

基于忆阻器的低通滤波器设计

蔡发君, 甘朝晖

(武汉科技大学 信息科学与工程学院, 湖北 武汉 430081)

摘 要: 忆阻器是一种新型的非线性二端无源器件, 具有电阻、电容和电感所不具备的记忆特性. 使用忆阻器和由忆阻器构成的忆容等效电路设计了二阶无源低通滤波电路和有源低通滤波电路. SPICE 仿真实验结果证实了设计的可行性. 所设计的低通滤波电路在电路参数调整和稳定性方面相比于传统的低通滤波电路具有较大的优势.

关键词: 低通滤波器; 忆阻器; 参数调整; SPICE

中图分类号: TN713

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)09-0153-06

Design of Low Pass Filter Based on Memristor

CAI Fa-jun, GAN Zhao-hui

(College of Information Science and Engineering, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China)

Abstract: Memristor is a new two-terminal passive component with non-linear and memory characteristic, it is different from resistor, capacitor and inductor. Second-order passive low pass filter circuit and active low pass filter circuit based on memristor and memory capacitor equivalent circuit are proposed in the paper. The proposed circuit is simulated by SPICE. The results show that the circuit has a great advantage in circuit parameters adjustment and stability compared with traditional low pass filter circuit.

Key words: low pass filter; memristor; parameter adjustment; SPICE

1 引言

滤波器是一种允许某一部分频率的信号顺利通过, 而抑制另外一部分频率信号的频率选择电路. 滤波器按所通过的信号频带, 可以分为低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器四种^[1-2].

模拟滤波器分为两大体系: 无源滤波器和有源滤波器. 由电阻、电容和电感组成的滤波电路是无源滤波器中应用最为广泛的滤波电路. 有源滤波器则使用运算放大器作为电压源或电流源, 配上电阻电容网络构成有源滤波电路. 在常见的模拟滤波器电路中, 为了对电路中的通频带、截止频率和传递函数等参数进行调整, 通常采用的方法是将电路中的电阻用电位器进行替代, 通过调节电位器的阻值来改变电路中的相关参数. 目前, 广泛使用的电位器主要有机械式电位器和数字电位器两种. 由于机械式电

位器需要人为调整, 抗振动性差, 容易受外界环境因素影响, 所以难以实现自动控制, 稳定性较差. 而数字电位器尽管可以实现自动控制, 但阻值离散, 通频带较窄, 这都在一定程度上影响了模拟滤波器的精度和稳定性.

忆阻器 (Memristor) 是用来描述电荷 q 与磁通量 φ 之间的关系^[3], 蔡少棠教授把这种关系定义为 $d\varphi = Mdq$, 其中 M 表示忆阻值. 将忆阻器的概念进行推广, 如果器件的阻抗与系统的内部状态有关, 则这类二端器件可以叫做忆阻系统^[4]. 在这个基础上, M. Di Ventra 等人提出了记忆电路元件的概念, 他们认为记忆器件不仅仅限于忆阻系统, 还应包括忆容和忆感系统^[5]. 2008 年, HP 实验室研发出了忆阻器实物^[6]. 尽管固态的忆容和忆感器件到目前为止, 尚未被发现, 但是在将来, 忆容和忆感器件可能会作为新型的电路元件发挥出重要的作用. Y. V. Per-

收稿日期: 2013-11-23; 修回日期: 2014-01-09

基金项目: 湖北省自然科学基金项目(2011CDC075)

shin 和 M. Di Ventra 使用忆阻器和一些基本电路元件设计出了忆容和忆感电路^[7,8],该电路可以分别模拟电容和电感的基本特性,其等效电容 $C(t)$ 和等效电感 $L(t)$ 的量值均能够在一定范围内连续改变. 本文以下部分称这两种电路为忆容等效电路和忆感等效电路.

本文使用忆阻器和忆容等效电路设计出二阶无源低通滤波电路和有源低通滤波电路,由于通过改变忆阻器的阻值和等效电容 $C(t)$ 的量值就可以实现滤波电路截止频率、通频带和传递函数等相关参数的自动调整,相比于传统的滤波电路,本文所设计的电路在参数调整和稳定性方面具有很大优势.

2 忆阻器

2.1 忆阻器的基本概念和特性

忆阻器是继电阻、电容和电感之外的第四种基本电路元件^[3]. HP 实验室成功研制出的忆阻器原型器件是一种两端为金属中间为氧化物的非线性纳米器件. 忆阻器的物理量纲与电阻相同,其阻值取决于流经忆阻器的电荷总量. 当给忆阻器施加正向电压时,流经忆阻器的电流为正,其阻值减小;施加反向电压时,流经忆阻器的电流为负,其阻值增加. 断电后,忆阻器能保持断电时的电阻值. 忆阻器的这一特性是电阻、电容和电感这三种基本电路元件所不具备的.

Zdeněk BIOLEK 等人在 HP 实验室忆阻器原型的基础上,提出了一种忆阻器 SPICE 模型^[9],可以自由修改边界效应条件等参数以改变忆阻器的性质,为研究者分析其电气特性提供了一个便捷的途径. 文献^[10]提出了一种具有阈值电压 V_T 的忆阻器模型,并设计出了一种忆阻器阻值控制电路,用以控制忆阻器阻值的变化,忆阻器的阻值变化只与控制电路电压的极性和控制时间的长短有关. 通过调节控制信号的极性和持续时间,可以控制忆阻器阻值的连续变化.

2.2 忆容等效电路和忆感等效电路

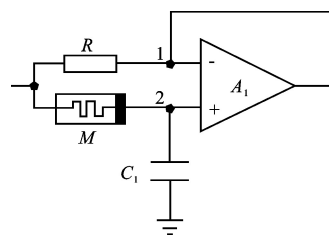
2.2.1 忆容等效电路

忆容等效电路的电路结构如图 1(a)所示,其中 M 为忆阻器,由运算放大器“虚短”的知识可知,图 1(a)中结点 1 的电势与结点 2 的电势相等. Y. V. Pershin 等人认为可以将该电路看作等效电容 $C(t)$ 与电阻 R 的右端串联,如此则有等式(1)成立.

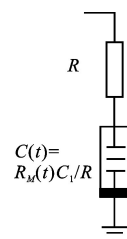
$$C(t) = C_1 \cdot R_M(t)/R \quad (1)$$

因为忆阻值 $R_M(t) = (V_{in} - V_-)/I$,通过电容

C_1 的电流 $I = C_1 \cdot \frac{dV_-}{dt}$,所以等效电容 $C(t)$ 满足式(2). 当电阻 $R \ll R_M$ 时,电路可等效为图 1(b)所示电路.



(a) 忆容等效电路



(b) 忆容等效电路的等效结构

图 1 忆容等效电路的电路结构

$$C(t) = \frac{V_{in} - V_-}{R \cdot \frac{dV_-}{dt}} \quad (2)$$

由式(1)可知,等效电容 $C(t)$ 的量值与忆阻器的阻值 $R_M(t)$ 有关. 而忆阻器的阻值 $R_M(t)$ 在一定范围内可以连续改变,因此等效电容 $C(t)$ 的量值在一定范围内也可以连续改变.

为了验证忆容等效电路所具有的电容特性,Y. V. Pershin 等人分析了该电路在外加方波信号时的响应,见图 2. 其中 V_{in} 为电路输入电压, V_- 为放大器 A_1 反相端电压, V_C 为等效电容两端电压.

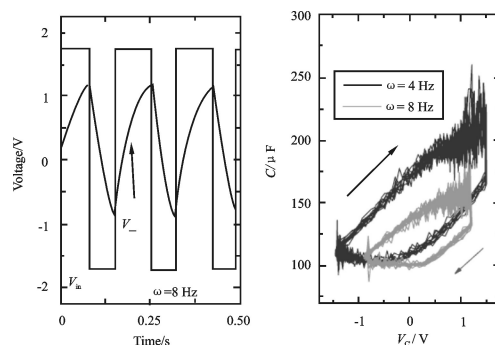
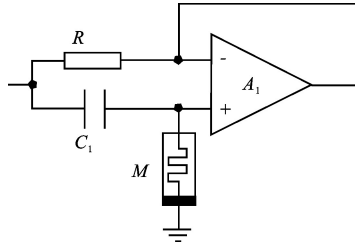


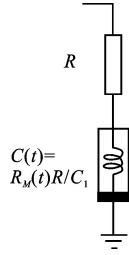
图 2 忆容等效电路的仿真曲线

2.2.2 忆感等效电路

将忆容等效电路中的电容 C_1 和忆阻器 M 互换位置,可以得到忆感等效电路,电路结构如图 3(a)所示.



(a) 忆感等效电路



(b) 忆感等效电路的等效结构

图3 忆感等效电路的电路结构

等效电感 $L(t)$ 满足等式(3):

$$L(t) = R \cdot R_M(t) \cdot C_1 \quad (3)$$

由式(3)可知,等效电感 $L(t)$ 的量值也与忆阻器的阻值 $R_M(t)$ 有关,改变忆阻器的阻值 $R_M(t)$ 可以实现等效电感 $L(t)$ 量值的连续改变。

为了验证忆感等效电路所具有的电感特性,Y. V. Pershin 等人同样分析了这些电路在外加方波信号时的响应,见图4. 其中 V_{in} 为电路输入电压, V_- 为放大器 A_1 反相端电压, V_L 为等效电感两端电压,其波形的变化与外加电压的极性有关。

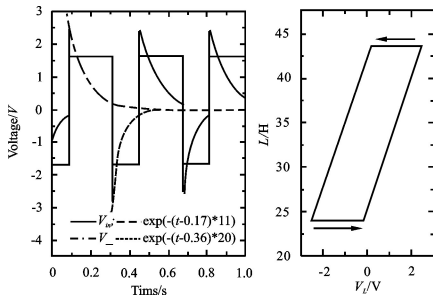


图4 忆感等效电路的仿真曲线

3 忆阻器构成的滤波电路

3.1 基于忆阻器的无源低通滤波电路

常见的二阶无源低通滤波电路如图5所示,该滤波电路的输入信号为 V_i , 输出信号为 V_o . 为了便于分析,令电路中电阻 $R_1 = R_2 = R$, 电容 $C_1 = C_2 = C$, 由基尔霍夫电压定律可计算出该电路的传递函数满足等式(4):

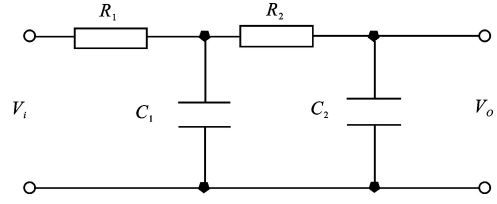


图5 由电阻和电容组成的二阶无源低通滤波电路

$$H(j\omega) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 - \omega^2 R^2 C^2 + j3\omega RC} \quad (4)$$

该滤波电路的截止角频率 ω_c 满足下式:

$$\omega_c = \frac{1}{2.6724RC} = \frac{0.3724}{RC} \quad (5)$$

截止频率:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{0.3724}{2\pi RC} \quad (6)$$

由上述分析可知,滤波电路的相关参数与电路中的电阻值和电容值大小有关. 若电阻 R 的阻值或电容 C 的量值增大,则滤波电路的截止频率减小,通频带变窄,反之,电阻 R 的阻值或电容 C 的量值减小,则滤波电路的截止频率变大,通频带变宽. 由此可见,通过改变电路中电阻的阻值或电容的量值可以调整滤波器的截止频率、截止角频率、通频带和传递函数等参数. 将图5中的电阻和电容分别用忆阻器和忆容等效电路进行替换,可以得到如图6所示的基于忆阻器的二阶无源低通滤波电路。

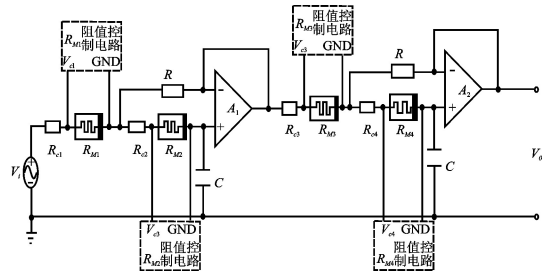


图6 基于忆阻器的二阶无源低通滤波电路

图6中, A_1 和 A_2 为理想运算放大器, R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 为忆阻器, R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 阻值控制电路分别用来控制 R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 的阻值,图中仅给出示意图,其原理与第2节提到的阻值控制电路类似. 以 R_{M1} 阻值控制电路为例,具体的电路如图7所示。

R_{M1} 阻值控制电路主要由三个模拟开关组成,当 V_{cp1} 和 V_{cg1} 为高电平时,模拟开关1和模拟开关3闭合,控制电路的输出端 $V_{cl} = V_{PP}$,若电压 V_{PP} 的幅值小于忆阻器的阈值电压 V_T ,则忆阻器的阻值不变,忆阻器等同于普通电阻,若电压 V_{PP} 的值大于忆

阻器的阈值电压 V_T , 则此时忆阻器的阻值呈非线性减小状态, 减小的幅度与控制电压持续的时间有关. 当 V_{on1} 和 V_{gs1} 为高电平时, 模拟开关 2 和模拟开关 3 闭合, 控制电路的输出端 $V_{cl} = -V_{pp}$, 忆阻器阻值的变化趋势与模拟开关 1 和模拟开关 3 闭合时类似, 只是当电压 V_{pp} 的值大于忆阻器的阈值电压 V_T 时, 忆阻器的阻值呈非线性增大状态. V_{cp1} 和 V_{on1} 不同时为高电平.

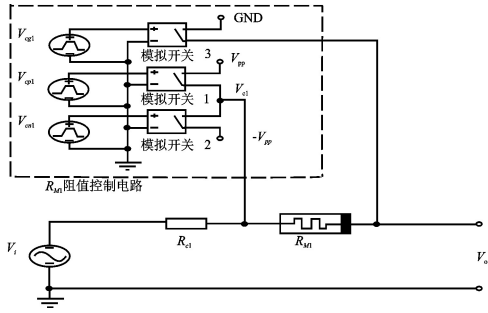


图 7 忆阻器控制电路

图 6 电路中所有忆阻器的相关参数如下: 最小值 $R_{on} = 100 \Omega$, 最大值 $R_{off} = 16 \text{ k}\Omega$, 初始值 $R_{init} = 11 \text{ k}\Omega$, 金属氧化物薄膜厚度 $D = 10 \text{ nm}$, 离子迁移率 $\mu = 10^{-14} \text{ m}^2 \text{ s}^{-1} \text{ V}^{-1}$, 用以表征离子非线性迁移特性的窗函数参数 $p = 10$, 忆阻器阈值电压 $V_T = 1.2 \text{ V}$; 控制电路电压 $V_{pp} = 2 \text{ V}$; 电容 $C = 0.001 \mu\text{F}$; 电阻 $R = 100 \Omega$, $R_{cl} = R_{c2} = R_{c3} = R_{c4} = 10 \Omega$, 该电路可以等效为图 8 所示的 RC 电路.

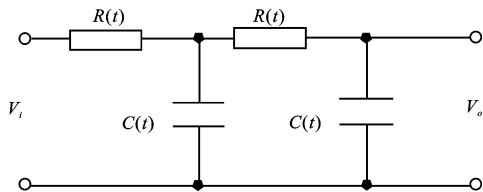


图 8 忆阻器实现的二阶低通滤波电路的等效电路

由于忆阻器的参数均保持一致, 则有可变电阻 $R(t) = R_{cl} + R_{M1} + R = R_{c3} + R_{M3} + R$, 可变电容 $C(t) = (R_{c2} + R_{M2})C/R = (R_{c4} + R_{M4})C/R$, 由式(6)可知, 图 6 所示电路的等效电路的截止频率满足:

$$f_c = \frac{0.3724}{2\pi R(t)C(t)} = \frac{0.3724R}{2\pi(R_{cl} + R_{M1} + R)(R_{c2} + R_{M2})C} \quad (7)$$

由此可见, 通过阻值控制电路改变可变电阻 $R(t)$ 的阻值或可变电容 $C(t)$ 的量值可以调整滤波电路的截止频率, 进而可以改变电路的通频带、传递函数等参数. 在滤波电路输入端施加正弦激励信号 $V_i = 0.5\sin(\omega t)$, 见图 9, 该激励信号峰值的绝对值

小于忆阻器的阈值电压 V_T . 忆阻器 R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 的阻值控制电路相同, 以 R_{M1} 为例, 阻值控制曲线如图 10 所示.

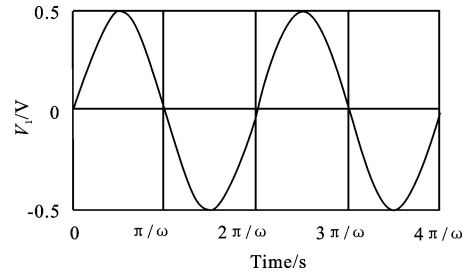


图 9 滤波电路激励信号曲线图

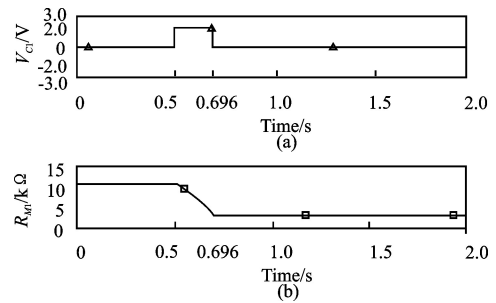


图 10 二阶无源低通滤波电路中忆阻器的阻值控制曲线

在 $1 \sim 0.5 \text{ s}$ 时, 控制信号 V_{cl} 的幅值小于忆阻器的阈值电压 V_T , 故忆阻器 R_{M1} 的阻值保持不变, 此时可变电阻 $R(t = 0.5 \text{ s}) = 11.11 \text{ k}\Omega$, 可变电容 $C(t = 0.5 \text{ s}) = 0.1101 \mu\text{F}$. 通过式(7)可以求得此时滤波电路的截止频率 $f_{c1} = 48.48 \text{ Hz}$. 在 $0.5 \sim 0.696 \text{ s}$ 时, 控制信号 V_{cl} 的幅值大于忆阻器的阈值电压 V_T , 故忆阻器 R_{M1} 的阻值呈非线性减小状态, 见图 10(b), 在 $t = 0.696 \text{ s}$ 这一时刻, 忆阻器的阻值减小至 $3.05 \text{ k}\Omega$, 可变电阻 $R(t = 0.696 \text{ s}) = 3.16 \text{ k}\Omega$, 可变电容 $C(t = 0.696 \text{ s}) = 0.0306 \mu\text{F}$, 在 $0.696 \sim 2 \text{ s}$ 时, 控制信号 V_{cl} 的幅值小于忆阻器的阈值电压 V_T , 忆阻器 R_{M1} 的阻值保持 $3.05 \text{ k}\Omega$ 不变, 此时 $R(t = 2 \text{ s}) = 3.16 \text{ k}\Omega$, $C(t = 2 \text{ s}) = 0.0306 \mu\text{F}$, 通过施加控制信号 V_{cl} , 可以发现, 忆阻器的阻值有了明显的减小. 由式(7)求得此时滤波电路的截止频率 $f_{c2} = 613.26 \text{ Hz}$. 对图 6 所示电路进行 SPCIE 仿真(交流小信号分析), 得到仿真波形如图 11 和图 12 所示. 由图 11 可以发现, 输出端信号 V_o 呈现出明显的低通特性, 随着输入信号的频率增加, 滤波电路对信号的抑制作用越明显. 滤波电路的幅频响应和相频响应曲线见图 12, 其中截止频率与理论计算值相符. 由此可见, 只要适当调整忆阻器控制电路控制信号的持续时间, 无源滤波电路就可以很好地实现截止频率、通频带和传递函数等相关参数的

调整。

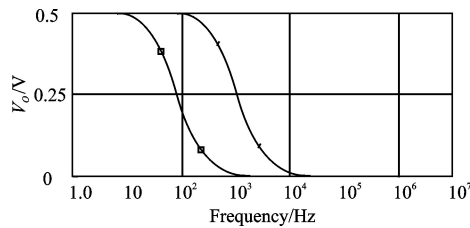


图 11 滤波电路输出端信号曲线图

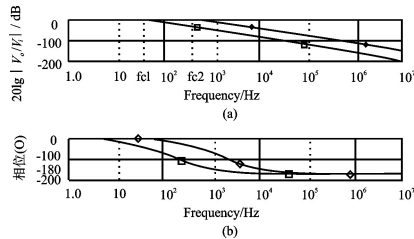


图 12 基于忆阻器的二阶无源低通滤波电路的幅频和相频响应曲线

3.2 基于忆阻器的有源低通滤波电路

由运放、电阻和电容构成的二阶有源滤波电路如图 13 所示。滤波电路的输入信号为 V_i , 输出信号为 V_o , 当输入信号的频率 $f = 0$ 时, 电容可视为开路, 通带内的增益 $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_0}$, 滤波器的传递函数

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_v \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + (1 - A_v) \frac{1}{R_2 C_2} \right] s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8)$$

式中, $s = j\omega$, 与二阶低通滤波电路传递函数的通用表达式进行比较, 可以得到该滤波电路的截止角频率 ω_c 满足等式(9):

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (9)$$

为了便于分析, 令 $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$, 则有

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (10)$$

截止频率

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (11)$$

将图 13 中对应的电阻和电容分别用忆阻器和忆容等效电路进行替换, 得到基于忆阻器的二阶有源滤波电路, 见图 14。

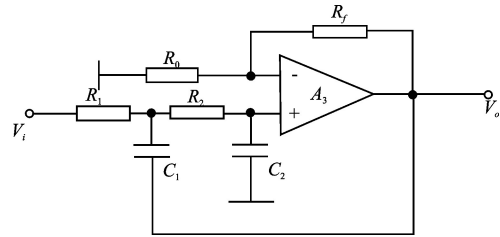


图 13 二阶有源低通滤波电路

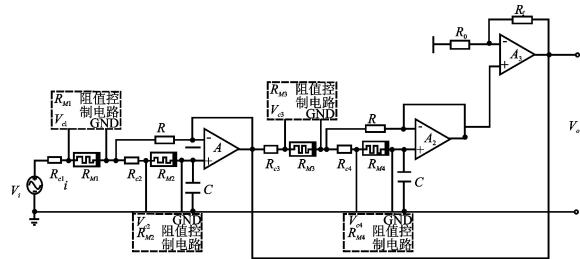


图 14 基于忆阻器的二阶有源滤波电路

图 14 中, A_1 、 A_2 和 A_3 均为理想运算放大器, R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 为忆阻器, R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 阻值控制电路分别用来控制 R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 的阻值, 具体的控制电路如图 7 所示。忆阻器及忆阻器控制电路的参数与基于忆阻器的二阶无源滤波电路相同, 只是初始值 R_{mit} 设置为 $9 \text{ k}\Omega$, 电路中电容 $C = 0.001 \mu\text{F}$; 电阻 $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R = 100 \Omega$, $R_{c1} = R_{c2} = R_{c3} = R_{c4} = 10 \Omega$ 。

与二阶无源滤波电路的分析类似, 二阶有源滤波电路也可以通过忆阻器阻值控制电路来改变电路中电阻的阻值和电容的量值, 从而实现电路参数的调整。

在滤波电路输入端施加正弦激励信号, 见图 9, 忆阻器 R_{M1} 、 R_{M2} 、 R_{M3} 和 R_{M4} 的阻值控制电路相同, 以 R_{M1} 为例, 阻值控制曲线如图 15 所示。

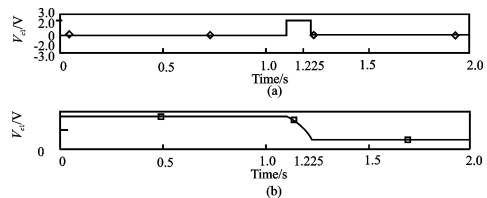


图 15 二阶有源低通滤波电路中忆阻器的阻值控制曲线

在 $0 \sim 1.1 \text{ s}$ 时, 控制信号 V_d 的幅值小于忆阻器的阈值电压 V_T , 故此时忆阻器 R_{M1} 的阻值保持不变, 可变电阻 $R(t = 1.1 \text{ s}) = 9.11 \text{ k}\Omega$, 可变电容 $C(t = 1.1 \text{ s}) = 0.0901 \mu\text{F}$, 通过式(11)求得此时的截止频率 $f_{c3} = 193.998 \text{ Hz}$ 。在 $1.1 \sim 1.225 \text{ s}$ 时, 控制信号 V_d 的幅值大于忆阻器的阈值电压 V_T , 此

时忆阻器 R_{M1} 的阻值呈非线性减小状态, 见图 15(b), 在 $t = 1.225$ s 时, 忆阻器的阻值减小为 $2.71 \text{ k}\Omega$, 可变电阻 $R(t = 1.225 \text{ s}) = 2.82 \text{ k}\Omega$, 可变电容 $C(t = 1.225 \text{ s}) = 0.0272 \mu\text{F}$, 在 $1.225 \sim 2$ s 时, 控制信号 V_d 的幅值小于忆阻器的阈值电压 V_T , 忆阻器的阻值保持在 $2.82 \text{ k}\Omega$ 不变, 此时滤波电路的截止频率 $f_c = 2075.98 \text{ Hz}$. 对图 14 所示电路进行 SPICE 仿真(交流小信号分析), 得到仿真波形如图 16 和图 17 所示. 图 16 中, 输出端信号 V_o 呈现出明显的低通特性, 随着输入信号频率的增大, 滤波电路对其抑制作用越明显. 滤波电路的幅频响应和相频响应曲线见图 17, 其中截止频率与理论计算值相符. 由此可见, 只要适当调整忆阻器控制电路控制信号的持续时间, 有源滤波电路就可以很好地实现截止频率、通频带和传递函数等相关参数的调整. 对比图 11 和图 16 可发现, 基于忆阻器的二阶有源低通滤波电路在对信号的衰减速率上比二阶无源低通滤波电路要快.

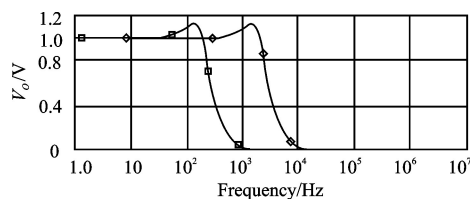


图 16 滤波电路输出端信号曲线图

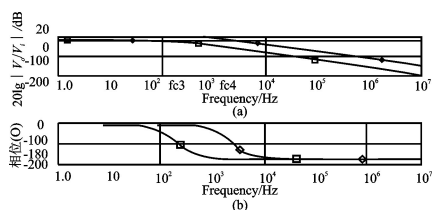


图 17 基于忆阻器的二阶有源低通滤波电路的幅频和相频响应曲线

4 结束语

本文设计了基于忆阻器的二阶有源低通滤波电路和有源低通滤波电路, SPICE 仿真实验结果证实了设计是可行的. 基于忆阻器的低通滤波电路只需改变控制信号极性和持续时间就可以实现忆阻器阻

值的连续变化, 从而进一步实现整个电路相关参数的调整. 相比于传统的用电位器和可变电容器来调整参数的方法, 本文设计的电路在参数调整和稳定性方面具有很大优势. 忆阻器在滤波器中的应用为忆阻器在模拟集成电路中的运用提供了一个很好的思路.

参考文献:

- [1] 丁士圻. 模拟滤波器[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2004.
- [2] 森荣二. LC 滤波器设计与制作[M]. 薛陪鼎, 译. 北京: 科学出版社, 2006.
- [3] Chua L O. Memristor-The missing circuit element [J]. IEEE Trans Circuit Theory, 1971(18): 507-519.
- [4] Chua L O, Kang S M. Memristive devices and systems [J]. Proc Of the IEEE, 1976, 64(2): 209-223.
- [5] Di Ventra M, Pershin Y V, Chua L O. Circuit elements with memory: memristors, memcapacitors, and meminductors [J]. Proceedings of the IEEE, 2009 (97): 1717 - 1724.
- [6] Strukov D B, Snider G S, Stewart D R, et al. The missing memristor found [J]. Nature, 2008, 453(1): 80 - 83.
- [7] Pershin Y V, Di Ventra M. Practical Approach to Programmable Analog Circuits With Memristors [J]. IEEE Transactions on Circuits and System I: Regular Papers, 2010, 57(8): 1857 - 1864.
- [8] Pershin Y V, Di Ventra M. Memristive circuits simulate memcapacitors and meminductors [J]. Electronics Letters, 2010(4): 517 - 518.
- [9] BIOLEK Zdeněk, BIOLEK Dalibor, BIOLKOVÁ Viera. SPICE Model of Memristor with Nonlinear Dopant Drift [J]. Radioengineering, 2009, 18(2), 210-214.
- [10] 段宗盛, 甘朝晖, 王勤. 一种改进的忆阻器的 SPICE 模型及其仿真 [J]. 微电子学与计算机, 2012, 29(8): 193-200.

作者简介:

蔡发君 男, (1987-), 硕士研究生. 研究方向为忆阻器及忆阻系统.