 500 r/min

耗  $p_{Fe}$ , 其表达式为:

$$p_{Fe} = k_e D_{Fe} l_a \sum_{i=1}^{N_{sc}} \sum_{k'} S_{sci} (k'f)^2 (B_{ik'r}^2 + B_{ik'\alpha}^2) + k_h D_{Fe} l_a \sum_{i=1}^{N_{sc}} \sum_{k'} S_{sci} (k'f) (B_{ik'r}^2 + B_{ik'\alpha}^2) \quad (11)$$

式中:  $D_{Fe}$  为铁芯密度;  $k_e$ 、 $k_h$  分别为铁芯材料的涡流损耗系数和磁滞损耗系数;  $N_{sc}$  为定子铁芯网格单元

的数量;  $S_{sci}$  为第  $i$  个网格单元的面积;  $k'$  为磁通密度的谐波阶次;  $B_{ik'r}$ 、 $B_{ik'\alpha}$  分别为第  $i$  个网格单元中  $k'$  次磁通密度的径向分量和切向分量。

由式(10)和式(11)计算得到的永磁体涡流损耗和定子铁芯损耗,其与二维电磁有限元模型计算结果对比如表4所示。由表4可知,2种计算方法得到的结果偏差较小、吻合程度较好,验证了该计算方法的有效性。偏差存在的原因是二维电磁有限元模型的永磁体涡流损耗、铁芯损耗结果是通过涡流密度、磁通密度分布对网格单元的面积分计算得到。式(10)和式(11)简化了后处理过程,便于求解谐波损耗。

表4 文中方法与二维有限元模型计算结果对比

Table 4 Comparison of the calculated results between the proposed method and 2D finite-element model

转速/ ( $r \cdot \min^{-1}$ )	方法	永磁体涡流 损耗/W	定子铁芯 损耗/W
1 500	文中方法	42.57	80.64
	有限元法	43.22	81.64
2 500	文中方法	50.27	94.26
	有限元法	51.55	95.84

### 2.3 分析流程

因此,SVPWM 逆变器与 FSCW-PMSM 联合系统中电机谐波损耗的分析流程可总结为:建立 SVPWM 逆变器与样机联合系统的场路联合仿真模型;分析样机在最大转矩电流比控制与弱磁控制时定子电流的时间谐波分量;基于二维电磁有限元模型,采用网格单元的平均涡流密度、平均磁通密度分别计算样机永磁体谐波涡流损耗、定子铁芯谐波损耗;基于定子电流的时间谐波分布,计算气隙谐波磁通密度的频率分布并揭示各时空谐波损耗的产生机理;搭建样机驱动与控制实验平台,测试样机线电压、相电流的时间谐波分量与总损耗。

## 3 FSCW-PMSM 谐波损耗计算结果分析

文中提出的谐波损耗计算方法除了可以得到总的永磁体涡流损耗和定子铁芯损耗,还可以得到各谐波损耗的大小,可深入分析各谐波损耗的产生机理。为了说明损耗的时空谐波特性分析的必要性,对比了样机分别由正弦电流驱动和逆变器驱动时的谐波损耗分布。

样机运行在 1 500 r/min 时,正弦电流的幅值等于逆变器输出电流的基波幅值,即 18.28 A,其中交轴分量、直轴分量分别为 18.28 A 和 0 A。样机运行在 2 500 r/min 时,正弦电流的幅值等于 19.08 A,其中交轴分量、直轴分量分别为 9.90 A 和 -16.26 A。

### 3.1 永磁体涡流损耗谐波特性分析

根据文中提出的谐波损耗计算方法,样机在 4 种工况下的永磁体涡流损耗分布如图 9 所示。

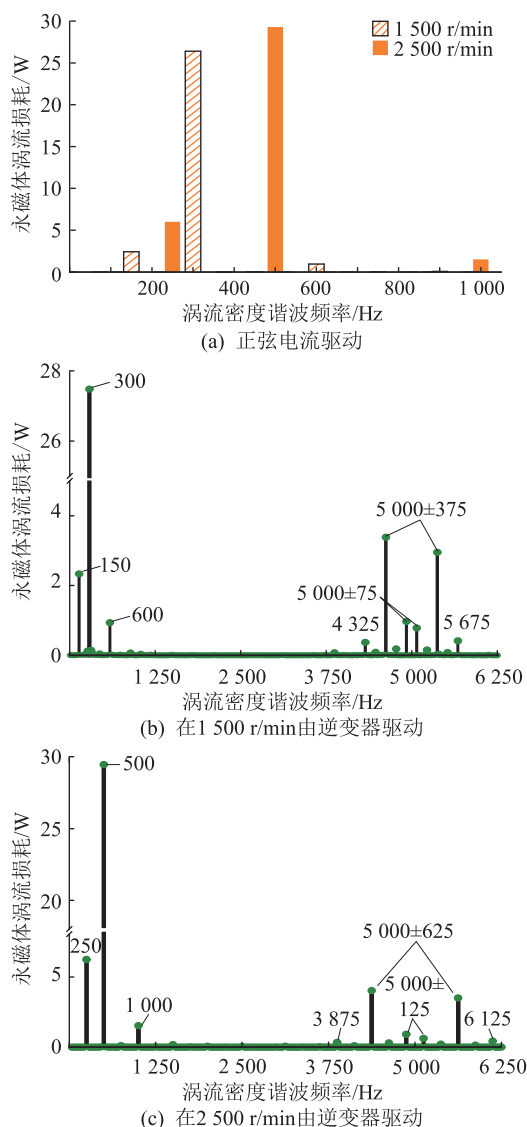


图9 样机在4种工况下的永磁体涡流损耗分布

Fig.9 Magnet eddy-current loss distribution of the prototype under the four conditions

当样机运行在 1 500 r/min 和 2 500 r/min,由逆变器驱动时的永磁体涡流损耗相比于由正弦电流驱动时分别增加了 29.7%、25.9%。即样机由逆变器驱动时,永磁体涡流损耗会增加。

为揭示各谐波涡流损耗的产生机理,由表2得出样机在 1 500 r/min 和 2 500 r/min 时气隙谐波磁通密度在转子坐标系下的频率分布,见表5和表6。需要注意的是,在 1 500 r/min 时,由场路联合仿真计算的 38、44 次谐波电流的相序为 A 相超前 B 相 120°、B 相超前 C 相 120°,而式(2)计算的相序为 A 相滞后 B 相 120°、B 相滞后 C 相 120°,故在计算样机气隙谐波磁通密度分布时,须考虑这一差别。

表 5 样机在 1 500 r/min 时气隙谐波磁通密度频率分布  
Table 5 Frequency distribution of air-gap harmonic flux density of the prototype at 1 500 r/min

电流时间谐波 频率/Hz	电流时间谐波 阶次 $k$	空间谐波 阶次 $v$	转子坐标系下 频率/Hz
$f_1$	1	1	150
		7	300
		17	300
		19	600
		29	600
$f_c - 2f_1$	38	5	4 625
		7	4 925
		17	4 325
$f_c + 4f_1$	44	5	5 375
		7	5 675
		17	5 075

表 6 样机在 2 500 r/min 时气隙谐波磁通密度频率分布  
Table 6 Frequency distribution of air-gap harmonic flux density of the prototype at 2 500 r/min

电流时间谐波 频率/Hz	电流时间谐波 阶次 $k$	空间谐波 阶次 $v$	转子坐标系下 频率/Hz
$f_2$	1	1	250
		7	500
		17	500
		19	1 000
		29	1 000
$f_c - 4f_2$	20	5	4 375
		7	3 875
		17	4 875
$f_c - 2f_2$	22	5	4 375
		7	4 875
		17	3 875
$f_c + 2f_2$	26	5	5 625
		7	5 125
		17	6 125
$f_c + 4f_2$	28	5	5 625
		7	6 125
		17	5 125

由图 9 和表 5、表 6 分析可知,涡流损耗的分布规律与气隙谐波磁通密度在转子坐标系下的频率分布一致,为  $|k-v/5|f$  或  $(k+v/5)f$ 。所以,永磁体涡流损耗的产生机理可分为两类:一类由基波电流与 1、12±5、24±5 次空间谐波磁动势引起;另一类由  $(f_c \pm 4f)/f$ 、 $(f_c \pm 2f)/f$  次时间谐波电流与 5、12±5 次空间谐波磁动势引起。

由图 9 还可定量地分析两类谐波涡流损耗占总涡流损耗的比重。在 1 500 r/min 时,时间谐波电流引起的涡流损耗为 11.08 W,占总涡流损耗的

26.3%。在 2 500 r/min 时,时间谐波电流引起的涡流损耗为 12.79 W,占总涡流损耗的 25.4%。

### 3.2 定子铁芯损耗谐波特性分析

在 4 种工况下,样机定子铁芯损耗的分布如图 10 所示。当样机运行在 1 500 r/min 和 2 500 r/min 时,由逆变器驱动时的定子铁芯损耗相比于由正弦电流驱动时分别增加了 25.7%、18.2%。当样机由逆变器驱动时,定子铁芯损耗也会增加。

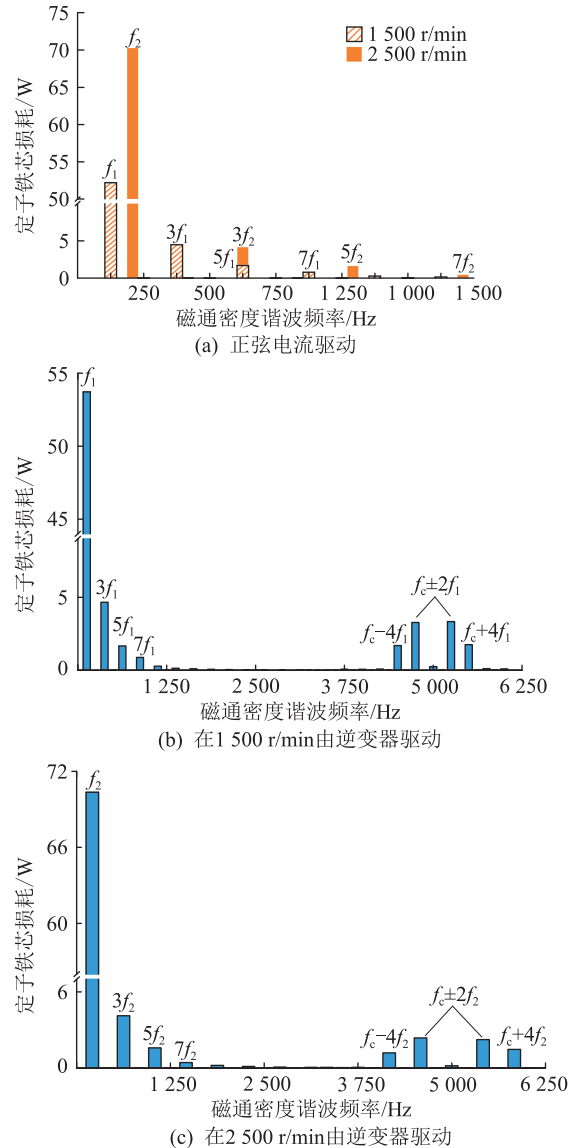


图 10 样机在 4 种工况下的定子铁芯损耗分布

Fig.10 Stator core loss distribution of the prototype under the four conditions

由表 2 得出样机在 1 500 r/min 和 2 500 r/min 时气隙谐波磁通密度在定子坐标系下的频率分布规律,如表 7 所示。

由图 10 和表 7 分析可知,定子铁芯损耗的分布规律与气隙谐波磁通密度在定子坐标系下的频率分布一致。所以,定子铁芯损耗的产生机理可分为

表 7 样机气隙谐波磁通密度在定子坐标系下的频率分布

Table 7 Frequency distribution of air-gap harmonic flux density of the prototype in the stator reference frame

转速/ (r·min <sup>-1</sup> )	定子坐标系下频率/Hz		
	基波磁场	谐波励磁磁场	时间谐波磁场
1 500	$f_1$	$3f_1, 5f_1, 7f_1, 9f_1$	$f_c \pm 2f_1, f_c \pm 4f_1$
2 500	$f_2$	$3f_2, 5f_2, 7f_2, 9f_2$	$f_c \pm 2f_2, f_c \pm 4f_2$

三类:第一类由基波励磁磁动势和基波电枢磁动势合成的基波磁场引起;第二类由 3、5、7 及 9 次谐波励磁磁场引起;第三类由频率为  $f_c \pm 2f$ 、 $f_c \pm 4f$  的时间谐波电流引起。

由图 10 还可得到,在 1 500 r/min 时,时间谐波电流引起的铁芯损耗为 19.10 W,占总铁芯损耗的 23.7%。在 2 500 r/min 时,时间谐波电流引起的铁芯损耗为 17.32 W,占总铁芯损耗的 18.4%。

#### 4 实验验证

为验证文中所提损耗特性计算方法的有效性,以该样机为对象进行实验。样机的定、转子结构如图 11(a)和图 11(b)所示,样机负载实验平台如图 11(c)所示,驱动与控制实验平台如图 11(d)所示。

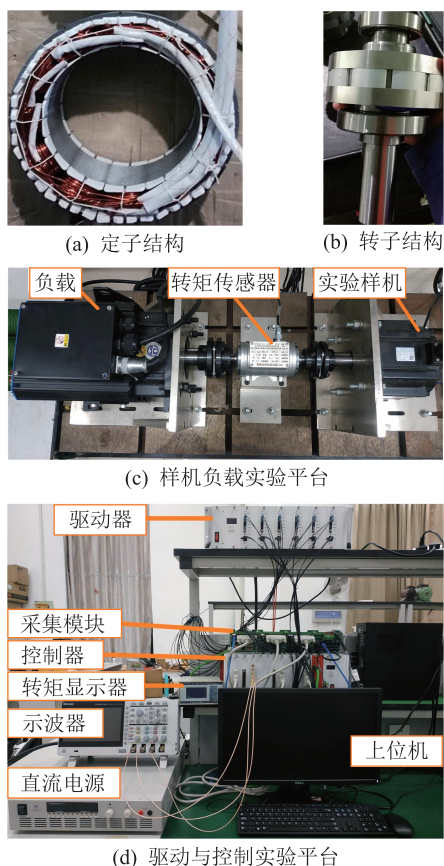


图 11 样机结构及其实验平台

Fig.11 Structure and experimental platform of the prototype

实验平台的设计思路是:上位机将控制程序编译下载到控制器,控制器产生相应的开关信号传输给驱动器,驱动器将直流电压逆变成交流电压驱动样机运行。实验样机通过拖动另一台外接电阻的负载电机实现负载运行。

由于实验室现有直流电源的最大电压输出值为 300 V,样机在该直流电压值下的转折速度为 1 100 r/min,超过 1 100 r/min 时,需要弱磁增速。当转速为 1 000 r/min、外接阻值为 30  $\Omega$ 、直流电压为 300 V 及载波频率为 5 kHz 时,样机线电压与相电流的实验波形如图 12 所示。线电压与相电流主要时间谐波幅值的实验值与计算值如表 8 所示。主要时间谐波幅值的实验值与计算值吻合程度较好,验证了场路联合仿真分析 SVPWM 逆变器供电时电机电流时间谐波的有效性。

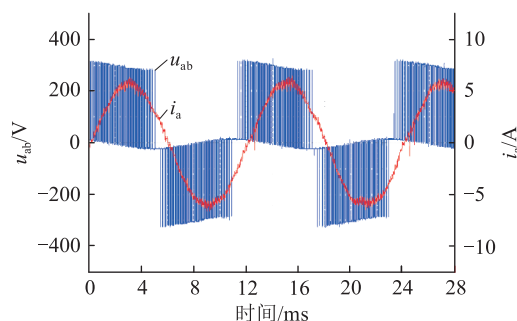


图 12 线电压和相电流实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of line voltage and phase current

表 8 线电压和相电流时间谐波分量幅值验证

Table 8 Amplitude validation of time-harmonic components of line voltage and phase current

时间谐波阶次 $k$	线电压时间谐波/V		相电流时间谐波/A	
	计算	实验	计算	实验
1	233.25	214.15	5.82	5.75
56	30.79	24.51	0.05	0.05
58	43.25	36.61	0.09	0.09
62	43.56	39.68	0.09	0.09
64	28.59	26.82	0.04	0.05
115	23.88	17.11	0.03	0.03
119	72.79	90.31	0.14	0.15
121	74.49	85.78	0.15	0.15
125	23.83	21.77	0.03	0.02
176	23.78	28.40	0.01	0.02
178	29.95	36.16	0.02	0.02
182	25.26	35.06	0.01	0.02
184	22.32	26.47	0.01	0.02
235	11.16	22.29	0.01	0.02
239	46.06	39.01	0.05	0.02
241	39.32	39.86	0.04	0.03
245	16.77	18.16	0.01	0.01



样机总损耗计算值的表达式为:

$$P_{\text{total\_cal}} = P_{\text{mag}} + P_{\text{Fe}} + P_{\text{rotor}} + P_{\text{cu}} \quad (12)$$

式中:  $P_{\text{rotor}}$  为转子铁芯损耗;  $P_{\text{cu}}$  为定子铜耗。转子铁芯损耗  $P_{\text{rotor}}$  可按频域中的铁耗分离模型即式(11)计算, 网格单元平均磁通密度的交变周期为一个转子周期。定子铜耗  $P_{\text{cu}}$  为:

$$P_{\text{cu}} = \sum_k \frac{3I_k^2 \rho N_\phi (l_a + l_{\text{end}})}{a\pi (d/2)^2} \quad (13)$$

其中, 端部绕组长度  $l_{\text{end}}$  为:

$$l_{\text{end}} = 0.5[l_1 + \pi(R_r + l_s/2)\sin(\alpha_s/2)] \quad (14)$$

式中:  $\rho$  为导体材料的电阻率;  $N_\phi$  为每相绕组串联匝数;  $a$  为并联支路数;  $d$  为导体线径;  $l_1$  为定子齿宽;  $R_r$  为定子铁芯内径;  $l_s$  为定子槽高度;  $\alpha_s$  为线圈两边所跨的弧度角,  $\alpha_s = \pi/6$ 。

样机总损耗的实验值为:

$$\begin{cases} P_{\text{total\_exp}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}} - P_{\text{air}} - P_{\text{bearing}} \\ P_{\text{in}} = \sum_k \frac{\sqrt{3}U_{lk}I_k \cos \alpha_k}{2} \\ P_{\text{out}} = \frac{2\pi n_r}{60} T_{\text{out}} \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $P_{\text{in}}$ 、 $P_{\text{out}}$  分别为样机输入功率和输出功率;  $P_{\text{air}}$ 、 $P_{\text{bearing}}$  分别为空气摩擦损耗和轴承摩擦损耗;  $U_{lk}$  为线电压  $k$  次时间谐波的幅值;  $\alpha_k$  为  $U_{lk}$  与  $I_k$  的相位差;  $T_{\text{out}}$  为输出转矩。空气摩擦损耗和轴承摩擦损耗可通过经验公式确定。空气摩擦损耗的经验公式为:

$$P_{\text{air}} = k_{\text{air}} C_f \pi \rho_{\text{air}} \omega_m^3 R_m^4 l_a \quad (16)$$

式中:  $k_{\text{air}}$  为转子表面的粗糙度系数;  $\rho_{\text{air}}$  为空气密度, 取  $1.29 \text{ kg/m}^3$ ;  $\omega_m$  为转子线速度;  $R_m$  为永磁体外半径;  $C_f$  为空气摩擦系数, 其计算可参考文献[23]。

轴承摩擦损耗的经验公式为:

$$P_{\text{bearing}} = M\omega_m = (M_{\text{rr}} + M_{\text{sl}})\omega_m \quad (17)$$

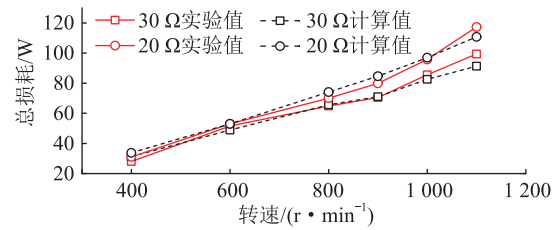
式中:  $M$  为轴承摩擦总力矩;  $M_{\text{rr}}$ 、 $M_{\text{sl}}$  分别为滚动摩擦力矩和滑动摩擦力矩, 其计算可参考文献[24]。

由式(16)和式(17)计算可得, 空气摩擦损耗和轴承摩擦损耗分布如表9所示。由于样机转子的线速度小, 空气摩擦损耗接近 0 W。

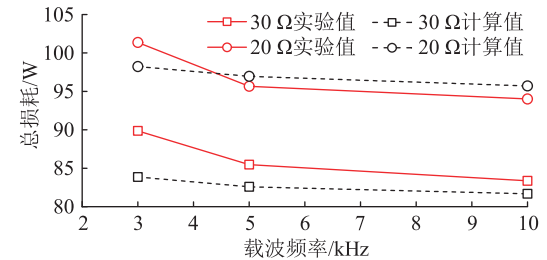
当外接阻值分别为  $20 \Omega$  和  $30 \Omega$ 、载波频率为  $5 \text{ kHz}$  时, 样机总损耗随转速变化的实验测试如图 13(a)所示。当转速为  $1000 \text{ r/min}$ 、外接阻值分别为  $20 \Omega$  和  $30 \Omega$  时, 样机总损耗随载波频率变化的实验测试如图 13(b)所示。由于在实验过程中样机轴输出功率存在数据波动, 导致总损耗的实验值也存在波动, 所以计算值和实验值的大小规律不明显, 但两者的误差在 10% 以内, 验证了场路联合仿真计算电机损耗的有效性。

表9 空气摩擦损耗和轴承摩擦损耗分布  
Table 9 Distribution of air friction loss and bearing friction loss

转速/( $\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$ )	$P_{\text{air}}/10^{-6} \text{ W}$	$P_{\text{bearing}}/\text{W}$
400	1.4	0.14
600	3.9	0.26
800	7.9	0.39
900	11	0.48
1 000	14	0.56
1 100	18	0.64



(a) 总损耗随转速变化的对比



(b) 总损耗随载波频率变化的对比

图 13 样机总损耗实验验证

Fig.13 Experimental validation of total losses of the prototype

## 5 结论

文中提出了一种分析 SVPWM 逆变器供电时 FSCW-PMSM 损耗谐波特性的方法。理论分析了考虑时间谐波电流时电机损耗的时空谐波特性, 求解了一台样机在恒转矩和恒功率调速时的谐波损耗分布, 揭示了各谐波损耗的产生机理, 并通过实验验证了所提方法的有效性。所得出的结论适用于其他极槽组合的 FSCW-PMSM。

(1) 由 SVPWM 逆变器驱动时, FSCW-PMSM 永磁体涡流损耗的第一类谐波特性由基波电流与次谐波、阶次为  $iZ \pm p$  的齿谐波引起, 其中  $i=1, 2$ ; 第二类由  $(f_c \pm 4f)/f$ 、 $(f_c \pm 2f)/f$  次时间谐波电流与  $p$ 、 $Z \pm p$  次空间谐波引起。

(2) 定子铁芯损耗的第一类谐波特性由基波磁场引起; 第二类由 3、5、7 及 9 次谐波励磁磁场引起; 第三类由  $(f_c \pm 4f)/f$ 、 $(f_c \pm 2f)/f$  次时间谐波电流引起。

因此, 有 2 种方式可抑制 SVPWM 逆变器供电

时 FSCW-PMSM 的损耗。从控制策略方面,应减小与开关频率相关的时间谐波电流幅值。从 FSCW-PMSM 本体方面,对于转子损耗,应关注电枢磁动势次谐波与齿谐波的抑制;对于定子铁芯损耗,应关注永磁体励磁磁场的优化。

#### 参考文献:

- [1] 鲍晓华,刘佳伟,孙跃,等. 低速大转矩永磁直驱电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报,2019,34(6):1148-1160.  
BAO Xiaohua,LIU Jiwei,SUN Yue,et al. Review and prospect of low-speed high-torque permanent magnet machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34 ( 6 ) : 1148-1160.
- [2] 陈益广,潘玉玲,贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势[J]. 电工技术学报,2010,25(10):30-36.  
CHEN Yiguang,PAN Yuling,HE Xin. Magnetomotive force in permanent magnet synchronous machine with concentrated fractional-slot winding [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25 ( 10 ) : 30-36.
- [3] CHAITHONGSUK S,TAKORABET N,KREUAWAN S. Reduction of eddy-current losses in fractional-slot concentrated-winding synchronous PM motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51 ( 3 ) : 1-4.
- [4] 陈益广. 永磁同步电机单层分数槽集中绕组磁动势与电感[J]. 天津大学学报,2012,45(9):798-802.  
CHEN Yiguang. Magnetomotive force and inductance in permanent magnet synchronous machine with single-layer fractional-slot concentrated winding [J]. Journal of Tianjin University, 2012, 45 ( 9 ) : 798-802.
- [5] 陈滇斐,邢宁,马宏忠,等. 分数槽永磁电机永磁体谐波涡流损耗建模与分析[J]. 电工技术学报,2022,37(14):3514-3527.  
CHEN Zhenfei, XING Ning, MA Hongzhong, et al. Analytical modeling and analysis of magnet harmonic loss in fractional slot permanent-magnet machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37 ( 14 ) : 3514-3527.
- [6] 许观达,肖飞,连传强,等. 三相永磁同步电机单电流传感器矢量控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2022,50(23):104-111.  
XU Guanda,XIAO Fei,LIAN Chuanqiang,et al. A vector control strategy using a single current sensor for a three-phase permanent magnet synchronous motor [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50 ( 23 ) : 104-111.
- [7] 张荣芸,周成龙,时培成,等. 基于自适应积分滑模与扰动观测的多PMSM同步控制[J]. 电力系统保护与控制,2022,50(20):127-138.  
ZHANG Rongyun,ZHOU Chenglong,SHI Peicheng,et al. Multi-PMSM synchronous control based on adaptive integral sliding mode and disturbance observation [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50 ( 20 ) : 127-138.
- [8] OU J,LIU Y Z,LIANG D W,et al. Investigation of PM eddy current losses in surface-mounted PM motors caused by PWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 ( 11 ) : 11253-11263.
- [9] 陈静,赵涛,徐友,等. 一种适用于少子模块 MMC 的混合调制策略[J]. 电力工程技术,2022,41(5):186-192.  
CHEN Jing,ZHAO Tao,XU You,et al. A hybrid modulation strategy suitable for MMC with small quantities of sub-modules [J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41 ( 5 ) : 186-192.
- [10] 韩力,蔡瑞环,沈超凡,等. 10 MW 高速实心转子感应电动机损耗计算与温升分析[J]. 电机与控制学报,2018,22(12):44-53.  
HAN Li,CAI Ruihuan,SHEN Chaofan,et al. Loss calculation and temperature rise analysis of 10 MW high-speed solid rotor induction motor [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22 ( 12 ) : 44-53.
- [11] LIANG W Y,WANG J F,LUK P C K,et al. Analytical modeling of current harmonic components in PMSM drive with voltage-source inverter by SVPWM technique [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29 ( 3 ) : 673-680.
- [12] AARNIOVUORI L,RASILO P,NIEMELÄ M,et al. Analysis of 37 kW converter-fed induction motor losses [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 ( 9 ) : 5357-5365.
- [13] ZHANG D D,LIU T H,ZHAO H S,et al. An analytical iron loss calculation model of inverter-fed induction motors considering supply and slot harmonics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 ( 12 ) : 9194-9204.
- [14] ZHANG D D,DAI H,ZHAO H S,et al. A fast identification method for rotor flux density harmonics and resulting rotor iron losses of inverter-fed induction motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 ( 7 ) : 5384-5394.
- [15] 张冬冬,郭新志,安睿驰,等. 基于 DFT 的感应电机转子谐波磁通密度高效分离方法及负载条件下变频电机转子铁耗特性[J]. 电工技术学报,2019,34(1):75-83.  
ZHANG Dongdong, GUO Xinzhi, AN Ruichi, et al. A separation method of rotor flux density harmonics based on DFT and fine analysis rotor iron losses in inverter-fed induction motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34 ( 1 ) : 75-83.
- [16] HANNON B,SERGEANT P,DUPRÉ L. Time- and spatial-harmonic content in synchronous electrical machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 ( 3 ) : 1-11.
- [17] 朱洒,卢智鹏,王卫东,等. 基于 CE-FEA 和小信号分析快速计算逆变器供电下聚磁式场调制电机中永磁体涡流损耗[J]. 电工技术学报,2020,35(5):963-971.  
ZHU Sa,LU Zhipeng,WANG Weidong,et al. Fast calculation of PM eddy current loss in FCFMPPM machine under PWM VSI supply based on CE-FEA and small-signal analysis [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35 ( 5 ) : 963-971.
- [18] ZHU S,WANG H,ZHANG J W,et al. Fast calculation of carrier harmonic loss in permanent magnet of IPMSM under PWM VSI supply over entire working range [J]. IEEE Trans-

- actions on Energy Conversion, 2019, 34(3):1581-1592.
- [19] ZHU S, CHENG M, ZHU Y. Fast calculation of PM eddy current loss in IPMSM under PWM VSI supply based on the spectra of line-line voltage[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2018, 54(11):1-5.
- [20] YAMAZAKI K, ABE A. Loss investigation of interior permanent-magnet motors considering carrier harmonics and magnet eddy currents [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2):659-665.
- [21] YAMAZAKI K, HIDA K, TERA I Y. Fast estimation of harmonic losses caused by inverter carrier in interior permanent-magnet synchronous motors by using combination of time- and frequency-domain finite-element analyses [J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2020, 56(1):1-4.
- [22] YAMAZAKI K, TOGASHI Y, IKEMI T, et al. Reduction of inverter carrier harmonic losses in interior permanent magnet synchronous motors by optimizing rotor and stator shapes [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1):306-315.
- [23] HUANG Z Y, FANG J C, LIU X Q, et al. Loss calculation and thermal analysis of rotors supported by active magnetic bearings for high-speed permanent-magnet electrical machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4):2027-2035.
- [24] 朱爱华, 朱成九, 张卫华. 滚动轴承摩擦力矩的计算分析 [J]. 轴承, 2008(7):1-3.  
ZHU Aihua, ZHU Chengjiu, ZHANG Weihua. Analysis on calculation of friction torque of rolling bearings [J]. Bearing, 2008(7):1-3.

作者简介:



陈演斐

陈演斐(1987),女,博士,副教授,研究方向为永磁电机设计与电磁分析、电力设备故障诊断(E-mail:chenzhenfei@hhu.edu.cn);

邢宁(1997),男,博士在读,研究方向为永磁电机设计与电磁分析;

李志新(1986),男,博士,高级工程师,从事电力设备设计、测试与分析工作。

## Loss characteristics investigation of FSCW-PMSM under SVPWM inverter supply

CHEN Zhenfei<sup>1</sup>, XING Ning<sup>2</sup>, LI Zhixin<sup>3</sup>, WANG Feng<sup>1</sup>, LING Zhihao<sup>1</sup>

(1. College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China;

2. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

3. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Marketing Service Center, Nanjing 210019, China)

**Abstract:** To investigate the effects of time-harmonic current introduced by inverter on loss characteristics of fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machine (FSCW-PMSM), a method is proposed to analyze the harmonic characteristics of losses of the machine in inverter and FSCW-PMSM combined system. Firstly, the time- and space-harmonic characteristics of losses considering time-harmonic current are theoretically analyzed. Then, a 10-pole and 12-slot PMSM with three-phase double-layer winding is taken as an example. The field-circuit co-simulation model of the prototype and space vector pulse width modulation (SVPWM) inverter is established, the harmonic characteristics of losses are calculated under constant torque and constant power speed control, and the causes of each harmonic loss are revealed. The results show that rotor harmonic losses are caused by fundamental current with sub-harmonic,  $iZ \pm p$  slot harmonics, and  $(f_c \pm 4f)/f$ ,  $(f_c \pm 2f)/f$  time-harmonic current with  $p$ ,  $Z \pm p$  space harmonics. Stator core harmonic losses are caused by fundamental magnetic field, magnet harmonic excitation magnetic field and  $(f_c \pm 4f)/f$ ,  $(f_c \pm 2f)/f$  time-harmonic current. The conclusions can be applied to the FSCW-PMSMs with other pole-slot combinations. Finally, the proposed method is validated by experiment results.

**Keywords:** fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machine (FSCW-PMSM); space vector pulse width modulation (SVPWM); time- and space-harmonic characteristics; time-harmonic current; field-circuit co-simulation; space harmonics

(编辑 方晶)