

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2016.01.04

可编程动态特性补偿滤波器设计

何极峰, 李永新

(南京理工大学 机械工程学院, 江苏 南京 210094)

摘 要: 以常用的典型传感器为应用对象, 设计了一种可编程配置的动态特性补偿模拟滤波器, 通过单片机控制改变模拟滤波器电路的结构与参数以实现对不同传感器动态特性的补偿。通过对不同方案的分析和比较, 选择了合适的电路结构以及元件参数, 实现了针对常见工作频带在 20 kHz 以下的机电系统 3~6 阶可编程传感器动态特性补偿滤波器。通过对由电路构成的一阶系统和悬臂梁系统的补偿, 验证了该动态特性补偿滤波器的可用性。

关键词: 动态特性补偿; 滤波器; 传感器; 可编程; 单片机

中图分类号: TB9; TN713

文献标识码: A

文章编号: 1674-5795(2016)01-0015-06

Design of A Programmable Dynamic Characteristics Compensation Analog Filter

HE Jifeng, LI Yongxin

(Sch. of Mech. Engin., Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: A filter is designed for typical sensors. By changing some parameters of the analogy circuit with a single chip microcomputer, the dynamic characteristics analog filter can be used in different sensors. The appropriate parameters of circuit structure and component were chosen by comparing the performance of different order filters and filters with different component params. A third to sixth order programmable sensors dynamic compensation filter was designed to satisfy the conditions of common use. The system was tested to be useful by the effective compensation of a first-order circuit model and cantilever beam measurement system.

Key words: dynamic characteristics compensation; filter; sensor; programmable; single chip microcomputer

0 引言

所谓动态特性补偿是在原测量系统后串联一个动态特性补偿滤波器, 以求合成系统的工作频带尽量覆盖被测信号有效频带的一种方法^[1], 其中的动态特性补偿滤波器可用模拟方式或数字方式实现。由于现代测量系统广泛采用电测技术, 其基本功能结构是传感器及其适配调理电路将各种被测的模拟信号转化成适当的电类模拟信号(电压或电流)来进行测量, 因此动态特性补偿滤波器选用模拟电路来实现是最自然的选择^[2]。但是对于补偿特性要求比较复杂的情况, 相应模拟电路的结构也会比较复杂, 而且一种模拟电路结构所能实现的补偿传递函数十分有限^[3]。现行的模拟补偿滤波器一般都是根据具体的传递函数 $H(s)$ 要求构建模拟电路, 一旦确定, 其电路参数和特性便无法再

修改, 无法实现通用, 应用不够方便。

本文拟用单片机实现高阶模拟电路的结构及参数可调, 从而实现对多种不同情况下所需要的动态特性补偿滤波效果。

1 补偿滤波器模拟电路总体方案设计

进行动态补偿前首先要对原测量系统的传递特性有所了解, 可以通过系统辨识的方法来对原测量系统的模型进行估计^[4]。机电测量系统的工作频带下限一般为 0, 所以动态补偿的目标是将补偿后的合成系统构建成一个低通的滤波器的形式, 其截止频率较原系统工作频带有所拓宽。

补偿滤波器总体设计目标是构建高阶模拟(滤波)电路实现形如式(1)的传递函数, 并且能在一定范围内方便地调整各个系数, 满足 3~6 阶的动态特性补偿要求。

$$H(s) = \frac{b_{12}s^2 + b_{11}s + b_{10}}{a_{12}s^2 + a_{11}s + a_{10}} \times \frac{b_{22}s^2 + b_{21}s + b_{20}}{a_{22}s^2 + a_{21}s + a_{20}} \times \frac{b_{32}s^2 + b_{31}s + b_{30}}{a_{32}s^2 + a_{31}s + a_{30}} \quad (1)$$

收稿日期: 2015-12-23; 修回日期: 2015-12-29

作者简介: 何极峰(1992-), 男, 硕士研究生, 研究方向为测试计量技术及仪器; 李永新(1962-), 男, 教授, 博士, 博士生导师, 研究方向为测试计量技术及仪器。

式中: a_{ij} , b_{ij} 为系数, $i=1\sim 3$, $j=0\sim 2$ 。

由式(1)可以看出, 所需的动态特性补偿滤波器可以由 1~3 个二阶系统分节

$$H_{2m}(s) = \frac{b_{m2}s^2 + b_{m1}s + b_{m0}}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}}, m = 1 \sim 3 \quad (2)$$

和 1 个一阶系统分节

$$H_1(s) = \frac{d_1s + d_0}{s + c_0} \quad (3)$$

串联而成。

将 1 个一阶系统分节和 3 个二阶系统分节 a , b , c 按图 1 所示方式进行选择性串联, 根据表 1 设置各开关状态可以实现补偿滤波器 3~6 阶的调整。

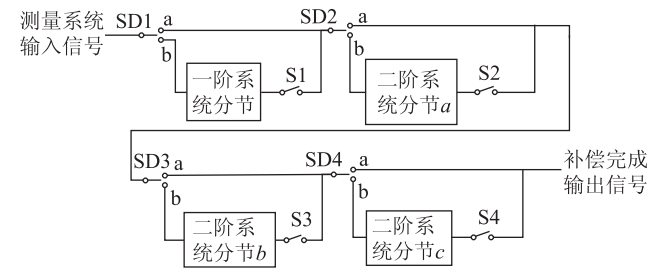


图 1 3~6 阶可调示意图

表 1 3~6 阶电路开关控制表

阶数	三阶	四阶	五阶	六阶
SD1	b	a	b	a
SD2	b	b	b	b
SD3	a	b	b	b
SD4	a	a	a	b
S1	闭合	断开	闭合	断开
S2	闭合	闭合	闭合	闭合
S3	断开	闭合	闭合	闭合
S4	断开	断开	断开	闭合

2 补偿滤波器模拟电路分节的实现方案

2.1 选用滤波器芯片实现

一些符合常规滤波器特征的一、二阶系统分节可以选用现成模拟滤波器芯片来实现。譬如, MAX274 含有 4 个二阶滤波器, 每个独立的滤波单元内部结构如图 2 所示。

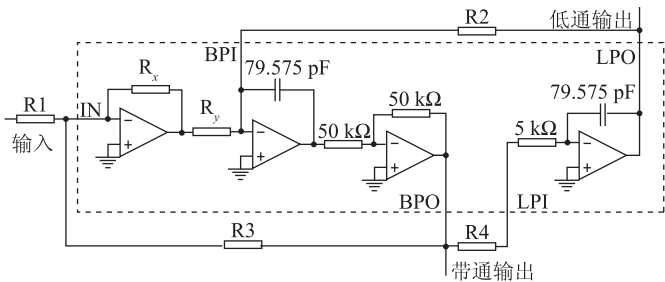


图 2 MAX274 二阶滤波单元内部结构

低通输出的传递函数为

$$H_L(s) = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_2 R_3 \frac{R_y}{R_x} (R_4 + 5000) C^2 s^2 + R_2 (R_4 + 5000) C s + \frac{R_y}{R_x} R_3} \quad (4)$$

带通输出的传递函数为

$$H_B(s) = \frac{-R_1 R_2 R_3 (R_4 + 5000) C s}{R_2 R_3 \frac{R_y}{R_x} (R_4 + 5000) C^2 s^2 + R_2 (R_4 + 5000) C s + \frac{R_y}{R_x} R_3} \quad (5)$$

其中, R_y/R_x 可取三个值分别为: 13/25, 65/13, 325/13; $C = 79.575 \text{ pF}$ 。 R_1 , R_2 , R_3 , R_4 为外接电阻值, 可以设法调节。

2.2 由通用运放构成的有源 RC 电路实现

一阶系统分节可以采用图 3 所示的有源 RC 电路实现, 其传递函数为

$$H_{1a}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R_5}{R_4} s + \frac{R_5}{C_1} \left(\frac{1}{R_2 R_3} + \frac{1}{R_1 R_4} \right)}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \quad (6)$$

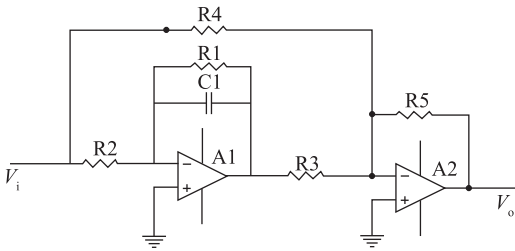


图 3 一种通用的一阶 RC 滤波电路

在 R_4 处断路, 实现的传递函数便为

$$H_{1b}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R_5}{C_1} \cdot \frac{1}{R_2 R_3}}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \quad (7)$$

二阶系统分节可以采用图 4 所示的双二阶有源 RC 滤波电路实现, 其传递函数为

$$H_{2a}(s) = -\frac{\frac{R_{10}}{R_9} s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} \left(\frac{R_{10}}{R_9} - \frac{R_1 R_{10}}{R_4 R_8} \right) s + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \left(\frac{R_{10}}{R_9} - \frac{R_3 R_{10}}{R_4 R_7} \right) \cdot \frac{R_6}{R_5}}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} s + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \frac{R_6}{R_5}} \quad (8)$$

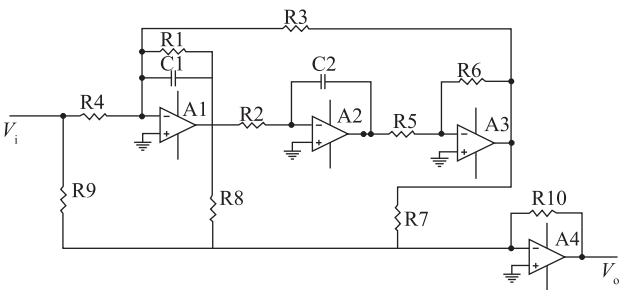


图 4 一种较为通用的双二阶有源 RC 滤波电路

在 R_9 处断路, 实现的传递函数便为

$$H_{2b}(s) = \frac{\frac{1}{R_4 C_1} \cdot \frac{R_{10}}{R_8} s + \frac{1}{R_2 R_4 C_1 C_2} \cdot \frac{R_{10}}{R_7} \cdot \frac{R_6}{R_5}}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} s + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \cdot \frac{R_6}{R_5}} \quad (9)$$

2.3 实现方案选择

用现成模拟滤波器芯片实现系统分节有较大局限性, 譬如, MAX274 便不能实现高通形式的二阶分节(传递函数分子含 s^2 项), 而二阶(及以上)测量系统的动态特性补偿滤波器^[5]必然要求实现此类二阶分节; 此外, 所实现分节系统参数的调节余地也较小, 譬如式(4)式(5)的参数调节局限。鉴于此, 一、二阶系统分节将分别采用图3、图4所示的有源RC电路实现, 以求较广泛的适应性。

将图3所示一阶电路分节和图4所示二阶电路分节分别接入图1所示示意图中, 补偿滤波器中需要配置的元件用接口接出, 由此可得补偿滤波器模拟部分电路总设计方案。

3 补偿滤波器数字控制系统设计

3.1 数字控制系统总体方案

模拟滤波器电路参数修改(配置)系统由单片机控制单元、程控模拟开关、程控电容和数字电位器组成的^[6-7], 系统结构如图5所示。

根据补偿滤波器的结构, 数字控制系统需完成对17个0~200 k Ω 数字电位器、7个0~16 μ F 可调电容单元以及8个开关的控制。将数控部分的各元件接入

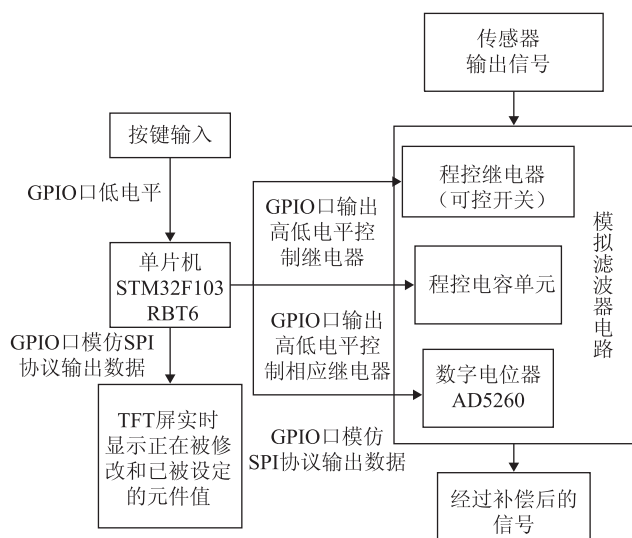


图5 滤波器电路参数配置系统结构示意图

模拟部分中, 就可以通过单片机来实现电路中各元件参数的改变, 从而实现不同的动态特性补偿滤波效果。

3.2 元件选型与软件控制

控制单元选STM32系列芯片中的STM32F103 RBT6。数字电位器选用ANALOG DEVICES公司的AD5260。电位器控制软件流程如图6所示。

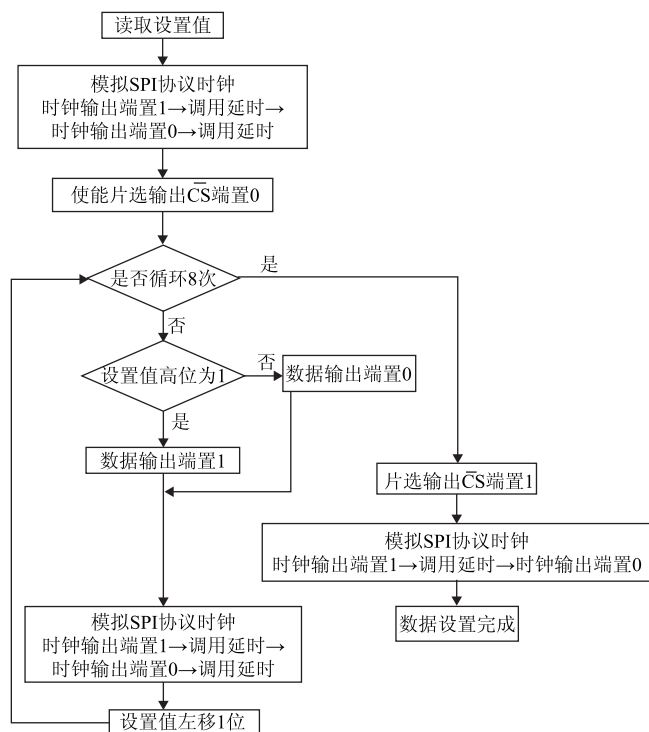


图6 AD5260 软件控制流程

因为现有的程控电容芯片基本上都只能实现电容微调, 例如MAXIM公司的MAX1747芯片或XICOR公司的X90100芯片, 其调整容值范围都远远达不到可调动态补偿滤波器的要求, 所以, 专门设计了如图7的可变电容单元来实现10 nF~16 μ F 的电容可调, 其中的程控开关1~12通过AXICOM公司的IM02继电器来实现。具体的实现软件流程图如图8所示。

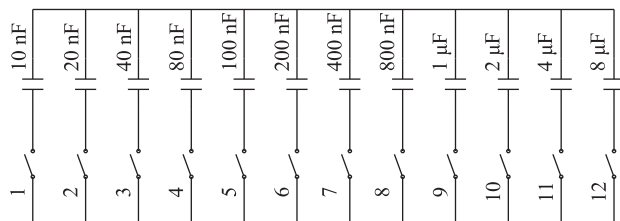


图7 可变电容单元

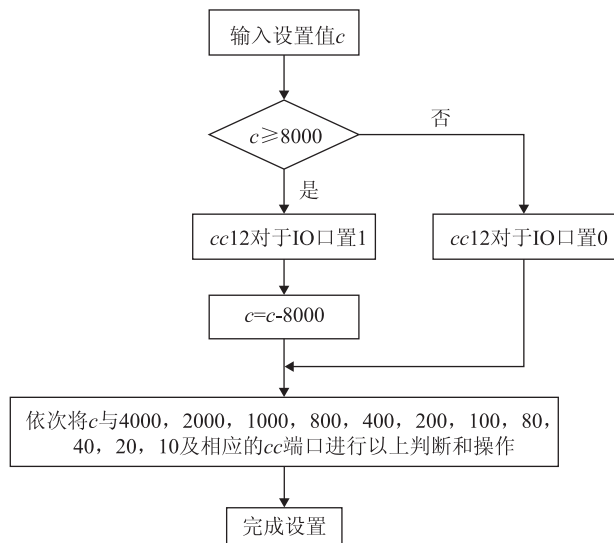


图8 电容单元软件流程图

继电器采用 NMOS 管 AO3400 来驱动, AO3400 高电平导通, 低电平截止。原理如图 9 所示。

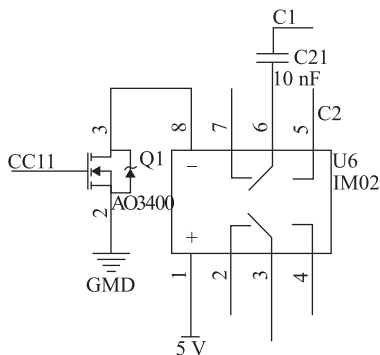


图9 NMOS管驱动AO3400原理图

单刀双掷开关功能和单刀单掷开关功能可用单片机控制继电器实现。采用松乐的 SRS-05VDC-SL 继电器实现, 该继电器采用 5 V 供电, 采用 NMOS 管 AO3400 驱动, 高电平导通, 低电平截止。原理和上述电容单元继电器驱动原理相同。

4 动态特性补偿实验

4.1 典型一阶系统动态特性补偿

典型一阶系统的传递函数为

$$H_{1d}(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (10)$$

式中: τ 为时间常数。

用如图 10 的一阶电路实现式 (10) 的典型一阶系统, $C = 1 \mu\text{F}$, R 分别取 10, 1, 5 k Ω , 系统的时间常数 $\tau = RC$ 分别为 0.01, 0.001, 0.005 s。在一阶电路之后加一个阻抗隔离电路以避免串联滤波器电路时对输出造成影响。

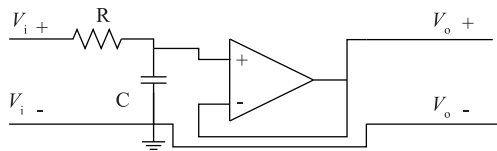
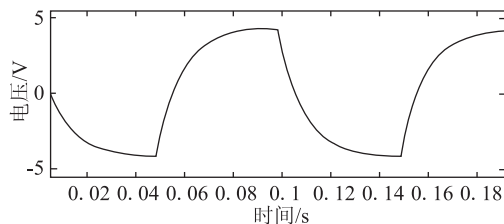
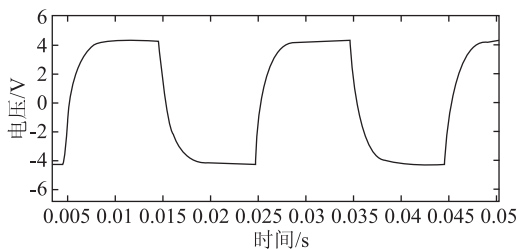
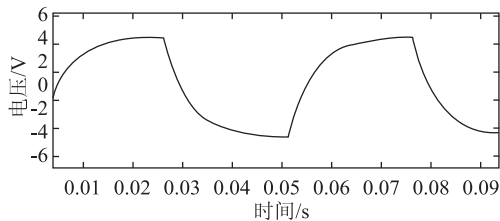


图10 一阶电路系统

对上述三种参数的一阶电路系统输入周期方波信号, 采集到的输出信号分别如图 11、图 12、图 13 所示, 动态失真显而易见。

图11 $R = 10 \text{ k}\Omega$ 一阶电路方波响应输出图12 $R = 1 \text{ k}\Omega$ 一阶电路方波响应输出图13 $R = 5 \text{ k}\Omega$ 一阶电路方波响应输出

现用所设计的补偿滤波器将图 11、图 12、图 13 对应的系统分别补偿为一个三阶、四阶、五阶的低通巴特沃兹滤波器, 按照截止频率 500, 8000, 1200 rad/s设计合成系统, 可得

$$H_{1e}(s) = \frac{1.25 \times 10^8}{s^3 + 1000s^2 + 500000s + 1.25 \times 10^8} \quad (11)$$

$$H_{2e}(s) = \frac{4.096 \times 10^{15}}{(s^2 + 1.478 \times 10^4 s + 6.4 \times 10^7)(s^2 + 6123s + 6.4 \times 10^7)} \quad (12)$$

$$H_{3e}(s) = \frac{2.4883 \times 10^{15}}{(s+1200)(s^2+1942s+1.44 \times 10^6)(s^2+741.6s+1.44 \times 10^6)} \quad (13)$$

需要实现的补偿滤波器系统传递函数分别为

$$H_{1c} = \frac{1.25 \times 10^6 (s + 100)}{(s + 500)(s^2 + 500s + 1.25 \times 10^8)} \quad (14)$$

$$H_{2c} = \frac{4.096 \times 10^6 (s + 1000)}{(s^2 + 1.478 \times 10^4 s + 6.4 \times 10^7)(s^2 + 6123s + 6.4 \times 10^7)}$$

(15)

$$H_{3c} = \frac{1.2442 \times 10^{13} (s + 200)}{(s + 500)(s^2 + 500s + 1.25 \times 10^8)(s^2 + 741.6s + 1.44 \times 10^6)}$$

(16)

将式(14)，(15)，(16)分解为一阶和二阶相乘的形式，并分别用图 3 和图 4 所示的一阶、二阶系统分节电路对比进行参数计算，计算结果如表 2 所示。

表 2 实现式(14)，(15)，(16)所需参数配置

补偿传递函数	式(14)	式(15)	式(16)
一阶滤波器 R_1	20 k Ω	/	8.3 k Ω
一阶滤波器 R_5	21.3 k Ω	/	31.1 k Ω
一阶滤波器 C_1	0.1 μ F	/	0.1 μ F
二阶滤波器 aR_1	20 k Ω	6.8 k Ω	5.1 k Ω
二阶滤波器 aR_2	80 k Ω	31.3 k Ω	13.9 k Ω
二阶滤波器 aR_7	10 k Ω	15.6 k Ω	7.2 k Ω
二阶滤波器 aR_8	8 k Ω	/	/
二阶滤波器 aR_{10}	50 k Ω	1 k Ω	50 k Ω
二阶滤波器 bC_1	0.1 μ F	0.01 μ F	0.1 μ F
二阶滤波器 bC_2	0.1 μ F	0.01 μ F	0.1 μ F
二阶滤波器 bR_1	/	16.3 k Ω	13.5 k Ω
二阶滤波器 bR_2	/	31.3 k Ω	13.9 k Ω
二阶滤波器 bR_7	/	3.2 k Ω	14.4 k Ω
二阶滤波器 bR_8	/	1 k Ω	4 k Ω
二阶滤波器 bR_{10}	/	50 k Ω	20 k Ω
二阶滤波器 bC_1	/	0.01 μ F	0.1 μ F
二阶滤波器 bC_2	/	0.01 μ F	0.1 μ F

根据表 1 和表 2 通过数控系统输入相应数字电位器、电容单元和继电器的值或状态，将配置好的动态补偿滤波器按照图 14 所示分别接入对应的实验系统。通过 MATLAB 绘制出数采系统采集的信号，补偿结果分别如图 15、图 16、图 17 所示。

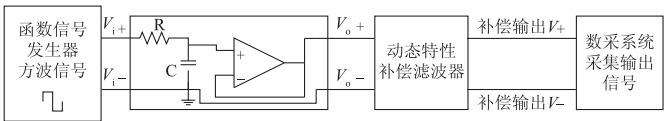


图 14 一阶电路补偿实验图

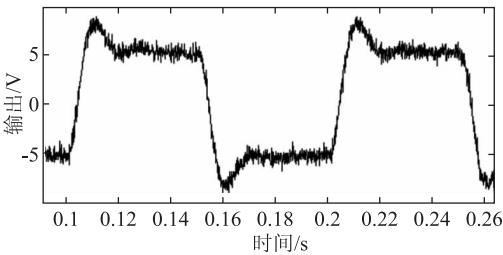


图 15 式(11)对应一阶电路三阶合成系统补偿方波响应

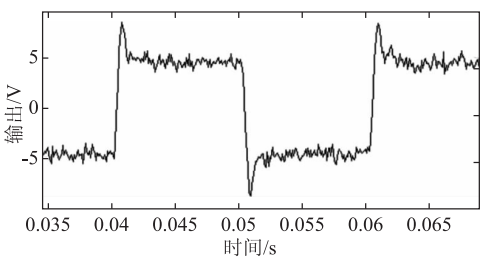


图 16 式(12)对应一阶电路四阶合成系统补偿方波响应

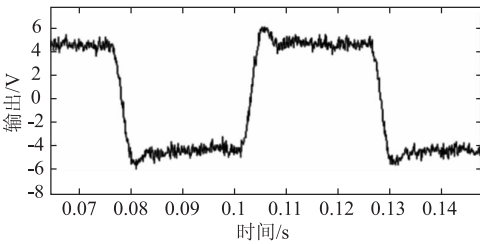


图 17 式(13)对应一阶电路五阶合成系统补偿方波响应

由图 15、图 16、图 17 分别对比图 11、图 12、图 13 可以看出，补偿后的系统在输入方波信号突变时，输出信号会产生小幅的振荡造成失真，其补偿前与补偿后达到稳定的时间如表 3 所示，可以看出三个实验中，补偿后的动态特性均有较为明显的改善，虽然由于数控元件的参数设置与实际值可能存在一定的偏差，对补偿效果会造成一些影响，但是总体效果达到了补偿的要求，证明该补偿滤波器系统有效。

表 3 补偿前后到达稳定时间 s

对应补偿单元	式(14)	式(15)	式(16)
补偿前	0.05	0.007	0.025
补偿后	0.03	0.003	0.014

4.2 悬臂梁系统动态特性补偿

悬臂梁系统是一个典型的二阶测量系统，其阶跃响应如图 18 所示，设置采样频率为 15 kHz，采样点数 45000，横坐标为以 1/15000 为间隔建立的 0 ~ 3 s 的时间序列。基于该阶跃响应数据进行系统辨识，根据文献[2]中的对低阶系统进行时域辨识的方法，得到传递函数为

$$H_4(s) = \frac{81796}{s^2 + 50.544s + 81796}$$

(17)

合成系统按照四阶低通巴特沃斯滤波器设计(因为需要用到式(8)所表示的二阶分节，式(8)为倒相的，所以需要将滤波器设计为倒相的)，截止频率设计为 500 rad/s，有

$$H_{4c}(s) = - \frac{6.25 \times 10^{10}}{(s^2 + 923.9s + 2.5 \times 10^5)(s^2 + 382.7s + 2.5 \times 10^5)}$$

(18)

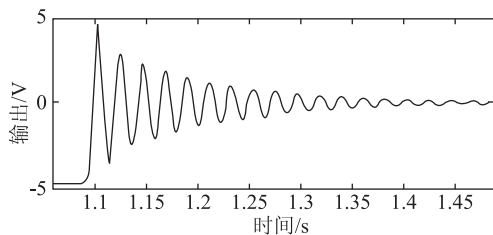


图18 悬臂梁系统阶跃响应

可得需要完成的补偿单元传递函数为

$$H_{4c}(s) = -\frac{7.641 \times 10^5 (s^2 + 50.544s + 81796)}{(s^2 + 923.9s + 2.5 \times 10^5)(s^2 + 382.7s + 2.5 \times 10^5)} \quad (19)$$

式(19)可以分解为以下两式,有

$$H_{4c1}(s) = \frac{7.641 \times 10^4}{s^2 + 923.9s + 2.5 \times 10^5} \quad (20)$$

$$H_{4c2}(s) = -\frac{10(s^2 + 50.544s + 81796)}{s^2 + 382.7s + 2.5 \times 10^5} \quad (21)$$

将式(20), (21)分别用图4所示的二阶分节电路对比进行参数计算,所有电容取1 μF ,计算结果如表4所示,表中电阻单位为 $\text{k}\Omega$ 。

表4 悬臂梁补偿滤波器参数计算结果

aR_1	aR_2	aR_7	aR_8	aR_{10}	bR_1	bR_2	bR_7	bR_8	bR_{10}
1	0.8	3.1	/	10	2.6	0.8	7.3	3	50

按照上述计算结果及表1通过数控系统输入相应数字电位器、电容单元和继电器的值或状态,则可完成式(19)所对应的补偿单元电路。

将配置好的模拟滤波器接入实验系统,给悬臂梁系统一个阶跃的输入,同样取采样频率为15 kHz,通过数采系统采集补偿后的阶跃响应曲线如图19所示。

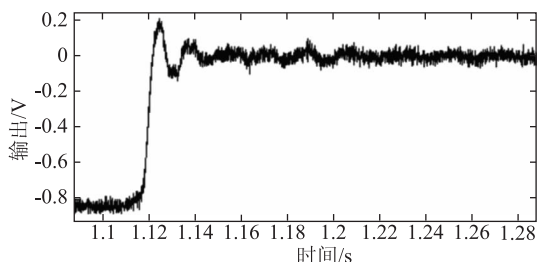


图19 悬臂梁系统动态特性补偿阶跃响应曲线

对比图18和图19可以发现,补偿后的阶跃响应达到稳定用时大约0.3~0.4 s,补偿前的阶跃响应达到稳定用时大约0.7~0.8 s;补偿前阶跃幅度约为0.5 V,振荡最大幅度达到了0.45 V以上,补偿后的阶跃幅度大约为0.8 V,此时的最大振荡幅度不超过0.2 V。虽然由于运放的供电模块存在一定的纹波,造成了一定的噪声信号,且数字系统部分对电路参数的调节和对原系统的辨识存在一定的偏差^[8],但是在可以接受的范围内。由此证明该滤波器对悬臂梁系统的动态特性补偿有效。

5 总结

实验表明,该可编程动态特性模拟补偿滤波器可以实现对一阶系统和悬臂梁测量系统的动态特性补偿,且补偿效果较为明显。可以期待该系统对于一般机电测量系统进行动态特性补偿的有效性。

该系统可以减少传感器(测量系统)动态特性补偿滤波器的实现成本,具有较好的实用价值。

参考文献

- [1] 朱明武,李永新,卜雄洙. 测试信号处理与分析[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2006.
- [2] 朱明武,李永新. 动态测量原理[M]. 北京:北京理工大学出版社,1993.
- [3] 徐科军. 传感器动态特性的实用研究方法[M]. 合肥:中国科学技术大学出版社,1999.
- [4] 黄俊钦. 静、动态数学模型的实用建模方法[M],北京:机械工业出版社,1988.
- [5] 孟晓风,黄俊钦,王效葵. 动态补偿滤波器的一种设计方法[J]. 计量学报,1996,17(1): 61-66.
- [6] Lunca E, Damian C, Petrisor D, et al. Programmable active filters based on digital potentiometers[C]// 2012 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering. Romania: IEEE, 2012: 787-791.
- [7] 周玲,张记龙,苏世栋. 基于X9241M数字电位器的程控滤波器设计[J]. 中北大学学报(自然科学版),2008,29(1): 84-87.
- [8] 刘正士,王勇,陈恩伟,等. 传感器建模误差对其动态性能补偿效果影响的定量分析[J]. 计量学报,2006,27(7): 250-253.

电技术应用,2007,22(4): 24-26.

- [11] 方煜,相里斌,吕群波,等. 光学窗口厚度设计及形变对相机性能影响[J]. 光学学报,2013,33(4): 201-217.
- [12] 石进峰,吴清文,张建萍. 高空高速航空相机光学窗口的热光学分析[J]. 光学学报,2012,32(4): 1-9.

(上接第14页)

- [9] 李延伟,杨洪波,程志峰. 航空遥感器光学窗口光机热一体化设计[J]. 红外与激光工程,2012,41(8): 2102-2106.
- [10] 张英屹,苏文. 基于多变环境下的光学窗口设计[J]. 光