

DOI: 10.7652/xjtuxb201507009

交叉更新参考信号的振动主动控制方法

刘锦春, 何其伟, 朱石坚

(海军工程大学动力工程学院, 430033, 武汉)

摘要: 针对参考频率与振源信号频率不一致时自适应前馈式振动主动控制方法无法取得良好控制效果的问题, 提出了一种交叉更新参考信号的方法。该方法将余弦、正弦信号分量通过交叉更新得到带有幅值和相位信息的初始信号, 再经正交化处理来保证正弦、余弦信号幅值稳定且只含有相位的更新信息。结合传统的滤波-X最小均方(FXLMS)方法, 通过带通滤波器, 有效滤除了谐波成分的残余振动信号, 从而形成了一种振动主动控制方法。仿真和试验结果表明, 振动主动控制方法能够在获得的参考信号频率不准确的情况下, 通过交叉更新参考信号将参考信号频率收敛到实际的振源信号频率, 在无法获得准确的振源信号频率的条件下进行有效的振动主动控制。

关键词: 交叉更新参考信号; 振动主动控制; 前馈控制

中图分类号: O32 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2015)07-0049-06

Active Vibration Control Algorithm with Cross-Updating Reference Signal

LIU Jinchun, HE Qiwei, ZHU Shijian

(College of Power Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Adaptive feed forward active vibration control method is usually unable to achieve effective performance when the frequency of the reference signal is not consistent with the primary signal. A geometry relationship based method for cross-updating the reference signal is proposed in this paper. The initial value which contains the amplitude and phase information of the cosine and sine components is cross-updated. By orthogonalization, the amplitudes of the cosine and sine reference signals are fixed and only the phase is updated. Adopting the conventional narrowband filtered-X least mean square (FXLMS) algorithm, the other harmonic components from the residual error signal can be removed. The simulation and experiment validate that the estimated frequency of reference signal converges to the frequency of primary signal by cross-updating reference signal in the case of inaccurate frequency of the primary signal.

Keywords: cross-updating reference signal; active vibration control; feed forward control

舰船上旋转机械设备的振动及其辐射噪声是舰船线谱噪声的主要来源。抑制线谱振动噪声传播的方法主要有两种: 被动控制方法和主动控制方法。被动控制方法能够有效隔离线谱振动的高频成分, 而低频线谱振动的抑制则要通过主动控制方法来实现。周期性旋转机械设备的振动主动控制方法有多

种, 如自适应控制、重复控制等^[1-4], 在这些控制方法当中自适应前馈控制由于实现方便、振动抑制效果良好而引起了国内外众多学者的研究和关注。自适应前馈控制方法主要分为滤波-X最小均方(FXLMS)和滤波-X递推最小二乘(FXRLS)两大类。相比FXRLS方法, FXLMS方法计算简单、稳定性

收稿日期: 2014-11-03。 作者简介: 刘锦春(1987—), 男, 博士生; 何其伟(通信作者), 男, 副教授。 基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金资助项目(51009143); 高等学校博士学科点专项基金资助项目(201057)。

网络出版时间: 2015-04-27

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20150427.1754.005.html>

好,因此在工程中得到了较为广泛的应用^[1]。

自适应窄带 FXLMS 控制方法往往要求参考信号频率与实际振源信号的频率较为一致,这样才能取得较好的振动抑制效果,当参考信号频率与振源信号频率偏差过大时振动抑制性能明显下降^[3-7]。受舰船环境条件的限制,旋转机械设备振源的准确频率很难获得。在通常的自适应前馈控制方法应用中,一般通过假定距离振动设备较近的振动信号为理想的振源信号,然后通过自适应陷波器、利用子空间辨识等方法来提取参考信号频率^[8-11],但在实际的自适应控制过程中振动耦合会影响参考信号频率。解决这个问题的有效方法之一是采用基于反馈式的自适应窄带 FXLMS 方法。就此问题,本文提出了交叉更新参考信号的方法,然后结合窄带自适应 FXLMS 方法形成了一种新的窄带自适应控制方法,再通过带通滤波器滤除其他谐波频率成分的残余振动分量,以加快方法的收敛速度。

1 参考信号更新方法

本文的交叉更新参考信号的方法并不需要振源信号参与控制算法更新,具体表达如下

$$x_{a_j,0}(n) = c_j(n)x_{b_j}(n-1) + x_{a_j}(n-2) \quad (1)$$

$$n \geq 2, \quad x_{a_j}(0) = 1, \quad x_{a_j}(1) = \cos\omega_j(0)$$

$$x_{b_j,0}(n) = -c_j(n)x_{a_j}(n-1) + x_{b_j}(n-2) \quad (2)$$

$$n \geq 2, \quad x_{b_j}(0) = 0, \quad x_{b_j}(1) = \sin\omega_j(0),$$

$$c_j(1) = -2\sin\omega_j(0)$$

$$x_{a_j}(n) = x_{a_j,0}(n) / (x_{a_j,0}^2(n) + x_{b_j,0}^2(n))^{1/2} \quad (3)$$

$$x_{b_j}(n) = x_{b_j,0}(n) / (x_{a_j,0}^2(n) + x_{b_j,0}^2(n))^{1/2} \quad (4)$$

式中: $x_{a_j}(n)$ 、 $x_{b_j}(n)$ 分别为第 j 个频率的余弦和正弦信号。旧余弦、正弦信号分量通过交叉更新得到带有幅值和相位信息的初始信号 $x_{a_j,0}(n)$ 、 $x_{b_j,0}(n)$, 然后进行正交化处理得到新的余弦与正弦信号。对式(3)和式(4)进行正交化处理,是为了保证新的余弦、正弦信号幅值稳定,且只含有相位的更新信息。第 j 个频率的相关系数 $c_j(n)$ 与第 j 个频率 $\omega_j(n)$ 的对应关系为 $c_j(n) = -2\sin\omega_j(n)$, 其基本原理解释如下。

设向量

$$\gamma_{n,j} = x_{a_j}(n) + ix_{b_j}(n) \quad (5)$$

该向量信号的幅值为 $A_{n,j} = 1$, 相位为 $\phi_j(n)$ 。频率相关系数

$$c_j(n) = -\frac{e^{i\omega_j(n)} - e^{-i\omega_j(n)}}{2i} \quad (6)$$

因此式(1)~式(4)可表示为

$$\gamma_{n,j,0} = -c_j(n)\gamma_{n-1,j}e^{i\pi/2} + \gamma_{n-2,j}$$

$$\gamma_{n,j} = \gamma_{n,j,0} / |\gamma_{n,j,0}|$$

其中 $\gamma_{n,j,0} = x_{a_j,0}(n) + ix_{b_j,0}(n)$ 。用 $|\gamma_{n,j,0}|$ 表示 $\gamma_{n,j,0}$ 的模,因此式(1)~式(4)对应的几何关系如图1所示。

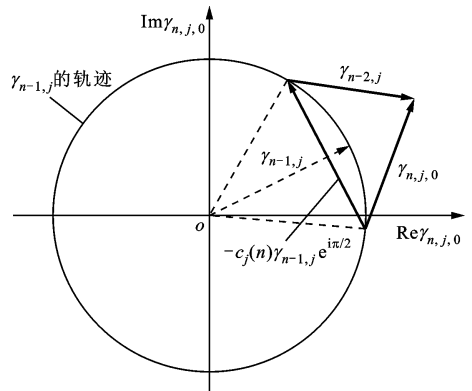


图1 交叉更新参考信号的方法

由图1关系可知, $\gamma_{n,j}$ 和 $\gamma_{n-1,j}$ 之间的相位差为 $\Delta\phi_j(n)$, $\gamma_{n-1,j}$ 和 $\gamma_{n-2,j}$ 之间的相位差为 $\Delta\phi_j(n-1)$, $\Delta\phi_j(n) = \phi_j(n) - \phi_j(n-1)$ 并有

$$A_{n,j,0}\sin\Delta\phi_j(n) + \sin\Delta\phi_j(n-1) = -c_j(n) \quad (7)$$

当 $c_j(n)$ 收敛后, $\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta\phi_j(n) \approx \omega_j(n)$, 此时可认为该信号 $\gamma_{n,j}$ 是频率为 $\omega_j(n)$ 、幅值为1的信号, 即 $x_{a_j}(n) = \cos(\omega_j(n)n + \Omega_j)$, $x_{b_j}(n) = \sin(\omega_j(n)n + \Omega_j)$, Ω_j 为收敛时的初始相位。

2 自适应主动控制方法

自适应 FXLMS 控制方法是一种抑制线谱振动的有效主动控制方法。将自适应 FXLMS 控制方法与交叉更新参考信号的方法相结合, 可以调节参考信号的频率。应用自适应 FXLMS 控制方法后第 j 个频率的滤波器权系数更新方程为

$$\hat{a}_j(n+1) = \hat{a}_j(n) + \mu_j e(n) \hat{x}_{a_j}(n) \quad (8)$$

$$\hat{b}_j(n+1) = \hat{b}_j(n) + \mu_j e(n) \hat{x}_{b_j}(n) \quad (9)$$

式中: μ_j 为权系数的更新步长; $\hat{x}_{a_j}(n)$ 和 $\hat{x}_{b_j}(n)$ 均为滤波参考信号, $\hat{x}_{a_j}(n) = \hat{s} * x_{a_j}(n)$, $\hat{x}_{b_j}(n) = \hat{s} * x_{b_j}(n)$, $j=1, 2, \dots, m$, m 为谐波的数目, $\hat{s}$ 为次级通道估计模型; “*” 为卷积运算符。

残余振动信号

$$e(n) = d(n) - \sum_{j=1}^m s\{\hat{a}_j(n)x_{a_j}(n) + \hat{b}_j(n)x_{b_j}(n)\} \quad (10)$$

式中: s 为理想次级通道模型; $d(n)$ 为需要抑制的振源信号。残余振动信号可以表达为多个频率分量,

故 $e(n) = \sum_{j=1}^m e_j(n)$ 。

结合交叉更新参考信号的方法对自适应 FX-LMS 方法进行了改进,使之能够实时调节参考信号的频率。根据最小均方算法,瞬时均方误差关于 $c_j(n)$ 求导后可得

$$\frac{\partial J(n)}{\partial c_j(n)} = \frac{1}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial c_j(n)} \approx e_j(n) \frac{\partial e_j(n)}{\partial c_j(n)} + \sum_{j=1, i \neq j}^m e_j(n) \frac{\partial e_i(n)}{\partial c_j(n)} \quad (11)$$

则 $c_j(n)$ 更新式为

$$c_j(n+1) = c_j(n) - \mu_{c_j} \frac{\partial J(n)}{\partial c_j(n)} \quad (12)$$

式中: μ_{c_j} 为更新步长。由式(8)、式(9)、式(11)可知,其他谐波分量的残余振动信号 $e_{i \neq j}(n)$ 会影响系数的收敛,而算法更应关注与第 j 个谐波分量相关的残余振动信号。为了滤除其他分量对算法的影响,须采取措施加以解决。

2.1 跟踪带通滤波器

通过分析可知, $e_{i \neq j}(n)$ 会影响 $c_j(n)$ 、 $\hat{a}_j(n)$ 、 $\hat{b}_j(n)$ 收敛,为了排除这种影响,可通过一个跟踪带通滤波器滤除 $e_{i \neq j}(n)$ 。带通滤波器为二阶无限冲击响应滤波器,即

$$H_j(z) = \frac{1 - p_j^2 q_j z - (1 + p_j^2)}{1 + p_j^2 p_j^2 - q_j z + z^2} \quad (13)$$

式中: q_j 为滤波器的带通频率相关系数, $q_j = (1 + p_j^2) \cos \omega_j = (1 + p_j^2)(1 - c_j^2(n)/4)^{1/2}$, 其中 ω_j 为带通滤波器的带通归一化频率, $\omega_j = \frac{2\pi f_j}{f_s}$, f_j 为实际频率, f_s 为采样频率; p_j 为确定带宽的相关系数。实际应用中,采样频率常常设为实际频率的 4 倍以上,因此 $\cos \omega_j = (1 - c_j^2(n)/4)^{1/2}$ 。为了取得较小的滤波带宽, p_j 通常取接近于 1 的常数 ($0 \leq p_j < 1$)。 $\omega_j = 0.2\pi$ 、 $p_j = 0.95$ 时带通滤波器的幅频响应和相频响应特性如图 2 所示。由图 2 可见,该带通滤波

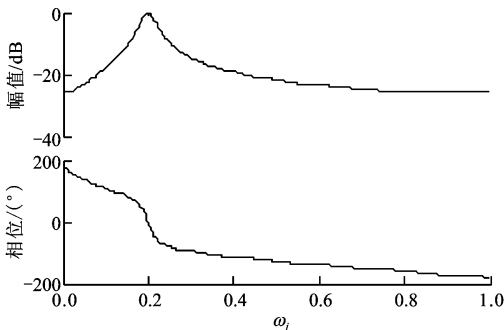


图 2 带通滤波器的幅频、相频特性曲线

器在 ω_j 幅值响应为 1、相位响应为 0 时能够对其他频率成分进行有效衰减。

2.2 结合带通滤波器的主动控制方法

应用带通滤波器,则式(8)、式(9)和式(12)可分别转化为

$$\hat{a}_j(n+1) = \hat{a}_j(n) + \mu_j e_j(n) \hat{x}_{a_j}(n) \quad (14)$$

$$\hat{b}_j(n+1) = \hat{b}_j(n) + \mu_j e_j(n) \hat{x}_{b_j}(n) \quad (15)$$

$$c_j(n+1) = c_j(n) - \mu_{c_j} \frac{\partial J(n)}{\partial c_j(n)} \quad (16)$$

其中梯度

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(n)}{\partial c_j(n)} = & - \sum_{j=1}^m e_j(n) \left\{ s * \left[\hat{a}_j(n) \frac{\partial x_{a_j}(n)}{\partial c_j(n)} + \right. \right. \\ & \left. \left. \hat{b}_j(n) \frac{\partial x_{b_j}(n)}{\partial c_j(n)} \right] \right\} \approx - e_j(n) \left\{ \hat{a}_j(n) \left[s * \frac{\partial x_{a_j}(n)}{\partial c_j(n)} \right] + \right. \\ & \left. \hat{b}_j(n) \left[s * \frac{\partial x_{b_j}(n)}{\partial c_j(n)} \right] \right\} \approx - e_j(n) x_{s,j} \quad (17) \end{aligned}$$

对于式(17),首先将 $\hat{a}_j(n)$ 做近似处理,认为其在卷积运算中为定值,然后将 s 近似为其估计模型 $\hat{s}$,因此有

$$x_{s,j} = \left\{ \hat{a}_j(n) \left[\hat{s} * \frac{\partial x_{a_j}(n)}{\partial c_j(n)} \right] + \hat{b}_j(n) \left[\hat{s} * \frac{\partial x_{b_j}(n)}{\partial c_j(n)} \right] \right\} \quad (18)$$

其中梯度分量 $\frac{\partial x_{b_j}(n)}{\partial c_j(n)}$ 、 $\frac{\partial x_{a_j}(n)}{\partial c_j(n)}$ 可以通过式(1)~式(4)分别计算并化简,由此得

$$\begin{aligned} \frac{\partial x_{a_j}(n)}{\partial c_j(n)} = & (x_{b_j}^2(n) x_{b_j}(n-1) + \\ & x_{a_j}(n) x_{b_j}(n) x_{a_j}(n-1)) / t \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial x_{b_j}(n)}{\partial c_j(n)} = & - (x_{a_j}^2(n) x_{a_j}(n-1) + \\ & x_{a_j}(n) x_{b_j}(n) x_{b_j}(n-1)) / t \quad (20) \end{aligned}$$

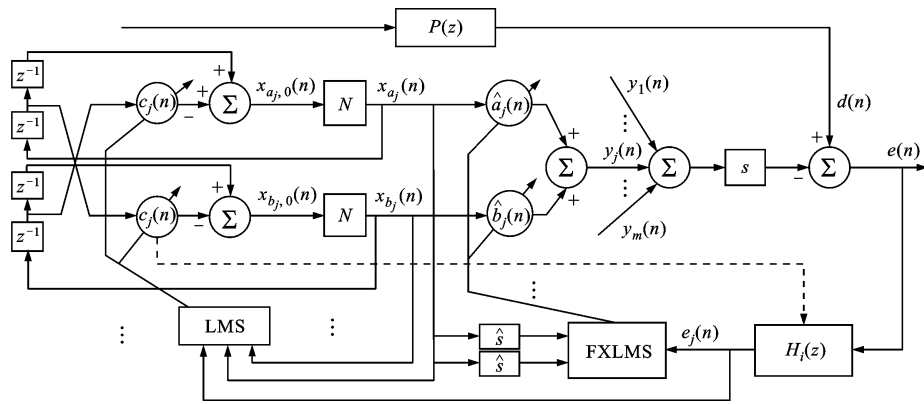
$t = (x_{a_j,0}^2(n) + x_{b_j,0}^2(n))^{1/2}$ 。结合带通滤波器的主动控制方法如图 3 所示。

3 仿真与试验

为了验证本文振动主动控制方法,先通过数值仿真计算来检测该方法在无法获取准确振源频率下的主动控制性能。仿真时设 s 和 $\hat{s}$ 均为有限冲击响应滤波器模型(matlab 函数 fir1(10,0.4)), $d(n)$ 为含有 $\omega_{j=1,2,3} = 0.05\pi, 0.10\pi, 0.15\pi$ 的 3 个谐波成分的振动源信号

$$d(n) = \sum_{j=1}^3 \{a_j \cos(\omega_j n) + b_j \sin(\omega_j n)\} + v(n)$$

式中: $\{a_j\}_{j=1,2,3} = 3, 2, 1$; $\{b_j\}_{j=1,2,3} = 1, 1, 1$; 背景噪声 $v(n)$ 的方差为 $\sigma_v^2(n)$, $\sigma_v(n) = 0.033$ 。采样频率



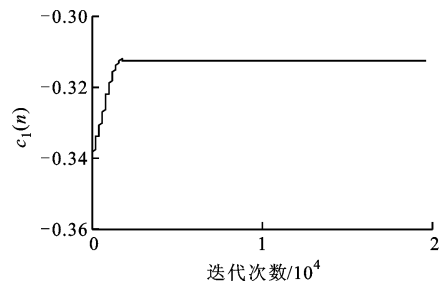
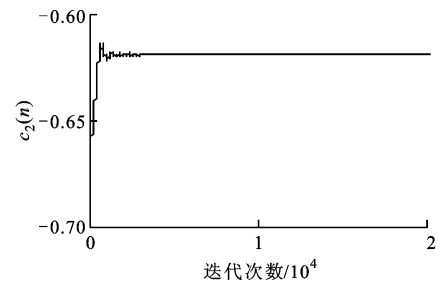
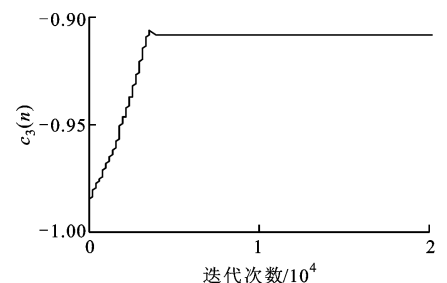
N: 式(3)、式(4)的正交化处理

图 3 结合带通滤波器的主动控制方法

为 1 kHz 时,采用所设计的振动主动控制方法对振源信号 $d(n)$ 进行了抑制。在舰船上,虽然振源设备的工况频率与实际振源频率存在偏差,但可以用工况频率作为计算初值。因此,在进行振动主动控制前假设:参考信号频率初值 $\omega_1(0)=0.055\pi$, $\omega_2(0)=0.110\pi$, $\omega_3(0)=0.165\pi$;步长系数 $\mu_{c_1}=\mu_{c_2}=\mu_{c_3}=0.000\ 01$, $\mu_1=\mu_2=\mu_3=0.05$;带通滤波器的带宽参数 $p_1=p_2=p_3=0.8$ 。频率相关系数的仿真结果如图 4、图 5 所示。由图 4 可知,3 个频率相关系数 $c_j(n)$ 成功收敛到振源频率对应的频率相关系数。由图 5 可知,通过主动控制方法使得残余振动逐渐减小,从而实现了振动主动控制。仿真结果表明,本文方法能在无法准确获得实际振源频率的情况下通过真实的振源频率生成参考信号。

为了验证本文自适应控制方法的实际控制效果,在如图 6 所示的隔振平台上进行了相应的主动控制试验。该主动控制系统主要由模拟振源(激振器)、上下层的橡胶隔振器、电磁作动器、柔性板、加速度传感器、基于 c6747 数字信号处理器(DSP)的控制器、功率放大器组成,其竖直方向的双层系统且通过导杆固定自由度。作动器和一个质量块构成主动控制元件,用于控制下层的振动。加速度传感安装在下层弹性板上,用于监控下层的残余误差信号。假设模拟振源的精确振动频率是未知的,其初始频率为 25、45、75 Hz。从控制器输出的信号经过功率放大器等设备到达下层板的振动次级通道传递特性如图 7 所示。

在主动控制试验中,模拟振源包含了 3 个频率成分的激励(30、50、80 Hz),下层加速度传感器信号为残余振动信号,用于合成参考信号。采用本文主动控制方法控制作动器的输出,以抵消下层板的

(a) $c_1(n)$ 的收敛结果(b) $c_2(n)$ 的收敛结果(c) $c_3(n)$ 的收敛结果图 4 频率相关系数 $c_j(n)$ ($j=1,2,3$) 的收敛结果

振动。采样频率为 1 kHz 时下层加速度信号控制效果如图 8 所示。通过比较残余误差信号谐波的幅值比可知,该方法能够在初始参考信号频率与实际振源频率存在一定误差的情况下,有效调节参考信号。该方法可使得在各个谐波处振动幅值大幅下降,控制效果良好。

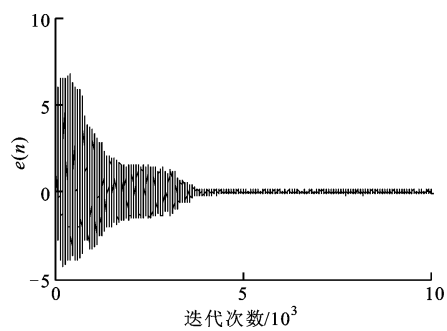


图 5 残余振动信号 $e(n)$ 的收敛结果

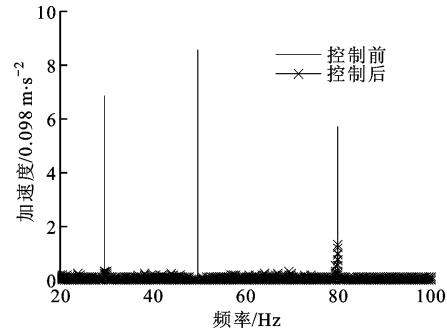
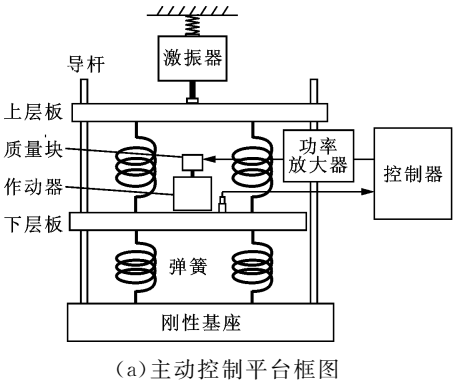
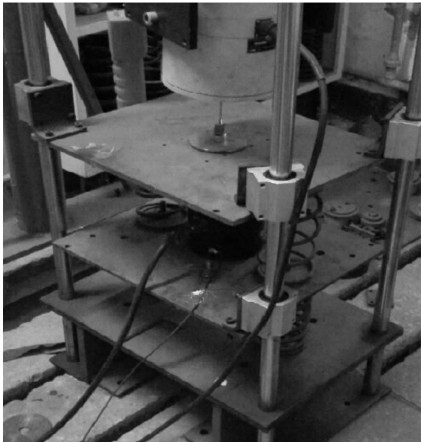


图 8 控制前后的下层残余振动信号



(a)主动控制平台框图



(b)实物

图 6 主动控制平台

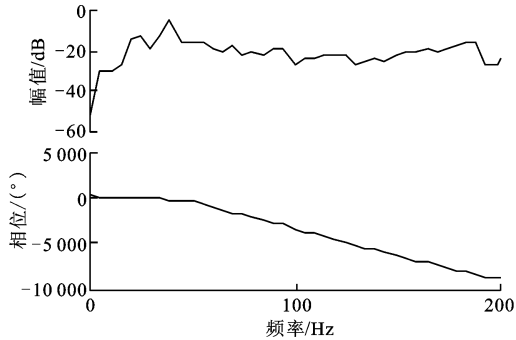


图 7 振动次级通道传递特性

4 结 论

本文针对参考信号频率与振源信号频率不一致而引起的振动主动控制方法性能下降的问题,提出了一种交叉更新参考信号的方法,即通过几何交叉法来更新旧的参考信号,从而生成新的参考信号分量。这种方法与窄带 FXLMS 方法相结合,频率相关系数沿着均方误差梯度方向可收敛到振源谐波频率对应的真实值,然后通过带通滤波器有效滤除其他残余振动谐波分量,从而形成一种交叉更新参考信号的振动主动控制方法。仿真表明,该方法能通过频率相关系数获得真实的振动频率,且产生与振源信号频率一致的谐波参考信号。最后,通过试验验证了方法的主动控制效果。本文方法的一个明显优势是在 DSP 实现中不需要计算正弦和余弦函数,极大地减小了计算量。

参考文献:

[1] HANSEN C H, SNYDER S D, QIU Xiaojun, et al. Active control of noise and vibration [M]. Boca Raton, FL, USA: Taylor & Francis, 2013.

[2] 赵国迁, 张洪田. 柴油机管道系统全主动吸振技术实验研究 [J]. 噪声与振动控制, 2007, 27(5): 46-49.

ZHAO Guoqian, ZHANG Hongtian. Study on actively absorbed vibration damping technique for a diesel piping system [J]. Noise and Vibration Control, 2007, 27(5): 46-49.

[3] KUO S M, KUO K, WOON-SENG G. Active noise control: open problems and challenges [C]// IEEE International Conference on Circuits and Systems (ICCS). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 164-169.

[4] HYEON-JIN J, TAE-GYU C, SUNGWOOK Y, et al. A narrowband active noise control system with frequency corrector [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2011, 19(4): 990-

- 1002.
- [5] HYEON-JIN J, TAE-GYU C, KUO S M. Analysis of frequency mismatch in narrowband active noise control [J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2010, 18(6): 1632-1642.
- [6] KUO S M, NALLABOLU S P. Analysis and correction of frequency error in electronic mufflers using narrowband active noise control [C]//*IEEE International Conference on Control Applications*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 1353-1358.
- [7] YEGUI X, MA L, KHORASANI K, et al. A new robust narrowband active noise control system in the presence of frequency mismatch [J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2006, 14(6): 2189-2200.
- [8] 张磊, 刘永光, 付永领, 等. 基于自适应陷波器的主动隔振仿真研究 [J]. *系统仿真学报*, 2005, 17(1): 234-237.
- ZHANG Lei, LIU Yongguang, FU Yongling, et al. Study on simulation of AVI based on adaptive notch filter [J]. *Journal of System Simulation*, 2005, 17(1): 234-237.
- [9] 张志谊, 王俊芳, 周建鹏, 等. 基于跟踪滤波的自适应振动控制 [J]. *振动与冲击*, 2009, 28(2): 64-67.
- ZHANG Zhiyi, WANG Junfang, ZHOU Jianpeng, et al. Adaptive vibration control with tracking filters [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2009, 28(2): 64-67.
- [10] KIM S, PARK Y. Active control of multi-tonal noise with reference generator based on on-line frequency estimation [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 1999, 227(3): 647-666.
- [11] KIM S, PARK Y. On-line fundamental frequency tracking method for harmonic signal and application to ANC [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2001, 241(4): 681-691.

(编辑 苗凌)

(上接第10页)

(1)循环水泵发生断电停泵时,冷却水的流速快速降低并出现逆流现象,随后波动地降至零。与冷却管内冷却水流动及管外蒸汽流量相对应,凝汽器传热系数随时间的变化分3个阶段:传热系数急剧减小阶段;传热系数先增大后减小阶段;传热系数小且基本不变阶段。

(2)某1 000 MW核电凝汽器在设计、冬季和夏季3种工况下汽轮机停机信号与凝汽器不可用信号之间的时间间隔均为26.4 s,能够满足核电站的运行要求。

参考文献:

- [1] 姜乃昌,汪兴华. 停泵水锤及其防护 [M]. 北京:中国建筑工业出版社,1993.
- [2] 刘竹溪,刘光临. 泵站水锤防护 [M]. 北京:水利电力出版社,1992.
- [3] BOTSCH T W, STEPHAN K. Modeling and simulation of the dynamic behaviour of a shell-and-tube condenser [J]. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 1997, 40(17): 137-149.
- [4] OH S, REVANKAR S T. Experimental and theoretical investigation of film condensation with noncondens-
- able gas [J]. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2006, 49(15): 2523-2534.
- [5] SUNDER-RAJ K S. Deviations in predicted condenser performance for power plants using HEI correction factors: a case study [J]. *ASME Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, 2008, 130(2): 23003-23010.
- [6] 姜成仁,丁佳鹏. 核电厂凝汽器故障信号定值的计算与分析 [J]. *核动力工程*, 2009, 30(6): 39-44.
- JIANG Chengren, DING Jiapeng. Nuclear power station condenser unavailable calculation and analysis [J]. *Nuclear Power Engineering*, 2009, 30(6): 39-44.
- [7] PATRICK S R P. Pressure transient analysis circulating cooling water pumps (CRF), LOT 24A [R]. Glasgow, Scotland, UK: Weir Pumps Ltd., 2006.
- [8] 杨世铭,陶文铨. 传热学 [M]. 北京:高等教育出版社,2005.
- [9] Heat Exchange Institute. HEI standards for steam surface condensers [S]. 9th ed. Cleveland, OH, USA: Heat Exchange Institute, 1995.
- [10] 张卓澄. 大型电站凝汽器 [M]. 北京:机械工业出版社,1993.

(编辑 苗凌)