

谐波磁场下永磁体涡流损耗测试与分析

耿惠^{1,2}, 李永建^{1,2}, 范子容^{1,2}, 栗浩森^{1,2}, 杨占力¹

(1. 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 河北工业大学, 天津 300130;
2. 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室, 河北工业大学, 天津 300130)

摘要: 针对永磁电机的时间谐波和空间谐波引起电机中永磁体涡流损耗增加的问题, 本文搭建了永磁体谐波磁特性测试系统。分析了基波叠加不同谐波次数、含量和相角之后磁通密度 B 的波形变化规律, 测量了钕铁硼 (NdFeB) 永磁体在不同谐波激励下的动态磁滞回线, 研究了谐波次数、含量和相角三个因素对钕铁硼涡流损耗的影响, 并对比了钕铁硼、钐钴 ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$)、铝镍钴 (AlNiCo) 三种永磁材料在谐波磁场下的磁特性。结果证明谐波次数和含量对永磁体涡流损耗具有较大影响, 谐波相角对永磁体涡流损耗无明显影响。研究结果对永磁电机的电磁优化和设计具有重要的参考价值。

关键词: 永磁材料; 谐波激励; 涡流损耗; 磁特性测试

DOI: 10.12067/ATEEE2102021 **文章编号:** 1003-3076(2021)11-0046-10 **中图分类号:** TM936

1 引言

稀土永磁电机以其效率高、功率大、结构简单、节能效果显著等优点在工业生产和日常生活中逐步得到广泛应用^[1]。近年来, 高耐热性、高磁能积钕铁硼永磁体的成功开发, 使新型稀土永磁电机的研发取得突破性进展^[2,3]。

由于永磁电机采用电力电子变换器驱动, 会产生大量的时间谐波, 电机分布绕组会在气隙中产生空间谐波, 定子开槽引起的气隙磁导变化会在电机气隙中产生齿谐波, 这些谐波会在永磁体中引起大量涡流损耗^[4-6]。如内转子大功率永磁同步电机工作在额定功率 450 kW 下, 涡流损耗高达 2.4 kW, 在总电机损耗中的占比可达 20%^[7]。受永磁电机转子体积和散热的限制, 涡流损耗引起的温升会导致永磁体退磁或失磁, 降低了电机运行的安全性与可靠性^[8,9]。各次谐波在叠加时会对材料磁特性及涡流损耗产生影响, 传统的线性叠加得到的损耗值与实际值有一定差别, 因此根据实际情况进行必要的材料损耗研究显得尤为重要。

针对谐波激励对永磁体涡流损耗影响的研究,

目前大多集中在理论计算及有限元仿真层面。文献[10]介绍了一种利用空间谐波法分析永磁直线发电机的涡流损耗的方法。为了计算涡流, 通过在二维笛卡尔坐标系中应用麦克斯韦方程、磁矢量势和法拉第定律来导出解析解。文献[11]以 3 kW、1 500 r/min 的永磁同步电机为例, 建立了二维有限元模型, 利用磁热耦合方法分析了电机的电磁场和温度场, 得到了损耗和温升数据。根据计算结果, 定量分析了电压谐波对永磁同步电机的影响。文献[12]提出了一种基于电磁网络的表面永磁电动机的永磁涡流损耗计算方法, 通过所提出的磁阻网络分析模型, 计算了包括载波谐波在内的电机永磁体中的涡流损耗。文献[13,14]提出了一种应用叠加原理计算永磁体谐波损耗的方法, 即单个谐波分量产生的损耗叠加等于混合后总谐波产生的损耗。上述文献研究大多是从理论计算或者有限元仿真的角度分析谐波磁场对永磁体涡流损耗的影响, 部分采用永磁样机进行验证, 而鲜有从永磁材料磁特性测量的角度系统分析谐波激励对永磁体涡流损耗影响的研究。

本文从永磁材料磁特性测量^[15,16]的角度测量

收稿日期: 2021-02-26

基金项目: 国家自然科学基金项目(51777055)

作者简介: 耿惠(1994-), 女, 河北籍, 硕士研究生, 研究方向为工程电磁场与磁技术;
李永建(1978-), 男, 河北籍, 教授, 博士, 研究方向为工程电磁场与磁技术。

和定量分析了不同谐波激励与永磁体涡流损耗的关系,从谐波次数、谐波含量和谐波相角三个角度研究了谐波对钕铁硼涡流损耗的具体影响。首先,观察和分析了基波叠加不同谐波次数、谐波含量和谐波相角后磁通密度波形的变化。然后,应用永磁体谐波磁特性测试系统测量了不同谐波磁场下钕铁硼永磁体的动态磁滞回线,并分析了磁滞回线的相应变化规律,根据测得的实验数据计算出钕铁硼永磁体的涡流损耗,分别分析了谐波次数、谐波含量和谐波相角对永磁体涡流损耗的具体影响。最后,对比了应用在对温度稳定性要求比较高的仪器仪表类永磁电机中的铝镍钴、应用在对温度可靠性要求比较高的航空航天领域中的钕钴、磁性能最高的钕铁硼三种永磁材料受谐波影响的异同。

2 永磁体谐波磁特性测试系统

永磁体谐波磁特性测试系统包括基于 LabVIEW 的谐波信号生成和传感信号采集模块、永磁体磁特性测试装置、功率放大器、示波器、水冷电阻和高频阻抗匹配电容箱。其包含的设备型号见表 1。

表 1 测试系统设备型号

Tab.1 Instruments of testing system	
设备	型号
采集卡	NI 6368
功率放大器	BROCKHAUS PA100
示波器	Agilent Technologies DSO-X 3034A
水冷电阻	4 Ω

测试系统如图 1 所示,其中基于 LabVIEW 驱动的激磁信号生成模块,可实现任意频率、幅值及相位可调的激磁信号的编程,NI 6368 数据采集卡进行数模转换,数据采集卡将 LabVIEW 程序生成的数字信号转变为模拟信号输送给功率放大器。传感信号采集模块,利用 NI 6368 数据采集卡进行模数转换,数据采集卡将采集到的 B - H 两个通道的传感信号转换为可供 LabVIEW 程序分析的数字信号。激磁装置主要是由双 C 型磁轭、激磁绕组和样品组成,装置中磁轭是由高取向超薄硅钢片叠置而成,可以产生较强的均匀磁场,实现对样品激磁的功能,并使用霍尔探头测试了该激磁装置的气隙磁密,可以看出磁场分布较为均匀,这对于精确测试具有关键作用。选取 10 mm×10 mm×10 mm 的立方体镀锌铁钕样品作为测试对象。为了保证测量精度, H 传感线圈紧贴在样品表面,实现样品表面磁场强度的测量。

B 传感线圈采用线径为 0.2 mm 的漆包线均匀缠绕在样品表面,实现对样品内部的平均磁密的测量。并利用长直螺线管对线圈系数进行校准,将测得的线圈系数用于反馈控制中 B 、 H 信号的采集。功率放大器用于驱动激磁线圈,以保证待测样品在给定频率下可控磁化。匹配电容箱用来消除激磁绕组感抗的影响,使电容和电感串联谐振,整个电路呈阻性,便于激磁。本文采用相位矫正的频域反馈控制技术,控制框图如图 2 所示。磁通密度设定值与实验值的对比如图 3 所示。通过设定值与实验值的对比,可以看出所采用的反馈控制方法具有较好的波形控制功能。

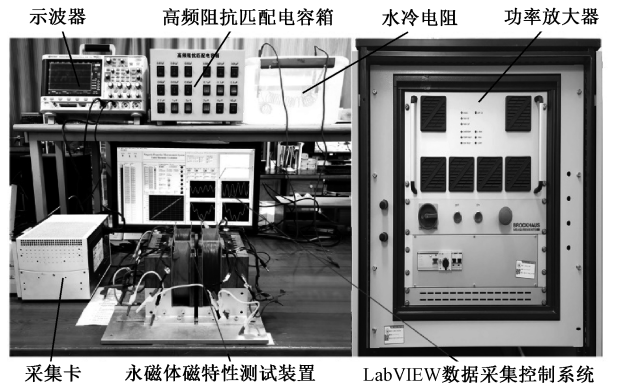


图 1 永磁体磁特性测试系统

Fig.1 Properties measurement system of permanent magnet

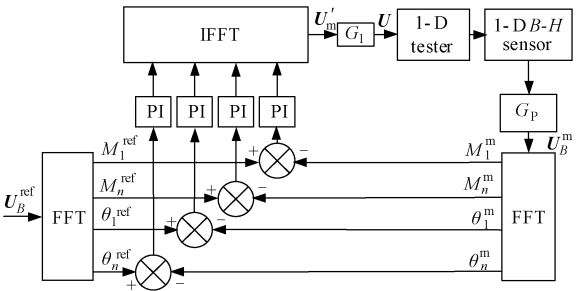


图 2 频域反馈控制技术框图

Fig.2 Frequency domain feedback control technology

图 2 频域反馈控制的原理为:根据给定谐波激励模型 U_B^{ref} ,与 B - H 信号测量传感器 1-D B - H sensor 中的实测电压经信号放大电路得到的 U_B^m ,将其通过 FFT 分解得到各次谐波幅值和相角,经 PI 控制器补偿矫正后通过逆 FFT 变换为输出波形 U_m' ,将 U_m' 经功率放大器后的信号 U 输入给激磁磁路 1-D tester,使反馈控制系统保持稳定。图 2 中, M_1^{ref} 、 M_n^{ref} 、 θ_1^{ref} 、 θ_n^{ref} 分别为给定波形中基波和 n 次谐波的幅值和相角; M_1^m 、 M_n^m 、 θ_1^m 、 θ_n^m 分别为测量波形中基波和 n 次谐波的

幅值和相角。通过设定目标波形的幅值和相角,分别对幅值和相角独立进行 PI 控制。 G_1 、 G_p 分别为功率放大器与信号放大电路的放大倍数。

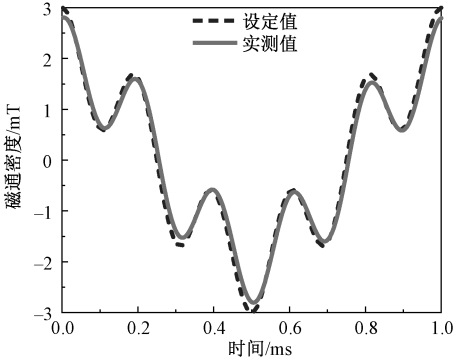


图 3 磁通密度设定值与测量值对比

Fig.3 Comparison of set value and measured value of magnetic flux density

在交变电流激励条件下,永磁材料产生磁滞回线。对于磁性材料的损耗通常是计算整个磁滞回线的面积,它是由样品表面的磁场强度 H 和样品内的平均磁通密度 B_{av} 形成的^[17]。公式如下:

$$P = Vf \int H dB_{av} \quad (1)$$

式中, P 为总损耗; V 为样品的体积; f 为激磁频率。测量的总损耗包含涡流损耗和磁滞损耗。对于钕铁硼永磁材料,它的磁导率接近于空气的磁导率 μ_0 ,一般在永磁体未失磁情况下认为磁滞损耗几乎可以忽略不计。由于永磁材料较高的电导率,故此永磁材料测试系统测得的结果近似为永磁材料的涡流损耗。

3 谐波激励下钕铁硼的磁特性分析

3.1 谐波激励模型

将磁通密度波形设定为:

$$B = B_1 \cos \omega t + \sum_{i=3}^n \alpha_i B_1 \cos(i\omega t + \theta_i) \quad (2)$$

式中, B_1 为基波幅值; i 为谐波次数; α_i 和 θ_i 为各次谐波含量和相角。若 $\alpha_i B_1$ 为零,得到的波形即为正弦波;若 $\alpha_i B_1$ 不为零,得到的波形即为谐波。通过控制式(2)中的变量 i 、 α_i 和 θ_i 可以得到不同的谐波激励模型,进而对谐波激励对磁特性的影响进行分析。

由 Bertotti 损耗分离模型^[18]可知,正弦磁通作用下总损耗表示为:

$$P = k_h f B_1^\lambda + k_e f^2 B_1^2 + k_{exc} f^{3/2} B_1^{3/2} \quad (3)$$

式中, λ 为磁通密度指数; k_h 为磁滞损耗系数; k_e 为涡流损耗系数; k_{exc} 为异常损耗系数。

非正弦多变量条件引入铁损各分量的校正因

子^[19]后,总损耗可以表示为:

$$P = K_h f B_m^\lambda + K_e f^2 B_m^2 + K_{exc} f^{3/2} B_m^{3/2} \quad (4)$$

$$F_h = 1 + k \Delta B_T \quad (5)$$

$$F_c = \left(\frac{B_1}{B_m} \right)^2 \sum_n \left(\frac{n B_n}{B_1} \right)^2 \quad (6)$$

$$F_{exc} = \left(\frac{B_1}{B_m} \right)^{3/2} \sum_n \left(\frac{n B_n}{B_1} \right)^{3/2} \quad (7)$$

式中, k 为与磁性材料属性相关的系数; K_h 、 K_e 、 K_{exc} 分别为修正后的各损耗系数, $K_h = k_h F_h$, $K_e = k_e F_c$, $K_{exc} = k_{exc} F_{exc}$; B_m 为 B 波形的幅值; ΔB_T 为磁通密度反转值; B_n 为磁通密度 B 中 n 次谐波的幅值。

3.2 谐波次数对钕铁硼动态磁特性的影响

设定基波频率 $f = 1\,000\text{ Hz}$,谐波的含量为 50%,相角为 0,改变谐波次数 i ($i = 3, 5, 7$),激磁模型如式(8)所示,相应的磁通密度的波形如图 4 所示。

$$\begin{cases} B_1 = 2 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 1\,000t) + 10^{-3} \cos(2\pi \times 3\,000t) \\ B_2 = 2 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 1\,000t) + 10^{-3} \cos(2\pi \times 5\,000t) \\ B_3 = 2 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 1\,000t) + 10^{-3} \cos(2\pi \times 7\,000t) \end{cases} \quad (8)$$

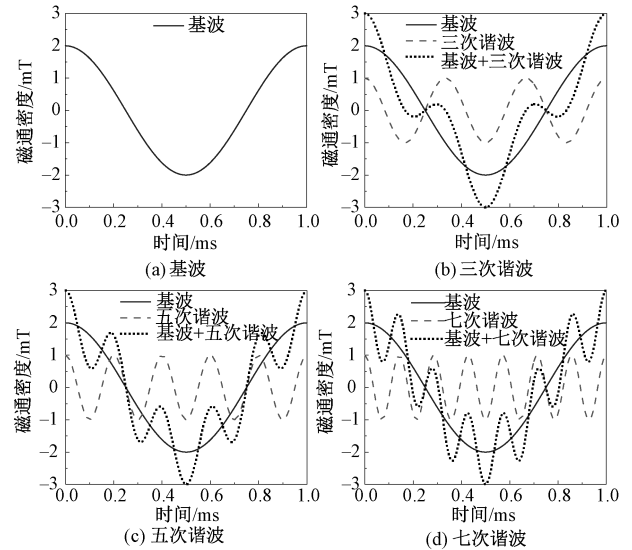


图 4 不同谐波次数下的磁通密度曲线

Fig.4 Waveform of magnetic flux density under different orders of harmonics

由图 4 可以看出,基波叠加各次谐波之后,随着叠加的谐波次数不同,磁通密度的波形在整体趋势不变的情况下出现了局部磁通反转,谐波次数不同,出现的磁通反转的数目也不同。且随着谐波次数的增大,磁通反转的程度也越来越大。

钕铁硼永磁体在基波叠加不同次数谐波时的交流磁场下测得的动态磁滞回线如图 5 所示。为了更

好的效果,将虚线方框的部分进行放大。由图 5 可以看出,叠加谐波之前与叠加谐波之后磁滞回线形状不同,叠加三次谐波与叠加五次、七次谐波磁滞回线形状也不同。相对于基波对应的磁滞回线,叠加谐波之后磁滞回线上出现了小的磁滞回环,且磁滞回环的数量受叠加谐波次数的影响。在三次谐波条件下,1 对小的磁滞回环出现在磁滞回线上,在五次谐波条件下,2 对小的磁滞回环出现在磁滞回线上,而在七次谐波条件下,3 对小的磁滞回环出现在磁滞回线上。由此可以推断,当基波叠加 i 次谐波时,磁滞回线上会出现 $(i-1)/2$ 对小磁滞回环。且随着谐波次数的增大,单个小磁滞回环的面积也越来越大。

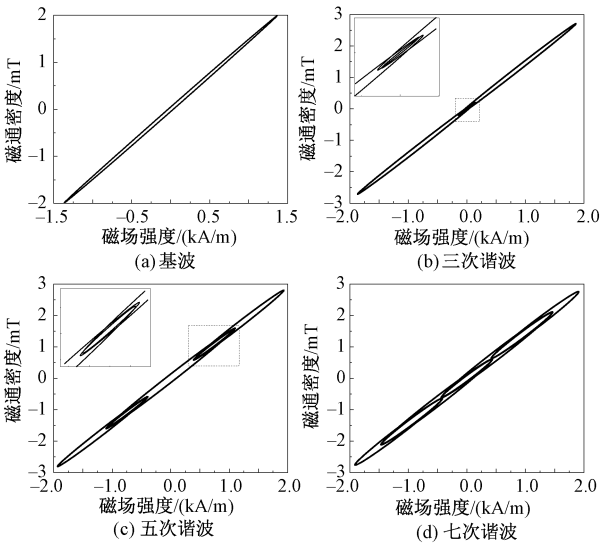


图 5 不同谐波次数下的 B - H 曲线

Fig.5 B - H loop under different orders of harmonics

为了更加直观地分析谐波次数的改变对于永磁体涡流损耗的影响,绘制了不同谐波次数条件下的损耗曲线,如图 6 所示。

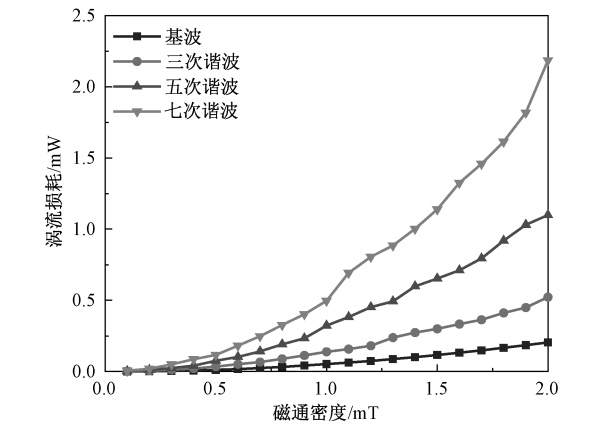


图 6 不同谐波次数下的涡流损耗

Fig.6 Eddy current loss under different orders of harmonics

整体来看,永磁体的动态涡流损耗随基波叠加谐波次数的增加而增加。这是因为随着谐波次数的增加,磁滞回线中小磁滞回环的数量变多,且单个小磁滞回环的面积增大,这两者都导致磁滞回线等效面积变大,式(1)中通过对磁滞回线积分得到的损耗也随之增加。

由式(3)拟合得到的各参数见表 2,由表 2 可以看出,涡流损耗占比最大。

表 2 正弦损耗模型拟合参数	
Tab.2 Fitting parameters of sine loss model	
拟合参数	数值
磁滞损耗系数	0.51
磁通密度指数	1.385
涡流损耗系数	5.145×10^4
剩余损耗系数	0.119
磁滞损耗占比平均值 (%)	0.009
涡流损耗占比平均值 (%)	99.851
剩余损耗占比平均值 (%)	0.14

根据涡流损耗修正式(4)和式(6),得加入谐波后涡流损耗放大倍数 μ 为:

$$\mu = \frac{K_c f^2 B_m^2}{k_c f^2 B_1^2} = \sum_{n=3,5,7,\dots} \left(\frac{n B_n}{B_1} \right)^2 \tag{9}$$

对图 6 来说,当磁通密度 B 的大小一定时,在不同次数谐波激励下,钕铁硼的涡流损耗相对于基波激励涡流损耗上升倍数 δ 计算公式如下:

$$\delta = \frac{P_i - P_1}{P_1} \tag{10}$$

式中, P_i 为基波叠加第 i 次谐波激励后的涡流损耗; P_1 为基波激励下的涡流损耗。

钕铁硼在不同谐波次数激励下的涡流损耗相对于基波激励下的涡流损耗的上升倍数平均值 δ 与谐波次数的关系如图 7 所示。上升倍数平均值 δ 为各个幅值交流磁场下求得的上升倍数的平均值。从图 7 中可以看出,永磁体涡流损耗在叠加三次谐波之后相对于基波增加了 1.72 倍,叠加五次谐波之后相对于基波增加了 4.9 倍,叠加七次谐波之后相对于基波增加了 9.5 倍。与式(9)计算得出的倍数 2.25、6.25、12.25 相差不大。随着叠加谐波次数的增大,曲线的斜率也逐渐变大,即谐波次数越大,涡流损耗增长的越快,对涡流损耗的影响越大。

3.3 谐波含量对钕铁硼动态磁特性的影响

设定基波叠加的谐波次数为 5 次谐波,相角为 0 不变,改变叠加的谐波含量,激磁模型如式(11)所示,相应的磁通密度 B 的波形如图 8 所示。

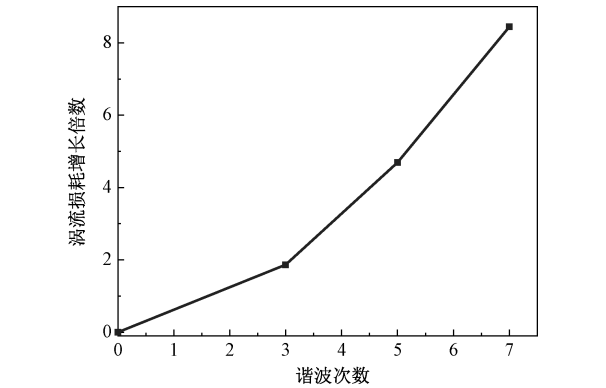


图 7 不同谐波次数下的涡流损耗增长倍数
Fig.7 Multiplier of eddy current loss growth under different harmonic orders

$$\begin{cases} B_1 = 2 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 1\,000t) + 0.2 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 5\,000t) \\ B_2 = 2 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 1\,000t) + 0.6 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 5\,000t) \\ B_3 = 2 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 1\,000t) + 1.0 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 5\,000t) \end{cases} \quad (11)$$

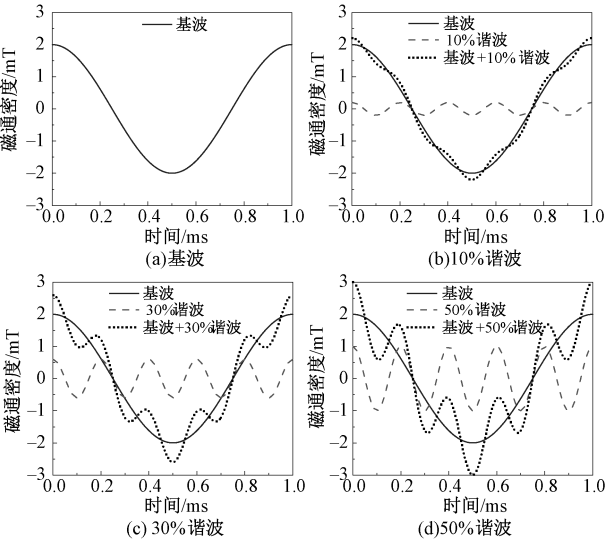


图 8 不同谐波含量下的磁通密度波形
Fig.8 Waveform of magnetic flux density under different contents of harmonics

由图 8 可以看出,基波叠加不同含量的 5 次谐波之后,随着叠加的谐波含量的增加,磁通密度 B 的波形在整体趋势不变的情况下逐渐出现了小的磁通反转,且谐波含量越大,磁通密度 B 的波形反转的程度也越大。因为谐波次数相同,所以波形中磁通反转的数目也相同。

钕铁硼永磁体在基波叠加不同含量 5 次谐波时的交流磁场下测得的动态磁滞回线如图 9 所示。为了观看的效果,将虚线方框的部分进行放大。由图 9 可以看出,相对于基波对应的磁滞回线,叠加不同含量的 5 次谐波之后磁滞回线上逐渐开始出现固定

数量的小磁滞回环,且小磁滞回环的面积随着基波叠加的谐波含量的增加而增加。但当基波叠加 10% 含量的 5 次谐波时,磁滞回线两端出现了向内靠拢的趋势,并没有出现小磁滞回环,这是因为图 8(b) 所示的磁通密度 B 的波形并没有出现磁通反转。但是随着 5 次谐波含量的增加,30% 含量的谐波使磁滞回线上出现了小磁滞回环,50% 含量的谐波使磁滞回线上出现的小磁滞回环更大,这是由如图 8 所示的叠加更多含量 5 次谐波之后磁通密度 B 的波形开始反转而且反转程度越来越大导致的。

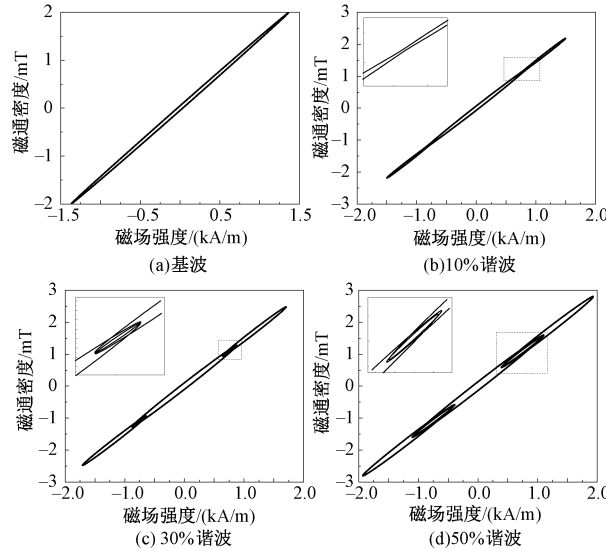


图 9 不同谐波含量下的 $B-H$ 曲线
Fig.9 $B-H$ loop under different contents of harmonics

如图 10 所示,绘制了基波叠加不同 5 次谐波含量条件下的损耗曲线。从图 10 可以看出,永磁体的涡流损耗随基波叠加谐波含量的增加而增加。这是因为随着谐波含量的增加,永磁体磁滞回线波形中逐渐出现小磁滞回环并且小磁滞回环越来越大,这些小磁滞回环使磁滞回线的等效面积变大导致了更多的损耗。

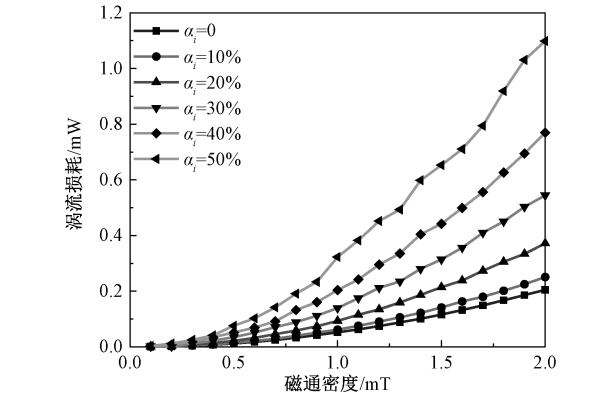


图 10 不同谐波含量下的涡流损耗
Fig.10 Eddy current loss under different contents of harmonics

当磁通密度的大小 B 取值一定时,钕铁硼在不同谐波含量激励下的涡流损耗相对于基波激励涡流损耗上升倍数 ε 计算公式如下:

$$\varepsilon = \frac{P_{ai} - P_1}{P_1} \quad (12)$$

式中, P_{ai} 为基波叠加不同含量谐波激励后的总损耗; P_1 为基波激励下的涡流损耗。

图 11 所示为钕铁硼在不同含量谐波激励下的涡流损耗相对于基波激励下的涡流损耗的上升倍数平均值 $\bar{\varepsilon}$ 与谐波含量的关系。上升倍数平均值 $\bar{\varepsilon}$ 为各个幅值交流磁场下求得的上倍数 ε 的平均值。从图 11 中可以看出,永磁体涡流损耗在谐波含量增加 10%、20%、30%、40%、50% 之后相对于基波分别增加了 0.21、0.83、1.7、3、4.9 倍。与式 (9) 计算得出的倍数 0.25、1、2.25、4、6.25 相差不大。随着基波叠加谐波含量的增大,曲线的斜率也逐渐变大,即涡流损耗增长幅度越大。

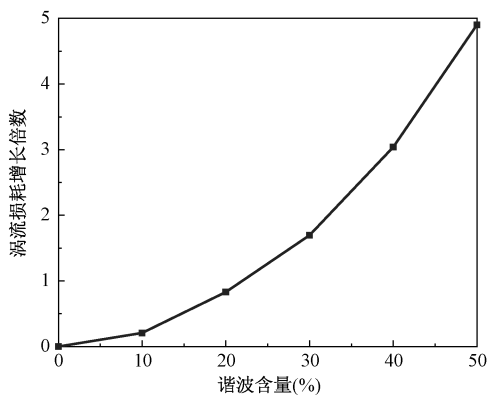


图 11 不同谐波含量下的涡流损耗增长倍数

Fig.11 Multiplier of eddy current loss growth under different harmonic contents

3.4 谐波相角对钕铁硼动态磁特性的影响

设定谐波次数为 5 次谐波和含量为 50% 不变,改变谐波相角 θ_i ($\theta_i = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$),相应的磁通密度 B 的波形如图 12 所示。由图 12 可以看出,基波叠加不同相角的谐波之后,随着叠加的谐波相角的不同,磁通密度 B 的波形在整体趋势不变的情况下出现了不同位置的磁通反转。在相角逐渐增大的过程中,磁通反转的位置沿着横坐标逐渐左移,即谐波的相角最终影响的是磁通反转的位置,但磁通反转的程度和数量不变。

钕铁硼永磁体在基波叠加不同相角谐波的交流磁场下测得的动态磁滞回线如图 13 所示。由图 13 可以看出,相对于基波对应的磁滞回线,叠加不同相

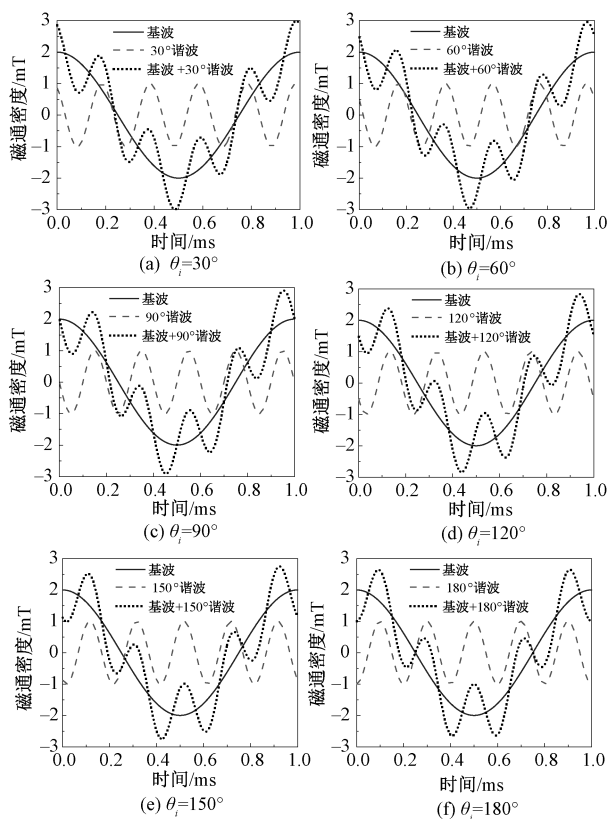


图 12 不同谐波相角下的磁通密度曲线

Fig.12 Waveform of magnetic flux density under different phases of harmonics

角谐波之后磁滞回线上出现小的磁滞回环的位置不同。这是因为随着谐波相角的增加,磁通密度曲线 B 上磁通反转的位置不同,导致相应的磁滞回线上出现的小磁滞回环的位置不同。随着相角的增大,每对小磁滞回环中都有一个逐渐往曲线的中间聚拢,另外一个逐渐移动到闭合曲线的顶角处。但移动过程中小磁滞回环的大小不变,因为图 12 中磁通反转的程度不变。

为了更加直观地分析谐波相角改变对于涡流损耗的影响,绘制了不同谐波相角条件下损耗曲线,如图 14 所示。整体来看永磁体的涡流损耗并不随基波叠加谐波相角的变化而变化。这是因为谐波相角的增加只是改变了小磁滞回环出现在磁滞回线上的位置,并没有改变单个小磁滞回环的面积以及小磁滞回环的数量。由于此时永磁体的磁化为线性磁化,因而小磁滞回环位置的改变并不会影响小磁滞回环的面积,所以总涡流损耗并不改变。与式 (9) 计算得出的损耗不变具有较好的一致性。

3.5 多个谐波分量叠加对钕铁硼磁特性的影响

设定叠加的谐波为:3 次谐波,含量 50%,相角

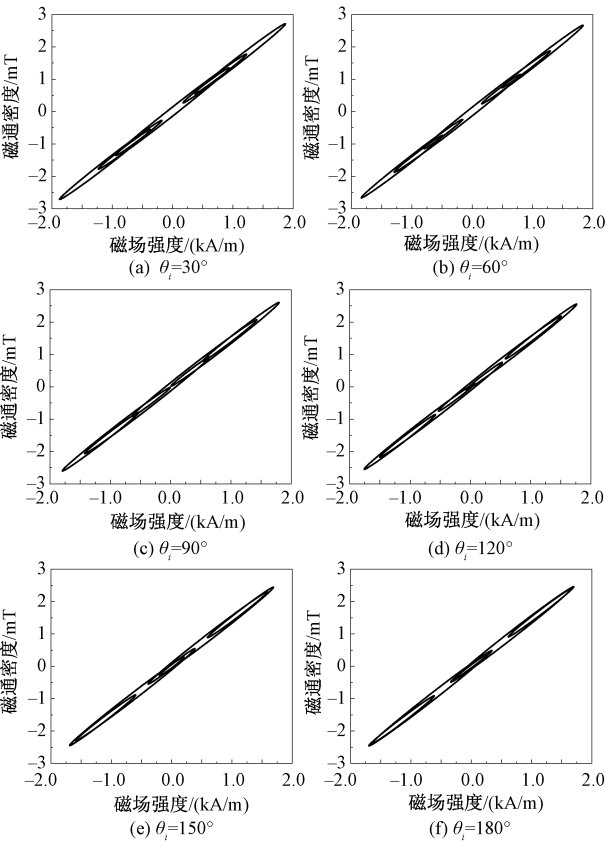


图 13 不同谐波相角下的 B - H 曲线

Fig.13 B - H loop under different phases of harmonics

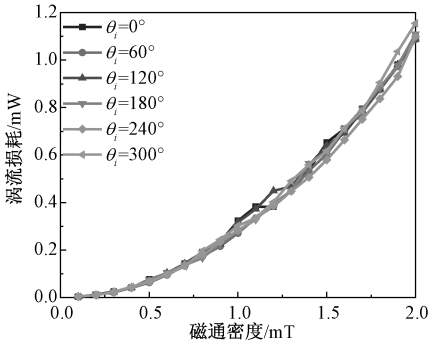


图 14 不同谐波相角下的涡流损耗

Fig.14 Eddy current loss under different phases of harmonics

为 0;5 次谐波,含量 30%,相角为 0;7 次谐波,含量 20%,相角为 0。磁通密度 B 的波形如图 15(a) 所示, B - H 曲线如图 15(b) 所示,涡流损耗曲线如图 15(c) 所示。由图 15(a) 可以看出,叠加之后 B 波形共存在 3 对磁通反转;相应的图 15(b) B - H 曲线共存在 3 对局部磁滞回环;图 15(c) 中叠加完三种谐波后,涡流损耗明显增大,计算出相对于基波,涡流损耗增加了 7.18 倍,与式(9) 计算得出的倍数 6.4 相差不大。

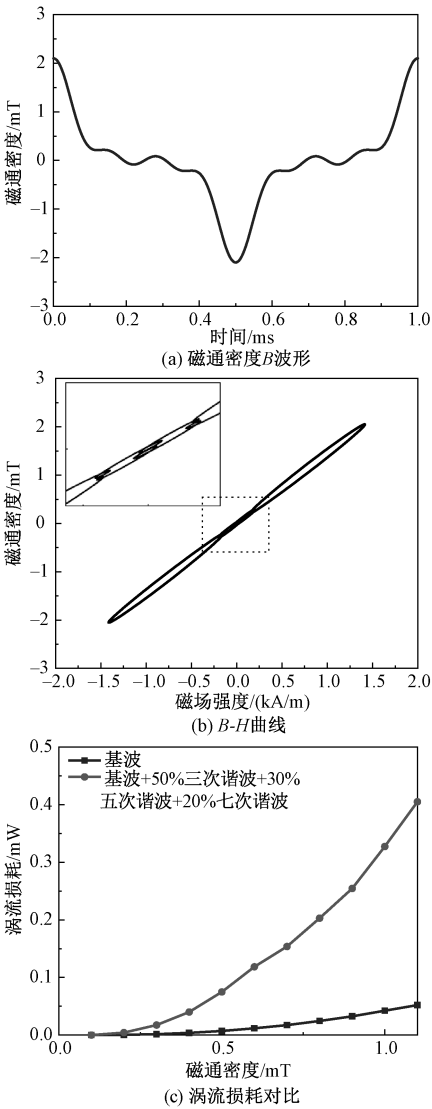


图 15 多次谐波叠加下的磁特性

Fig.15 Magnetic properties under superposition of multiple harmonics

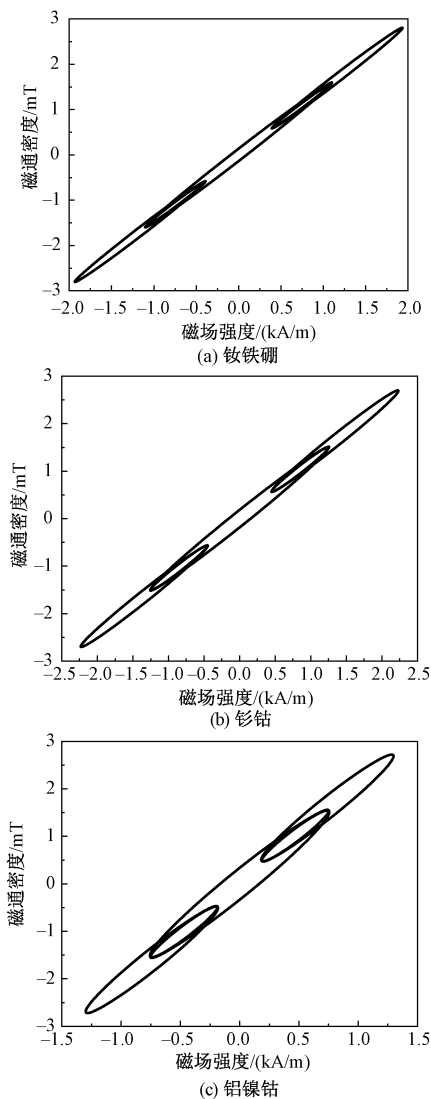
4 谐波激励下不同永磁材料磁特性对比

4.1 谐波对钕铁硼、钕钴、铝镍钴磁特性的影响

设定谐波次数为 5 次谐波和含量为 50% 不变,谐波相角 θ_i 为 0,对谐波对铝镍钴、钕钴磁滞回线的影响进行了测量及对比分析,如图 16 所示。由图 16 可知,铝镍钴出现了明显的小磁滞回环,钕钴磁滞回环小于铝镍钴,钕铁硼最小。在相同的磁通密度幅值下,铝镍钴需要的励磁磁场强度值 H 最小,因为铝镍钴的相对磁导率高于钕铁硼和钕钴。

4.2 谐波对钕铁硼、钕钴、铝镍钴涡流损耗的影响

如图 17 所示,绘制了相角 θ_i 为 0° 时不同材料随谐波次数和含量变化的涡流损耗。其中,最上层为铝镍钴涡流损耗,中间层为钕钴涡流损耗,最下层

图 16 谐波激励下不同永磁材料的 B - H 曲线Fig.16 B - H loop of different permanent magnet materials under harmonic excitation

为钕铁硼涡流损耗。铝镍钴永磁体的涡流损耗要稍大于钐钴,钐钴大于钕铁硼。这是因为铝镍钴的小磁滞回环最大,而钐钴从磁滞回环来看,比铝镍钴要小很多,但最终损耗曲线并没有小很多,这是因为铝镍钴的磁导率高于钐钴,从而达到相同的磁通密度需要的励磁磁场较小,所以磁滞回线的面积并没有比钐钴大很多。但钐钴与钕铁硼的磁导率相近,所以在钕铁硼小磁滞回环比钐钴小的情况下,涡流损耗也比钐钴小很多。

5 结论

本文针对谐波对永磁体涡流损耗的影响进行了测量分析,测量了钕铁硼永磁材料在不同谐波激励下的交变磁特性,从谐波次数、谐波含量、谐波相角

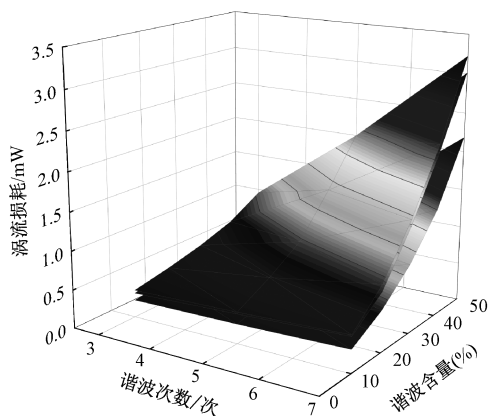


图 17 谐波激励下不同永磁材料的涡流损耗

Fig.17 Eddy current loss of different permanent magnet materials under harmonic excitation

三个因素说明了谐波激励对永磁体涡流损耗的影响。可以得出以下结论:

(1) 基波叠加谐波次数的不同,主要影响磁通密度 B 的波形上磁通反转的数目和程度。谐波次数越大,磁通反转的次数越多,反转的程度越大,进而增大了磁滞回线等效面积,最终增大了永磁体涡流损耗的大小。

(2) 基波叠加谐波含量的不同,主要影响磁通密度 B 的波形上磁通反转的程度。谐波含量达到一定程度会造成磁通反转,磁通反转的程度随着谐波含量的增加而增加,磁滞回线上小磁滞回环的大小也随之增加,最终导致永磁体涡流损耗的上升。

(3) 基波叠加谐波相角的不同,主要影响磁通密度 B 的波形上磁通反转的位置,但不改变反转的程度。即谐波相角只影响磁滞回线上小磁滞回环出现的位置,而不影响小磁滞回环的大小和数目,因此也不影响永磁体涡流损耗的大小。

(4) 铝镍钴磁滞回环大于钐钴,钐钴磁滞回环大于钕铁硼,但最终铝镍钴涡流损耗仅稍大于钐钴,同时明显大于钕铁硼。

研究结果对永磁电机电磁设计及材料选用阶段具有重要的参考价值,它还可以提供有效的分析方法和必要的数据支持。

参考文献 (References):

- [1] 班斐,连广坤,顾国彪,等 (Ban Fei, Lian Guangkun, Gu Guobiao, et al.). 永磁同步电机单矢量解耦模型预测转矩控制策略研究 (Research on single vector decoupling model predictive torque control strategy for PMSM) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electri-

- cal Engineering and Energy), 2020, 39 (12): 44-51.
- [2] 陈吉 (Chen Ji). 绕组短路故障对表贴式永磁同步电机失磁影响的研究 (Research on the surface-mounted PMSM demagnetized by the influence of short circuit winding fault) [D]. 重庆: 重庆大学 (Chongqing: Chongqing University), 2011.
- [3] 杨庆新, 李永建 (Yang Qingxin, Li Yongjian). 先进电工磁性材料特性与应用发展研究综述 (Characteristics and developments of advanced magnetic materials in electrical engineering: A review) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (20): 1-29.
- [4] 佟文明, 王云学, 贾建国, 等 (Tong Wenming, Wang Yunxue, Jia Jianguo, et al.). 变频器供电内置式永磁同步电机转子损耗计算与试验 (Calculation and experimental research on the rotor loss of interior permanent magnet synchronous motors with converter supply) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (24): 5811-5820.
- [5] Jumayev S, Merdzan M, Boynov K O, et al. The effect of PWM on rotor eddy-current losses in high-speed permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51 (11): 1-4.
- [6] Zhou P, Lin D, Xiao Y, et al. Temperature-dependent demagnetization model of permanent magnets for finite element analysis [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48 (2): 1031-1034.
- [7] 朱卫光 (Zhu Weiguang). 电动车辆永磁同步电机转子永磁体损耗及温度场研究 (Research on rotor magnet loss and thermal field in permanent magnet synchronous motor for electric vehicles) [D]. 北京: 北京理工大学 (Beijing: Beijing Institute of Technology), 2014.
- [8] 黄东洙, 李伟力, 王耀玉, 等 (Huang Dongzhu, Li Weili, Wang Yaoyu, et al.). 磁性槽楔对永磁电机转子损耗及温度场影响 (Influence of magnetic slot wedge on rotor losses and temperature field of PMSM) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2016, 20 (1): 60-66.
- [9] 司纪凯, 张露锋, 封海潮, 等 (Si Jikai, Zhang Lufeng, Feng Haichao, et al.). 异步起动表面-内置式永磁转子同步电机特性分析及优化 (Characteristic analysis and optimization of line-start surface-mounted and interior permanent magnet synchronous motor) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (9): 63-69.
- [10] Jang G H, Koo M M, Kim J M, et al. Analysis of eddy current loss in permanent magnet linear synchronous generator considering tapped holes in movers using semi-3-D analytical method [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (11): 1-5.
- [11] Yang C, Zhang Y, Qiu H. Influence of output voltage harmonic of inverter on loss and temperature field of permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55 (6): 1-5.
- [12] Yoshida Y, Nakamura K, Ichinokura O. Calculation of eddy current loss in permanent magnet motor caused by carrier harmonics based on reluctance network analysis [A]. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE) [C]. Lille, France, 2013. 1-6.
- [13] Aoyama Y, Miyata K, Ohashi K. Simulations and experiments on eddy current in Nd-Fe-B magnet [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41 (10): 3790-3792.
- [14] Tesserolo A, Bortolozzi M, Mezzarobba M. On the validity of the harmonic superposition principle for computing rotor eddy current losses in permanent magnet machines [A]. 2012 XXth International Conference on Electrical Machines [C]. Marseille, France, 2012. 1369-1373.
- [15] 耿鑫, 李永建, 王利祥 (Geng Xin, Li Yongjian, Wang Lixiang). 三维磁特性测试系统中激磁与传感结构的校准与补偿 (Calibration and compensation of exciting and sensing structure in 3-D magnetic properties testing system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (4): 77-82.
- [16] 薛刚, 李永建, 曹磊, 等 (Xue Gang, Li Yongjian, Cao Lei, et al.). 磁性材料三维磁特性传感信号检测技术中关键问题的研究与分析 (Research and analysis on several key issues of sensor signal detection of three-dimensional (3D) magnetic properties) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (5): 19-22.
- [17] Li Y J, Jiang B L, Zhang C G, et al. Eddy-current loss measurement of permanent magnetic material at different frequency [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2019, 61 (6): S1-S10.
- [18] Barbisio E, Fiorillo F, Ragusa C. Predicting loss in magnetic steels under arbitrary induction waveform and with minor hysteresis loops [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40 (4): 1810-1819.
- [19] Lavers J D, Biringer P P, Hollitscher H. A simple method of estimating the minor loop hysteresis loss in thin laminations [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1978, 14 (5): 386-388.

Measurement and analysis of eddy current loss of permanent magnet under harmonic magnetic field

GENG Hui^{1,2}, LI Yong-jian^{1,2}, FAN Zi-rong^{1,2}, LI Hao-sen^{1,2}, YANG Zhan-li¹

(1.State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;2.Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: Aiming at the problem that the time and space harmonics of permanent magnet motors cause the permanent magnet eddy current loss to increase, this paper builds a permanent magnet harmonic magnetic characteristic test system. The waveform variation of flux density B is analyzed after superposition of fundamental wave with different harmonic orders, contents and phase angles. The dynamic hysteresis loops of NdFeB magnets under different harmonic magnetic fields are measured. The influence of harmonic order, content and phase angle on the eddy current loss of NdFeB magnets is studied. The magnetic properties of NdFeB、Sm₂Co₁₇、AlNiCo under harmonic magnetic field are compared. The results prove that the harmonic order and content have a great influence on the permanent magnet eddy current loss, and the harmonic phase angle has no obvious influence on the permanent magnet eddy current loss. The research results have important reference value for the electromagnetic optimization and design of permanent magnet motors.

Key words: permanent magnet material; harmonic excitation; eddy current loss; magnetic properties measurement