



一种基于 SPWM 控制实现的磁控型忆阻器等效电路

谭斌冠, 陈艳峰*, 张波, 丘东元, 陈曦

华南理工大学电力学院, 广州 510641

* 通信作者. E-mail: eeyfchen@scut.edu.cn

收稿日期: 2016-10-27; 接受日期: 2017-02-14; 网络出版日期: 2017-06-21

广东省自然科学基金 (批准号: 2014A030313247) 和国家自然科学基金 (批准号: 51437005) 资助项目

摘要 目前基于集成运放构建的忆阻器等效实现电路能处理的信号功率较小, 通常为毫瓦数量级. 针对此问题, 提出了一种基于 SPWM 控制实现的大功率磁控型忆阻器等效电路. 该电路包括主电路和控制电路两部分, 其主电路由无源低通滤波电路和可变电阻电路组成, 采用电感、电阻、开关管等元器件实现, 因而可用于大功率应用场合. 仿真和实验结果表明所提出电路的端口电阻具有忆阻器所特有的斜“8”字伏安特性曲线, 可有效实现忆阻器的功能特性; 并且电路能处理的信号功率达到数百瓦; 此外, 所提出的电路所用元器件较少、电路结构简单、易于实现, 并有助于降低研发成本.

关键词 忆阻器, 大功率, SPWM 控制, 可变电阻, 低通滤波

1 引言

1971 年加州大学蔡少棠教授根据电路变量关系的完备性提出了忆阻器的概念及定义^[1]. 忆阻器描述了磁通和电荷的关系, 是继电阻、电感、电容之后的第 4 个基本电路元件^[1,2], 其实质是一个具有记忆功能的非线性电阻.

忆阻器分为磁控型和荷控型^[1]. 其中荷控型忆阻器的阻值是关于电荷的单值函数, 而磁控型忆阻器的忆导值是关于磁通的单值函数, 它们的基本定义式分别如式 (1) 和 (2) 所示^[1]:

$$M(q) = d(\varphi(q))/d(q) = a_q + b_q f(q), \quad (1)$$

式中, a_q 和 b_q 为常系数, 磁通 φ 是电荷 q 的单值函数.

$$W(\varphi) = d(q(\varphi))/d(\varphi) = a_\varphi + b_\varphi f(\varphi), \quad (2)$$

式中, a_φ 和 b_φ 为常系数, 电荷 q 是磁通 φ 的单值函数.

引用格式: 谭斌冠, 陈艳峰, 张波, 等. 一种基于 SPWM 控制实现的磁控型忆阻器等效电路. 中国科学: 信息科学, 2017, 47: 940–952, doi: 10.1360/N112016-00254
Tan B G, Chen Y F, Zhang B, et al. Flux-controlled memristor equivalent circuit based on SPWM control (in Chinese). Sci Sin Inform, 2017, 47: 940–952, doi: 10.1360/N112016-00254

忆阻器的理论模型被提出之后, 由于没有找到实物, 并没有引起广泛关注. 直至 2008 年, HP 公司利用 TiO_2 和 TiO_{2-x} 薄膜制造了忆阻器实物模型^[3], 忆阻器及其应用才重新激发了国内外学者的研究兴趣^[4]. 理论上, 忆阻器被证实在神经网络^[5~7]、集成电路^[8]、混沌电路^[9~11]等领域有着广泛的应用前景. 这些应用电路中所用到的忆阻器模型主要为数学模型^[1,3,12]和 SPICE 模型^[13~16]. 由于 HP 忆阻器尺寸仅为纳米级别, 极大地限制了其在实际电路中的应用^[9], 因而所报道的大部分忆阻器应用电路仅通过软件仿真实现, 没有通过实验进行验证. 因此近年来忆阻器的等效电路实现成为研究热点之一^[1,17~19].

通过忆阻器等效实现电路, 可以方便科研人员在简单的实验环境下观察其电学特性, 并为其应用电路的实验验证提供了可使用的忆阻器模型^[19]. 文献 [1] 利用转换器设计了忆阻器等效电路, 这是最早的等效电路模型, 然而其结构较为复杂; 文献 [17] 利用结型场效应晶体管 (JFET) 的可变电阻区构建忆阻器等效电路, 电路结构简单, 但不能等效为一个二端器件. 文献 [18] 通过光敏电阻 (LDR) 实现忆阻器的等效电路, 该电路具有二端特性, 但受限于 LDR 的线性电压工作区, 其电压变化范围较窄, 且耐压能力比较低. 此外, 目前大部分忆阻器等效实现电路能处理的信号功率较小. 文献 [17] 中给出了基于 JFET 的忆阻器模型的伏安特性曲线, 可以看出其最大电压值不超过 0.4 V, 最大电流值不超过 6 mA; 文献 [18] 中给出了基于 LDR 的忆阻器模型的伏安特性曲线, 可以看出其最大电压值不超过 0.6 V, 最大电流值不超过 1.2 mA; 文献 [20] 中给出了阈值型忆阻器模型的伏安特性曲线, 可以看出其最大电压值不超过 2 V, 最大电流值不超过 0.15 mA. 显然, 上述文献所提出的电路能处理的信号功率在毫瓦 (mW) 级.

针对目前忆阻器的等效实现电路所能处理的信号功率较小的问题, 提出了一种基于 SPWM 控制实现的大功率磁控型忆阻器等效电路. 该电路包括主电路和控制电路两部分, 其主电路由无源低通滤波电路和可变电阻电路组成, 采用电感、电阻、开关管等元器件实现, 原则上可以承受任意功率等级的电信号.

第 2 节详细介绍了大功率忆阻器实现电路的工作原理; 第 3 和 4 节分别通过仿真和实验, 验证了所提出的电路能等效实现忆阻器的电学特性; 最后在第 5 节对全文工作进行了总结, 提出了该模型的优点, 并展望了大功率忆阻器的应用前景.

2 基于 SPWM 控制的忆阻器等效实现电路

所构造的基于 SPWM 控制实现的磁控型忆阻器等效电路模型如图 1 所示, 利用电阻和开关管的并联可以实现一个由开关管控制的可变电阻^[21]. 通过控制开关管通断, 使得整个电路的外特性呈现出忆阻特性.

2.1 控制电路分析

输入电压经过采样和 PI 控制得到基波电压 v_φ , 根据图 1 有

$$v_\varphi = V_{\text{ref}} + k_v k_I \int v_{\text{in}} dt = V_{\text{ref}} + k_v k_I \varphi(t), \quad (3)$$

式中 k_v 为采样系数, k_I 为积分系数, $\varphi(t)$ 为磁通变量, 是一个随时间变化的函数.

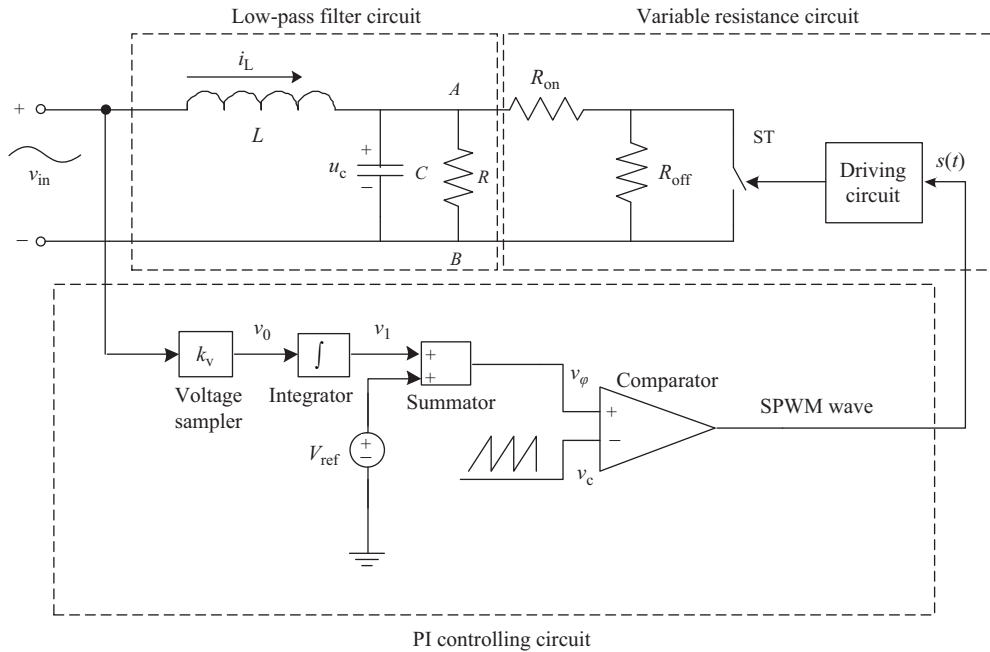


图 1 基于 SPWM 控制的忆阻器等效实现电路模型

Figure 1 Schematic of the memristor based on SPWM control

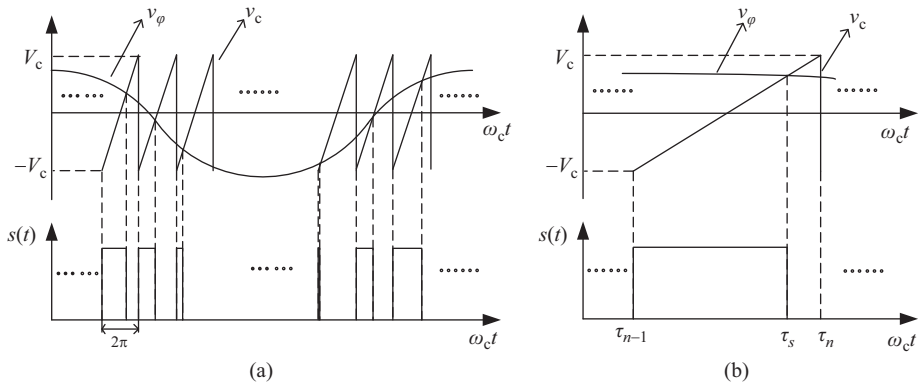


图 2 SPWM 相关波形

Figure 2 Related waveforms of SPWM. (a) Waveforms of v_ϕ , v_c and $s(t)$ during one cycle of v_ϕ ; (b) detailed view of v_ϕ , v_c and $s(t)$ during one cycle of v_c

载波 $v_c(t)$ 为周期 T_c 、幅值 V_c 的锯齿波信号, 其角频率 $\omega_c = 2\pi/T_c$. 令 $\tau = \omega_c t$, 则在第 n 个周期, 载波 $v_c(\tau)$ 的数学表达式为

$$v_c(\tau) = V_c(\tau/\pi - 2(n - 1) - 1), \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

将基波 v_ϕ 与载波 v_c 分别加在比较器的同相端和反相端. 在 $\tau = \tau_n = 2(n - 1)\pi$ 时刻, 即每个载波周期信号的起始时刻, 基波电压 v_ϕ 大于载波电压 v_c , 比较器输出高电平, 驱动开关 ST 导通; 随后载波电压 $v_c(\tau)$ 从 $-V_c$ 值开始随时间线性上升, 当基波电压 v_ϕ 小于载波 v_c 时, 比较器输出低电平使得开关 ST 断开. 可画出基波 v_ϕ 、载波 v_c 与开关驱动信号的波形示意图如图 2 所示.

由图 1 和 2 可见, 当给定输入电压 v_{in} 为正弦波信号时, 则经过积分调节得到的磁通量 v_φ 也是按正弦规律变化, 基波 v_φ 与载波 v_c 比较而得到的驱动开关 ST 的脉冲信号为 SPWM 波形, 其宽度将随 v_φ 按正弦规律变化.

设在第 n 个载波周期内 (n 为正整数), 当 $\tau = \tau_s = \omega_c t_s$ 时, $v_\varphi = v_c$, 此时比较器输出由高电平变成低电平. 根据式 (3) 和 (4), 可求得

$$\tau_s = \pi(2(n-1) + \lambda + k\varphi(t_s)), \quad (5)$$

式中, 系数 $\lambda = 1 + V_{ref}/V_c$, $k = k_1 k_v / V_c$, 则占空比可表示为

$$d_n(t) = (\tau_s - \tau_n) / 2\pi = (\lambda + k\varphi(t_s)) / 2. \quad (6)$$

显然, 式中系数 λ 可以看成是占空比函数的直流偏置. 选择合适的电路参数, 可使得 $\lambda = 0$, 则占空比函数不含直流分量.

2.2 主电路分析

根据开关 ST 闭合和断开两个状态, 主电路有两种拓扑结构. 当 ST 闭合时, AB 两端的等效电阻为 $R_1 = RR_{on}/(R + R_{on})$; 当 ST 断开时, AB 两端的等效电阻为 $R_2 = R(R + R_{off})/(R + R_{on} + R_{off})$.

取状态矢量 $\mathbf{x} = [i_L \ u_c]^T$, 其中 i_L 和 u_c 分别为电感电流和电容电压, 则开关 ST 闭合和断开时主电路的状态微分方程如式 (7) 所示:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = A_1 \mathbf{x} + B_1 v_{in}, & (n-1)T_c \leq t \leq [(n-1) + d_n(t)]T_c, \\ \dot{\mathbf{x}} = A_2 \mathbf{x} + B_2 v_{in}, & [(n-1) + d_n(t)]T_c \leq t \leq nT_c, \end{cases} \quad (7)$$

式中系数矩阵 $A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/(R_1 C) \end{bmatrix}$, $A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/(R_2 C) \end{bmatrix}$, $B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$.

由式 (7) 可得到主电路在一个载波周期内的状态空间平均方程为

$$\dot{\mathbf{x}} = A \mathbf{x} + B v_{in}, \quad (n-1)T_c \leq t \leq nT_c, \quad (8)$$

式中系数矩阵 $A = d_n(t)A_1 + (1 - d_n(t))A_2$, $B = d_n(t)B_1 + (1 - d_n(t))B_2$. 选择合适的电路参数, 使得 $1/\omega C \gg R_1 \gg \omega L$, $1/\omega C \gg R_2 \gg \omega L$, $R_{off} \gg R_{on}$, 并且载波比足够大, 则可认为在一个载波周期内基波信号基本不变, 如图 2(b) 所示. 令式 (8) $\dot{\mathbf{x}} = 0$, 可求出一个载波周期内电感电流的平均值为

$$\overline{i_L} = v_{in}(G_1 + G_2 \varphi(t_s)), \quad (9)$$

其中 G_1 和 G_2 是与电路参数相关的系数, 由式 (10) 确定.

$$\begin{cases} G_1 = (\lambda R_2 + (2 - \lambda)R_1)/(2R_1 R_2) \approx \lambda/(2R_{on}) + 1/R + 1/(R_{on} + R_{off}), \\ G_2 = (kR_2 - kR_1)/(2R_1 R_2) \approx k/(2R_{on}). \end{cases} \quad (10)$$

由于基波周期远大于载波周期, 因而电感电流可用其在一个载波周期内的平均值来近似, 即 $i_L \approx \overline{i_L}$, 从而由式 (9) 得到磁控型忆阻器的忆导值为

$$W(\varphi) = G_1 + G_2 \varphi(t), \quad (11)$$

由式 (11) 知本忆阻器模型电路符合式 (2) 关于磁控型忆阻器的定义.

2.3 忆阻器的电路特性分析

根据忆阻器的理论^[1,2], 对所提的忆阻器等效电路模型进行电路特性分析. 根据文献 [1] 中分析, 通常可用如下 Taylor 级数展开式来近似描述电荷与磁通之间的关系^[22]:

$$q(\varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \varphi^n, \quad (12)$$

其所对应的磁控型忆阻器的表达式为

$$W(\varphi) = d(q(\varphi))/d\varphi = \sum_{n=1}^{\infty} n a_n \varphi^{(n-1)}. \quad (13)$$

当 n 等于 2 时, 式 (13) 变为 $W(\varphi) = a_1 + 2a_2\varphi$, 与式 (11) 具有相同的形式. 因此, 所提出的忆阻器模型电路为二阶磁控型忆阻器.

选择正弦输入电压激励

$$v_{in} = V_{IN} \sin(\omega_0 t), \quad (14)$$

式中 V_{IN} 为输入电压的幅值, $\omega_0 = 2\pi f_0$ 为其角频率, f_0 为输入电压频率. 可得到任意时刻磁通量的表达式为

$$\varphi(t) = \int_0^t V_{IN} \sin(\omega_0 t) dt = V_{IN}(1 - \cos(\omega_0 t))/\omega_0. \quad (15)$$

令 $\theta = \omega_0 t$, 根据式 (9) 可计算出图 1 所示电路输入瞬时电流近似为

$$i_L \approx (G_1 V_{IN} + G_2 V_{IN}^2/\omega_0) \sin \theta - G_2 V_{IN}^2 \sin(2\theta)/(2\omega_0). \quad (16)$$

从而可计算出电路所实现的忆阻器的伏安特性曲线在第一象限所包围的面积大小为

$$\begin{aligned} |s| &= \left| \int i_L dv_{in} \right| = \left| \int_0^\pi i_L V_{IN} \cos \theta d\theta \right| \\ &= \left| \int_0^\pi ((G_1 V_{IN}^2/2 + G_1 V_{IN}^2/2\omega_0) \sin 2\theta - G_2 V_{IN}^3 \sin 2\theta \cos \theta/(2\omega_0)) d\theta \right| \\ &= 2G_2 V_{IN}^3/(3\omega_0). \end{aligned} \quad (17)$$

从上式中可以看出该面积的大小与输入电压幅值及系数 G_2 成正比, 与输入电压频率成反比. 将式 (10) 代入, 得到

$$|s| \approx k V_{IN}^3/(3\omega_0 R_{on}). \quad (18)$$

根据式 (9) 和 (14), 可得到忆阻器的平均功率为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_{in} i_L dt = G_2 V_{IN}^3/(2\omega_0) + G_1 V_{IN}^2/2. \quad (19)$$

将式 (10) 代入, 得到

$$P \approx k V_{IN}^3/(4\omega_0 R_{on}) + \lambda V_{IN}^2/(4R_{on}) + V_{IN}^2/(2R). \quad (20)$$

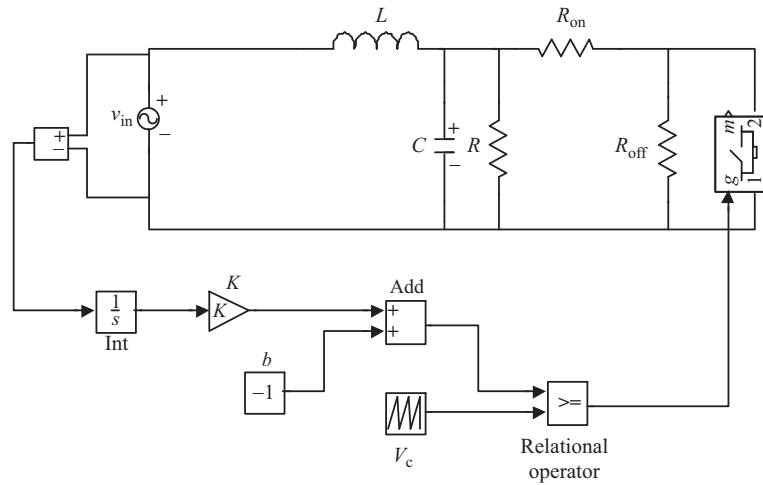


图 3 基于 MATLAB 的大功率忆阻器模型电路仿真电路图
Figure 3 Schematic of power memristor model based on MATLAB

3 仿真分析

根据图 1, 在 MATLAB 环境下构造出所设计的忆阻器等效实现电路仿真模型, 如图 3 所示. 其中电路参数为: $L = 1 \text{ mH}$, $C = 20 \text{ } \mu\text{F}$, $R = 10 \text{ } \Omega$, $R_{\text{on}} = 10 \text{ } \Omega$, $R_{\text{off}} = 10 \text{ k}\Omega$, 载波比 $N = f_c/f_0 = 1000$, $V_{\text{ref}} = -1 \text{ V}$, $V_c = 1 \text{ V}$, 电压采样系数 $k_v = 0.01$, 积分系数 $k_I = 100$, 则计算得出 $\lambda = 1 + V_{\text{ref}}/V_c = 0$, $k = k_I k_v / V_c = 1$.

3.1 电感电流和伏安特性曲线的近似分析验证

选取输入电压幅值为 70.7 V (有效值为 50 V), 频率为 15 Hz , 分别通过图 3 电路仿真和利用式 (9) 近似计算, 可得到稳态时电感电流 i_L 的波形如图 4(a) 和 (b) 所示. 图中, 实线是根据式 (9) 计算而得, 虚线是利用 Simulink 进行模型仿真并用电流互感器测得的瞬时电感电流值. 由图 4(a) 可见, 近似计算和电路仿真所得的结果吻合得比较好. 选取图 4(a) 中 $0.05 \sim 0.06 \text{ s}$ 的区间进行局部放大得到图 4(b). 从图 4(b) 中可以看出计算得到的电感电流在一个载波周期内的平均值同其瞬时值相差很小, 说明当基波周期远大于载波周期时, 用平均值来近似其瞬时值是合理的, 这也是本文所提出电路具有忆阻器电路特性的一个理论基础.

选取与图 4(a) 和 (b) 相同的输入电压参数, 分别通过图 3 的电路仿真和根据式 (11) 得到伏安特性曲线, 其对比结果如图 4(c) 和 (d) 所示. 图中实线是根据式 (11) 计算得到, 虚线是利用 Simulink 进行模型仿真而得到. 从图 4(c) 中可以看出两条伏安特性曲线整体上吻合得非常好, 选取第三象限电压为 $-60 \sim -40 \text{ V}$ 的部分进行局部放大得到图 4(d), 从图中可以看到电路仿真和近似计算得到的伏安特性曲线之间的差别很小, 这也进一步证明式 (11) 所得到的磁控忆阻器的忆导值公式是正确的.

3.2 电路参数对忆阻器模型伏安特性的影响

3.2.1 磁通系数 G_2 的影响

由式 (10) 易知 G_2 与 k 成正比, 与 R_{on} 成反比. 当输入电压幅值为 70.7 V , 频率为 15 Hz 时, 图 5(a) 是通过电路仿真得到的磁通系数 G_2 取不同值时忆阻器的伏安特性曲线, 其中点线表示 G_2 取

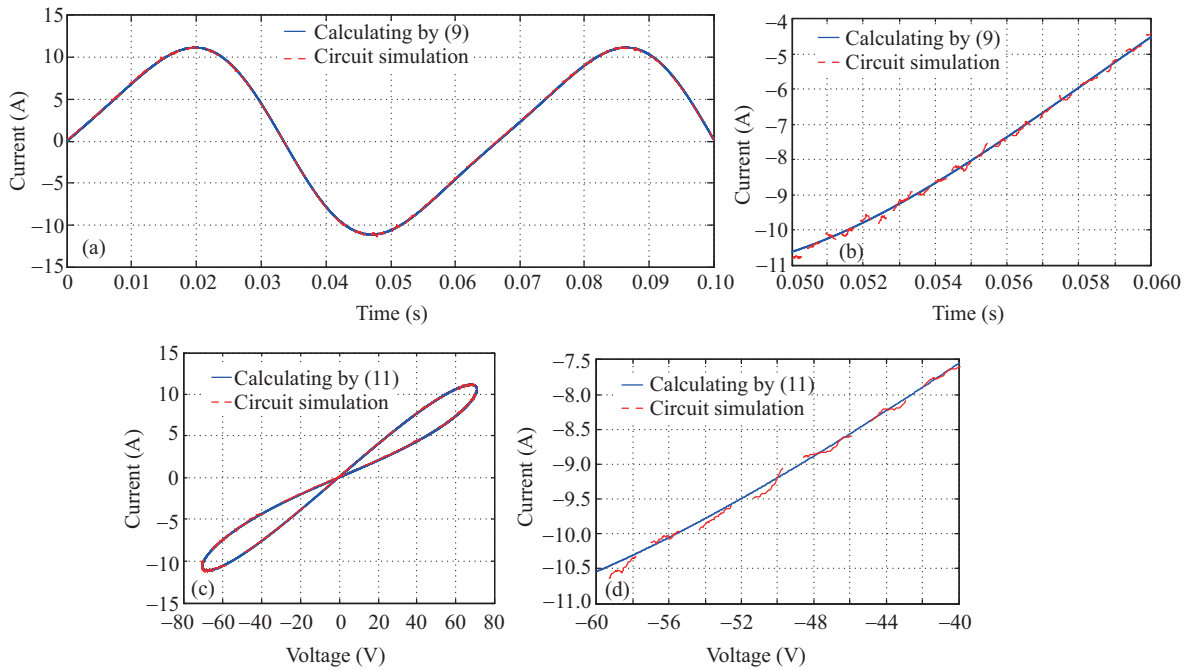


图 4 (网络版彩图) 近似计算结果和电路仿真对比图

Figure 4 (Color online) Comparison between approximate calculation and circuit simulation. (a) Inductor current in the time interval of 0~0.1 s; (b) inductor current in the time interval of 0.05~0.06 s; (c) I/V characteristics in the voltage interval -80~80 V; (d) I/V characteristics in the voltage interval -60~-40 V

表 1 不同磁通系数 G_2 对忆阻器伏安特性曲线面积和功率的影响

Table 1 Influences of different values of G_2 on the I/V curve area and the power

Circuit parameter	Parameter values			
$R_{on} (\Omega)$	5	10	10	5
k	1	1	0.67	0.5
G_2	0.1	0.05	0.034	0.05
$ s $	88.5	44.2	29.6	44.2
P (W)	191.3	158.2	147.2	158.2

0.1; 实线和点划线均表示 G_2 取 0.05, 但是 R_{on} 和 k 的取值不相同; 虚线表示 G_2 取 0.034. 表 1 中分别给出不同 R_{on} 和 k 值所对应的忆阻器伏安特性曲线面积 (第一象限) 和功率的具体数值, 它们是根据式 (18) 和 (20) 计算得到的. 表 1 前 3 列数据和图 5(a) 的点线、实线以及虚线一一对应, 可以看出随着磁通系数 G_2 减小, 忆阻器伏安特性曲线的面积和功率均减小. 由表 1 中第 2 和 4 列数据可以看出, 当 R_{on} 和 k 按相同比例同时增大或减小时, 磁通系数 G_2 不变, 忆阻器伏安特性曲线面积和功率的计算值也不变. 图 5(a) 仿真波形中, 实线和点划线基本重合, 表明当磁通系数 G_2 不变时, 忆阻器伏安特性曲线面积和功率几乎不变.

从表 1 中还可看出, 所提的忆阻器等效电路所能处理的信号功率在百瓦以上, 而引言所提到的文献 [17, 18, 20] 中忆阻器模型电路所能处理的信号功率均为毫瓦数量级.

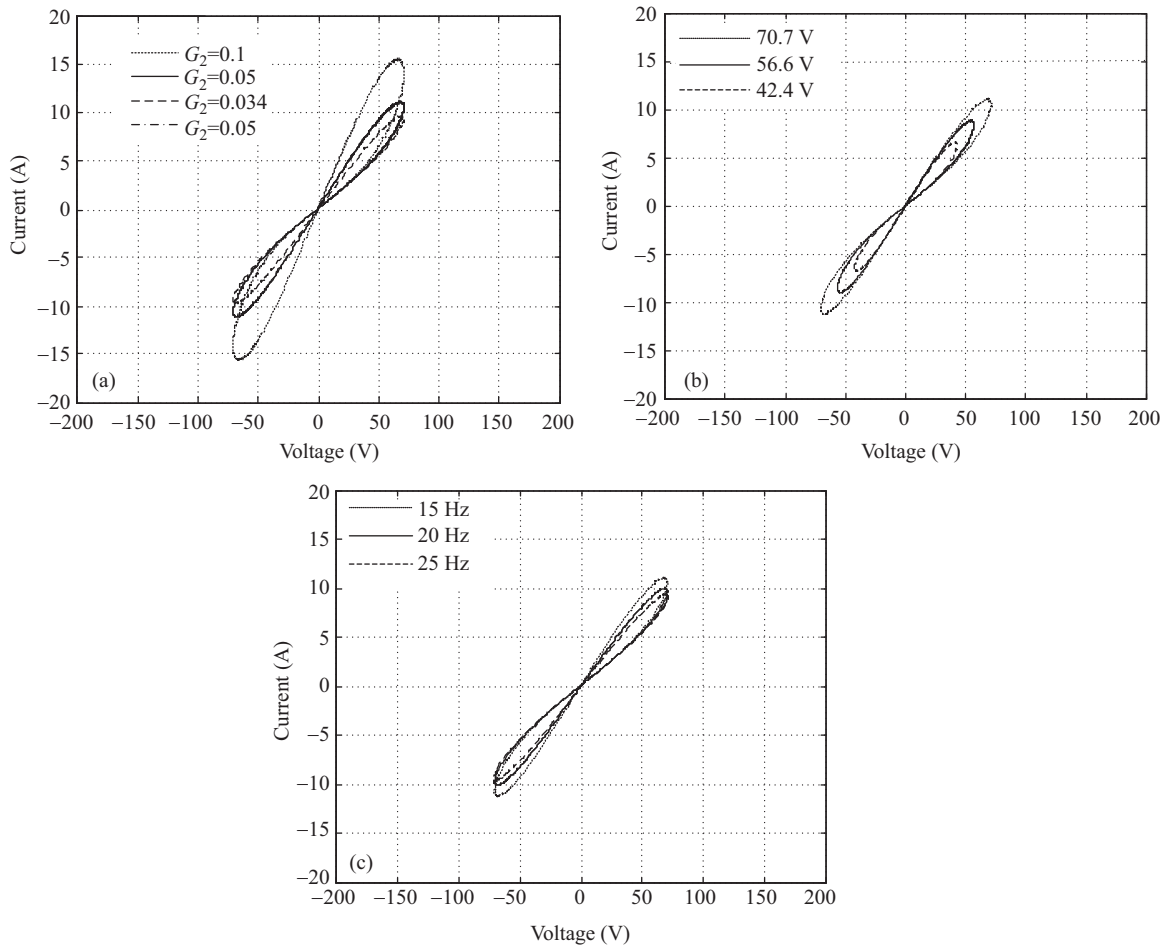


图 5 不同电路参数时忆阻器的伏安特性曲线仿真波形图

Figure 5 Simulated I/V characteristics of the memristor with different circuit parameters. (a) Different values of G_2 ; (b) different input values; (c) different values of f_0

表 2 不同输入电压对忆阻器伏安特性曲线面积和功率的影响

Table 2 Influences of different values of V_{IN} on the I/V curve area and the power

Circuit parameter	V_{IN} (V)		
	42.4	56.6	70.7
$ s $	9.6	22.8	44.2
P (W)	52.2	97	158.2

3.2.2 输入电压有效值的影响

输入电压频率固定为 15 Hz, 考虑输入电压幅值 V_{IN} 对忆阻器伏安特性的影响. 图 5(b) 是通过电路仿真得到的, 当输入电压幅值分别为 42.4 V, 56.6 V, 70.7 V 时 (对应有效值分别为 30 V, 40 V, 50 V), 忆阻器的伏安特性曲线. 表 2 是根据式 (18) 和 (20) 计算所得到的, 不同输入电压幅值下, 忆阻器伏安特性曲线面积和功率的具体数值. 从仿真结果和参数计算可以看出, 频率一定时, 幅值越大, 忆阻器的斜“8”字伏安特性曲线所围的面积就越大.

表 3 不同输入频率对忆阻器伏安特性曲线面积和功率的影响

Table 3 Influences of different values of f_0 on the I/V curve area and the power

Circuit parameter	f_0 (Hz)		
	15	20	25
$ s $	44.2	33.2	26.5
P (W)	158.2	149.9	144.9

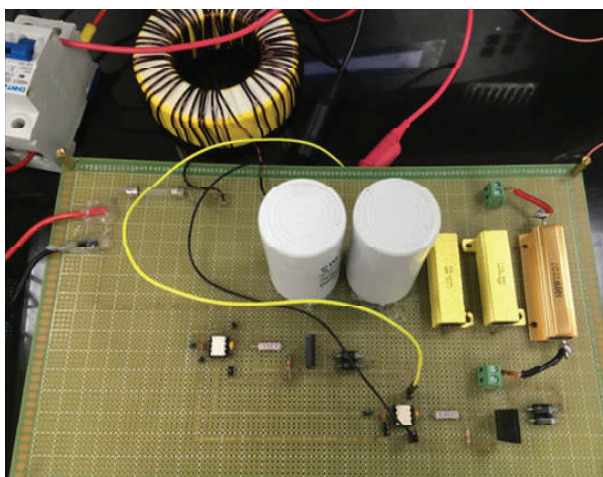


图 6 (网络版彩图) 大功率忆阻器模型电路实物

Figure 6 (Color online) Physical implementation of the proposed memristor circuit

3.2.3 输入信号频率的影响

输入电压幅值恒定为 70.7 V, 考虑输入电压频率对忆阻器伏安特性的影响. 图 5(c) 是通过电路仿真得到的, 当输入电压频率分别为 15 Hz, 20 Hz, 25 Hz 时的忆阻器的伏安特性曲线. 表 3 是根据式 (18) 和 (20) 计算所得到的, 不同输入电压频率下, 忆阻器伏安特性曲线面积和功率的具体数值. 从仿真结果和参数计算结果可以看出, 电压幅值一定时, 频率越高, 忆阻器的斜“8”字滞回曲线所围的面积就越小.

4 实验结果分析

基于图 3 所示的仿真电路图, 进行实验制作与观察, 对应的实物图如图 6 所示. 这里选取与仿真电路一致的电路参数.

所搭建的实验平台分为主电路和控制电路. 主电路中, 电感为自己绕制的, 其测量值为 1.062 mH; 电容采用的是型号为 CBB60 的交流电容, 其耐压值为 450 V; 电阻 R 采用的是两个功率为 100 W、阻值为 20 Ω 的大功率电阻并联等效而成; 电阻 R_{on} 采用的是功率为 100 W、阻值为 10 Ω 的大功率电阻; 电阻 R_{off} 采用阻值为 10 k Ω 的普通电阻; 开关 ST 由两个型号均为 IRFP450 的 MOS 管反向并联的方式实现. 控制电路中, PI 控制环节和 SPWM 波形 $s(t)$ 的生成采用型号为 TMS320F28335 的 DSP 芯片实现, $s(t)$ 经过驱动电路 (驱动电路芯片为 TLP250) 放大, 从而控制开关管的通断.

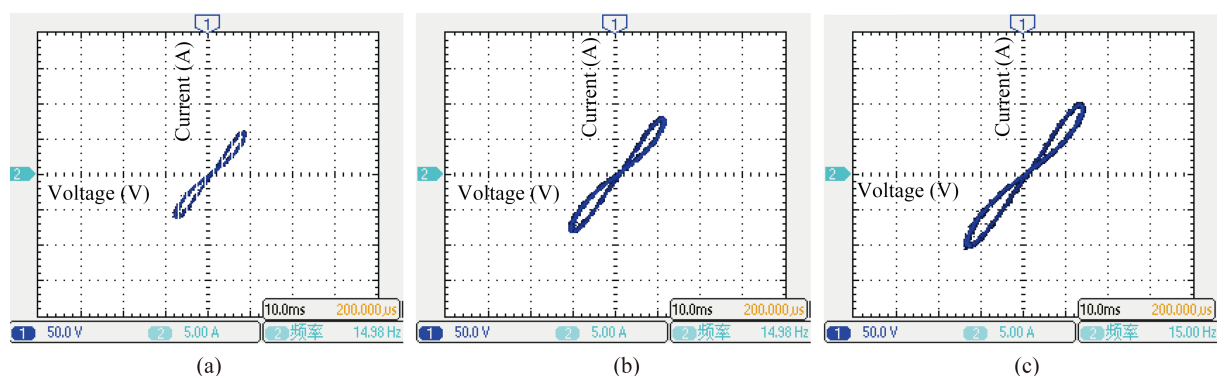


图 7 (网络版彩图) $f_0=15$ Hz, V_{IN} 不同时忆阻器伏安特性实验波形图

Figure 7 (Color online) Experimental I/V characteristic of the memristor with $f_0=15$ Hz and different values of V_{IN} . (a) $V_{IN}=42.4$ V; (b) $V_{IN}=56.6$ V; (c) $V_{IN}=70.7$ V

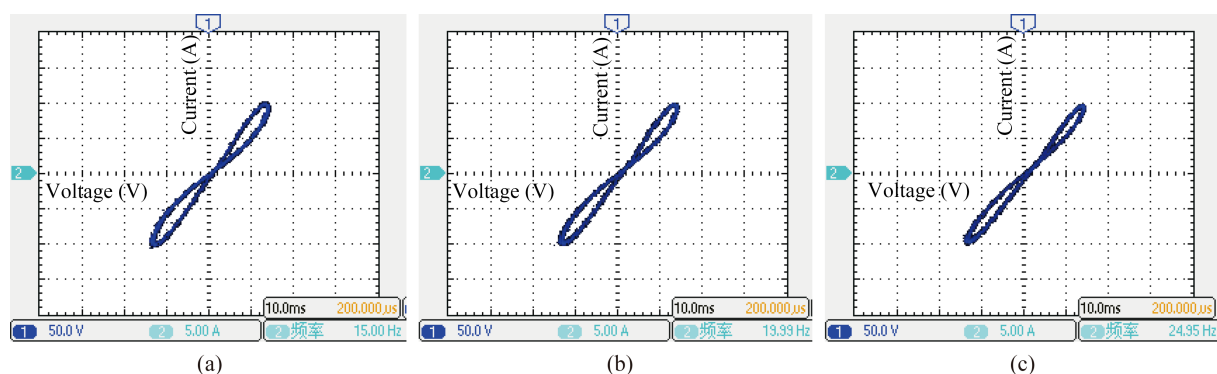


图 8 (网络版彩图) $V_{IN}=70.7$ V, f_0 不同时忆阻器伏安特性实验波形图

Figure 8 (Color online) Experimental I/V characteristics of the memristor with $V_{IN}=70.7$ V and different values of f_0 . (a) $f_0=15$ Hz; (b) $f_0=20$ Hz; (c) $f_0=25$ Hz

给定输入电压频率固定为 15 Hz, 输入电压幅值分别取 42.4 V, 56.6 V, 70.7 V. 图 7 为不同输入电压幅值下伏安特性曲线的实验波形图, 其中横轴表示电压, 单位为 V, 纵轴表示电流, 单位为 A.

从图 7(a)~(c) 可以看出, 所提出的忆阻器电路模型的伏安特性曲线呈现出经典的斜“8”字滞回曲线, 且随着输入幅值的增加, 忆阻器伏安特性曲线所围的面积增大.

给定输入电压幅值固定为 70.7 V, 输入频率取 15 Hz, 20 Hz, 25 Hz 3 个不同频率. 图 8 为不同频率下忆阻器伏安特性曲线的实验波形图, 其中横轴表示电压, 单位为 V, 纵轴表示电流, 单位为 A.

从图 8(a)~(c) 可以看出, 所提出的忆阻器电路模型的伏安特性曲线呈现出经典的斜“8”字滞回曲线, 随着输入频率的增加, 忆阻器伏安特性曲线所围的面积变小. 在输入电压频率改变 (输入电压幅值固定) 和输入电压幅值改变 (频率固定) 两类情况下, 选取忆阻器伏安特性曲线上对应电压幅值最大的点作为参考点, 分别测试该点所对应的电压值和电流值, 所获取的该参考点在不同工作条件下仿真和实验数据列于表 4. 从表中数据可以看出, 实验结果和仿真结果相吻合, 从而证明所提出的电路能等效实现忆阻器的功能.

表 4 仿真与实验结果对比

Table 4 Comparison of Results form simulations and experiments

$(V_{IN}/V, I/A)$	$V_{IN}=70.7\text{ V}$			$f_0=15\text{ Hz}$		
	$f_0=15\text{ Hz}$	$f_0=20\text{ Hz}$	$f_0=25\text{ Hz}$	$V_{IN}=42.4\text{ V}$	$V_{IN}=56.6\text{ V}$	$V_{IN}=70.7\text{ V}$
Simulation data	(70.7, 11.2)	(70.7, 10.0)	(70.7, 9.5)	(42.4, 6.7)	(56.6, 8.8)	(70.7, 11.2)
Experiment data	(69.0, 10.7)	(69.0, 10.1)	(69.0, 9.9)	(42.0, 6.3)	(56.0, 8.5)	(69.0, 10.7)

5 结论

本文提出了一种大功率忆阻器等效实现电路, 理论分析表明该电路的输入导纳与磁控型忆阻器忆导的基本定义相符合. 在仿真和实验中, 通过改变输入电压的幅值和频率, 进一步验证了该电路的输入端口具有典型忆阻器的伏安特性, 因而可等效为一个忆阻器.

该电路具有以下优点: (1) 主电路采用无源元件和大功率电力电子器件实现, 因而原理上可适用于任意功率等级的电路, 实验中电路的功率达到 191 W; (2) 电路结构简单; (3) 电路只有两个引出端(输入端口), 因而可等效为一个具有忆阻器特性的二端器件接入应用电路中; (4) 使用 SPWM 控制为忆阻器等效实现电路的进一步研究提供了新的视角, 并且控制部分可以利用数字电路实现, 便于忆阻器参数的修改.

理论上忆阻器在混沌电路^[10]、软开关变换器^[23]、RCD 缓冲电路^[24]、直流断路器^[24]和有源电力滤波器^[25]等领域将有着广泛的应用前景, 但目前大部分停留在理论分析和仿真验证阶段, 其主要原因在于没有可实现的大功率忆阻器. 例如, 我们在前期研究中通过仿真分析表明记忆元件能够改善软开关变换器的谐波特性和开关应力^[23]; 根据忆阻器的电流特性, 其在直流断路器上也有一定的应用前景^[24]. 此外现有的忆阻器等效实现电路结构较为复杂, 研发和生产成本比较高, 这也会限制忆阻器的进一步发展和应用. 该电路的提出, 可拓展忆阻器在大功率电路中的应用.

参考文献

- Chua L O. Memristor—the missing circuit element. *IEEE Trans Circ Theor*, 1971, 18: 507–519
- Chua L O, Kang S M. Memristive devices and systems. *Proc IEEE*, 1976, 64: 209–223
- Strukov D B, Snider G S, Stewart D R, et al. The missing memristor found. *Nature*, 2008, 453: 80–83
- Liu D Q, Cheng H F, Zhu X, et al. Research progress of memristors and memristive mechanism. *Acta Phys Sin*, 2014, 18: 20–28 [刘东青, 程海峰, 朱玄, 等. 忆阻器及其阻变机理研究进展. *物理学报*, 2014, 18: 20–28]
- Shao N, Zhang S B, Shao S Y. Modification of memristor model with synaptic characteristics and mechanism analysis of the model's learning-experience behavior. *Acta Phys Sin*, 2016, 12: 328–339 [邵楠, 张盛兵, 邵舒渊. 具有突触特性忆阻模型的改进与模型经验学习特性机理. *物理学报*, 2016, 12: 328–339]
- Li Z J, Zeng Y C, Li Z B. Memristive chaotic circuit based on modified SC-CNNs. *Acta Phys Sin*, 2014, 1: 38–46 [李志军, 曾以成, 李志斌. 改进型细胞神经网络实现的忆阻器混沌电路. *物理学报*, 2014, 01: 38–46]
- Wang H, Li H, Pino R E. Memristor-based synapse design and training scheme for neuromorphic computing architecture. In: *Proceedings of the 2012 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)*, Brisbane, 2012. 1–5
- Yuan Z S, Li H T, Zhu X H. A digital-analog hybrid random number generator based on memristor. *Acta Phys Sin*, 2015, 24: 91–100 [袁泽世, 李洪涛, 朱晓华. 基于忆阻器的数模混合随机数发生器. *物理学报*, 2015, 24: 91–100]
- Wang X Y, Qi W G, Wang X Y. Novel circuit of memristor and its chaotic dynamics characteristics. *J Beijing Univ Aeronaut Astronaut*, 2012, 38: 1080–1084 [王晓媛, 齐维贵, 王兴元. 忆阻器的电路实现及其混沌动力学研究. *北京航空航天大学学报*, 2012, 38: 1080–1084]
- Bao B C, Hu W, Xu J P, et al. Analysis and implementation of memristor chaotic circuit. *Acta Phys Sin*, 2011, 12:

- 63–70 [包伯成, 胡文, 许建平, 等. 忆阻混沌电路的分析与实现. 物理学报, 2011, 12: 63–70]
- 11 Xu Y M, Wang L D, Duan S K. A memristor-based chaotic system and its field programmable gate array implementation. *Acta Phys Sin*, 2016, 12: 66–78 [许雅明, 王丽丹, 段书凯. 磁控二氧化钛忆阻混沌系统及现场可编程逻辑门阵列硬件实现. 物理学报, 2016, 12: 66–78]
 - 12 Sun J, Yao L, Zhang X, et al. Generalised mathematical model of memristor. *IET Circ Dev Syst*, 2016, 10: 244–249
 - 13 Adzmi A F, Nasrudin A, Abdullah W F H, et al. Memristor spice model for designing analog circuit. In: *Proceedings of the 2012 IEEE Student Conference on*, Pulau Pinang, 2012. 78–83
 - 14 Batas D, Fiedler H. A memristor SPICE implementation and a new approach for magnetic flux-controlled memristor modeling. *IEEE Trans Nanotechnol*, 2011, 10: 250–255
 - 15 Bioler Z, Biolek D, Biolkova V, et al. SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift. *Radioengineering*, 2009, 18: 210–214
 - 16 Berdan R, Lim C, Khiat A, et al. A memristor SPICE model accounting for volatile characteristics of practical reRAM. *IEEE Electr Dev Lett*, 2014, 35: 135–137
 - 17 Valsa J, Biolek D, Biolek Z. An analogue model of the memristor. *Int J Numer Model Electr Netw Dev Fields*, 2011, 24: 400–408
 - 18 Wang X Y, Andrew L F, Herbert H C I, et al. Implementation of an analogue model of a memristor based on a light-dependent resistor. *Chin Phys B*, 2012, 21: 108501
 - 19 Hu F W, Bao B C, Wu H G, et al. Equivalent circuit analysis model of charge-controlled memristor and its circuit characteristics. *Acta Phys Sin*, 2013, 21: 404–411 [胡丰伟, 包伯成, 武花干, 等. 荷控忆阻器等效电路分析模型及其电路特性研究. 物理学报, 2013, 21: 404–411]
 - 20 Yang R, Wang L D, Duan S K. An anti-series memristive synapse circuit design and its application. *Sci Sin Inf*, 2016, 46: 391–403 [杨软, 王丽丹, 段书凯. 一种反向串联忆阻器突触电路的设计与应用. 中国科学: 信息科学, 2016, 46: 391–403]
 - 21 Zhang G Y, Wang J, Yu J H. A variable resistor with a chopper and its applications. *Adv Tech Electr Eng Energy*, 1999, 1: 66–70 [张广溢, 王军, 余建华. 斩波式可变电阻器及其应用. 电工电能新技术, 1999, 1: 66–70]
 - 22 Biolkova V, Kolka Z, Biolek Z, et al. Memristor modeling based on its constitutive relation. In: *Proceedings of European Conference of Circuits Technology and Devices (ECCTD' 10)*, Tenerife, 2010. 261–264
 - 23 Zhan Y X. Research on the circuit model of memristors and its application. Dissertation for Master Degree. Guangzhou: South China University of Technology, 2015 [詹玉香. 基于记忆元件的软开关技术研究. 硕士学位论文. 广州: 华南理工大学, 2015]
 - 24 Wei Z H. The research of soft switching technology based on memory elements. Dissertation for Master Degree. Guangzhou: South China university of Technology, 2014 [韦兆华. 忆阻器的电路模型及其应用研究. 硕士学位论文. 广州: 华南理工大学, 2014]
 - 25 Ding S Z. The application of memrsitor in active power filter. Dissertation for Master Degree. Taiyuan: Taiyuan University of Sciece and Technology, 2014 [丁山传. 忆阻器在有源电力滤波器中的应用. 硕士学位论文. 太原: 太原科技大学, 2014]

Flux-controlled memristor equivalent circuit based on SPWM control

Binguan TAN, Yanfeng CHEN*, Bo ZHANG, Dongyuan QIU & Xi CHEN

Institute of Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China

* Corresponding author. E-mail: eeyfchen@scut.edu.cn

Abstract This paper provides a practical two-terminal implementation circuit model of a flux-controlled memristor based on the SPWM (Sine-wave Pulse-Width Modulation) control algorithm. The model can be divided into two parts: the main circuit and the control circuit. The main circuit includes a passive low pass filter and an equivalent variable resistor regulated by the control circuit based on the SPWM method. The components that constitute the main circuit are passive devices, such as resistors, inductors and capacitors, as well as power switching devices. Thus, the memristor implementation circuit can be used to handle electrical signals with higher power levels. Detailed theoretical analysis and verification of the proposed memristor circuit are presented. Both the simulated and experimental results demonstrate that the input impedance of the proposed circuit has the typical characteristics of a flux-controlled memristor, which is in accordance with the theoretical analysis. Furthermore, the circuit can handle signals with power up to several hundred watts. Additionally, the proposed circuit has the advantages of simple topology and low cost, which may promote applications of the memristor in the real world.

Keywords memristor, high power, SPWM control, variable resistor, low pass filtering



Binguan TAN was born in 1992. He received a B.E. degree in automation from the South China University of Technology, Guangzhou, China in 2014. He is currently an M.E. candidate in power electronics from the South China University of Technology, Guangzhou, China. His research interests include nonlinear analysis and memristors.



Yanfeng CHEN received an M.E. degree in power electronics technology from Wuhan University, China in 1995, and a Ph.D. degree in circuits and systems from the South China University of Technology, China in 2000. From November 2005 to December 2006, she was a research associate with the Department of Electronic and Information Engineering, Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong. She is currently a professor at the School of Electric Power, South China University of Technology. Her main research interests are the modeling and analysis of nonlinear systems and power electronics.



Bo ZHANG was born in Shanghai, China in 1962. He received a B.S. degree in electrical engineering from Zhejiang University, Hangzhou, China in 1982, an M.S. degree in Power Electronics from the Southwest Jiaotong University, Chengdu, China in 1988, and a Ph.D. in power electronics from the Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, China in 1994. He is currently a professor at the School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou, China. His current research interests include the nonlinear analysis and control of power supplies and AC drives.



Dongyuan QIU was born in China in 1972. She received B.S. and M.S. degrees from the South China University of Technology, Guangzhou, China in 1994 and 1997, respectively, and a Ph.D. degree from the City University of Hong Kong, Kowloon, Hong Kong in 2002. She is currently a professor at the School of Electric Power, South China University of Technology. Her main research interests include the design and control of power converters, fault diagnosis, and sneak circuit analysis of power electronic systems.