

基于感应滤波技术的换流变压器降噪方法*

罗隆福^{1†}, 郭熙坤¹, 赵亮¹, 邹津海¹, 周方圆², 吴明水², 史栋杰¹

(1.湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 2.株洲变流技术国家工程研究中心有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要:硅钢片磁致伸缩是引起变压器振动噪声的主要原因,而换流变压器中的谐波可加剧硅钢片磁致伸缩,从而导致变压器噪声增大.本文首先建立了四柱单相换流变压器原理样机铁心的各阶振态模型,讨论了谐波磁通对硅钢片磁致伸缩的影响,并从声学角度论证了谐波磁通与变压器噪声的相关性.然后,基于感应滤波技术的基本原理,从理论上分析了其降噪的可行性.最后,搭建了12脉波整流系统实验平台,实验数据表明感应滤波技术能有效地降低换流变压器的振动噪声,且降噪效果优于传统的滤波方法.

关键词:换流变压器;谐波磁通;感应滤波;磁致伸缩;振动和噪声

中图分类号:TM419

文献标志码:A

Noise Reduction Method of Converter Transformer Based on Inductive Filtering Technology

LUO Longfu^{1†}, GUO Xikun¹, ZHAO Liang¹, ZOU Jinhai¹, ZHOU Fangyuan²,
WU Mingshui², SHI Dongjie¹

(1.College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2.Zhuzhou National Engineering Research Center Co Ltd, Zhuzhou 412001, China)

Abstract: Transformer vibration and noise are mainly caused by the magnetostriction of silicon steel sheets. Since the magnetostriction of silicon steel sheets can be aggravated by the harmonic, the vibration and noise of transformer will be more excited if harmonic flux is flowed within transformer. In this paper, the vibration mode of the core of a four-column single-phase converter transformer prototype was built, and the influence of harmonic flux on the magnetostriction of silicon steel sheets were discussed. From the view point of acoustics, the relevance of harmonic flux and noise of transformer was verified. Second, based on the basic principle of inductive filtering method, the noise reduction feasibility of this method was theoretically analyzed. Finally, one 12 pulses rectifier system was built. The experimental data shows that the converter transformer noise can be effectively suppressed by using the inductive filtering method, and noise reduction performance of this filtering method is more preferable, compared with other traditional filtering methods.

Key words: converter transformer; harmonic flux; inductive filtering; magnetostriction; vibration and noise

* 收稿日期:2017-03-31

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51077045, 5216A014007V), National Natural Science Foundation of China(51077045, 5216A014007V)

作者简介:罗隆福(1962—),男,湖南常德人,湖南大学教授,博士生导师

† 通讯联系人, E-mail: llf@hnu.cn

换流变压器作为高压直流输电站必不可少的设备,随着日益广泛的应用,其产生的噪声对环境的影响越来越受到人们的重视.变压器的噪声来自于绕组和铁心等多个方面^[1-3],而大量研究表明,铁心硅钢片产生的磁致伸缩对变压器的噪声影响占主要部分^[4].

有关变压器噪声和振动方面的研究,国内外学者已经做了大量工作,但对于谐波磁通影响变压器噪声方面的工作还较缺乏.在探讨谐波对变压器影响方面,文献[5]将三次谐波叠加在基波上进行磁致伸缩的研究,得到的结论是随着磁场三次谐波比重的增加,磁致伸缩的四、六次谐波分量都明显增加且噪声分贝值增加.文献[6]分别用正弦和不同频率相同调制系数的 PWM 波电压对三相三柱变压器进行噪声和振动分析,发现在 PWM 波形电压下噪声和振动更大,且随 PWM 波频率的增大,其噪声开始减少.S.G Ghalamestani 等对硅钢片在高次谐波下进行了实验,发现高次谐波对硅钢片的磁致伸缩影响较大^[7].在磁致伸缩研究方面,文献[8]通过分析硅钢片磁致伸缩引起的铁心振动、硅钢片接缝处和叠片间漏磁引起的铁心振动,解释振动和噪声产生的力的相关性.文献[9]将电磁场理论与弹性力学理论相结合,引入弹性力学中的应变能体积密度概念,由能量守恒导出了计算磁致伸缩力的数学表达式.文献[10]运用能量变分原理,搭建了考虑变压器铁心磁致伸缩效应的三维磁-机械强耦合数值模型,利用有限元计算了变压器空载条件下的磁场分布和铁心振动位移.上述研究都有其局限性,且数值分析模型不适用于谐波情况,也无有效的降噪新措施.

本文基于换流变压器的磁致伸缩,结合振动声学理论,分析换流变压器噪声异常原因,应用感应滤波技术原理,提出降噪新措施.通过实测数据对比,验证了感应滤波技术降低换流变压器噪声的有效性.

1 振动与噪声理论

1.1 变压器有限元模型

对 220 V 四柱单相变压器进行仿真建模分析,有限元法在求解模型时,需将模型进行网格划分,本文采用 solid95 结构单元对变压器铁心进行划分,网格模型如图 1 所示,模型划分后共有 98 893 个节点.

运用 ANSYS 软件进行铁心模态仿真,其中,铁

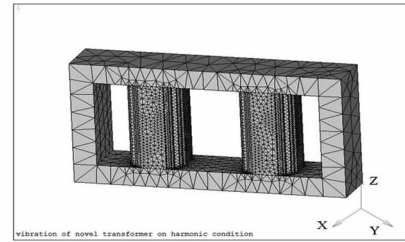


图 1 换流变压器有限元模型

Fig.1 Finite element model of converter transformer

心材料如下:弹性模量 E_x 为 2.058×10^{11} N/m²,泊松比 P_{xy} 为 0.25,密度 D_{ens} 为 7 650 kg/m³,铁心上下夹件夹紧力 F_p 为 3 000 N.得到前 12 阶铁心模态频率值如表 1.文中给出了第 3,5,7,9 阶的模态振型如图 2 所示.

表 1 铁心各阶振型的固有频率

Tab.1 The natural frequency of each mode of the iron core

阶数	模态频率/Hz	阶数	模态频率/Hz
1	624.30	7	2 526.9
2	842.28	8	2 857.3
3	842.43	9	3 063.6
4	1 546.2	10	3 162.3
5	2 254.3	11	3 266.6
6	2 397.4	12	3 322.6

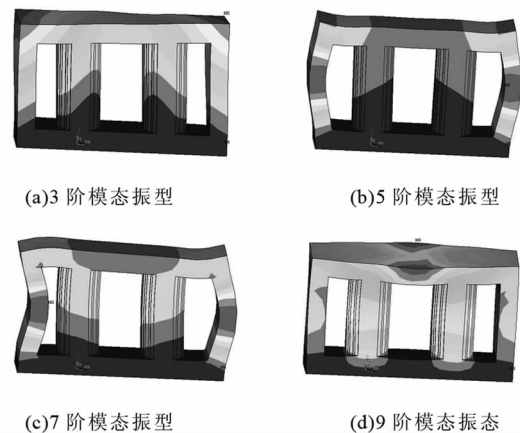


图 2 铁心模态振动云图图例

Fig.2 The legend of the nephogram of a core modal vibration

1.2 磁致伸缩分析

磁致伸缩使得铁心在励磁下做周期性振动,磁致伸缩现象通常用磁致伸缩率表示:

$$\epsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad (1)$$

在二维平面对变压器进行有限元分析,大量实验表明磁致伸缩与磁感应强度的平方成正比^[11-12] (α 为磁致伸缩系数):

$$\varepsilon = \alpha B^2 \quad (2)$$

假设铁心匝电势如式(3)所示:

$$e = -N_1 \frac{d\varphi}{dt} = \sum_{n=12k+1}^{\infty} \sqrt{2} E_n \sin(\omega_n t + \theta) \quad (3)$$

($k=0, 1, 2, 3, \dots$; 且 $n \neq -1$)

则可得相应磁通表达式:

$$\phi = \frac{\sqrt{2}}{N_1} \left(\sum_{n=12k+1}^{\infty} \frac{\phi_n}{\omega_n} \cos(\omega_n t + \theta_n) \right) \quad (4)$$

由(4)式计算磁感应强度,并代入式(2),可得磁致伸缩表达式如(5)式:

$$\varepsilon = \alpha B^2 = \alpha \left(\frac{\varphi}{S} \right)^2 = \frac{2\alpha}{N_1^2 S^2} \left[\sum_{n=1}^N \frac{\varphi_n}{\omega_n} \cos(\omega_n t + \theta_n) \right]^2 = \frac{2\alpha}{N_1^2 S^2} \left[\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{\varphi_n \varphi_m}{\omega_n \omega_m} \cos(n\omega_1 t + \theta_n) \cos(m\omega_1 t + \theta_m) \right] \quad (5)$$

将(5)式变形为如(6)式所示的两部分:

$$\varepsilon = \frac{2\alpha}{N_1^2 S^2} \left[\sum_{n=1}^N \left(\frac{\varphi_n}{\omega_n} \cos(\omega_n t + \theta_n) \right)^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n+1}^N \frac{\varphi_n \varphi_m}{\omega_n \omega_m} \cos(n\omega_1 t + \theta_n) \cos(m\omega_1 t + \theta_m) \right] \quad (6)$$

利用三角函数的和差化积公式将(6)式变为(7)式:

$$\varepsilon = \frac{2\alpha}{N_1^2 S^2} \left[\sum_{n=1}^N \frac{\varphi_n^2}{2\omega_n^2} (1 + \cos(2\omega_n t + 2\theta_n)) + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n+1}^N \frac{\varphi_n \varphi_m}{\omega_n \omega_m} (\cos(n-m)\omega_1 t + \theta_n - \theta_m) + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n+1}^N \frac{\varphi_n \varphi_m}{\omega_n \omega_m} (\cos(n+m)\omega_1 t + \theta_n + \theta_m) \right] \quad (7)$$

对(7)式进行二次求导,得到式(8):

$$a = \frac{d^2(\varepsilon L)}{dt^2} = \frac{-2\alpha L}{N_1^2 S^2} \left[\sum_{n=1}^N 2\varphi_n^2 \cos(2\omega_n t + 2\theta_n) + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n+1}^N \frac{\varphi_n \varphi_m}{\omega_n \omega_m} (n-m)^2 (\cos(n-m)\omega_1 t + \theta_n - \theta_m) + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n+1}^N \frac{\varphi_n \varphi_m}{\omega_n \omega_m} (n+m)^2 (\cos(n+m)\omega_1 t + \theta_n + \theta_m) \right] \quad (8)$$

当不考虑迟滞和饱和效应时,振动加速度如式(8)所示,因基波磁通 Φ_1 的值比其他次谐波磁通要大得多,故不含基波磁通成分的项可以忽略不计,谐波磁通交变频率越高,其与基波磁通作用下的振动加速度幅值就越大^[13].

因此,在理想情况下,当铁心磁通含有较大谐波成分时,铁心硅钢片磁致伸缩的振动加速度将出

现大幅值高频分量.

1.3 声学分析

在半消声室内,振动加速度级计算声压级的计算公式如下^[14]:

$$L_p = 20 \lg \frac{a}{a_0} - 20 \lg f + 10 + 10 \lg \frac{S}{S_0} + 10 \lg \frac{\sigma}{\sigma_0} + 10 \lg \frac{\rho c}{(\rho c)_0} - 10 \lg (2\pi r^2) \quad (9)$$

式中: L_p 为声压级; a 为振动加速度; f 为频率; S 为测量面积; σ 为辐射比; (ρc) 为空气声阻抗; r 为测点距声源的距离,m; a_0 为基准加速度, 10^{-6} m/s^2 ; S_0 为基准面积, $S_0 = 1 \text{ m}^2$; σ_0 为基准辐射比, $\sigma_0 = 1$; $(\rho c)_0$ 为基准空气声阻抗, $(\rho c)_0 = 400 \text{ kg/(m}^2 \cdot \text{s)}$.

从式(9)可以看出,噪声声压是振动加速度的对数函数,结合式(8)可知变压器的谐波磁通对噪声有很大影响.

2 感应滤波技术

图3为感应滤波回路等效电路.

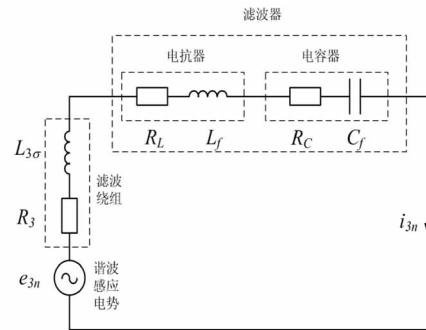


图3 感应滤波回路等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of inductive filter circuit

滤波回路电压之和为:

$$\sum u = \left(R_3 i_{3n} + L_{3\sigma} \frac{di_{3n}}{dt} \right) + \left(R_L i_{3n} + L_f \frac{di_{3n}}{dt} \right) + \left(R_C i_{3n} + \frac{1}{C_f} \int i_{3n} dt \right) = R i_{3n} + L_{3\sigma} \frac{di_{3n}}{dt} + L_f \frac{di_{3n}}{dt} + \frac{1}{C_f} \int i_{3n} dt \quad (10)$$

式中: R_3 和 $L_{3\sigma}$ 分别为滤波绕组的等值电阻和等值漏感; R_L 和 L_f 分别为电抗器电阻和电感; R_C 和 C_f 分别为电容器电阻和电容; $R = R_3 + R_L + R_C$ 为滤波回路总电阻.

对于 n 次谐波可写成相量形式:

$$\dot{E}_{3n} = \sum \dot{U} = (R + jn\omega_0 L_{3\sigma}) \dot{I}_{3n} +$$

$$j \left(n\omega_0 L_f - \frac{1}{n\omega_0 C_f} \right) \dot{I}_{3n} \quad (11)$$

由于滤波绕组采用特殊的零阻抗设计,故有:

$$\dot{E}_{3n} = \sum \dot{U} \approx (0 + j0) \cdot \dot{I}_{3n} + j0 \cdot \dot{I}_{3n} \approx 0 \quad (12)$$

滤波回路类似于超导体闭合回路,此时相应的谐波磁通 ϕ_n 不能通过滤波绕组所在的主铁心闭合,如图 4 所示,只能通过漏磁路形成闭合回路,其磁阻很大,导致 ϕ_n 很小, $\phi_n \approx 0$ 。

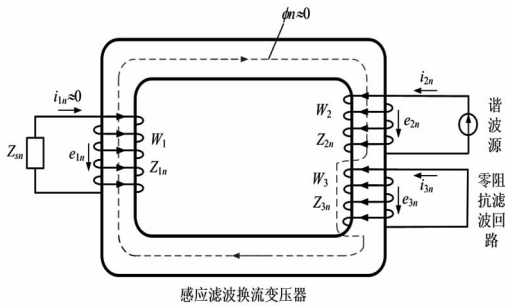


图 4 感应滤波变压器谐波磁通
Fig.4 Harmonic flux of inductive filtering transformer

对于按常规方法设计的滤波绕组和滤波器,此时一次绕组中将产生谐波电流,且满足安匝平衡关系:

$$W_1 \cdot i_{1n} + W_2 \cdot i_{2n} + W_3 \cdot i_{3n} = 0 \quad (13)$$

因此,投入感应滤波后,可以显著降低铁心的谐波磁通,从而抑制铁心的振动加速度,降低变压器噪声。而采用传统网侧滤波时,变压器铁心中谐波磁通并没有得到有效抑制。

3 实验与结果分析

3.1 实验介绍

如图 5 所示,实验中变压器所在的交流输电系统包括:Y/ Δ 和 Y/Y 接法换流变压器,11,13 次滤波器,两个 6 脉波整流器,平波电抗器。12 脉波系统由交流侧电压相位相差 30 度的两 6 脉波整流器在直流侧串联而在交流侧并联组成。

12 脉波换流器在网侧主要产生 $12k \pm 1$ 次特征谐波,故本文的滤波器只用到 11,13 次。

换流变压器容量 20 kVA,变压器变比 220 V/220 V,额定相电压 220 V,其模型如图 6 所示。

3.2 试验对象

在 220 V 变压器铁芯和旁轭上绕制线圈,进行磁通观测,并对变压器振动和噪声进行测量,5 个声

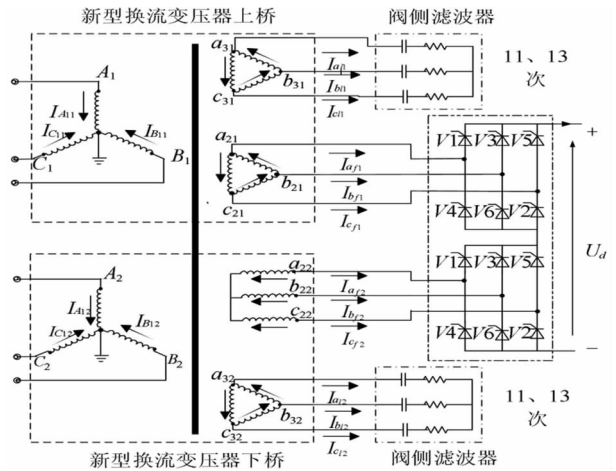


图 5 换流变压器及其滤波器系统接线图
Fig.5 Converter transformer and its filter system wiring diagram

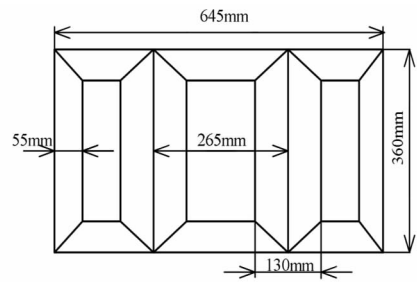


图 6 换流变压器铁心模型
Fig.6 Converter transformer core model

强探头与变压器基准发射面垂直距离 0.3 m,10 个振动加速度传感器分布于变压器四周,实验环境是在背景声为 18 dB 左右的半消声室,见图 7。

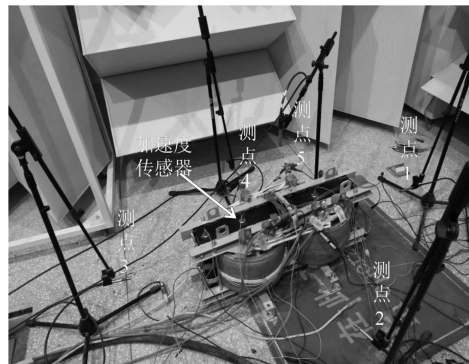


图 7 现场测量实物图
Fig.7 Physical map of field measurement

3.3 谐波磁通观测

为观察铁心磁通在投入滤波器前后的变化情况,在铁心和旁轭上各绕制了 100 匝线圈作为磁通观测器,如图 8 所示。

从线圈上可测得铁心磁通感应出的电势,对该

电势进行积分即得到磁通。

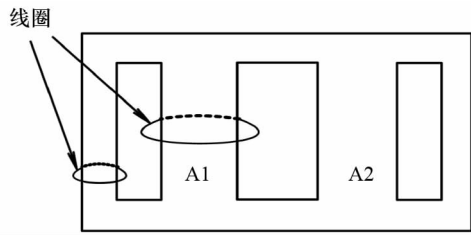
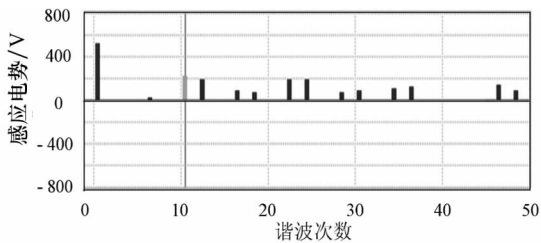


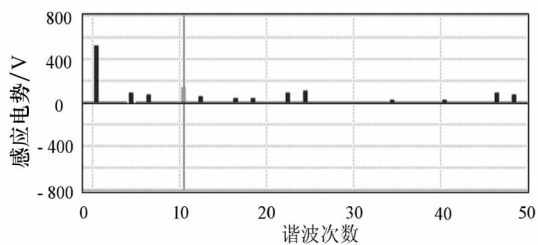
图8 换流变压器磁通观测示意图

Fig.8 Schematic diagram of flux observation of converter transformer

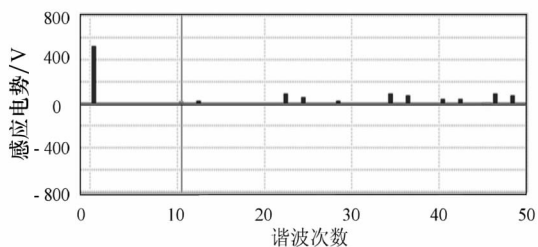
感应电势反映了磁通大小.以直流侧电流 100 A 为例,滤波前后的磁通观测器上的感应电势如图 9 所示(对数方式显示,标线为 11 次谐波).可以看出:未滤波前铁心中谐波磁通含量较大,传统滤波后虽能降低谐波磁通,但降幅较小且可能放大其他次谐波磁通,而感应滤波则能大幅降低谐波磁通。



(a)未滤波前芯柱感应电势



(b)传统滤波后芯柱感应电势



(c)感应滤波后芯柱感应电势

图9 滤波前后芯柱感应电势

Fig.9 The stem induction potential before and after filtering

3.4 噪声测量

网侧电压保持不变,通过改变触发角来改变功

率.在三种不同功率等级下,分别测量不投滤波器、投传统滤波器和投感应滤波器三组实验变压器噪声,1/3倍频带中心频率上的噪声值如表2,3,4所示,可以看出感应滤波具有一定降噪效果。

表2 噪声数据一: $U_a=220\text{ V}, I_d=80\text{ A}$

Tab.2 Noise data for $U_a=220\text{ V}, I_d=80\text{ A}$

	1	2	3	4	5
未滤波	74.2	64.8	74.3	64.4	65.0
传统滤波	72.8	63.3	72	64.7	64.4
感应滤波	69.9	63.4	70.2	63.4	64.8

表3 噪声数据二: $U_a=220\text{ V}, I_d=90\text{ A}$

Tab.3 Noise data for $U_a=220\text{ V}, I_d=90\text{ A}$

	1	2	3	4	5
未滤波	72.4	63.1	72.5	64.2	64.4
传统滤波	69.2	62.6	69.4	63.4	63.8
感应滤波	68.8	61.6	68.6	61.1	63.2

表4 噪声数据三: $U_a=220\text{ V}, I_d=100\text{ A}$

Tab.4 Noise data for $U_a=220\text{ V}, I_d=100\text{ A}$

	1	2	3	4	5
未滤波	71.2	61.9	70.8	63.8	62.2
传统滤波	69.9	61.4	70.1	63.3	61.7
感应滤波	65.0	60.3	65.0	59.8	60.7

纯电阻负载时换流变压器噪声水平如图10,远小于整流负载下变压器噪声值。

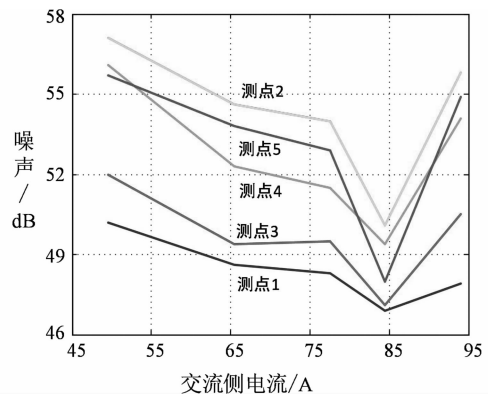


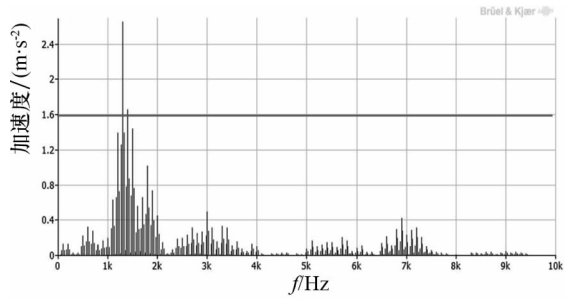
图10 纯电阻负载时噪声随电流变化趋势

Fig.10 Variation trend of noise with current in pure resistive load

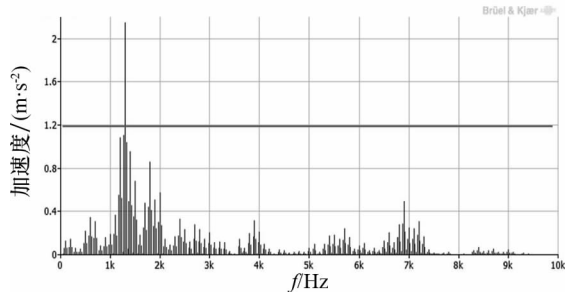
3.5 噪声与振动频谱

当直流侧电流为 100 A 时,测点 1 方位的旁轴 Y 方向振动频谱如图 11.三条标线依次递减,可以看出感应滤波对换流变压器的减振效果较好。

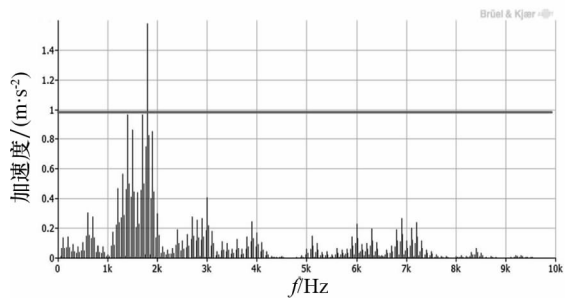
人们经常用 A 计权的声压级作为噪声测量的单位和评价噪声的主要指标.相应的 A 计权声压级计算如式(14):



(a)未滤波前旁轭 Y 方向振动加速度



(b)传统滤波后旁轭 Y 方向振动加速度



(c)感应滤波后旁轭 Y 方向振动加速度

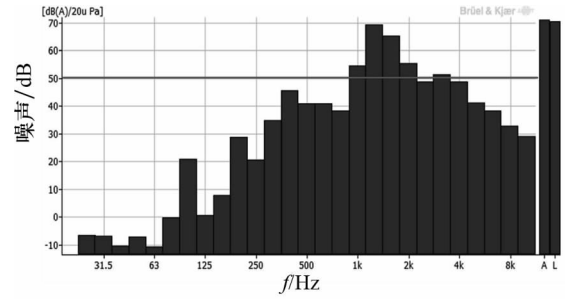
图 11 滤波前后旁轭 Y 方向振动加速度频谱
Fig.11 Vibration acceleration spectrum of side yoke Y before and after filtering

$$\bar{L}_p = 10 \lg \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{\frac{L_{pi}}{10}} \right) \quad (14)$$

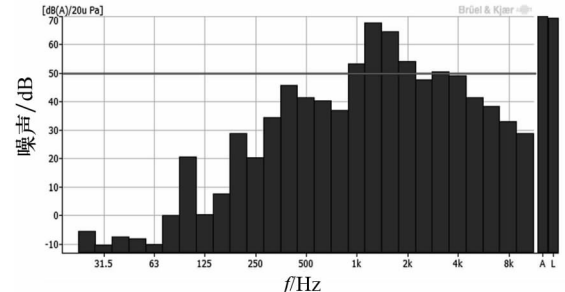
式中: L_{pi} 为第 i 个频带的声压级, dB.

测点 1 方位的噪声频谱如图 12, 标线在 50 分贝处, 未滤波前频谱高于 50 dB 的值集中在 1~2 kHz, 感应滤波后, 频谱 1~2 kHz 的幅值大幅减少.

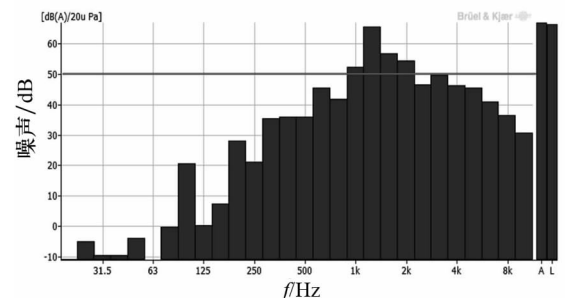
鉴于篇幅有限, 文中只列出旁轭 Y 方向振动和测点 1 处噪声频谱. 从图 11 和图 12 频谱可以看出, 整流未滤波前, 旁轭 Y 方向振动加速度和测点 1 噪声幅值较高, 且以 1~2 kHz 为主. 投入感应滤波较传统滤波的减振和降噪效果要明显. 测量数据表明了感应滤波技术对降低换流变压器噪声的有效性. 同时, 从表 1 可看出铁心振型固有频率基本不在该范围, 排除了实验因变压器共振导致振动噪声加剧的偶然性.



(a)未滤波前测量点 1 噪声



(b)传统滤波后测量点 1 噪声



(c)感应滤波后测量点 1 噪声

图 12 滤波前后测量点 1 噪声频谱
Fig.12 Noise spectrum of measurement point one before and after filtering

4 结 论

本文完成了谐波磁通与变压器噪声相关性的分析, 并结合感应滤波原理, 从理论上分析了应用感应滤波降噪的可行性. 实验数据表明: 未滤波前, 铁心谐波磁通含量较高, 变压器振动噪声较大; 通过加装传统滤波支路, 铁心谐波磁通有少量降低, 变压器的振动噪声也随之有小幅下降; 感应滤波支路是通过变压器内部谐波磁势相消的原理实现滤波功能, 所以铁心中谐波磁通下降明显, 变压器的振动噪声降幅较大. 基于以上理论与实验分析可知: 换流变压器铁心中的谐波磁通是造成换流变压器噪声高于电力变压器的主要原因, 通过应用感应滤波技术有效抑制谐波磁通可明显降低换流变压器

的振动噪声.

参考文献

- [1] 顾晓安,沈密群,朱振江,等.变压器铁心振动和噪声特性的试验研究[J].变压器,2003,40(4):1-4.
GU Xiaolan, SHEN Miqun, ZHU Zhenjiang, *et al.* Experimental study on vibration and noise characteristics of transformer core[J]. Transformer, 2003, 40(4): 1-4. (In Chinese)
- [2] 杨一鸣,章旭文.特高压直流换流站设备的降噪措施[J].高压技术,2006,32(9):149-152.
YANG Yiming, ZHANG Xuwen. Study on noise reduce for equipment at HVDC converter station[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(9): 149-152. (In Chinese)
- [3] 胡静竹,刘涤尘.基于有限元法的变压器电磁振动噪声分析[J].电工技术学报,2016,31(15):81-88.
HU Jingzhu, LIU Dichen. Analysis of electromagnetic vibration and noise of transformer based on finite element method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(15): 81-88. (In Chinese)
- [4] 顾晓安,沈荣瀛,徐基泰.国外变压器噪声研究的动向[J].变压器,2002,39(6):33-38.
GU Xiaolan, SHEN Rongying, XU Jitai. Trends of transformer noise research abroad[J]. Transformer, 2002, 39(6): 33-38. (In Chinese)
- [5] 张艳丽,李强,土洋洋,等.谐波磁场下硅钢片磁致伸缩特性分析[J].电工技术学报,2015,30(14):544-549.
ZHANG Yanli, LI Qiang, TU Yangyang, *et al.* Analysis of magnetic properties of silicon steel sheet under harmonic magnetic field[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 544-549. (In Chinese)
- [6] YAO X G, PHWAY T P P, *et al.* Magneto-mechanical resonance in a model 3-phase 3-limb transformer core under sinusoidal and PWM voltage excitation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 4111-4114.
- [7] GHALAMESTANI S G, DARBA A. Macroscopic description of the magnetostrictive behavior of electrical steel in the presence of high-order harmonics in the magnetization[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(5): 1-4.
- [8] WEISER B, PFUTZNER H. Relevance of magnetostriction and forces for the generation of audible noise of transformer cores [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(5): 3759-3777.
- [9] 顾晓安,沈荣瀛,许庆新,等.铁磁质在磁场中所受磁场力的数学模型[J].上海交通大学学报,2003,37(5):794-797.
GU Xiaolan, SHEN Rongying, XU Qingxin, *et al.* A mathematical model for the magnetic field force of ferromagnetic materials in magnetic field[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2003, 37(5): 794-797. (In Chinese)
- [10] 祝丽花,杨庆新,闫荣格,等.考虑磁致伸缩效应电力变压器振动噪声的研究[J].电工技术学报,2013,28(4):16-19.
ZHU Lihua, YANG Qingxin, YAN Rongge, *et al.* Research on vibration and noise of power transformer cores including magnetostriction effects[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 16-19. (In Chinese)
- [11] KIM C G, KIM H C. Magnetizing angle dependence of harmonics of magnetic induction and magnetostriction in electrical steel [J]. Journal of Magnetism & Magnetic Materials, 2000, 215(1): 159-161.
- [12] KITAGAWA W, ISHIHARA Y. Analysis of structural deformation and vibration of a transformer core by using magnetic property of magnetostriction[J]. Electrical Engineering in Japan, 2010, 172(1): 19-26.
- [13] ERTL M, VOSS S. The role of load harmonics in audible noise of electrical transformers[J]. Journal of Sound & Vibration, 2014, 333(8): 2253-2270.
- [14] International Electrotechnical Commission. IEC/TR 62581 electrical steel-methods of measurement of the magnetostriction characteristics by means of single sheet and Epstein test specimens [S]. Switzerland: IECC central Office, 2010.