

用于动平衡测试的 MDAC 窄带跟踪滤波器*

陶利民,肖定邦,温熙森

(国防科技大学 机电工程与自动化学院,湖南 长沙 410073)

摘要:为了从强干扰噪声中提取出与转速同频的振动分量,且适应转速波动时的情形,利用互相关原理导出了跟踪滤波方法,并采用乘法数模转换器(MDAC)设计并实现了窄带跟踪滤波器。实验结果表明,其增益相对误差优于 0.2%,相位绝对误差优于 0.4°,当转速变化率不超过 9000r/min²时,滤波器的输出能够跟踪转速的变化。该滤波器能较好地满足动平衡测试的需要。

关键词:动平衡测试;互相关原理;乘法数模转换器;窄带跟踪滤波器

中图分类号:TH113.2 文献标识码:A

MDAC Narrowband Tracking Filter for Dynamic Balancing Measurement

TAO Li-min, XIAO Ding-bang, WEN Xi-sen

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: In order to extract the vibration value which indicates the same frequency as rotating speed from the lower S/N ratio signal and adapts to speed variety, the method of Narrowband Tracking Filtering was deduced by the principle of correlation analysis. Based on this method a Narrowband Tracking Filter was designed and implemented by Multiplying Digital-to-Analog Converter (MDAC). The experimental results demonstrate that the filter has the good performance and is able to meet the requirements of dynamic balancing measurement, which the relative error of amplification is better than 0.2%, the absolute error of phase is better than 0.4° and its output can track the change of rotating speed when the variety ratio of speed is under 9000r/min².

Key words: dynamic balancing measurement; principle of correlation analysis; MDAC; narrowband tracking filter

不平衡是旋转机械产生噪声和发生故障的主要原因^[1],所以,消除转子不平衡成为旋转机械生产和维护的重要工作。对不平衡量进行测量是消除不平衡的首要步骤。目前,不平衡量的测量主要是通过检测转轴(或支承)的振动信号来实现^[2],而不平衡量的测量精度和测量速度直接影响对转子进行平衡控制的速度和精度。

由不平衡量引起的振动响应是与转子转速同频的信号^[1],而实际由振动传感器获得的振动信号,由于受到转子、轴承、基础结构及其环境等的影响,除包含有同频信号外,还包含有很多噪声信号。滤波的目的就是从强干扰中提取不平衡量引起的振动信号。由于转子转速的不稳定,相应地,不平衡振动响应频率也会随之变化。这要求动平衡测试系统中的滤波器不仅要有极窄的带宽,而且要能跟踪转速的变化。

目前,动平衡测试系统中应用的窄带跟踪滤波器主要有瓦特计^[1-2]和开关电容式滤波器^[3-9]等。瓦特计是一种机械式乘法滤波器,其带宽有限,而且在低频时会出现光点晃动。开关电容滤波器以其体积小、精度高、稳定性好、调整方便等优点而广泛应用于振动测试与数据采集系统^[10],其不足之处主要有两方面:一是由于开关电容滤波器存在对模拟信号的采样过程,对前置低通滤波器要求较高,否则,高频噪声信号将带来频谱混迭误差;二是开关电容滤波器的输出波形是阶梯状正弦波,使振动信号的波形发生变形,引入了附加误差,并且后续处理过程比较复杂。本文应用互相关原理,采用乘法数模转换器

* 收稿日期 2005 - 12 - 26

作者简介:陶利民(1964—)男,研究员,在职博士生。

(MDAC)构建了一种窄带跟踪滤波器,较好地克服上述两种滤波器的不足。

1 窄带跟踪滤波器原理

1.1 设计思想

假设振动传感器输出的转子振动信号中不包含同频干扰噪声,那么,该信号经放大、积分等预处理后原始振动信号可以表示成如下形式:

$$e(t) = E \sin(\omega t + \varphi) + v(t) \quad (1)$$

式中, $E \sin(\omega t + \varphi)$ 为转子不平衡引起的同频振动信号, $v(t)$ 为非同频干扰噪声。设计的参考信号为

$$e_0(t) = E_0 e^{j\omega_0 t} \quad (2)$$

由功率信号的相关函数定义^[11],可得 $e(t)$ 和 $e_0(t)$ 的互相关函数:

$$R_{ee_0}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T e(t) e_0^*(t - \tau) dt \quad (3)$$

式中,“*”为共轭符号。设信号 $e(t)$ 的傅里叶变换 $\mathcal{F}[e(t)] = E(f)$, 而 $e_0(t)$ 的傅里叶变换 $\mathcal{F}[e_0(t)] = E_0 \delta(f - f_0)$, 仅在 $f = f_0$ 处取值,其中 $f_0 = \omega_0/2\pi$ 。由相关定理^[11]有

$$\mathcal{F}[R_{ee_0}(\tau)] = E(f) E_0^*(f) = E(f) E_0^*(f) |_{f=f_0} \quad (4)$$

式(4)的物理含义是互相关函数 $R_{ee_0}(\tau)$ 的傅里叶变换仅在 $f = f_0$ 处取值,在其它频率点为“0”。如果将参考信号的频率设置为与转速同频,则由前面的假设,有 $\mathcal{F}[R_{ee_0}] = 0$, 从而

$$E(f_0) = \frac{1}{2} E e^{j\varphi} [\delta(f + f_0) - \delta(f - f_0)] |_{f=f_0} = E e^{j\varphi - \frac{\pi}{2}} \delta(0) + E e^{j\varphi + \frac{\pi}{2}} \delta(2f_0) \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)中,得

$$\mathcal{F}[R_{ee_0}(\tau)] = EE_0 e^{j\varphi - \frac{\pi}{2}} \delta(0) \quad (6)$$

式(6)等号右边只剩下直流分量 $EE_0 e^{j\varphi - \frac{\pi}{2}}$ 。该直流分量中包含有不平衡引起的同频振动信号幅值 E 和相位 φ 的信息。

1.2 设计原理

基于上述思想,设计了窄带跟踪滤波器,其原理结构如图1所示。图中,参考信号 $E_0 \sin \omega_0 t$ 和 $E_0 \cos \omega_0 t$ 是两路相位相差 90° 的同频简谐信号, ω_0 与转子转速相同。另外,用低通滤波器 $H_1(j\omega)$ 代替了(3)式中的积分器。为了分析方便,不妨将式(1)改写成如下形式:

$$e(t) = E \sin(\omega_0 t + \varphi) + \sum E_v \sin(\omega t + \varphi_v) \quad (7)$$

式中, $\sum E_v \sin(\omega t + \varphi_v)$ 为非同频干扰噪声 $v(t)$ 的求和形式。将两参考信号分别与 $e(t)$ 相乘,可得各乘法器的输出为

$$\begin{aligned} e_1(t) &= E_0 \sin \omega_0 t \cdot e(t) \\ &= \frac{1}{2} E_0 \{ E \cos \varphi - E \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \sum E_v \cos[(\omega - \omega_0)t + \varphi_v] - \sum E_v \cos[(\omega + \omega_0)t + \varphi_v] \} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} e_2(t) &= E_0 \cos \omega_0 t \cdot e(t) \\ &= \frac{1}{2} E_0 \{ E \sin \varphi + E \sin(2\omega_0 t + \varphi) + \sum E_v \sin[(\omega - \omega_0)t + \varphi_v] + \sum E_v \sin[(\omega + \omega_0)t + \varphi_v] \} \end{aligned} \quad (9)$$

由式(8)和式(9)可知,等式右边{·}中的第一项为直流分量,同样包含由不平衡引起的同频振动信号幅值(E)和相位(φ)信息,其它为交流分量。将 $e_1(t)$ 和 $e_2(t)$ 分别用窄带低通滤波器 $H_1(j\omega)$ 进行滤

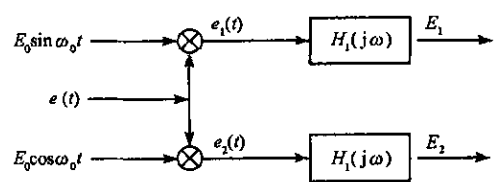


图1 窄带跟踪滤波器原理

Fig.1 The principle of narrowband tracking filter

波,便可得到相应的直流分量:

$$E_1 = \frac{1}{2}EE_0\cos\varphi, \quad E_2 = \frac{1}{2}EE_0\sin\varphi \tag{10}$$

从而由滤波器的输出可求出由不平衡引起的同频振动信号幅值和相位

$$E = \frac{2}{E_0}\sqrt{E_1^2 + E_2^2}, \quad \varphi = \arctan \frac{E_2}{E_1} \tag{11}$$

从上面的分析可知,参考信号和乘法器的作用是将同频振动信号的频谱位置从 ω_0 移到了 0,换言之,是将低通滤波器的中心频率从 ω_0 移到了 0。只要保证参考信号频率与转速同频,就可以使窄带滤波器的中心频率始终与旋转频率保持一致,跟踪转速的变化,把由不平衡引起的同频振动信号提取出来,同时把其它频率的噪声信号滤除。因此,该滤波器可实现窄带跟踪滤波的目的。窄带跟踪滤波器的幅频传递函数

$$|H(j\omega)| = \frac{2}{E_0}|H_1(j\omega - j\omega_0)| \tag{12}$$

在转频处,窄带跟踪滤波器的相移为 0。

1.3 信号中包含直流分量时对滤波器输出的影响

图 1 给出的参考信号和式 (7) 给出的原始振动信号中都没有包含直流分量,而实际的信号中可能包含直流分量。假设参考信号包含直流分量 E_r , 原始振动信号中包含直流分量 E_d , 进行类似 1.2 节的推导,可得到滤波器输出的直流分量分别为

$$E_1 = \frac{1}{2}EE_0\cos\varphi + E_dE_r, \quad E_2 = \frac{1}{2}EE_0\sin\varphi + E_dE_r \tag{13}$$

比较式 (10) 和式 (13) 可知,式 (13) 中多了一项 E_dE_r , 这将影响不平衡检测精度。要消除其影响有两种方法:一是消除参考信号中的直流分量;二是用高通滤波器滤除原始振动信号中的直流分量。

2 MDAC 窄带跟踪滤波器的实现

MDAC 是一类专门的数模转换器(DAC),其模拟输出信号与模拟参考信号成一定比例。虽然许多 DAC 都允许通过外部参考电压来设置输出量程,但通常对参考电压的允许范围有严格限制。MDAC 却可以接受更大范围的模拟参考电压值。根据 MDAC 实现的功能的不同,把能够处理双极参考电压的 MDAC 称作“双象限”MDAC,能处理双极参考电压及正、负二进制输入代码字的 MDAC 称作四象限 MDAC。为了消除参考信号中的直流分量,本文用四象限 MDAC 实现乘法器功能。

根据前一节给出的窄带跟踪滤波器原理,采用 MDAC 研制了窄带跟踪滤波器,其结构如图 2。MDAC 窄带跟踪滤波器主要由参考信号发生器、MDAC 乘法器和低通滤波器等三部分组成。参考信号发生器包括倍频器、环形计数器和 EEPROM 环节。2 片 EEPROM 中分别存储了 512 点的正弦函数和余弦函数。 f_0 是转子的转速脉冲信号(参考脉冲信号),用锁相环电路对其进行 512 倍频,然后用 512 进制计数器对倍频脉冲进行计数,用计数器的输出寻址 EEPROM 中的函数值,经 MDAC 产生参考信号,并与模拟输入信号 $e(t)$ 相乘。最后,用 4 阶压控电压源形式的低通滤波器对 MDAC 的输出进行滤波^[12]滤

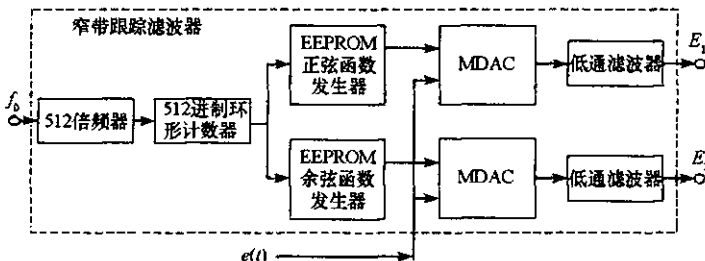


图 2 MDAC 窄带跟踪滤波器结构

Fig.2 The structure of MDAC narrowband tracking filter

除交流干扰,得到由不平衡引起的同频振动信号在正弦、余弦参考信号上的投影 E_1 和 E_2 ,从而利用式(11)解算出不平衡振动幅值和相位。

3 MDAC 窄带跟踪滤波器的性能测试

3.1 滤波精度测试

用 B&K 信号发生器产生待测正弦信号和参考脉冲信号,在待测信号幅值 E_{in} 不变的情况下改变信号的频率,用 HP 万用表测量 MDAC 滤波器的输出电压 E_1 和 E_2 ,然后用式(11)(其中 $E_0 = 1$)计算出滤波器输出信号的幅值 E_{out} 和相位 φ ,进而计算出 MDAC 滤波器的增益 $k = E_{in}/E_{out}$ 。正弦信号幅值 E_{in} 分别取值 2.51V、5.02V 和 7.54V,在 5~45Hz 频率范围内以 5Hz 为间隔设置了 9 个频率点,共计 27 个测试点。测试结果为:增益平均值 $\bar{k} = 0.988$,增益的相对误差 $\delta_k = 0.2\%$;相位平均值 $\bar{\varphi} = 184.0^\circ$,相位的绝对误差 $\Delta\varphi = 0.4^\circ$ 。

3.2 带宽测试

固定参考脉冲信号频率 f_0 和待测正弦信号幅值 E_{in} ,改变待测正弦信号的频率 f 。 E 是 MDAC 滤波器输出信号的幅值, E_m 是所有输出中的最大值。由于输入信号的幅值是恒定的,所以 $E/E_m \sim f$ 曲线就相当于滤波器的幅频曲线。 $f_0 = 10.01\text{Hz}$ 和 $f_0 = 20.18\text{Hz}$ 的 $E/E_m \sim f$ 曲线如图 3。分析图中曲线的特点并结合前面的理论推导可以得到以下结论:MDAC 滤波器的中心频率等于参考脉冲信号频率,这体现了它的跟踪特性;MDAC 滤波器带宽恒定,等于低通滤波器带宽,约为 1.5Hz;MDAC 窄带跟踪滤波器的幅频曲线形状与参考信号频率无关,它只是将低通滤波器的幅频曲线搬移到了参考信号频率处。

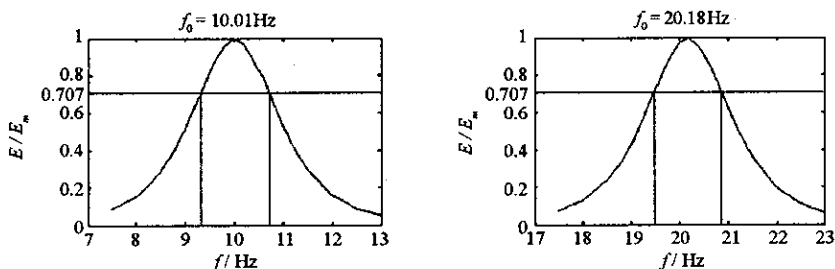


图3 MDAC 滤波器幅频曲线
Fig.3 The amp.-freq. curve of MDAC filter

3.3 跟踪性能测试

在 RK4 转子试验台上对 MDAC 滤波器的跟踪性能进行了测试。RK4 转子试验台的一阶临界转速约为 3000r/min,而试验中转子的转速范围为 600~1400r/min,在这个转速范围内可以认为转子系统为硬支承刚性转子系统。

在试验中,转子不平衡配重为 1.2g。在转速变化率为 2000~11000r/min² 范围内以 1000r/min² 为间隔使转速上升或下降到 900r/min 时,用 HP 示波器记录 MDAC 滤波器的输出幅值 E_m ,并与转速稳定在 900r/min 时滤波器的输出幅值进行比较,得到 MDAC 滤波器的最大转速跟踪范围。测试结果表明,在转子转速变化率不超过 9000r/min² 时,MDAC 窄带跟踪滤波器的输出能够较好地跟踪转速的变化。

4 结论

应用互相关原理,设计研制了 MDAC 窄带跟踪滤波器,其增益相对误差优于 0.2%,相位绝对误差优于 0.4°,当转速变化率不超过 9000r/min² 时,滤波器的输出能够跟踪转速的变化。该滤波器能较好地满足动平衡测试的需要。

足够关注。通过检修状态 A 所对应的部件,则可以有效防止事故发生,从而达到风险监控的目的。

4 结论

利用故障树对系统中多种风险因素的逻辑关系进行建模,提出了一种实时风险监测方法。该方法既可以监测系统的风险,又可以对形成风险的原因进行分析。同时,采用故障树建模具有直观简洁的优点,以其为描述工具进行实时风险监测,方便于工程的实现。对于安全状况只能通过间接测量系统的相关状态参数的系统,该方法尤为适用。然而,该方法的研究是在基于系统组成逻辑结构不变化的基础上进行的,是较为简单的一种情形。对于更复杂的情形,如当系统组件工作状态与系统风险的对应存在延时情形下实时风险的监测、系统逻辑结构动态变化时的实时风险的监测、系统中含有不可监测部件时的实时风险的监测,等等,我们将做进一步的深入研究。

参考文献:

- [1] 周经伦,龚时雨,颜兆林.系统安全性分析[M].长沙:中南大学出版社,2003:14-19.
- [2] Zhong M, Zhang X K, Wei X, et al. Safety Evaluation of Engineering and Construction Projects in China[J]. Journal of Loss Prevention in the Process Industries, 2003, 16: 201-207.
- [3] Marseguerra M, Zio E. Monte Carlo Approach to PSA for Dynamic Process Systems[J]. Reliability Engineering and System Safety, 1996 (52): 227-241.
- [4] Amari S, Dill G, Howald E. A New Approach to Solve Dynamic Fault Trees[A]. 2003 Proceedings of Annual Reliability and Maintainability Symposium[C], 2003: 374-379.
- [5] 支同祥.煤矿安全动态监控及决策信息系统研究[D].上海:同济大学机械工程学院,2003.
- [6] 赵汝林.安全检测技术[M].天津:天津大学出版社,1999.
- [7] 董豆豆,周经伦,冯静.基于概率风险的系统安全性分析[J].国防科技大学学报,2005,27(1):98-101.
- [8] 梅启智,廖炯生,孙惠中.系统可靠性工程基础[M].北京:科学出版社,1987.
- [9] 冯静,吴孟达. Profust 故障树建模与分析[J].国防科技大学学报,2001,23(1):85-88.
- [10] 刘普寅,吴孟达.模糊理论及其应用[M].长沙:国防科技大学出版社,1998.
- [11] Tim B, Roger C. Probabilistic Risk Analysis: Foundations and Methods[M]. uk:Cambridge University Press, 2001.
- [12] 亨利 E J.可靠性工程与风险分析[M].北京:原子能出版社,1988:68-72.

(上接第105页)

参考文献:

- [1] 三轮修三,下村玄.旋转机械的平衡[M].北京:机械工业出版社,1992.
- [2] 叶能安,余汝生.动平衡原理与动平衡机[M].武汉:华中工学院出版社,1985.
- [3] 何川,毛乐山,等.一种快速跟踪带通滤波器的实现[J].振动、测试与诊断,2002,22(3):212-216.
- [4] Bustamante L G, Soderstrand M A. High-range Switched-capacitor Tracking Filter[A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems[C], 1999, 2: 65-68.
- [5] 孙向东,王秀方.用开关电容电路技术实现的七阶椭圆函数滤波器[J].郑州轻工业学院学报,1998,13(1):45-49.
- [6] 胡毓涛.动平衡测量中的滤波技术[J].电脑与信息技术,1997,2(4):33-35.
- [7] 陈照章.跟踪滤波器的设计及其应用[J].仪器仪表学报,2001(6):244-246.
- [8] 陈怀超,丛培田.基于开关电容的自动跟踪滤波器的设计及研究[J].仪表技术与传感器,2003(10):38-39.
- [9] 江驹,沈勇璋,汪旭旦.智能化动平衡测量仪的研制[J].数据采集与处理,2000,15(4):476-480.
- [10] 黄金法.开关电容滤波器 IC 发展概况[J].振动、测试与诊断,1991,11(2):53-62.
- [11] 温熙森,陈循,唐丙阳.机械系统动态分析理论与应用[M].长沙:国防科技大学出版社,1998.
- [12] 约翰逊 D E, 约翰逊 J R, 穆尔 H P. 有源滤波器精确设计手册[M].北京:电子工业出版社,1984.

