

忆容器多谐振荡器及其实验

顾梅园 刘敬彪 王光义 梁燕 李付鹏

Memcapacitor-based multivibrator and its experiments

Gu Mei-Yuan Liu Jing-Biao Wang Guang-Yi Liang Yan Li Fu-Peng

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 228401 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20190849

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190849>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

忆阻器、忆容器和忆感器的Simulink建模及其特性分析

Simulink modeling of memristor, memcapacitor, meminductor and their characteristics analysis

物理学报. 2018, 67(9): 098501 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20172674>

忆感器文氏电桥振荡器

Meminductive Wein-bridge chaotic oscillator

物理学报. 2017, 66(2): 020502 <https://doi.org/10.7498/aps.66.020502>

基于中红外光参量振荡器光束质量优化的90° 像旋转四镜非平面环形谐振腔型设计与分析

Design and analysis of 90° image rotating four-mirror non-planar ring resonator based on mid-infrared optical parametric oscillator beam quality optimization

物理学报. 2019, 68(17): 174201-1 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20182001>

忆容器多谐振荡器及其实验*

顾梅园¹⁾ 刘敬彪^{2)†} 王光义¹⁾ 梁燕¹⁾ 李付鹏¹⁾

1) (杭州电子科技大学电子信息学院, 杭州 310018)

2) (杭州电子科技大学机械工程学院, 杭州 310018)

(2019年5月31日收到; 2019年8月29日收到修改稿)

忆容器是一种具有记忆性的非线性电容, 为研究忆容器的电路特性, 提出了一种压控型忆容器的二次曲线模型, 利用电流反馈型运放等器件构建了能够动态模拟忆容器 $q-v$ 特性的仿真器. 通过仿真和实验观测到忆容器的滞回曲线, 以及随外加激励频率增加而收缩的特性. 分析了周期性激励信号的参数对忆容取值范围的影响, 并对忆容器的非易失性和平衡点的稳定性进行了研究. 基于该忆容仿真器设计了一种多谐振荡器, 分析了振荡器的工作原理, 对振荡器的输出电压、忆容器的端电压、忆容器的磁通和电荷, 以及忆容器的滞回曲线进行了测试. 通过实验中观测到的各种振荡波形, 分析了振荡器的频率、占空比以及忆容器的非线性特性随电路参数变化的规律.

关键词: 忆容器, 非易失性, 多谐振荡器

PACS: 84.30.Ng, 84.32.Tt, 84.37.+q, 84.30.Bv

DOI: 10.7498/aps.68.20190849

1 引言

2009年, Di Ventra等^[1]将忆阻系统的概念推广到忆容系统, 提出了忆容器的概念. 忆容器是一种具有记忆性的非线性电容器, 其本构关系满足 $q-v$ 平面上的紧致滞回曲线, 忆容器在构造混沌电路、制备非易失性存储器、低功耗计算、振荡器和滤波器等领域具有潜在的应用价值^[2-5]. 文献^[6]中介绍了由忆阻器和传统的金属-绝缘体-金属电容器所构成的固态忆容器的实现方法. 文献^[7]中报道了 Pt-Fe₂O₃ 核壳纳米粒子在 P+-Si 衬底上具有模拟忆容开关的特性. 这些已报道的具有忆容效应的电子器件, 由于成本和技术等方面的原因尚未被市场化. 不少文献在无法获取实际忆容器的情况下, 建立了忆容器的数学模型和电路模型, 并进行了理论和应用研究.

文献^[8]中提出了一种忆容器的光滑曲线模型, 并针对该模型设计了等效电路, 但是该电路只体现忆容器状态变量之间的数学关系, 不能将忆容器作为一个二端元件进行电路的连接和测试. 文献^[9]中针对在文献^[10]中提出的带窗函数的荷控忆容器模型, 研究了两个忆容器的串并联特性, 并推导了瞬时等效记忆电容的解析表达式. Biolek等^[11]利用端口变量的线性变换关系, 提出了将忆阻器转换为忆容器和忆感器的思路, 并利用受控源分别设计和实现了荷控和磁控两种忆阻器模型下的忆容仿真器. 文献^[12]中利用模拟器件设计了忆阻仿真器, 再利用 AD844 芯片将其转换为忆容仿真器. 该仿真器内部电路的输出端由于不能短路接地, 故工作条件受到浮地限制. 文献^[13]中提出了一种忆阻器、忆容器和忆感器的通用紧凑型转换器, 并通过理论分析和电路实验验证了这些记忆元件的电气特性.

* 国家自然科学基金 (批准号: 61771176, 61801154) 和浙江省装备电子研究重点实验室 (批准号: 2019E10009) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: ab@hdu.edu.cn

随着忆容器建模及特性分析的进展,更多的研究着眼于实际应用. 文献 [5] 中设计了一种包含忆阻器和忆容器的低通滤波电路, 推导了该电路的传递函数, 并测试了其频率特性. 文献 [8] 中将忆容器模型应用到混沌振荡电路中, 发现该系统具有共存和对称分叉的性质, 并对其平衡点集、李雅普诺夫指数和吸引盆等非线性动力学特性进行了仿真和分析. 文献 [14] 中利用两个忆容器的磁通耦合关系实现了一种振荡频率和占空比均可控的多谐振荡器, 但是该电路结构较复杂, 且耦合效应对占空比调节的作用范围较窄. 文献 [15] 中提出了一种通用的记忆器件模拟器, 并将该模拟器分别替代 RLC 电路中的动态元件, 对电路发生串联谐振时动态元件的电压波形和谐振曲线进行了仿真和测试.

已报道的文献大多致力于忆容器模型的建立和仿真器的设计, 对忆容器的应用研究尤其是将忆容器应用于多谐振荡器的研究报道相对较少. 本文提出了一种忆容器的二次曲线模型, 并利用电流反馈型运放和乘法器等器件设计了忆容仿真器. 仿真了忆容器在不同频率的周期信号激励下的滞回曲线, 以及在周期信号激励下忆容值 C_m 和磁通量 ϕ 的时域波形. 研究了滞回曲线对频率的依赖性, 分析了激励信号的参数对忆容值变化范围的影响. 通过绘制忆容器的 $d\phi/dt - \phi$ 的动态路径图, 研究了忆容器的非易失性和平衡点的稳定性 [16,17], 以及忆容器在不同记忆状态间的切换方法和规律 [18]. 将忆容仿真器应用到多谐振荡器中, 推导了振荡器的状态方程, 并对振荡器的工作原理进行了分析. 最后通过实验测试了忆容多谐振荡器中各节点电压的波形和忆容器的滞回曲线, 研究并分析了三组电路参数对振荡周期 T 、振荡频率 f 、占空比 D , 以及忆容器的非线性特性所产生的影响, 提出了拓宽占空比调节范围的解决方案.

本文设计的多谐振荡器电路结构简单, 占空比和振荡频率调节范围较宽, 能够提供多样化稳定的矩形波信号, 可应用于信号测试或设备驱动.

2 忆容器的数学建模

一个 n 阶压控型忆容器可以描述为 [1]:

$$\begin{cases} q(t) = C(x, v_C, t)v_C(t), \\ \dot{x} = f(x, v_C, t), \end{cases} \quad (1)$$

其中, $q(t)$ 是忆容器的电荷, $v_C(t)$ 是忆容器两端的电压, x 是忆容器的状态变量, $C(x, v_C, t)$ 为 t 时刻的忆容值, 该值依赖于忆容器的内部状态变量 x 和电压 v_C . 类似地, 一个 n 阶荷控型忆容器可以描述为:

$$\begin{cases} v_C(t) = C^{-1}(x, q, t)q(t), \\ \dot{x} = f(x, q, t), \end{cases} \quad (2)$$

其中, $C^{-1}(x, q, t)$ 为 t 时刻忆容值的倒数, 该值依赖于忆容器的内部状态变量 x 和电荷 q .

本文提出了一种压控型忆容器的二次曲线模型, 其本构关系和状态方程为

$$\begin{cases} q(t) = (\alpha\phi^2 + \beta)v_C(t), \\ \dot{\phi} = v_C(t), \end{cases} \quad (3)$$

其中, 忆容值 $C_m(\phi) = \alpha\phi^2 + \beta$, ϕ 是忆容器的磁通量, α 和 β 均为实常数, 其典型参数 $\alpha = 5.60 \times 10^{-5}$, $\beta = 1.58 \times 10^{-7}$. 在压控型忆容器两端施加振幅为 2 V, 频率为 f 的正弦信号, 绘制忆容器随频率变化的 $q-v$ 特性曲线. 如图 1 所示, 其 $q-v$ 特性曲线是一个在零点自交叉且奇对称的紧致滞回曲线, 它的滞回环面积随外加正弦激励频率的增大而减小. 当频率增大到一定程度时, 忆容器的 $q-v$ 特性曲线将退化为线性关系, 忆容器近似为线性电容.

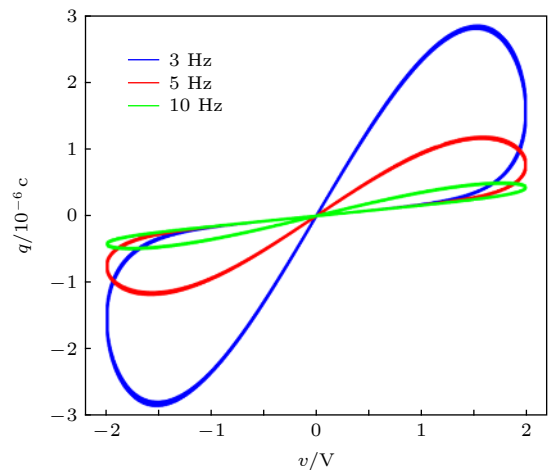


图 1 忆容器的 $q-v$ 特性曲线

Fig. 1. $q-v$ pinched hysteresis loops of memcapacitor.

假设忆容器的外加激励为 $v_C(t) = V_m \sin(2\pi ft)$,

因 $\phi = \int v_C(t)dt$, 故可转换为

$$\begin{aligned} C_m(t) &= \alpha \left(\int V_m \sin(2\pi ft) dt \right)^2 + \beta \\ &= \frac{\alpha V_m^2 \cos(4\pi ft)}{8\pi^2 f^2} + \frac{\alpha V_m^2}{8\pi^2 f^2} + \beta. \end{aligned} \quad (4)$$

由 (4) 式可知, 在正弦交流电 $v_C(t)$ 的激励下, 忆容值 $C_m(t)$ 的取值范围为 $\left(\beta, \frac{\alpha V_m^2}{4\pi^2 f^2} + \beta\right)$. 在 α 、 β 固定时, 通过增大 V_m 或减小 f 均可以拓宽忆容值 $C_m(t)$ 的变化范围, 从而提高忆容器的非线性程度. 假设忆容器的激励 $v_C(t)$ 是振幅为 2 V、频率为 10 Hz 的正弦电压, 忆容值 $C_m(t)$ 和磁通量 $\phi(t)$ 的时域波形如图 2 所示. $C_m(t)$ 是一个频率为 20 Hz、振幅为 2.839×10^{-8} 的正弦函数. 当外加电压 $v_C(t)$ 的瞬时值达到峰值时, $C_m(t)$ 为最小值 158 nF. 当外加电压 $v_C(t)$ 的瞬时值为零时, $C_m(t)$ 为最大值 214.8 nF.

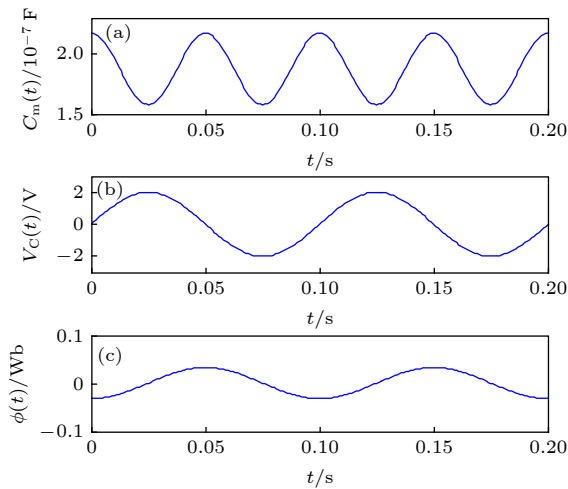


图 2 正弦交流电激励下忆容器 C_m 、 v_C 和 ϕ 的时域波形 (a) C_m ; (b) v_C ; (c) ϕ
 Fig. 2. Time domain waveforms of C_m , v_C and flux under periodic excitation signal: (a) C_m ; (b) v_C ; (c) ϕ .

从磁通量 $\phi(t)$ 的时域波形来看, 在 $t \in [0.025, 0.05]$ s 区间内, $v_C(t)$ 与横坐标围成的面积即 $\phi(t)$ 为正, 且随时间 t 的增大而增大, 故 $C_m(t)$ 在该区间内呈增大趋势. 当 $t = 0.05$ s 时, $\phi(t)$ 达到最大, 此时 $C_m(t)$ 也达到最大值. 在 $t \in [0.05, 0.075]$ s 区间内, $v_C(t)$ 与横坐标围成的面积为负, 由于正负面积抵消, $\phi(t)$ 将随 t 的增大而减小. 当 $t = 0.075$ s 时, $\phi(t) = 0$, 此时 $C_m(t)$ 为最小值.

3 忆容器的非易失性

文献 [1] 中定义了忆容器的本构关系, 其中忆容值 C 或忆容值的倒数 C^{-1} 分别是状态变量 x 和控制变量 v_C (或 q) 的函数, 且状态变量与控制变量之间满足积分关系, 该关系体现了忆容器的记忆特

性. 观察忆容器的状态变量从非稳态到稳态的演变过程, 判断忆容器平衡点的稳定性, 研究忆容器状态保持或切换的规律和方法, 利用忆容器稳定的忆容值, 来表示二进制状态或多值状态, 并应用于非易失性存储器或数字逻辑运算等领域, 是未来忆容器研究的重要方向.

Chua^[16] 提出了非易失性忆阻器理论. 该理论表明: 一个具有标量状态变量 x 的忆阻器是非易失性的, 如果它的 Power-Off Plot (POP 断电图) 与 x 轴的交点有两个或两个以上是负斜率的. 其中 POP 断电图是指: 忆阻器的状态方程在外加激励 v 或 i 等于零, 即 $dx/dt = g(x, v)|_{v=0}$ 或 $dx/dt = f(x, i)|_{i=0}$ 时, dx/dt 相对于 x 的动态路径图.

本文对该理论进行扩展, 得出忆容器的非易失性理论: 若忆容器的 POP 断电图与状态变量 x (标量) 所在轴的交点有 2 个或 2 个以上的点是稳定的平衡点, 那么该忆容器是非易失性的.

由图 3 可知, 设置外加激励 $v_S = 0$, 则 (3) 式中 $\dot{\phi} = 0$, 绘制忆容器的 POP 断电图如图 3 中的蓝色曲线所示. 该曲线与坐标轴 ϕ 轴完全重合, 故曲线上任意一点 Q 点均为忆容器的平衡点. 由于所有平衡点处磁通量的变化率均为零, 故忆容器可以稳定在任一平衡点上, 即 POP 断电图与 ϕ 轴的交点有无穷多个稳定的平衡点.

假设忆容器稳定在如图 3 所示的平衡点 $Q_1(-0.6, 0)$ 处, 在忆容器两端外加幅度为 1 V 的直流电压, 其动态路径如图 3 中红色曲线所示. 此时忆容器的工作点从蓝色曲线的 Q_1 点跳变到红色曲线 $Q_2(-0.6, 1)$ 点, 并沿 ϕ 增大的方向运动. 若经过 Δt_1 时间后, 工作点运动到 $Q_3(0.4, 1)$ 点, 且同时撤销激励, 即 $v_S = 0$, 工作点将由 Q_3 点跳变到蓝色曲线的 $Q_4(0.4, 0)$ 点, 并稳定在 Q_4 点的 ϕ 值上. 若在忆容器的两端外加幅度为 -0.5 V 的直流电压, 其动态路径如图 3 中绿色曲线所示. 此时忆容器的工作点从蓝色曲线的 Q_4 点跳变到绿色曲线的 $Q_5(0.4, -0.5)$ 点, 并沿 ϕ 减小的方向运动. 若经过 Δt_2 时间后, 工作点运动到 $Q_6(-0.2, -0.5)$ 点, 且同时撤销激励, 即 $v_S = 0$, 工作点将由 Q_6 点跳变到蓝色曲线的 $Q_7(-0.2, 0)$, 并稳定在 Q_7 点的 ϕ 值上. 由以上分析可知, 外加脉冲信号, 可以使忆容器在多个稳定的平衡点之间进行转换, 或保持断电前的状态. 脉冲信号幅度的正负决定了工作点运动的方向 (即 ϕ 增大或减小的方向), 脉冲信号宽度反映了脉冲作用的时间长短 (决定了 $|\Delta\phi|$ 值的大小).

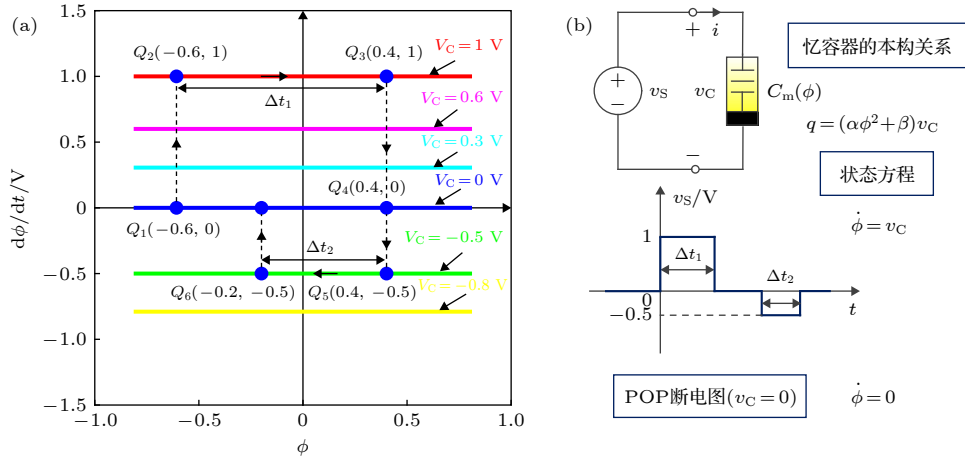


图 3 忆容器的动态路径图 ($d\phi/dt-\phi$) (a) 动态路径图; (b) 忆容器电路和 V_S 波形

Fig. 3. Dynamic path map of memcapacitor ($d\phi/dt-\phi$): (a) Dynamic path map ; (b) Memcapacitor circuit and V_S waveform.

4 忆容器仿真器设计

基于 (3) 式的忆容器数学模型, 在文献 [14,19,20] 的基础上, 利用电流反馈型运放、乘法器等器件构建了一个二次曲线模型的压控型忆容器仿真器, 如图 4 所示.

图 4 中 U1、U5、U3 和 U4 为电流反馈型运放 AD844, U2 和 U6 为乘法器 AD633, U7 是电压型运放 uA741. 由 AD844 的数据手册可知: x 端和 y 端分别是反相和同相输入端, 且满足 $v_x = v_y$. P 和 z 均为输出端, 满足 $v_z = v_p$. 由于 z 端驱动负载的能力较弱, 通常由 P 端外接负载. x 端和 z 端流入 (或流出) 的电流大小相等, 满足 $i_x = i_z$, y 端

电流 $i_y = 0$. 根据 AD844 芯片的端口特性可推得: $v_{AB} = i_1 R_1$, 故

$$v_{U1} = i_1 R_2 = \frac{v_{AB}}{R_1} R_2, \quad (5)$$

其中 U5、 R_1 和 C_1 构成了积分电路, 故

$$v_{U2} = -\frac{1}{C_1} \int i_1 dt = -\frac{1}{R_1 C_1} \phi_{AB}. \quad (6)$$

由 AD633 芯片的数据手册可知: $v_{U3} = (v_{x1} - v_{x2})(v_{y1} - v_{y2})/10 + v_z$, 且外围电路设计满足 $v_z = v_{U3} R_9 / (R_8 + R_9)$ 关系, 设置 U6 芯片 $v_{x2} = v_{y1} = 0$, $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 22 \text{ k}\Omega$ 可实现 $v_{U3} = -0.32 v_{U2}^2$ 关系, 将 (6) 式代入关系式中, 可得

$$v_{U3} = -\frac{0.32}{R_1^2 C_1^2} \phi_{AB}^2. \quad (7)$$

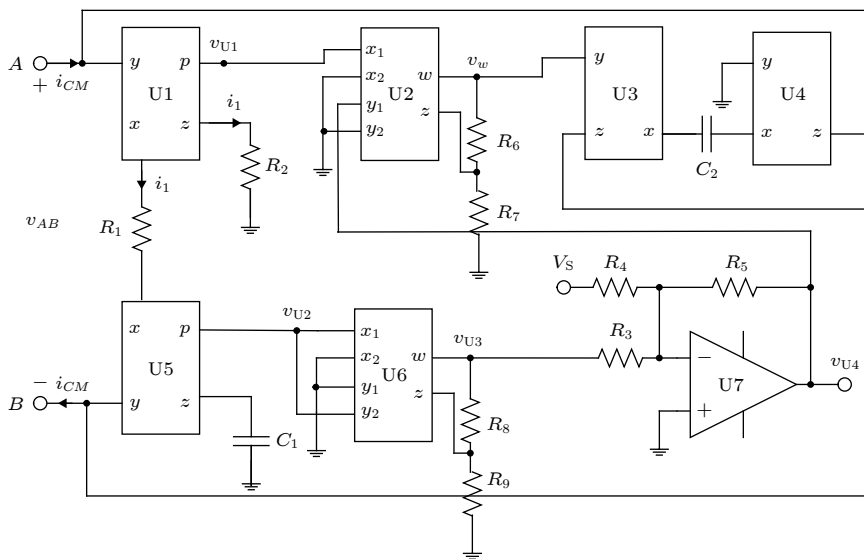


图 4 压控型忆容器仿真器

Fig. 4. A voltage-controlled memcapacitor emulator.

由比例运放 U7 的性质可知:

$$v_{U4} = -\frac{R_5}{R_3}v_{U3} - \frac{R_5}{R_4}V_S, \quad (8)$$

将 (7) 式代入 (8) 式可得

$$v_{U4} = \frac{0.32R_5}{R_3R_1^2C_1^2}\phi_{AB}^2 - \frac{R_5}{R_4}V_S, \quad (9)$$

设置 $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 90 \text{ k}\Omega$, 由 U2、 R_6 和 R_7 组成的乘法器电路满足关系式 $v_w = v_{U1} \cdot v_{U4}$, 将 (9) 式代入关系式中, 可得

$$v_w = \frac{v_{AB}}{R_1}R_2 \left(\frac{0.32R_5}{R_3R_1^2C_1^2}\phi_{AB}^2 - \frac{R_5}{R_4}V_S \right), \quad (10)$$

因电容 C_2 的电压 v_w 和电流 i_{CM} 为关联参考方向, 故

$$i_{CM} = C_2 \frac{dv_w}{dt}, \quad (11)$$

将 (11) 式等号两边积分可得:

$$q_{CM} = C_2 v_w, \quad (12)$$

将 (10) 式和 (12) 式代入到忆容器的本构关系中, 可得

$$C_m(\phi_{AB}) = \frac{q_{CM}}{v_{AB}} = \frac{R_2C_2}{R_1} \left(\frac{0.32R_5}{R_3R_1^2C_1^2}\phi_{AB}^2 - \frac{R_5}{R_4}V_S \right), \quad (13)$$

将 (13) 式化简为

$$C_m(\phi) = \alpha\phi^2 + \beta, \quad (14)$$

其中.

$$\alpha = \frac{0.32R_5R_2C_2}{R_3R_1^2C_1^2}, \quad \beta = -\frac{R_5R_2C_2}{R_1R_4}V_S, \quad \phi = \phi_{AB}.$$

设置忆容器仿真器的电路参数为: $R_1 = 95 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 60 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 30 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 200 \text{ nF}$ 和 $V_S = -15 \text{ V}$. 为了提高积分效果, 减小失调和相移的影响, 在电路仿真和实验的过程中, 在 C_1 两端并联了 $820 \text{ k}\Omega$ 的电阻. 由 (12) 式可知, 电压 v_w 和忆容器的电荷 q_{CM} 成正比, 故 v_w - v_{AB} 曲线和忆容器的 q - v 特性曲线变化规律是一致的. 在图 4 所示的忆容器仿真器 AB 两端外加振幅为 2 V , 频率分别为 3 Hz , 5 Hz 和 10 Hz 的正弦交流电. 通过电路仿真和硬件实验电路的测试, 分别获得如图 5(a) 和 (b) 所示的忆容器仿真器的 q - v 特性曲线.

由图 5(a) 和 (b) 可知, 仿真电路和硬件实验电路的测试结果相同, 且该曲线随频率增大而收缩的特性也完全一致.

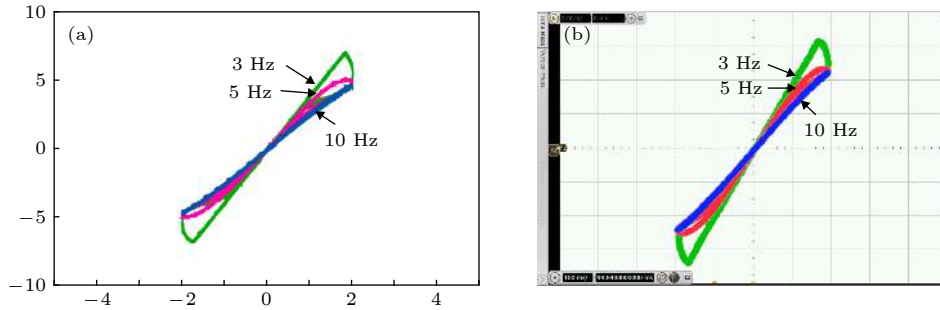


图 5 忆容器仿真器的 q - v 曲线 (横坐标和纵坐标分别对应于 v_{AB} 和 v_w) (a) 仿真电路的测试结果图, 纵坐标显示范围 $[-10, 10] \text{ V}$, 横坐标显示范围 $[-5, 5] \text{ V}$; (b) 硬件实验电路的测试结果, 横坐标和纵坐标显示分别为 1 V/格 和 2 V/格

Fig. 5. q - v pinched hysteresis loops of the memcapacitor simulator: the abscissa and ordinate correspond to v_{AB} and v_w , respectively: (a) Results of circuit simulation. The display range of ordinates is $[-10, 10] \text{ V}$, and the display range of abscissa is $[-5, 5] \text{ V}$; (b) result of hardware experiment circuit; the abscissa and ordinates are shown as 1 V/lattice and 2 V/lattice , respectively.

5 忆容器多谐振荡器的设计与仿真

图 4 所示的忆容器仿真器可以浮地也可以接地使用, 本文将其在多谐振荡器中, 电路设计如图 6 所示. U 是型号为 uA741 的集成运放, 其反相输入端和输出端之间接电阻 R_{10} , 反相输入端和地之间接如图 4 所示的忆容仿真器. 集成运放的同相输入端和输出端之间通过电阻 R_{12} 相连, 同相输

入端和地之间接电阻 R_{11} . 集成运放由 $\pm 15 \text{ V}$ 电源供电, ZD_1 和 ZD_2 是型号为 1N4728 的稳压管. 设置振荡电路中各参数的值分别为: $R_{11} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 25 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 300 \text{ k}\Omega$ 和 $R_{13} = 125 \Omega$.

由基尔霍夫电压定律可得:

$$v_R + v_C = v_O, \quad (15)$$

由忆容器的本构关系及集成运放的“虚断”可知, 忆容器电压 v_C 可表示为

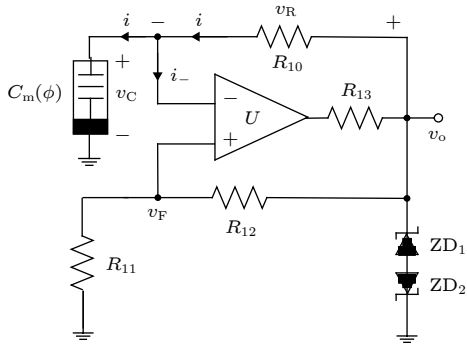


图 6 基于忆容器的多谐振荡器

Fig. 6. Multivibrator based on memcapacitor.

$$v_C = \frac{q_C}{C_m(\phi)} = \frac{q_C}{\alpha\phi^2 + \beta} = \frac{\int i dt}{\alpha\phi^2 + \beta} = \frac{\int \frac{1}{R_{10}} v_R dt}{\alpha\phi^2 + \beta}, \quad (16)$$

其中, q_C 是忆容器的电荷, i 是流过忆容器的电流. 由 (16) 式整理可得

$$v_R = R_{10} \frac{d[v_C(\alpha\phi^2 + \beta)]}{dt}, \quad (17)$$

将 (17) 式代入 (15) 式可得

$$R_{10} \frac{d[v_C(\alpha\phi^2 + \beta)]}{dt} + v_C = v_O, \quad (18)$$

(18) 式经化简可推得

$$R_{10}(\alpha\phi^2 + \beta) \frac{dv_C}{dt} + 2R_{10}v_C\alpha\phi \frac{d\phi}{dt} + v_C = v_O, \quad (19)$$

令 $y_1 = \phi$, $y_2 = v_C$, 将 (19) 式化简为两个联立的一阶微分方程, 分别为

$$\begin{cases} dy_1/dt = y_2, \\ dy_2/dt = \frac{v_O - 2R_{10}\alpha y_1 y_2^2 - y_2}{R_{10}(\alpha y_1^2 + \beta)}. \end{cases} \quad (20)$$

由于集成运放 U 满足“虚断”, 故 $R_{10}C_m$ 回路可视为串联结构. 由于 (20) 式的非线性程度较高, 通过假设 v_O 无法获得 v_C 的解析解, 只能通过数值解模拟外加方波信号 v_O 时 $R_{10}C_m$ 回路中各变量的时域波形. 假设 v_O 是幅值为 2 V, 频率为 5 Hz, 占空比为 0.5 的方波信号, 观察忆容器的磁通 ϕ 、忆容器电压 v_C 和电阻 R_{10} 电压 v_R 的时域波形, 如图 7 所示.

当 v_O 为高电平时, v_O 通过 $R_{10}C_m$ 回路对 C_m 进行正向充电, 此时 v_C 按非线性规律增大, v_R 将减小, 直到 v_O 跳变为低电平. 在 v_O 跳变的同时, v_R 也将同时发生跳变, 由于跳变瞬间忆容器电压 v_C 的值不能跃变, 故 v_R 的反向峰值电压的绝对值将高于 v_O 低电平的绝对值. 之后, v_O 对 C_m 进行反向充电, 直到 v_O 再次跳变为高电平. v_O 跳变的同时, v_R 也将同时发生跳变, 跳变瞬间由于忆容器电压 v_C

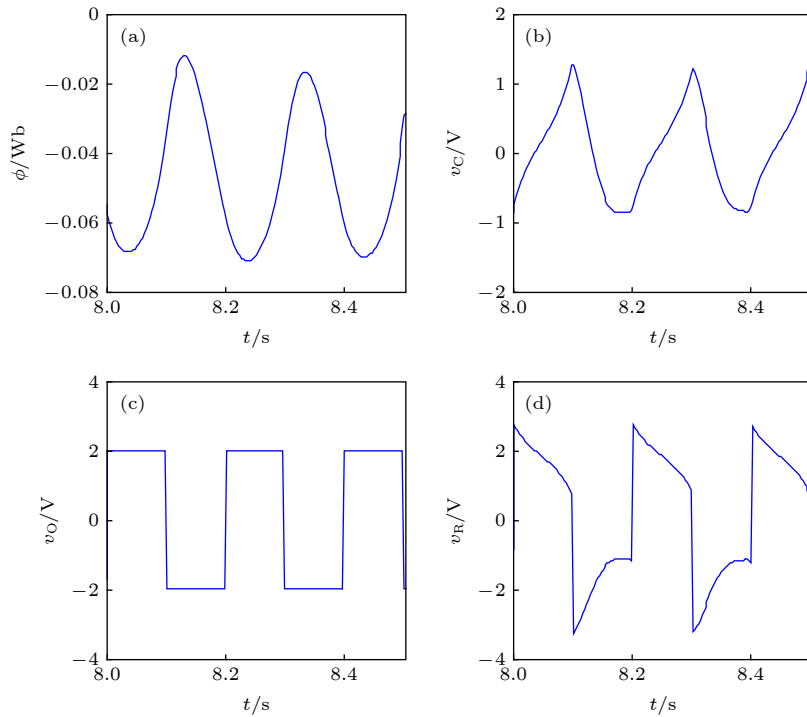


图 7 $R_{10}C_m$ 回路中忆容器的磁通、电压和 v_R 的时域波形 (a) ϕ ; (b) v_C ; (c) v_O ; (d) v_R

Fig. 7. In $R_{10}C_m$ circuit, the time-domain waveforms of flux and voltage of the memcapacitor and voltage v_R : (a) ϕ ; (b) v_C ; (c) v_O ; (d) v_R .

的值不能跃变, 故 v_R 的正向峰值电压的绝对值将高于 v_O 高电平的绝对值. 图 5 中忆容器磁通 ϕ 的波形是一个近似的抛物波, 由 v_C 积分得到的.

对图 6 中的忆容器多谐振荡器进行电路仿真, 得到如图 8 所示的振荡波形. 其中 v_O 为振荡器的输出波形、 v_C 为忆容器的端电压波形、 v_w 为忆容器仿真器中 U2 芯片的输出电压波形 (它反映了忆容器电荷 q 的变化规律), v_{U3} 为忆容器仿真器中 U6 芯片的输出电压波形 (它反映了磁通 $-\phi^2$ 的变化规律). 设置电路参数 $R_{12}/R_{11} = 2.5$ 、 $R_{10} = 300 \text{ k}\Omega$ 和 $C_2 = 200 \text{ nF}$, 在该电路参数下, 测得忆容器多谐振荡器的性能参数分别为: 门限电压 $|v_T| = 1.285 \text{ V}$ 、振荡周期 $T = 0.182 \text{ s}$ 、振荡频率 $f = 5.454 \text{ Hz}$ 和占空比 $D = 0.516$.

由于忆容器的忆容值 $C_m(\phi)$ 是非线性变化的, 故其充放电过程比线性电容复杂得多. 从图 8 的仿真结果来看, 忆容器多谐振荡器有两个输出状态 v_{OH} 和 v_{OL} , 其值取决于双向稳压管的稳压值. 若振荡器上电瞬间 $v_O = v_{OH}$, 此时 v_{OH} 通过 $R_{10}C_m$ 回路对 C_m 进行充电. 当 $v_C \geq v_F = v_{TH}$ 时, 输出电压 v_O 由 v_{OH} 跳变为 v_{OL} , v_{TH} 是令输出发生跳变所需的门限电压, 且 $v_{TH} = R_{11}v_{OH}/(R_{11} + R_{12})$. 当 v_O 跳变

为 v_{OL} 时, 令输出再次发生跳变所需的门限电压变为 v_{TL} , 且 $v_{TL} = R_{11}v_{OL}/(R_{11} + R_{12})$. 此时 v_{OL} 通过 $R_{10}C_m$ 回路对 C_m 进行反向充电, v_C 按照非线性规律衰减. 当 $v_C \leq v_F = v_{TL}$ 时, 输出电压 v_O 再次跳变为 v_{OH} .

6 忆容器多谐振荡器的硬件电路测试及性能分析

将本文设计的忆容器仿真器连接到如图 6 所示的振荡电路中, 为了便于起振, 在忆容器两端并接一个 8 nF 的电容. 考虑到限流电阻的功耗以及稳压管的工作电流范围, 将 R_{13} 设计为两个 250Ω 的并联电阻, 硬件电路测得振荡波形如图 9 所示. 测得振荡周期 $T = 0.182 \text{ s}$, 振荡频率 $f = 5.494 \text{ Hz}$, 占空比 $D = 0.516$. 可见, 实验结果和仿真结果一致.

分别调整 R_{12}/R_{11} 、 R_{10} 和 C_2 的参数值, 观察振荡周期 T 、振荡频率 f 以及占空比 D 随参数变化的规律. 在实验的过程中, 将其中的两组参数固定, 改变第 3 组参数, 通过测试振荡器的性能参数 T 、 f 和 D , 绘制性能参数随电路参数变化的曲线, 如

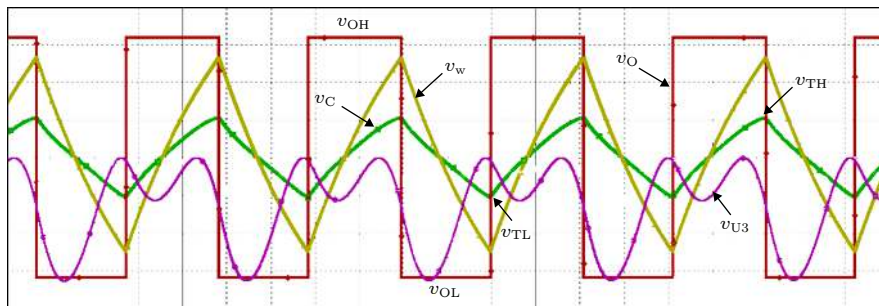


图 8 忆容器多谐振荡器仿真电路波形 (v_O 、 v_w 和 v_C 纵坐标的显示范围均为 $[-5.0, 5.0] \text{ V}$, v_{U3} 纵坐标的显示范围是 $[-2.0, 2.0] \text{ V}$)

Fig. 8. Simulation waveforms of memcapacitor multivibrator: The display range of vertical coordinates v_O 、 v_w and v_C are all $[-5.0, 5.0] \text{ V}$, but the display range of vertical coordinates of v_{U3} is $[-2.0, 2.0] \text{ V}$.

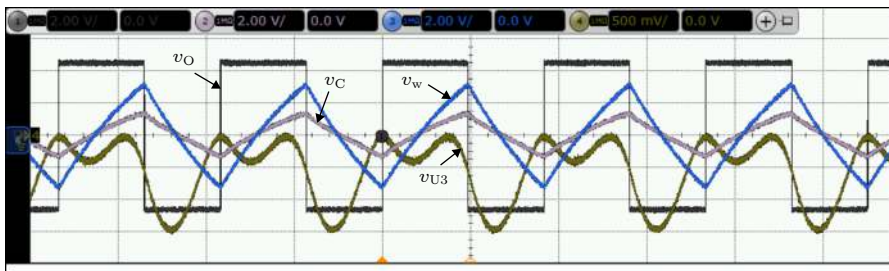


图 9 硬件电路实测振荡波形 (v_O 、 v_C 和 v_w 幅值均为 2 V/格 , v_{U3} 为 500 mV/格 , 时间轴均为 100 ms/格)

Fig. 9. Measurement of oscillating waveforms in hardware circuit: (The vertical axes of v_O 、 v_C and v_w are both 2 V/lattice , the vertical axes of v_{U3} is 500 mV/lattice , The horizontal axes of all voltages are 100 ms/lattice).

图 10、图 11 和图 12 所示。

设置电路参数 $R_{10} = 300 \text{ k}\Omega$ 和 $C_2 = 200 \text{ nF}$, 调整电路参数 R_{12}/R_{11} 的取值范围, 使其在 $[2.427, 8.333]$ 区间内变化, 得到如图 10 所示的实验曲线. 由于增大 R_{12}/R_{11} 会使门限电压 $|v_T|$ 减小, 故忆容器充放电到门限电压所需的时间减小, 导致振荡周期 T 和振荡频率 f , 分别随电路参数的增大单调递减和单调递增, 其测量结果的范围分别是 $T \in [64.67, 181.6] \text{ ms}$ 和 $f \in [4.028, 15.46] \text{ Hz}$. 当振荡频率 f 随参数的变化增大时, 忆容器的非线性特

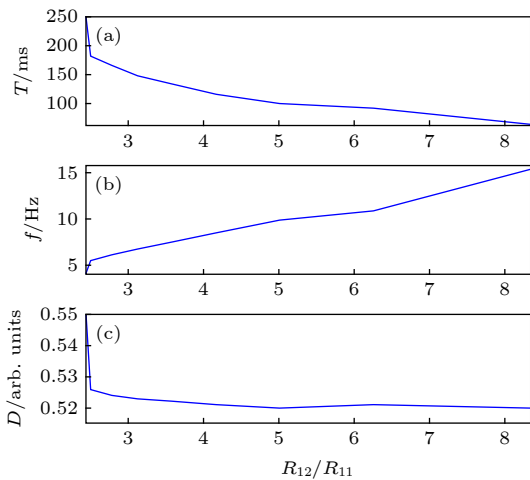


图 10 R_{12}/R_{11} 作为参变量时, 振荡器性能参数随电路参数变化的曲线 (a) T ; (b) f ; (c) D

Fig. 10. Curve of Oscillator Performance Parameters with Circuit parameter changes (R_{12}/R_{11} as a parameter variable): (a) T ; (b) f ; (c) D .

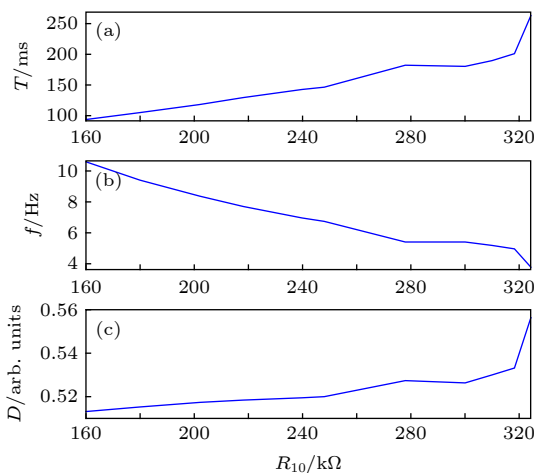


图 11 R_{10} 作为参变量时, 振荡器性能参数随电路参数变化的曲线 (a) T ; (b) f ; (c) D

Fig. 11. Curve of oscillator performance parameters with circuit parameter changes (R_{10} as a parameter variable): (a) T ; (b) f ; (c) D .

性将退化, 使充放电回路的时间常数相近, 占空比 D 在理论上将趋于 0.5(仿真结果), 但是实际测量的过程中, 由于 R_{12}/R_{11} 的取值范围受限于 $[2.427, 8.333]$, 故实测的占空比范围为 $[0.550, 0.520]$.

当电路参数设置为 $R_{12}/R_{11} = 5$ 和 $R_{12}/R_{11} = 2.427$ 时, 分别测得如图 13(a) 和图 13(b) 所示的硬件电路实验振荡波形. 其中振荡器的输出波形 v_O 、忆容器的端电压波形 v_C 和反映忆容器电荷 q 变化规律的电压波形 v_w 是同频率的, 测得两种电路参数下振荡频率的大小分别为 9.899 Hz (图 13(a)) 和 4.028 Hz (图 13(b)). 对图 6 所示电路分析可知, $R_{12}/R_{11} \downarrow \rightarrow |v_T| \uparrow \rightarrow T \uparrow \rightarrow f \downarrow$, 这与图 11 所示的实验结果完全吻合. 由图 13(a) 和图 13(b) 的振荡波形可知, 电路的振荡频率 f 越小, 忆容器的非线性程度越高, v_w 和 v_C 瞬时值的差异越大, 所反映的 q - v 滞回特性越明显. 由 (7) 式可知, v_{U3} 与 v_{AB} 积分的平方成正比, 故电路的振荡频率 f 越小, 经积分平方之后的电压幅值越大. 从 v_{U3} 的振荡波形来看, 当振荡频率低至某一数值时, 乘法器的输出端将产生输出饱和现象, 导致忆容器仿真器中各级电路的电压运算过程出错.

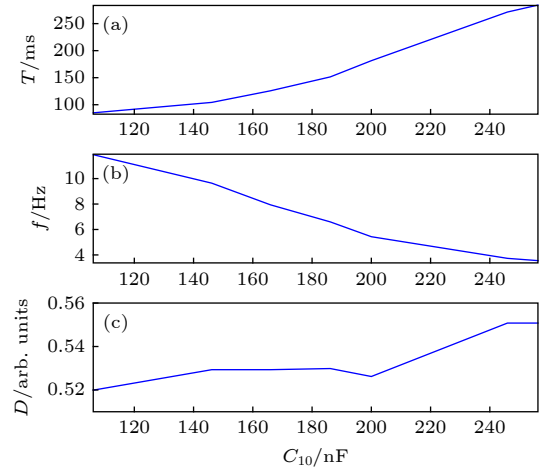


图 12 C_2 作为参变量时, 振荡器性能参数随电路参数变化的曲线 (a) T ; (b) f ; (c) D

Fig. 12. Curve of Oscillator Performance Parameters with Circuit parameter changes (C_2 as a parameter variable): (a) T ; (b) f ; (c) D .

设置电路参数 $C_2 = 200 \text{ nF}$ 和 $R_{12}/R_{11} = 2.5$, 调整参数 R_{10} 的取值范围, 使其在 $[160, 324] \text{ k}\Omega$ 区间内变化, 得到如图 11 所示的曲线. 由于 R_{10} 的值越大, $R_{10}C_m$ 回路充放电的时间常数越大, 忆容器充放电到门限电压 $|v_T|$ 所需的时间越长, 导致振荡

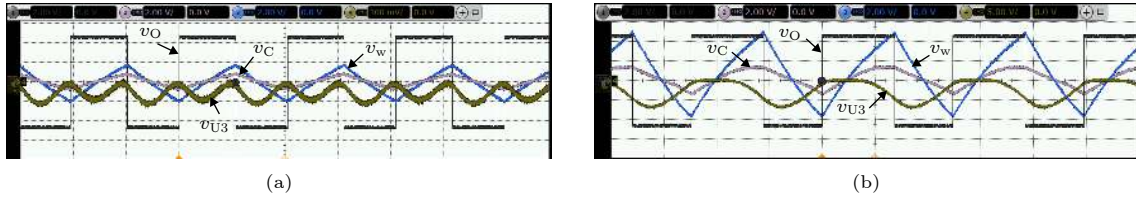


图 13 忆容器振荡器硬件电路实验振荡波形(图(a)和(b)中 v_O 、 v_C 和 v_w 的纵轴均为 2 V/格) (a) $R_{12}/R_{11} = 5$, 其中 v_{U3} 纵轴为 100 mV/格, 时间轴为 50 ms/格; (b) $R_{12}/R_{11} = 2.427$, 其中 v_{U3} 纵轴为 5 V/格, 时间轴为 100 ms/格

Fig. 13. Experimental oscillation waveforms of memcapacitor multivibrator: (a) $R_{12}/R_{11} = 5$; (b) $R_{12}/R_{11} = 2.427$. The vertical axes of v_O , v_C and v_w in Fig(a) and Fig (b) are both 2 V/lattice. The vertical and horizontal axes of v_{U3} in Fig(a) are 100 mV/lattice and 50 ms/lattice, respectively. The vertical and horizontal axes of v_{U3} in Fig(b) are 5 V/lattice and 100 ms/lattice, respectively.

周期 T 和振荡频率 f 分别随参数的增大单调递增和单调递减, 其测量结果的范围分别是 $T \in [94.5, 263.69]$ ms 和 $f \in [3.7929, 10.606]$ Hz. 由图 11 可知, 因振荡频率 f 减小导致忆容器的非线性特性增强, 使振荡电路充放电回路的时间常数平均值差异变大, 占空比 D 变大.

当电路参数设置为 $R_{10} = 202$ k Ω 和 $R_{10} = 324$ k Ω 时, 分别测得如图 14(a) 和图 14(b) 所示的硬件电路实验振荡波形. 测得两种电路参数下 v_O 、 v_C 和 v_w 振荡频率的大小分别为 8.348 Hz (图 14(a)) 和 3.793 Hz ((图 14(b)). 对图 6 所示电路分析可知, $R_{10} \uparrow \rightarrow \tau \uparrow \rightarrow T \uparrow \rightarrow f \downarrow$, 这与图 14 所示的实验结果完全吻合. 与图 13 分析结果类似, 电路的振荡频率 f 越小, 忆容器的非线性程度越高, v_w 和 v_C 瞬时值的差异越大, 所反映的 q - v 滞回特性越明显. 在电路参数 R_{10} 调节的过程中, 要注意振荡频率较低时, 避免乘法器输出端出现饱和现象.

设置电路参数 $R_{10} = 300$ k Ω 和 $R_{12}/R_{11} = 2.5$, 调整参数 C_2 的取值范围, 使其在 [106, 256] nF 区间内变化, 得到如图 12 所示的曲线. 由 (13) 式忆容值的表达式可知, C_2 的值越大, 在周期信号激励下的忆容瞬时值 $C_m(\phi_{AB})$ 越大, 充放电回路时间常数

的瞬时值越大, 忆容器充放电到门限电压 $|v_T|$ 所需要的时间越长, 导致振荡周期 T 和振荡频率 f 分别随参数的增大单调递增和单调递减, 其测量结果的范围分别是 $T \in [84.49, 285.99]$ ms 和 $f \in [3.498, 11.822]$ Hz. 由图 12 可知, 在测量区间内占空比 D 随 C_2 的增大而单调递增, 说明 C_2 的增大会导致忆容器充放电回路的时间常数的平均值差异变大.

当电路参数设置为 $C_2 = 146$ nF 和 $C_2 = 256$ nF 时, 分别测得如图 15(a) 和 (b) 所示的硬件电路实验振荡波形. 测得两种电路参数下 v_O 、 v_C 和 v_w 的振荡频率的大小分别为 9.649 Hz (图 15(a)) 和 3.498 Hz (图 15(b)). 对图 6 所示电路分析可知, $C_2 \uparrow \rightarrow C_m \uparrow \rightarrow \tau \uparrow \rightarrow T \uparrow \rightarrow f \downarrow$, 这与图 13 所示的实验结果完全吻合. 电路的振荡频率 f 与忆容器的非线性程度之间的关系, 以及电路中的输出饱和问题与图 13 和图 14 中的分析结果类似, 此处不再赘述.

从三组参数对振荡频率调节的范围来看, 参数 R_{12}/R_{11} 对忆容器多谐振荡器振荡频率调节的范围最宽. 同时也发现, 利用忆容器的非线性特性只能小范围地改变振荡器的占空比大小.

图 16(a) 和 图 16(b) 分别为 $R_{10} = 202$ k Ω 和

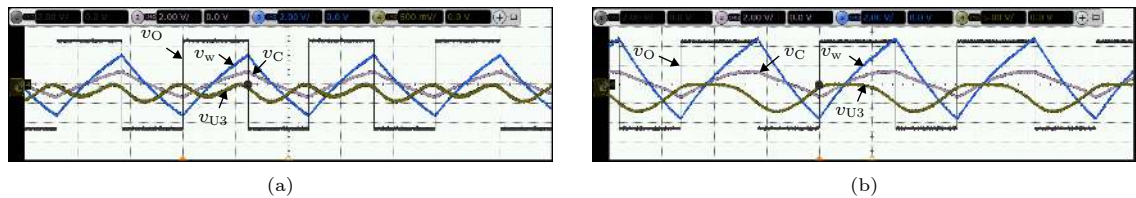


图 14 忆容振荡器硬件电路实验振荡波形(图中 v_O 、 v_C 和 v_w 纵轴均为 2 V/格, 图(a)中 v_{U3} 纵轴为 500 mV/格, 时间轴为 50 ms/格, 图(b)中 v_{U3} 纵轴为 5 V/格, 时间轴为 100 ms/格) (a) $R_{10} = 202$ k Ω ; (b) $R_{10} = 324$ k Ω

Fig. 14. Experimental oscillation waveforms of memcapacitor multivibrator: (a) $R_{10} = 202$ k Ω ; (b) $R_{10} = 324$ k Ω . The vertical axis of v_O , v_C and v_w in Fig. (a) and Fig. (b) are both 2 V/lattice. The vertical and horizontal axes of v_{U3} in Fig. (a) are 500 mV/lattice and 50 ms/lattice, respectively. The vertical and horizontal axes of v_{U3} in Fig. (b) are 5 V/lattice and 100 ms/lattice, respectively.

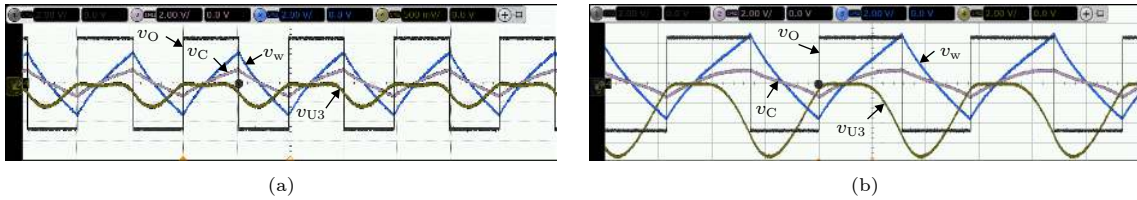


图 15 忆容振荡器硬件电路实验振荡波形 (图中 v_O 、 v_C 和 v_W 纵轴均为 2 V/格, 图 (a) 中 v_{U3} 纵轴为 500 mV/格, 时间轴为 50 ms/格, 图 (b) 中 v_{U3} 纵轴为 2 V/格, 时间轴为 100 ms/格) (a) $C_2 = 146$ nF; (b) $C_2 = 256$ nF

Fig. 15. Experimental oscillation waveforms of memcapacitor multivibrator: (a) $C_2 = 146$ nF; (b) $C_2 = 256$ nF. The vertical axes of v_O 、 v_C and v_W in Fig. (a) and Fig. (b) are both 2 V/lattice. The vertical and horizontal axes of v_{U3} in Fig. (a) are 500 mV/lattice and 50 ms/lattice, respectively. The vertical and horizontal axes of v_{U3} in Fig. (b) are 2 V/lattice and 100 ms/lattice, respectively.

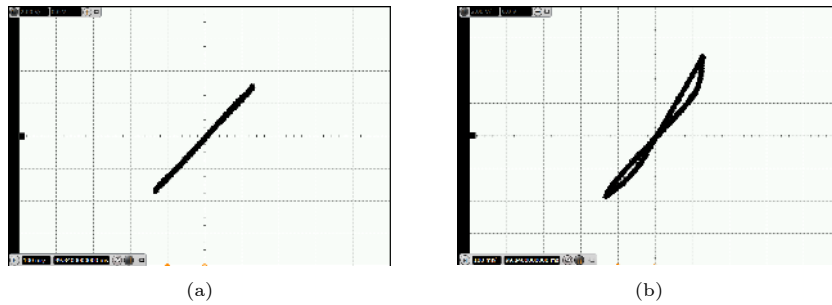


图 16 R_{10} 为不同值时振荡电路中忆容器的滞回曲线 (横坐标和纵坐标分别对应于 v_{AB} 和 v_W) (a) $R_{10} = 202$ kΩ; (b) $R_{10} = 324$ kΩ

Fig. 16. The pinched hysteresis loops of memcapacitor with different values of R_{10} in oscillating circuit: (a) $R_{10} = 202$ kΩ; (b) $R_{10} = 324$ kΩ. The horizontal and vertical axes correspond to v_{AB} and v_W , respectively.

$R_{10} = 324$ kΩ时在硬件电路实验中所测得的忆容器 $q-v$ 曲线, 它是一个紧致滞回曲线. 曲线上各点的斜率体现了忆容器仿真器容值 C_m 的变化规律. 由图 16 可知, 在振荡频率较低时, 图 16(b) 中的滞回曲线是不关于原点对称的, 且振荡频率越低, 对称性越差. 当振荡频率增大后, 图 16(a) 中滞回曲线的磁滞旁瓣面积相比图 16(b) 有所减小, 但关于原点的对称性比图 16(b) 更好.

7 结 论

本文提出了一种压控型忆容器的二次曲线模型, 并利用模拟器件构建了忆容器仿真器. 该仿真器不需要通过忆阻器或忆感器转换得到, 可以浮地也可以接地使用, 并能动态模拟忆容器的伏库特性曲线, 便于研究和测试忆容器在不同频率周期信号激励下的滞回曲线. 分析了忆容值的取值范围随激励参数变化的规律, 着重分析了忆容器的非易失性和平衡点的稳定性, 总结了忆容器在几种不同记忆状态间的切换规律. 将忆容器应用到多谐振荡器中, 通过理论分析推导了该电路的状态方程, 对振

荡器的工作原理进行了解释, 并对电路的振荡波形进行了仿真和测试. 该忆容器多谐振荡器结构简单, 起振较快且波形的稳定性较好. 从实验结果来看, 对电路参数 R_{12}/R_{11} 、 R_{10} 或 C_2 进行调整, 均可以改变多谐振荡器的振荡周期 T 、振荡频率 f 和占空比 D . 振荡电路性能参数的改变主要是由于充放电回路时间常数的平均值的大小及差值发生的变化所致. 由于各级运放和乘法器存在输出饱和现象, 仿真器电路的参数调节范围受限, 依靠忆容器的非线性特性大幅改变占空比是很难做到的. 如需实现占空比的大幅调节, 可以将负反馈网络中的电阻 R_{10} , 用一个并联网络来替换. 并联网络中两条并联支路均由二极管和电阻串联而成, 且两个二极管为反向接入方式. 当两条支路中的电阻阻值不同时, 可以大幅改变充放电回路的时间常数, 从而引起占空比的大幅改变.

参考文献

- [1] Di Ventra M, Pershin Y V, Chua L O 2009 *Proc. IEEE* **97** 1717
- [2] Wang G Y, Cai B Z, Jin P P, Hu T L 2017 *Chin. Phys. B* **25** 010503

- [3] Pershin Y V, Di Ventra M 2012 *Proc. IEEE* **100** 2071
- [4] Driscoll T, Quinn J, Klein S, Kim H T, Kim B J 2010 *Appl. Phys. Lett.* **97** 093502
- [5] Li Y F, Yang C Y, Yu Y B 2017 *Proceedings of the 36th Chinese Control Conference* Dalian, China, July 26–28, 2017 p5110
- [6] Flak J, Lehtonen E, Laiho M, Rantala A, Prunnila M, Haatainen T 2014 *Semicond. Sci. Technol.* **29** 104012
- [7] Noh Y J, Baek Y J, Hu Q, Kang C J, Choi Y J, Lee H H 2015 *IEEE Trans. Nanotechnol.* **14** 798
- [8] Yuan F, Wang G Y, Shen Y R, Wang X Y 2016 *Nonlinear Dyn.* **86** 37
- [9] Fouda M E, Khatib M A, Radwan A G 2013 *25th International Conference on Microelectronics* Beirut, Lebanon, December 15–18, 2013 p978
- [10] Bielek D, Bielek Z, Biolkova V 2010 *Electron. Lett.* **46** 520
- [11] Bielek D, Biolkova V, Kolka Z 2010 *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems* Kuala Lumpur, Malaysia, December 6–9, 2010 p800
- [12] Yu D S, Liang Y, Chen H 2013 *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs* **60** 207
- [13] Yu D S, Liang Y, Herbert H C I 2014 *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs* **61** 758
- [14] Yu D S, Zhou Z, Herbert H C I 2016 *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs* **63** 1101
- [15] Li Z J, Xiang L B, Xiao W R 2017 *J. Electron. Inform. Technol.* **39** 1626 (in Chinese) [李志军, 向林波, 肖文润 2017 电子与信息学报 **39** 1626]
- [16] Chua L O 2015 *Radioengineering* **24** 319
- [17] Jin P P, Wang G Y, Herbert H C I 2018 *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs* **65** 246
- [18] Chua L O 2018 *Appl. Phys. A-Mater.* **124** 563
- [19] Yu D S, Herbert H C I 2014 *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers* **61** 2888
- [20] Pershin Y V, Massimiliano D V 2011 *Electron. Lett.* **47** 243

Memcapacitor-based multivibrator and its experiments*

Gu Mei-Yuan¹⁾ Liu Jing-Biao^{2)†} Wang Guang-Yi¹⁾Liang Yan¹⁾ Li Fu-Peng¹⁾¹⁾ (*School of Electronics and Information, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China*)²⁾ (*School of Mechanical Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China*)

(Received 31 May 2019; revised manuscript received 29 August 2019)

Abstract

Memcapacitor is a kind of non-linear capacitor with memory capability. In order to study the electrical characteristics of memcapacitor and its application circuit, a quadratic model of voltage-controlled memcapacitor is proposed, and an emulator which can dynamically simulate the $q-v$ characteristics of the memcapacitor is designed by using a current feedback operational amplifier, multiplier and other devices. The emulator does not need to be converted by any memristor or meminductor. It can work in floating or grounding state. The constitutive relation of the memcapacitor emulator is deduced, and the circuit parameters of the emulator are designed. Based on the simulations and experimental results, the pinched hysteresis loop and its dependence on frequency are verified. In addition, the range of the memcapacitance under periodic signal excitation is discussed and the influence of periodic excitation signal on the range of memcapacitance is analyzed. Through observing the dynamic route map (DRM) of the memcapacitor, its nonvolatility and the stability of the equilibrium point are also studied. The simulation results show that the memcapacitor can exhibit infinite stable equilibrium points and can be stabilized at any equilibrium state. With respect to pulse excitation signal, the effects of pulse width and amplitude on the switching on or off of the state for the memcapacitor is analyzed, and the corresponding switching method and rule are proposed. This characteristic of memcapacitor makes it have potential applications in non-volatile memory, neural network and other fields. Based on the proposed memcapacitor model, a multivibrator circuit is designed. Then, the working principle of the oscillator is analyzed, and the equation of oscillator is derived. The output voltage of the oscillator, the terminal voltage of the memcapacitor, the flux and the charge of the memcapacitor, and the pinched hysteretic curve of the memcapacitor during oscillation are tested experimentally. Besides, various oscillation waveforms whose frequency and duty cycle are different are observed and further analyzed. The circuit structure of the memcapacitor multivibrator designed in this paper is very simple. It can generate stable rectangular wave signals with controllable frequency and duty cycle, and it can be used in testing signal or driving the device.

Keywords: memcapacitor, non-volatility, multivibrator**PACS:** 84.30.Ng, 84.32.Tt, 84.37.+q, 84.30.Bv**DOI:** 10.7498/aps.68.20190849

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61771176, 61801154) and Zhejiang Provincial Key Lab of Equipment Electronics, China (Grant No. 2019E10009).

† Corresponding author. E-mail: ab@hdu.edu.cn