

智能结构的负电容压电被动控制

沈 星 桂欣俊

(南京航空航天大学机械结构力学及控制国家重点实验室, 南京, 210016)

摘要:为了抑制机械结构的受迫振动,在结构表面贴上压电片并采用电阻负电容分流电路进行压电被动控制,通过选择合适的分流电路及其电路参数,获得优良的振动控制效果。通过理论计算与 MATLAB 仿真结果表明,在满足稳定条件的前提下,采用电阻负电容串联分流电路,负电容值与电阻值均较小时取得较好的控制效果,适用于低频区域的振动抑制;采用电阻负电容并联分流电路,负电容值与电阻值均较大时取得较好的控制效果,适用于高频区域的振动抑制。此外,设计一种补偿电路,该电路与负电容转换电路并联后能提高负电容的转换精度,降低高频段的密勒效应。

关键词:测试计量技术;负电容;压电被动控制;密勒效应

中图分类号:TH113.1;TB 535;TM 133

文献标志码:A

文章编号:1005-2615(2013)06-0739-07

Negative Capacitance Piezoelectric Passive Control of Intelligent Structure

Shen Xing, Gui Xinjun

(State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures,
Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: To restrain the forced vibration of a mechanical structure, a piezoelectric patch is pasted on the surface of the structure, and a resistance-negative capacitance shunted circuit is applied to piezoelectric passive control, then a fine vibration control effect can be gained by means of a suitable choice of the shunted circuit and its parameters. It is indicated by theoretical calculations and MATLAB simulation that on the premise of meeting the stable condition, a resistance-negative capacitance series shunted circuit is appropriate for the vibration control in low-frequency region, and a fine control effect can be gained when the resistance and the negative capacitance are a bit less. A resistance-negative capacitance parallel shunted circuit is appropriate for the vibration control in high-frequency region, and a fine control effect can be gained when the resistance and the negative capacitance are a bit more. In addition, a compensating circuit is designed. It can improve the conversion accuracy of negative capacitance and reduce Miller effect in the high-frequency region in parallel with the negative capacitance conversion circuit.

Key words: measuring & testing technologies; negative capacitance; piezoelectric passive control; Miller effect

压电被动控制就是利用压电材料的正压电效应,将机械振动的机械能转化为电能,通过压电器件两端并联一个分流电路来实现电能的消耗,从而对机械振动系统提供抑制振动的阻尼的作用。传统的分流电路为纯电阻或电阻电感电路,但是对于

低频振动而言,传统的压电分流电路中需要较大的电感,使实际控制难以实现;且电感和电阻的选择对振动参数非常敏感,当共振频率漂移或压电特性改变时,需要重新选择合适的电感和电阻值,以达到最优振动控制,否则控制效果会大大削弱。

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金(NS2013010)资助项目。

收稿日期:2013-08-15;**修订日期:**2013-10-15

通信作者:沈星,教授,博士生导师,1975 年出生,E-mail:shenx@nuaa.edu.cn。

因此,近年来出现了电阻负电容分流电路。它不仅具有传统分流电路的优点,还极大地拓宽了阻尼频域,改善了振动抑制的效果。在此方面,国内外学者均进行了探索。Bondoux 探索了用负电容来抵消电抗的可能性,比较了谐振电路与负电容电路的控制效果,认为虽然负电容电路能有效地控制多阶模态,但由于电学稳定性的问题使得只用一个负电容很难抵消压电片的电抗,因此效果还不如谐振电路^[1]。Tang 等初步探讨了负电容在主被动杂交系统中的应用前景,指出负电容在电路中的应用可以增大系统的机电耦合系数^[2]。Kim 等研究了采用电阻负电容的压电分流阻尼噪声控制技术,表明这种技术对低频宽频带噪声抑制有明显效果^[3]。林志等提出一种带负电容的半主动分支电路可控压电阻尼系统,该系统利用一个负电容等效电路接在分支电路上,以消除压电容抗,并运用 H2 范数对电路参数进行了优化^[4]。

本文对贴有压电片的受控结构受到外部激振力产生受迫振动的物理过程进行机电建模,采用电阻负电容分流电路抑制振动,计算出振动幅值、电路参数与外部激振力之间的解析关系,分析受控结构的稳定条件,研究电路参数取值对振动幅值的影响,从而选择合适的分流电路及其电路参数,以期得到较佳的振动抑制效果。

1 压电结构的机电模型

假设贴有压电片的受控结构是弹性的,只有单自由度,作单模态振动,则该结构在传递函数分析上可以看作如图 1 所示的质量块弹簧阻尼系统,压电元件在整个系统中充当阻尼元件的一部分。

根据机械动力学原理,可以列出该结构的动力学方程为

$$M \frac{d^2 u}{dt^2} + C \frac{du}{dt} + K_E u = F + F_P \tag{1}$$

式中: M 为结构的等效模态质量; C 为结构的机械损失因子; K_E 为没有粘贴压电元件时结构的等效

刚度; u 为模态质量位移; F 为外部激振力; F_P 为压电元件由逆压电效应产生的结构内力。

压电元件随着结构的振动作横向伸缩振动,由此列出的压电元件本构方程为^[5]

$$\begin{cases} T_1 = c_{11}^E S_1 - e_{31} E_3 \\ D_3 = e_{31} S_1 + \epsilon_{33}^S E_3 \end{cases} \tag{2}$$

式中: T_1 为应力; c_{11}^E 为短路弹性系数; S_1 为应变; e_{31} 为压电应力常数; E_3 为电场; D_3 为电位移; ϵ_{33}^S 为受夹介电常数;上标 E 表示压电元件的电学边界条件为电学短路;上标 S 表示压电元件的机械边界条件为机械夹持。

根据电学原理有

$$\begin{cases} E = -\frac{V}{L} \\ S = \frac{u}{L} \\ I = A \frac{dD}{dt} \\ C_0^S = \frac{\epsilon_{33}^S A}{L} \end{cases} \tag{3}$$

式中: V 为压电元件两端电压; L 为压电元件的厚度; I 为流过压电元件的电流; A 为压电元件的表面积; C_0^S 为压电元件受夹电容。

根据动力学原理有^[6]

$$\begin{cases} K_P^E = \frac{c_{11}^E A}{L} \\ F_P = -AT \\ \alpha = \frac{e_{31} A}{L} \end{cases} \tag{4}$$

式中: K_P^E 为压电元件短路弹性系数; α 为应力因子。

将式(3)与式(4)代入式(2)可得

$$\begin{cases} F_P = -K_P^E u - \alpha V \\ I = \alpha \frac{du}{dt} - C_0^S \frac{dV}{dt} \end{cases} \tag{5}$$

将式(5)中的电流表达式两边作拉普拉斯变换可得

$$I(s) = \alpha s u(s) - C_0^S s V(s) \tag{6}$$

式中: s 为拉普拉斯算子。根据基尔霍夫定律有

$$I(s) = \frac{V(s)}{Z^{SC}(s)} \tag{7}$$

式中: $Z^{SC}(s)$ 为压电元件外接电路的电阻抗。

将式(7)代入式(6)可得

$$\frac{V(s)}{u(s)} = \frac{\alpha s}{C_0^S s + \frac{1}{Z^{SC}(s)}} \tag{8}$$

将式(5)中的内力表达式代入式(1)有

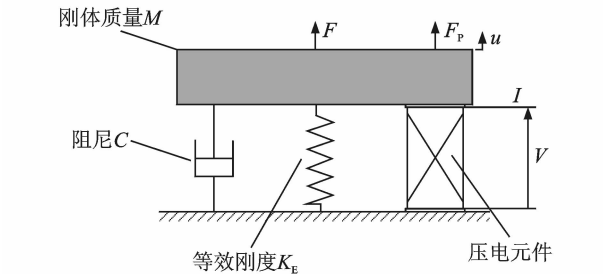


图 1 受控结构的机电模型

$$M \frac{d^2 u}{dt^2} + C \frac{du}{dt} + (K_E + K_P^E) u + \alpha V = F \quad (9)$$

令结构的全局弹性系数为

$$K = K_E + K_P^E \quad (10)$$

式(9)两端作拉普拉斯变换,并将式(8)与式(10)代入,可推导出结构的位移响应函数为

$$\frac{u(s)}{F(s)} = \frac{1}{Ms^2 + Cs + K + \frac{\alpha^2 s}{C_0^S s + \frac{1}{Z^{SC}(s)}}} \quad (11)$$

将不同外接电路的电阻抗代入式(11)即可计算出结构的位移响应函数,并分析其幅频特性,研究外接电路参数的取值对控制效果的影响。

2 外接电路对控制效果的影响

压电片没有外接电路时,结构的位移响应函数为

$$\frac{u(s)}{F(s)} = \frac{1}{Ms^2 + Cs + K + \frac{\alpha^2}{C_0^S}} \quad (12)$$

一般情况下,结构的粘性阻尼很小,可认为 $C \approx 0$ 。故此时结构的共振角频率与共振幅值为

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K + \frac{\alpha^2}{C_0^S}}{M}} \\ |A(j\omega_0)| = \left| \frac{u(j\omega_0)}{F(j\omega_0)} \right| = \frac{1}{C\omega_0} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知,没有外接电路时,结构在共振频率附近的位移较大。故选取合适的外接电路来对结构进行减振十分必要。

2.1 电阻负电容串联

电阻负电容串联外接电路如图 2 所示。

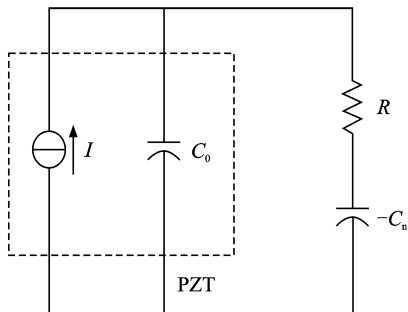


图 2 电阻负电容串联外接电路

由图 2 可得

$$Z^{SC}(s) = R - \frac{1}{C_n s} = \frac{RC_n s - 1}{C_n s} \quad (14)$$

将式(14)代入式(11)可得

$$\frac{u(s)}{F(s)} = \frac{1}{Ms^2 + Cs + K + \frac{\alpha^2}{C_0^S + \frac{C_n}{RC_n s - 1}}} \quad (15)$$

由此列出位移响应函数的劳斯表如下

$$\begin{array}{l} s^3 \quad MRC_n C_0^S \quad RC_n(\alpha^2 + KC_0^S) \\ s^2 \quad M(C_n - C_0^S) \quad K(C_n - C_0^S) - \alpha^2 \\ s^1 \quad \frac{R(\alpha C_n)^2}{C_n - C_0^S} \\ s^0 \quad K(C_n - C_0^S) - \alpha^2 \end{array}$$

根据劳斯稳定性判据^[7],受控结构稳定的条件为

$$C_n > C_0^S + \frac{\alpha^2}{K} \quad (16)$$

可见,受控结构的稳定性只取决于负电容,而与电阻无关。

分别将 $R=0$ 与 $R=\infty$ 代入式(15),并令两者的幅值相等,可得

$$\left| \frac{1}{K - M\omega^2 - \frac{\alpha^2}{C_n - C_0^S}} \right| = \left| \frac{1}{K - M\omega^2 + \frac{\alpha^2}{C_0^S}} \right| \quad (17)$$

解得

$$\begin{cases} \omega_{\text{fix}} = \sqrt{\frac{K - \frac{1}{2}\alpha^2 \left(\frac{1}{C_n - C_0^S} - \frac{1}{C_0^S} \right)}{M}} \\ |A(j\omega_{\text{fix}})| = \frac{2C_0^S(C_n - C_0^S)}{\alpha^2 C_n} \end{cases} \quad (18)$$

由式(17,18)可知,当电阻负电容外接电路的负电容一定时,无论电阻取何值,位移响应函数的幅频特性曲线都通过同一点 $(\omega_{\text{fix}}, |A(j\omega_{\text{fix}})|)$,称之为不动点。显然,当位移响应函数的幅值在不动点取得峰值时,外界电路带来的振动控制效果最佳,此时受控结构的共振角频率、共振幅值与不动点之间有如下关系

$$\begin{cases} \omega_0 = \omega_{\text{fix}} \\ |A(j\omega_0)| = |A(j\omega_{\text{fix}})| \end{cases} \quad (19)$$

而此时对应的电阻值即为在某固定负电容值下的最优电阻值,其取值满足

$$\left. \frac{d|A(j\omega)|}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad (20)$$

解得

$$R_{\text{SE}}^{\text{opt}} = \frac{1}{\alpha C_n} \sqrt{\frac{2M(C_n - C_0^S)^3}{C_0^S \left[2(C_n - C_0^S) \left(1 + \frac{KC_0^S}{\alpha^2} \right) - C_n \right]}} \quad (21)$$

在满足式(16)给出的稳定条件的情况下,由式

(13,18,19,21)可得出如下结论:

(1) C_n 越小, $|A(j\omega_0)|$ 也越小,即外接电路的振动控制效果越好,但此时控制系统的稳定性越差。故在实际应用中,应综合考虑控制效果和稳定性来确定负电容值,一般取较小的负电容值。

(2) C_n 越小, $R_{\text{等}}^{\text{等}}$ 也越小,故为了达到较好的振动控制效果,在外接的电阻负电容串联电路中,电阻值较小。

(3) C_n 越小, ω_0 也越小,且 $\omega_0 \in \left[\sqrt{\frac{K+\frac{\alpha^2}{C_0^S}}{2M}}, \sqrt{\frac{K+\frac{\alpha^2}{2C_0^S}}{M}}\right]$,故外接入电阻负电容串联电路后,系统的共振角频率向低频区域移动,最多移动至原共振角频率的 $\sqrt{\frac{1}{2}}$ 倍处。因此,电阻负电容串联外接电路适用于低频区域的振动控制。

2.2 电阻负电容并联

电阻负电容并联外接电路如图 3 所示。

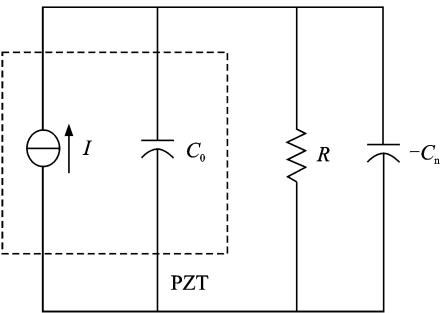


图 3 电阻负电容并联分流阻尼电路

由图 3 可得

$$Z^{SC}(s) = \frac{1}{\frac{1}{R} - C_n s} = \frac{R}{1 - RC_n s} \tag{22}$$

此时的位移响应函数为

$$\frac{u(s)}{F(s)} = \frac{1}{Ms^2 + Cs + K + \frac{\alpha^2 s}{C_0^S + \frac{1 - RC_n s}{R}}} \tag{23}$$

其劳斯表如下:

s^3	$MR(C_0^S - C_n)$	$R[\alpha^2 + K(C_0^S - C_n)]$
s^2	M	K
s^1	$\alpha^2 R$	
s^0	K	

稳定条件为

$$C_n < C_0^S \tag{24}$$

同样地,受控结构的稳定性只取决于负电容,而与电阻无关。

此时的不动点满足下式

$$\left| \frac{1}{K - M\omega^2} \right| = \left| \frac{1}{K - M\omega^2 + \frac{\alpha^2}{C_0^S - C_n}} \right| \tag{25}$$

计算出此时位移响应函数幅值曲线的不动点为

$$\begin{cases} \omega_{\text{fix}} = \sqrt{\frac{K + \frac{\alpha^2}{2(C_0^S - C_n)}}{M}} \\ |A(j\omega_{\text{fix}})| = \frac{2(C_0^S - C_n)}{\alpha^2} \end{cases} \tag{26}$$

同样地,当位移响应函数的幅值在不动点取得峰值时,外界电路带来的振动控制效果最佳,式(19)给出了此时受控结构的共振角频率、共振幅值与不动点之间的关系。

同理可计算出此时的最优电阻值为

$$R_{\text{PA}}^{\text{opt}} = \sqrt{\frac{2M}{(C_0^S - C_n)[\alpha^2 + 2K(C_0^S - C_n)]}} \tag{27}$$

在满足式(24)给出的稳定条件的情况下,由式(13,19,26,27)可得出如下结论:

(1) C_n 越大, $|A(j\omega_0)|$ 越小,即外接电路的振动控制效果越好,但此时控制系统的稳定性越差。故在实际应用中,应综合考虑控制效果和稳定性来确定负电容值,一般取较大的负电容值。

(2) C_n 越大, $R_{\text{PA}}^{\text{opt}}$ 也越大,故为了达到较好的振动控制效果,在外接的电阻负电容并联电路中,电阻值较大。

(3) C_n 越大, ω_0 也越大,且 $\omega_0 \in \left[\sqrt{\frac{K+\frac{\alpha^2}{2C_0^S}}{M}}, \infty\right)$,故外接入电阻负电容并联电路后,为获得较好的振动控制效果,系统的共振角频率将向高频区域移动。因此,电阻负电容并联外接电路适用于高频区域的振动控制。

3 负电容实现电路

负电容的实现电路分为两个部分:变换电路与补偿电路。变换电路的功能是将正电容转换为等效负电容,补偿电路的功能是针对变换电路在高频段的非线性失真进行补偿。

负电容变换电路由运算放大器、电阻以及电容来实现,如图 4 所示。

不考虑密勒效应,根据基尔霍夫电流定律以及理想放大器的“虚短”、“虚断”,可以列出以下方程组

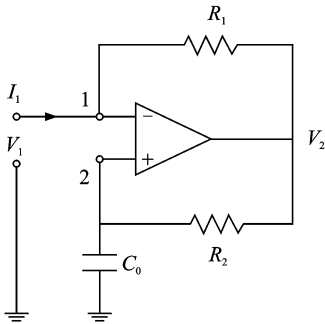


图 4 传统的负电容实现电路

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \\ \frac{V_2 - V_1}{R_2} = sC_0 V_1 \end{cases} \quad (28)$$

解得

$$\begin{cases} A_V = \frac{V_2}{V_1} = 1 + sR_2 C_0 \\ Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{sC_0} \end{cases} \quad (29)$$

实际上,由于密勒效应的存在^[8],输入端与地之间存在的密勒电容为

$$C_M = (1 - A_V)(C_p + C_t) = -sR_2 C_0 (C_p + C_t) \quad (30)$$

式中: C_p, C_t 分别为负电容实现电路输出端与输入端之间的寄生电容与分布电容。

因此实际情况下,电路的输入电阻为

$$Z_i = Z_{ir} // Z'_{ir} = -\frac{1}{s \left[\left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) C_0 + sR_2 C_0 (C_p + C_t) - (1 + sR_2 C_0)(C'_p + C'_t) \right]} \quad (33)$$

当补偿电路与变换电路的寄生电容和分布电容相近时,输入电阻近似为

$$Z_i \approx -\frac{1}{s \left[\left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) C_0 - (C'_p + C'_t) \right]} \approx -\frac{1}{\frac{R_2}{R_1} - 1} \cdot \frac{1}{sC_0} \quad (34)$$

由式(34)可知,在负电容变换电路上并联补偿电路后,当两个电路输出端与输入端之间的寄生电容与分布电容相近时,负电容变换电路的密勒效应大大减小,在高频区域的性能改善尤为显著。在实际应用中, R_1 为固定电阻, R_2 为可变电阻,整个负电容变换电路的输入阻抗即呈现负电容特性,且负电容值 $-C_n$ 与可变电阻 R_2 成线性关系。

4 MATLAB 仿真

4.1 受控结构受迫振动的位移响应仿真

受控结构各参数取值如表 1 所示。

$$Z_{ir} = Z_{in} // \frac{1}{sC_M} = -\frac{1}{sR_2 C_0 \left[\frac{1}{R_1} + s(C_p + C_t) \right]} \quad (31)$$

由于寄生电容 C_p 与分布电容 C_t 均较小,故密勒效应在电阻 R_1 的阻值较大时对输入阻抗的影响较大;此外,在高频区域内,密勒效应对输入阻抗也会产生较大影响。因此,需要设计一种补偿电路来减小密勒效应。

密勒电容的补偿电路如图 5 所示。这是一个典型的运用运算放大器实现的微分电路。

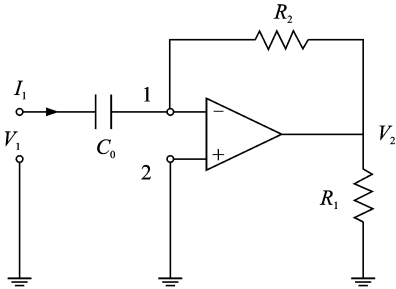


图 5 密勒电容补偿电路

同理可得补偿电路的实际输入电阻为

$$Z'_{ir} = \frac{1}{s[C_0 + (1 + sR_2 C_0)(C'_p + C'_t)]} \quad (32)$$

式中: C'_p, C'_t 分别为补偿电路输出端与输入端之间的寄生电容与分布电容。

将补偿电路与变换电路并联,得到的输入电阻为

$$Z_i = Z_{ir} // Z'_{ir} = -\frac{1}{s \left[\left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) C_0 + sR_2 C_0 (C_p + C_t) - (1 + sR_2 C_0)(C'_p + C'_t) \right]} \quad (33)$$

表 1 受控结构仿真模型参数

参 数	参数取值
结构模态质量 M/g	51.2
结构粘性阻尼 $C/(\text{N}^{-1} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-1})$	0.196 3
没有压电片时的结构等效刚度 $K_E/(\text{N} \cdot \text{m}^{-1})$	3 050
压电片短路弹性系数 $c_{11}^E/(\text{N} \cdot \text{m}^{-2})$	21.82
压电片受夹介电常数 $\epsilon_{33}^S/(\text{nF} \cdot \text{m}^{-1})$	109.79
压电片压电应力常数 $e_{31}/(\text{N} \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{m}^{-1})$	0.002 1
压电片表面积 A/mm^2	7 150
压电片厚度 L/mm	5

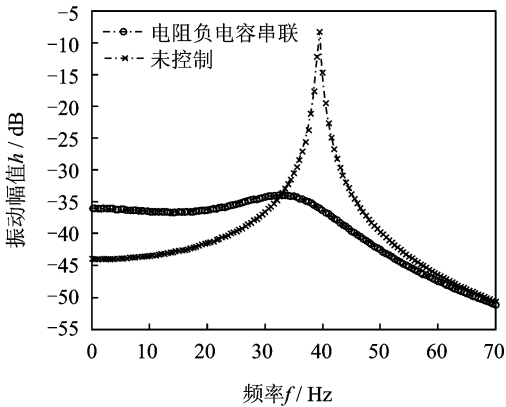
选取两种常见的外力作为结构的激振力,分析其位移响应函数。激励力如表 2 所示。

表 2 系统仿真激励力

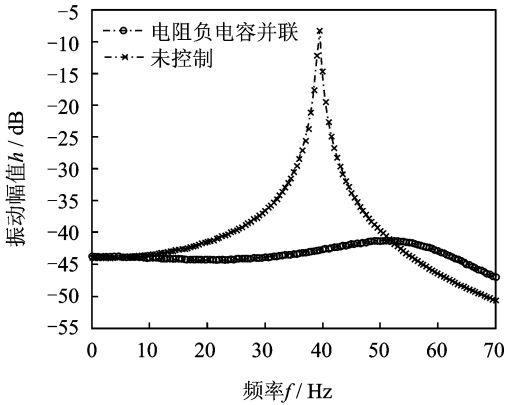
激励力	时域表达式
冲激函数	$F(t) = 20\delta(t)$
正弦函数	$F(t) = 20\sin\omega t$

选取前文所述的两种外接电路,分别分析结构在接入这两种外接电路时的位移响应。两种外接电路中的负电容取值满足各自的稳定条件,电阻均取最优值。

当激振力类型为冲激函数时,结构的位移响应曲线(频域)如图 6 所示。由图 6 可知,当受控结构接入电阻负电容串联电路后,通过选取合适的电路参数,使得共振幅值大幅降低,且共振角频率向低频区域移动;而当受控结构接入电阻负电容并联电路后,通过选取合适的电路参数,同样使得共振幅值大幅降低,且共振角频率向高频区域移动。



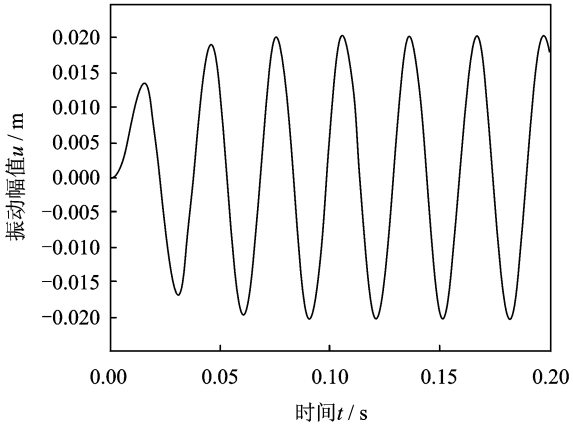
(a) 电阻负电容串联外接电路参数: $C_n=162\text{ nF}$, $R=936\text{ }\Omega$



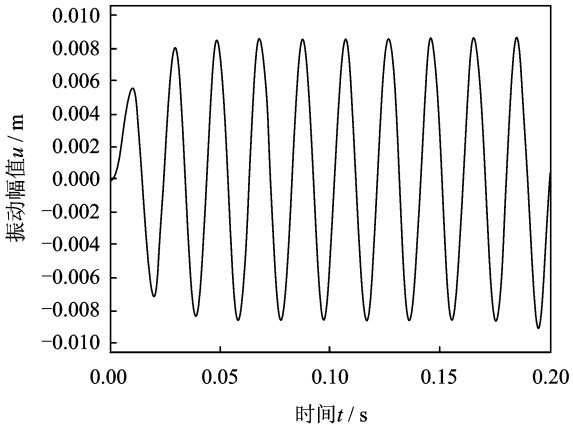
(b) 电阻负电容并联外接电路参数: $C_n=155\text{ nF}$, $R=1\text{ }549\text{ k}\Omega$

图 6 冲激激振力下的结构位移响应曲线

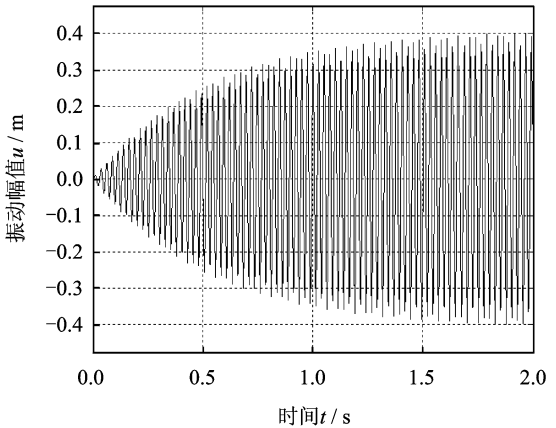
当激振力类型为正弦函数时,结构的位移响应曲线(时域)如图 7 所示。由图 7 可知,当受控结构接入电阻负电容串联与并联电路后,只要选取合适的电路参数,结构受到与固有频率相同的正弦激振力时,振动幅值大幅降低,且很快达到稳态振动。同样地,当受控结构接入电阻负电容串联电路后,共振角频率向低频区域移动;而当受控结构接入电阻负电容并联电路后,共振角频率向高频区域移动。



(a) 正弦激振力角频率 $\omega=207\text{ rad/s}$; 电阻负电容串联外接电路参数: $C_n=162\text{ nF}$, $R=936\text{ }\Omega$



(b) 正弦激振力角频率 $\omega=322.8\text{ rad/s}$; 电阻负电容并联外接电路参数: $C_n=155\text{ nF}$, $R=1\text{ }549\text{ k}\Omega$



(c) 正弦激振力角频率 $\omega=247.6\text{ rad/s}$; 未控制

图 7 正弦激振力下的结构位移响应曲线

4.2 负电容实现电路的输入电阻仿真

负电容实现电路中的各参数如表 3 所示。

仿真结果如图 8 所示。由图 8 可知,没有补偿电路时,随着频率的增加,输入电导也逐渐增加,导致严重的失真;而在并联入补偿电路后,输入电导大大减小,很好地补偿了密勒效应引起的失真。

表 3 负电容实现电路仿真参数

参 数	参数取值
电阻 1 $R_1/\text{M}\Omega$	10
电阻 2 $R_2/\text{M}\Omega$	18
转换电容 C_0/nF	200
转换电路寄生电容 C_p/pF	5
转换电路分布电容 C_i/pF	15
补偿电路寄生电容 C'_p/pF	7
补偿电路分布电容 C'_i/pF	12

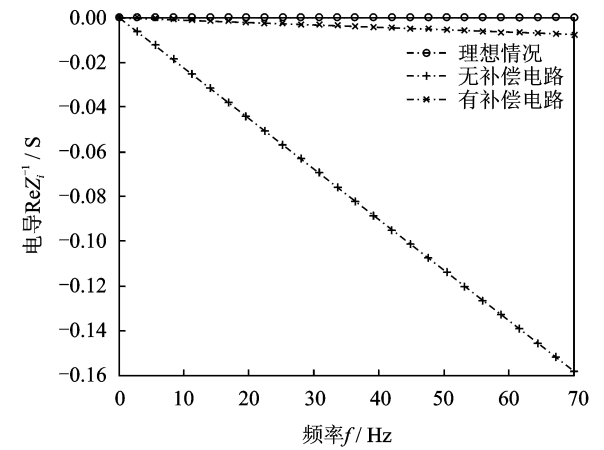


图 8 负电容实现电路的输入电导曲线

5 结束语

通过本文的研究可知,选取合适的电阻值与负电容值时,电阻负电容分流电路可以较好地抑制受控结构振动。在满足稳定条件的前提下,采用电阻负电容串联外接电路,负电容值与电阻值均较小时取得较好的控制效果,结构的共振频率比未控制时小,适用于低频区域的振动抑制;采用电阻负电容并联外接电路,负电容值与电阻值均较大时取得较好的控制效果,结构的共振频率比未控制时大,适用于高频区域的振动抑制。此外,在负电容变换电路两端并联入补偿电路作为负电容的实现电路,可以有效降低高频段的密勒效应,使负电容的转换结果更为精确。

参考文献:

[1] Bondoux D. Piezo-damping: A low power consumption technique for semi-active damping of light structures [C]//Proceedings of the Third International Conference on Intelligent Materials (Gobin P F, Tatibout J, et al, eds.). Lyon, France: SPIE 2779, 1996:694-699.

[2] Tang J, Wang K W. Active-passive hybrid piezoelectric networks for vibration control: Comparisons and improvement[J]. Smart Materials and Structures, 2001,10(4):794-806.

[3] Kim Y. Broadband noise reduction of piezoelectric smart panel featuring negative-capacitive-converter shunt circuit[J]. J Acoust Soc Am, 2006,120(4): 2017-2025.

[4] 林志,刘正兴.弹性基础梁振动的负电容控制[J]. 上海交通大学学报,2007,41(6):994-996.
Lin Zhi, Liu Zhengxing. The negative capacitance method for vibration control of elastic beam on winker foundation[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2007,41(6):994-996.

[5] 潘策,陈晓南,杨培林.压电陶瓷驱动器动态特性的实验研究[J].压电与声光,2005,27(2):117-119.
Pan Ce, Chen Xiaonan, Yang Peilin. Research of experiment on dynamic characteristic of piezo-ceramic actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2005, 27(2):117-119.

[6] 左建勇,颜国正,高志军,等.压电直线驱动器[J].压电与声光,2005,27(3):23-25.
Zuo Jianyong, Yan Guozheng, Gao Zhijun, et al. A new piezoelectric linear actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2005,27(3):23-25.

[7] 胡寿松.自动控制原理[M].第 5 版.北京:科学出版社,2001:102-105.
Hu Shousong. Automatic control principle [M]. Fifth Edition. Beijing: Science Press, 2001:102-105.

[8] 铃木雅臣.晶体管电路设计(上)[M].北京:科学出版社,2004:30-31.
Suzuki Anchen. Transistor circuit design (Volume 1) [M]. Beijing: Science Press, 2004:30-31.