

低频振动主动控制系统的设计及实验研究

鲁力¹, 李嘉全¹, 王永¹, 龚兴龙²

(1. 中国科学技术大学 自动化系, 安徽 合肥 230027; 2. 中国科学技术大学 近代力学系, 安徽 合肥 230027)

摘要:研制了一种电磁式主动吸振器作为低频振动主动控制的执行机构, 基于 LMS自适应滤波算法设计了相应的控制律, 该算法具有实现简单, 计算量小等优点, 利用 DSP作为控制算法的核心器件, 搭建了主动减振系统, 最后通过两端固支梁减振实验表明了该系统和控制算法的有效性。

关键词: 低频振动; 振动主动控制; LMS; 自适应滤波

中图分类号: TP2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000 - 8829(2008)04 - 0036 - 03

Design and Experimental Research on Active Control System Of Low Frequency Vibration

LU Li¹, LI Jia-quan¹, WANG Yong¹, GONG Xing-long²

(1. Department of Automation, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China;

2. Department of Modern Mechanics, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract: An active electromagnetic vibration absorber is designed, which is used as the actuator in active low-frequency vibration control. The corresponding control law based on LMS adaptive filtering algorithm is also proposed, it is easy to realize and compute. An active vibration control system is constructed by using digital signal processor. Finally the experiment results are given in details, which validate the effectiveness of the system and the approach in active vibration control.

Key words: low frequency vibration; active vibration control; LMS (least mean square); adaptive filter

机械结构的低频振动普遍具有衰减慢、传播距离远等特点, 随着振动量级的增大, 如果不对其加以控制就有可能给设备带来很多潜在的危險。传统的被动吸振技术尽管能在一定程度上抑制低频振动, 但是存在减振频段窄, 且减振频率点不可调节等缺点^[1]。作为振动控制的一个重要发展方向, 主动吸振技术由于具有减振频段宽, 减振能力强等优点, 尤其在低频振动方面具有非常明显的优势, 因此在近年来得到了迅速的发展^[2~3]。在国外一些国家中, 已有相关的研究成果应用于工程实践^[4~5], 极大地改善了设备性能; 而我国在这方面研究起步较晚, 尽管也取得了相应的一些研究成果^[6], 但距离实际应用还存在一定差距。笔者研制了一种电磁式主动吸振器, 并基于 LMS自适应滤波算法设计了相应的控制律, 搭建了以 DSP为计算核心的测控系统, 在振动主动控制实验中取得了很好的减振效果。

1 电磁式主动吸振器原理及硬件实现

电磁式主动吸振器的基本原理如图 1所示。

图 1中, M , x_M , K_1 , C_1 分别为减振对象的质量、位移、刚度和

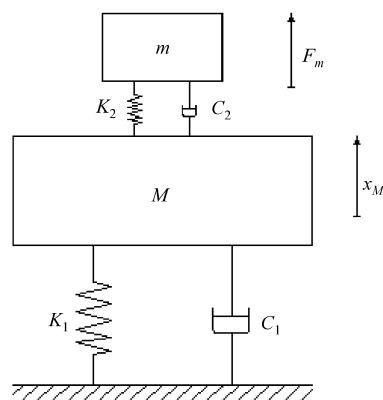


图 1 电磁式主动吸振器原理图

阻尼; m , K_2 , C_2 分别为主动吸振器的动质量、刚度和阻尼。主动式吸振器的主动力由往复式直线电机来提供。根据减振对象的质量、振动频率和振幅等特性, 合理选择直线电机的线圈、磁钢以及吸振器弹簧、动质量等各项参数, 然后通过合理布置吸振器的固有频率, 使主动吸振器具有足够的吸振性能, 最后结合有效的主动控制算法, 使电磁式主动吸振器提供的主动力与减振对象所受的力等值反向, 从而达到减振的效果。

根据减振目标和设计要求, 采用 TI公司的 TMS320F28132 作为控制系统核心。该芯片是一款功能非常强大的 32 位定点 DSP 芯片, 既具有数字信号处理能力, 又具有强大的事件管理能力和嵌入式控制功能。时钟周期 150 MHz, 能够满足系统实时性要求。另外该芯片还具有 16 通道 12 位 ADC, 两个串行通信

收稿日期: 2007 - 07 - 17

作者简介: 鲁力 (1981—), 男, 重庆人, 硕士研究生, 主要研究方向为振动主动控制; 李嘉全 (1981—), 男, 安徽合肥人, 博士研究生, 主要从事振动主动控制、主被动联合振动控制等方面的研究; 王永 (1962—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事振动主动控制、航空航天控制等方面的研究; 龚兴龙 (1966—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事磁 (电) 流变材料的制备、机理和应用以及振动控制等方面的研究。

接口 (SCIs), 标准的 UART, 支持 96 个外部中断, 丰富的外部存储器接口等。为了保证 D/A 转换过程中具有足够的分辨率和线性度, 选用 AD 公司生产的 12 位 D/A 转换芯片 AD7541, 其线性度不大于 ±0.02% FSR。控制系统与 PC 机之间的通信采用 RS-232 协议, 由 MAXN 公司的 3232 芯片实现, 该协议实现简单, 而且传输速率也能满足控制系统的要求。

2 基于 LMS 自适应滤波的控制算法研究

常用的基于 LMS 自适应滤波算法的振动主动控制框图如图 2 所示。

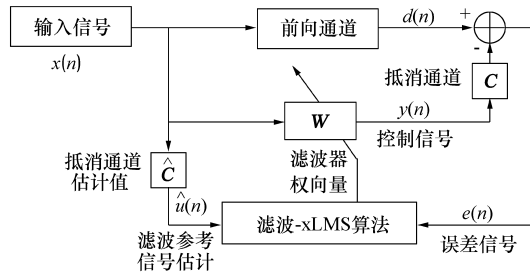


图 2 基于 LMS 算法的振动主动控制框图

假设抵消通道为线性定常系统, 滤波参考信号的估计可用下式表示

$$\hat{u}(n) = X^T(n) \hat{C} \quad (1)$$

式中, 输入信号序列 $X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T$, 抵消通道序列的估计 $\hat{C} = [\hat{c}_0, \hat{c}_1, \dots, \hat{c}_{M-1}]^T$ 表示, M 为序列长度, L 为滤波器长度。

由此可得误差 $e(n)$ 和权向量 $W(n)$ 的更新公式为

$$e(n) = d(n) - U^T(n)W(n) \quad (2)$$

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu \hat{U}(n) e(n) \quad (3)$$

式中, 滤波参考信号估计 $\hat{U}(n) = [\hat{u}(n), \hat{u}(n-1), \dots, \hat{u}(n-L+1)]^T$, 权向量 $W(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]^T$, 滤波参考信号 $U(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-L+1)]^T$, $u(n) = X^T(n)C$, μ 为滤波-xLMS 算法的步长。

从上面的式子中可以看出, 该算法首先要求对抵消通道进行建模, 然而在复杂系统的振动主动控制中, 对其建模是一件非常困难的事情; 其次该算法需要计算滤波参考信号的估计, 如式 (1)。当滤波器长度较大时, 会给自适应滤波算法带来沉重的计算负担^[5]。为了使控制实现简单, 同时降低算法的计算量和减小系统占用资源, 就有必要对上述算法进行改进。

对式 (3) 两端取期望, 并利用式 (2) 可得

$$E\{W(n+1)\} = [I - 2\mu E\{\hat{U}(n)U^T(n)\}] E\{W(n)\} + 2\mu E\{U(n)d(n)\} \quad (4)$$

当 LMS 算法的采样率够高时, 在一定时间内可以认为滤波器是线性定常系统。利用离散傅里叶变换 (DFT) 式 (4) 可以用频域表示如下^[7]

$$E\{W(\omega, n+1)\} = [I - 2\mu E\{\hat{U}(\omega, n)U^T(\omega, n)\}] E\{W(\omega, n)\} + 2\mu E\{\hat{U}(\omega, n)D(\omega, n)\} \quad (5)$$

式中, $U(\omega, n)$, $\hat{U}(\omega, n)$, $D(\omega, n)$ 分别是 $U(n)$, $\hat{U}(n)$, $d(n)$ 的离散傅里叶变换, $\hat{U}(\omega, n)$ 表示 $\hat{U}(\omega, n)$ 的共轭。

假设输入是一个均值为零的平稳过程, 从式 (5) 可以看出, 对于特定的频率 ω , 滤波-xLMS 算法的收敛性由 $E\{\hat{U}(\omega, n)U^T(\omega, n)\}$ 决定

$$E\{\hat{U}(\omega, n)U^T(\omega, n)\} = E\{\hat{C}(\omega)C^T(\omega)\} \quad (6)$$

式中, $\hat{C}(\omega)$ 为抵消通道传递函数估计的离散傅里叶变换; $C(\omega)$ 为抵消通道传递函数的离散傅里叶变换; σ^2 为输入信号方差。由于 $\hat{C}(\omega) = |\hat{C}(\omega)| \exp(-j\omega\Delta)$, $C(\omega) = |C(\omega)| \exp(j\omega\Delta)$, 根据式 (5), 式 (6) 可得滤波-xLMS 算法收敛的充要条件

$$0 < |1 - 2\mu^2 / \hat{C}(\omega) C(\omega) / \exp(j(\omega\Delta - \omega\Delta))| < 1 \quad (7)$$

定义相位差 $\omega\Delta = \omega\Delta - \omega\Delta$ 代入式 (7) 可得

$$0 < |1 - 2\mu^2 / \hat{C}(\omega) C(\omega) / \exp(j\omega\Delta)| < 1 \quad (8)$$

令 $|\hat{C}(\omega) C(\omega)| = K$, 对于均值为零, 方差为 σ^2 的输入信号 $x(n)$:

当滤波参考信号与参考信号的相位差 $\omega\Delta = (2k - 1/2)\pi$, $2k + 1/2$ 时

将式 (8) 写成复数形式

$$0 < |1 - 2\mu^2 K \cos \omega\Delta + j2\mu^2 K \sin \omega\Delta| < 1 \quad (9)$$

化简后得

$$((1 - 2\mu^2 K \cos \omega\Delta)^2 + (2\mu^2 K \sin \omega\Delta)^2)^{1/2} < 1 \quad (10)$$

由式 (10) 可得算法收敛的充要条件

$$0 < \mu < \frac{\cos \omega\Delta}{2K} \quad (11)$$

在这种情况下, 可简单令抵消通道传递函数的估计值 $\hat{C}(\omega) = 1$, 因此 $\omega\Delta = 0$, 式 (11) 等价于

$$0 < \mu < \frac{\cos \omega\Delta}{2K} \quad (12)$$

即当步长 μ 满足式 (12) 时, 算法是收敛的。

当 $\omega\Delta = [2k - 1/2, 2k - 1/2, 2k + 1/2, 2k + 1/2]$ 时, 令抵消通道传递函数的估计值 $\hat{C}(\omega) = -1$, 式 (3) 可等价地写成

$$W(n+1) = W(n) + 2(-\mu)(-\hat{U}(n))e(n) \quad (13)$$

根据式 (1) 可知滤波参考信号 $\hat{U}(n) = -X(n)$, 即令 $\mu < 0$ 相当于使参考输入信号反相, 尽管此时滤波参考信号与参考信号的相位差 $\omega\Delta = [2k - 1/2, 2k - 1/2, 2k + 1/2, 2k + 1/2]$, 但是利用 $\mu < 0$ 的反相作用, 仍然可以保证 $\omega\Delta = [2k - 1/2, 2k + 1/2]$, 令 $\mu = -\mu$ 代入式 (8) 可知, 当 $0 < -\mu < \frac{\cos \omega\Delta}{2K}$, 即

$0 < -\mu < \frac{\cos(\omega\Delta - \omega\Delta)}{2K}$ 时, 算法仍然是收敛的。

整个自适应滤波算法可简单归纳如下

$$\left. \begin{aligned} e(n) &= d(n) - U^T(n)W(n) \\ W(n+1) &= W(n) + 2f(\omega\Delta)\mu\hat{U}(n)e(n) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

其中

$$f(\omega\Delta) = \begin{cases} 1 & \omega\Delta = (2k - 1/2)\pi, (2k + 1/2)\pi \\ -1 & \omega\Delta = [2k - 1/2, 2k - 1/2, 2k + 1/2, 2k + 1/2] \end{cases} \quad (15)$$

当 $\omega\Delta = 2k \pm 1/2$ 时, 可以令抵消通道脉冲序列估计为一

个延迟环节,使相位差 $c(2k - 1/2, 2k + 1/2)$,以此来保证算法的收敛性。

3 主动减振系统实验平台及实验结果分析

搭建如图 3所示的主动减振系统实验平台。

以两端固支梁作为减振对象,利用电磁激振器使梁在竖直方向上作持续振动,在梁上固定减振器,作为振动主动控制的执行机构,提取激振信号作为自适应滤波算法的参考信号,通过加速度传感器测量减振目标点的加速度作为误差信号,自适应滤波的控制量计算由 TMS320F2812型完成,该控制信号经过 D/A 转换、低通滤波及功率放大后驱动吸振器工作,实现主动减振。通过实验的方法,得到在 10 ~ 30 Hz 频段内,抵消通道在发生 $-1/2$ 相变时的频率值 $f_0 = 18.3$ Hz。

按式 (16)定义振级落差

$$\text{振级落差} = 20 \log_{10} (E\{A\} / E\{A_0\}) \quad (16)$$

其中, A, A_0 分别为减振后与减振前的加速度幅值。

利用 DataPhysics动态信号分析仪,在 10 ~ 30 Hz频段内得到减振前后振级落差如图 3所示,频率间隔 1 Hz,得到控制前后减振效果如表 1所示。

表 1 各频率点减振效果

频率 /Hz	振级落差 /dB	频率 /Hz	振级落差 /dB	频率 /Hz	振级落差 /dB
10	- 6.5	17	- 26.9	24	- 31.6
11	- 6.5	18	- 23.3	25	- 36.3
12	- 8.1	19	- 25.0	26	- 39.3
13	- 12.5	20	- 28.8	27	- 37.4
14	- 10.0	21	- 27.3	28	- 45.2
15	- 11.6	22	- 29.4	29	- 30.4
16	- 15.4	23	- 30.6	30	- 30.8

从表 1中可以看到,利用本设计的减振系统进行振动主动控制,梁的振动量抑制效果明显。在 16 ~ 30 Hz频段内,振动量减小 15 dB以上。在 10 ~ 15 Hz频段内,减振效果稍差,通过实验分析,发现主要是由于吸振器与减振对象耦合以后的非线性因素造成的。

从梁上拆掉激振器以后,对吸振器输入 10 Hz的正弦信号,利用加速度传感器采集减振点的加速度信号,将该信号送入动态信号分析仪后得到的频谱如图 4所示。

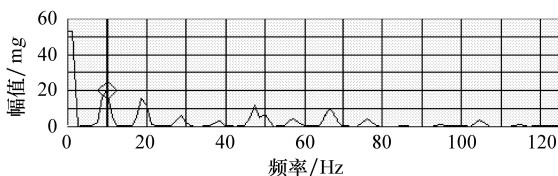


图 4 10 Hz正弦输入时减振点加速度频谱图

图 4中可以看出,加速度信号除了具有 10 Hz的频率分量以外,还存在其他倍频的振动分量(如 20 Hz)。尽管施加振动主动控制可以使基频振动分量得以降低,但是由于非线性特性的引入,带来了其他的倍频分量,而 LMS算法是保证减振目标点振动信号在均方意义下最小,导致控制算法在基频分量与倍频分量之间进行折衷,从减振结果来看就是基频并不能完全消

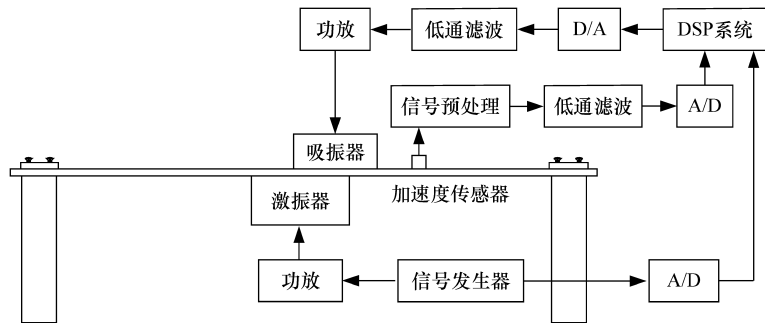


图 3 两端固支梁减振实验平台

除,同时又激起了其他的倍频分量。在 10 ~ 15 Hz频段内,减振前后的振动量减小了 6.5 dB以上,具有明显的减振效果。

4 结束语

本文针对一类低频振动,研制了一种电磁式主动吸振器;通过对 LMS算法的收敛性分析,提出了一种改进的自适应滤波算法,该方法实现简单,计算量小,特别适合于复杂结构的振动主动控制;基于 TMS320F2812型 DSP芯片设计了小型振动主动控制系统,在两端固支梁上成功地完成了振动主动控制实验,取得了很好的减振效果。

参考文献:

- [1] 毛炳秋,林莉,曹挺杰. 阻尼吸振器抑制机械阻尼振动的研究[J]. 力学与实践, 1994, 16(1).
- [2] Elliot S J. Active control of structure-borne noise [J]. Journal of Sound and Vibration, 1994, 177(5): 651 - 673.
- [3] 王永,张国庆,陈光. 斯特林制冷机振动的自寻优前馈控制[J]. 振动工程学报, 2005, 18(3): 261 - 265.
- [4] Daley S, Johnson F A, Pearson J B, Dixon R. Active vibration control for marine applications [J]. Control Engineering Practice, 2004, 12(4): 465 - 474.
- [5] Mathias W inberg, Sven Johansson, Thomas L Lagö Active control of engine induced noise in naval application[A]. ICSE 8[C]. Hong Kong, China, 2001.
- [6] 张孝祖,伍鹏. 装有动力吸振器的汽车悬架性能分析[J]. 江苏大学学报(自然科学版), 2004, 25(5): 389 - 392.
- [7] Kim H S, Park Y. Delayed-LMS algorithm: an efficient ANC algorithm utilizing robustness of cancellation that model[J]. Journal of Sound and Vibration, 1998, 212(5): 875 - 887.

欢迎订阅《测控技术》月刊

欢迎发布广告信息

订阅代号: 82 - 533

定价: 10.00元/期

每月 18 日出刊