

基于共振参数微扰法的 SEPIC 变换器的混沌控制*

李冠林^{1)†} 李春阳²⁾ 陈希有¹⁾ 张效伟¹⁾

1) (大连理工大学电气工程学院, 大连 116023)

2) (哈尔滨电气股份有限公司, 哈尔滨 150040)

(2013 年 7 月 8 日收到; 2013 年 7 月 26 日收到修改稿)

本文以 SEPIC 变换器中前置电感电流为控制对象, 采用共振参数微扰法对电流模式控制 SEPIC 变换器中的混沌现象进行控制. 该方法通过对电路参数的微小扰动实现了对 SEPIC 变换器中混沌现象的控制, 并通过时域波形、功率谱及分岔图等对结果进行了分析. 最后实验结果表明, 以前置电感电流为控制对象, 利用共振参数微扰法可以实现 SEPIC 变换器的混沌控制.

关键词: SEPIC 变换器, 混沌, 混沌控制, 共振参数微扰

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.210505

1 引言

长期以来 DC-DC 变换器在实际应用中常常出现工作状态不稳定、刺耳的电磁噪声、周期性跳变等随机现象或无规律现象. 随着各国研究人员对该领域的不断研究, 人们认识到这些复杂行为是广泛存在于 DC-DC 变换器中的非线性混沌现象. 然而在发现和研究变换器中的非线性混沌现象的同时, 如何对变换器中的混沌现象进行控制并有效利用逐渐被人们所重视, 目前已经建立的混沌控制方法总体上可以分为反馈控制法和非反馈控制法^[1]. 在不同的控制方式和不同的导电模式下对 DC-DC 变换器混沌控制的研究已取得了一定的成果^[2-5].

SEPIC 变换器具有输入输出电流脉动小, 传输效率高, 输出和输入电压极性相同等优点, 在功率因数校正电路和光伏发电系统中得到了广泛应用. 然而 SEPIC 变换器是一个四阶高维系统, 具有丰富的非线性现象. 国内外对 SEPIC 变换器非线性混沌现象的研究起步较晚, 对其的研究工作于近十年逐渐开展, 目前已发现在不同的控制方式下 SEPIC 变换器中的分岔、混沌和间歇混沌等现象^[6-10]. 在电流模式控制且 SEPIC 变换器工作于连续导电模

式时, 均选择电路中两电感电流之和为控制目标来研究变换器中的非线性混沌现象. 在电流模式控制下, Kavitha 等分别应用滑模控制和参数微扰控制对 SEPIC 变换器中的混沌现象进行控制, 并通过理论分析、仿真与实验等方面证实所采用混沌控制方法的有效性^[11,12].

本文以 SEPIC 变换器中的前置电感电流为控制对象, 在此电流模式控制下对 SEPIC 变换器中的混沌现象进行分析. 采用参数共振微扰法对 SEPIC 变换器中的混沌现象进行控制, 随着扰动信号幅值的增大, 电路系统实现了混沌态到周期态的过渡, 并稳定的工作于周期 1 状态. 搭建实验电路, 实验结果证实共振参数微扰法实现了以前置电感电流为控制目标的 SEPIC 变换器中混沌现象的控制.

2 电流模式控制 SEPIC 变换器中的混沌现象

电流模式控制 SEPIC 变换器电路原理图如图 1 所示, 电路中选择 SEPIC 变换器中前置电感电流为控制对象, 电路工作原理如下: 选择电感 L_1 上的电流为控制信号, 通过与参考信号 I_{ref} 比较产生开关驱动信号. 周期开始前, 在时钟脉冲作用下开关 S

* 国家自然科学基金 (批准号: 51307013, 61371026) 和辽宁省教育厅科学研究一般项目 (批准号: L2013013) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: lgshit@dlut.edu.cn

导通, 电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 线性增加, 当电感电流 i_{L1} 峰值达到参考电流 I_{ref} 时, 开关 S 断开, 电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 线性减小直到下一个周期开始. 与低维等开关变换器不同的是, SEPIC 变换器连续导电模式

(CCM) 和断续导电模式 (DCM) 是以电路中两电感电流之和 i_S 是否为 0 为标准, 本文中 SEPIC 变换器工作于连续导电模式 (CCM) 模式下, 电路中电感电流波形示意图如图 1(b).

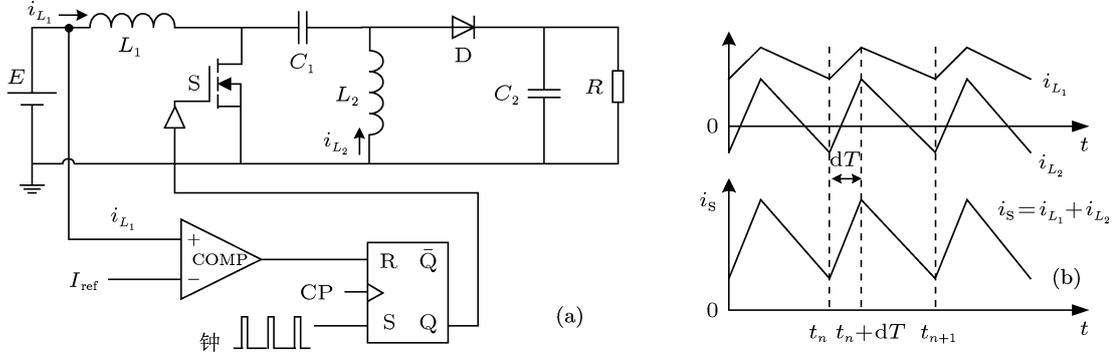


图 1 电流模式控制 SEPIC 变换器原理 (a) 电路原理图; (b) 电感电流波形示意图 (CCM)

选取 $\mathbf{x} = [v_{C1} \ v_{C2} \ i_{L1} \ i_{L2}]^T$ 为系统状态变量, 列写 CCM 模式下电路的状态方程:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 E, \quad t_n \leq t < t_n + dT, \\ \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 E, \quad t_n + dT \leq t < t_{n+1}, \end{aligned} \quad (1)$$

式中, E 为输入电压; d 为第 n 个周期占空比; $t_{n+1} = t_n + T$, T 为电路开关周期; 系数矩阵分别为

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & -1/C_2 R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 & 0 \\ 0 & -1/C_2 R & 1/C_2 & 1/C_2 \\ -1/L_1 & -1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & -1/L_2 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = [0 \ 0 \ 1/L_1 \ 0]^T.$$

第 n 个开关周期占空比 d 的表达式为

$$d = \frac{I_{ref} - (i_{L1})_{t_n}}{(E/L_1)T}, \quad (2)$$

其中 $(i_{L1})_{t_n}$ 代表在第 n 个开关周期 t_n 时刻电感电流 i_{L1} 之值.

在一个开关周期内, 得到离散时间迭代映射为

$$\mathbf{x}_{n+1} = f(\mathbf{x}_n, d) = \Phi_1(d)\mathbf{x}_n + \Psi_1(d)E, \quad (3)$$

其中

$$\Phi_1(d) = \Phi_2(hT)\Phi_1(dT),$$

$$\begin{aligned} \Psi_1(d) &= \Phi(hT) \int_{t_n}^{t_n+dT} \Phi_1(t_n - \tau) \mathbf{B}_1 d\tau \\ &\quad + \int_{t_n+dT}^{t_n+T} \Phi_2(t_n + T - \tau) \mathbf{B}_2 d\tau \\ &= \Phi_2(hT) \mathbf{M}_1(dT) \mathbf{B}_1 + \mathbf{M}_2(hT) \mathbf{B}_2, \end{aligned}$$

$$\Phi_k(\xi) = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \mathbf{A}_k^n \xi^n, \quad k = 1, 2,$$

$$\mathbf{M}_k(\xi) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \mathbf{A}_k^{n-1} \xi^n, \quad k = 1, 2, \quad h = 1 - d.$$

根据离散迭代映射, 设系统的不动点为 $\mathbf{x}_n = \mathbf{x}(nT) = \mathbf{x}[(n+1)T] = \mathbf{x}_Q$, 则不动点处的 Jacobian 矩阵可写为

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}_Q) = \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}_n} - \frac{\partial f}{\partial d} \left(\frac{\partial \delta_d}{\partial d} \right)^{-1} \frac{\partial \delta_d}{\partial \mathbf{x}_n} \Big|_{\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_Q}, \quad (4)$$

其中

$$\frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}_n} = \Phi_2(hT)\Phi_1(dT),$$

$$\frac{\partial f}{\partial d} = \Phi_2(hT) \mathbf{A}_1 T \Phi_1(dT) \mathbf{x}_n$$

$$- \mathbf{A}_2 T \Phi_2(hT) \Phi_1(dT) \mathbf{x}_n$$

$$+ \Phi_2(hT) \Phi_1(dT) T \mathbf{B}_1 E$$

$$- \mathbf{A}_2 T \Phi_2(hT) \mathbf{M}_1(dT) \mathbf{B}_1 E - T \Phi_2(hT) \mathbf{B}_2 E$$

$$\frac{\partial \delta_d}{\partial d} = \frac{ET}{L_1}, \quad \frac{\partial \delta_d}{\partial \mathbf{x}_n} = [0, 0, 1, 0].$$

在不动点 \mathbf{x}_Q 处, Jacobian 矩阵的特征方程可表示为

$$\det(\lambda \mathbf{I} - \mathbf{J}(\mathbf{x}_Q)) = 0. \quad (5)$$

由(1)—(5)式,可以计算出系统在不动点处的特征值.当所有特征值位于单位圆内时,系统处于稳定状态;否则,若有任何一个特征值穿越单位圆,则表示该系统发生了分岔.

系统的不动点及特征值与电路参数及参考信号 I_{ref} 的大小有关.电路参数选取如下: $E = 5\text{ V}$, $L_1 = 2\text{ mH}$, $L_2 = 4\text{ mH}$, $C_1 = 10\text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 4.7\text{ }\mu\text{F}$, $R = 10\text{ }\Omega$.时钟脉冲频率及占空比为 $f = 5\text{ kHz}$, $d = 10\%$,参考信号为 $0\text{--}1\text{ V}$ 锯齿波.由数值计算得,在 $I_{ref} = 0.2043\text{ A}$ 时,特征值为 $-1, 0.4444 \pm 0.4468\text{ i}, 0.0166$,有一个负实数特征值穿越了单位圆,说明此时系统发生了倍周期分岔;而 $I_{ref} < 0.2043\text{ A}$ 时,特征值处于单位圆内,系统一直处于稳定的周期1状态.

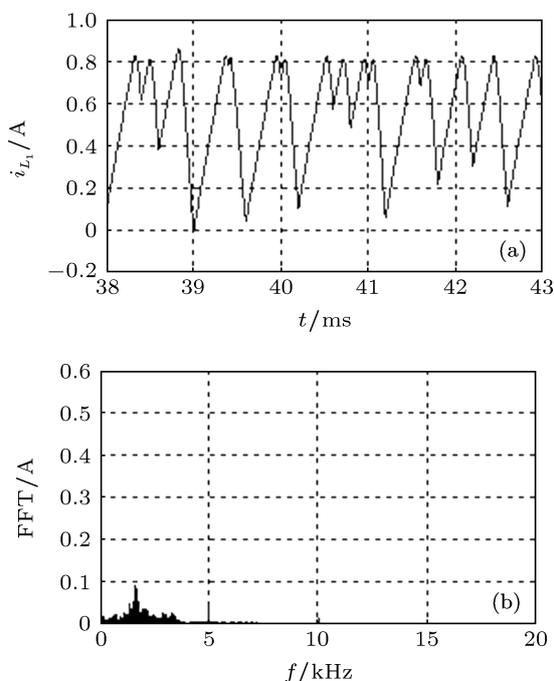


图2 电感电流 i_{L1} 时域波形及其功率谱图

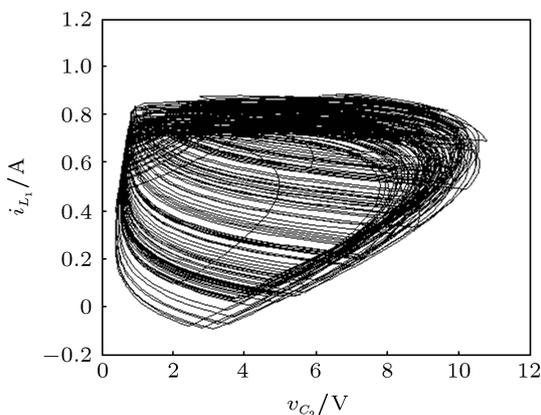


图3 v_{C2} - i_{L1} 相轨图

随着参考信号 I_{ref} 的缓慢变化电路系统的运行状态经历了由周期态向混沌态的转变.当参考信号 $I_{ref} = 0.65\text{ A}$ 时,电路系统进入到混沌状态,电感电流 i_{L1} 的时域波形图和功率谱图如图2所示, v_{C2} - i_{L1} 的相图如图3所示.

从仿真结果可以看出系统进入混沌状态后时域波形不具有周期性和规律性,相图也变为在一定区域内的混乱轨线,此时所得电路实验结果如图4、图5所示.

3 共振参数微扰控制 SEPIC 变换器原理

共振参数微扰法是一种非反馈的控制方法,对参数的扰动通常能使系统离开所处的周期轨道,相反,要使系统稳定在某一周期轨道也可通过适当的参数扰动得以实现.通常选择一个对系统影响较大、并且易于改变的参数作为激励信号,例如选择参数 c ,将 c 用 $c[1 + a\sin(2\pi ft)]$ 来代替,选取合适的扰动振幅 a 和频率 f 可以使系统稳定^[1].

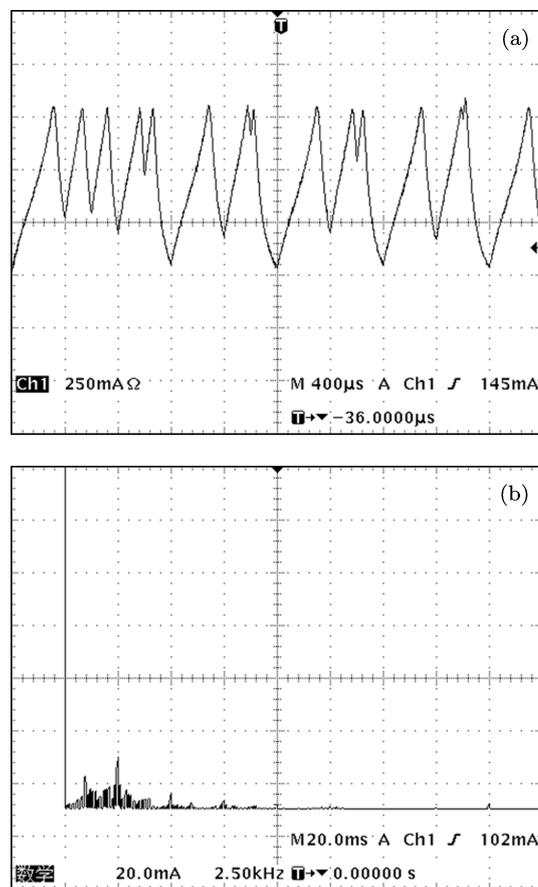


图4 实验电感电流 i_{L1} 时域波形及功率谱图

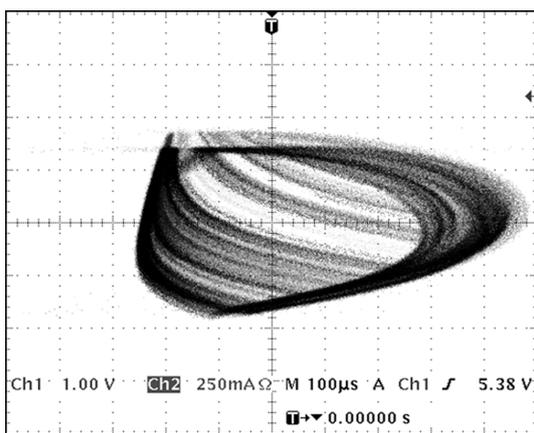


图5 实验 v_{C2} - i_{L1} 相轨图

在 SEPIC 变换器的研究中, 选择其前置电感电流为控制对象, 且 SEPIC 变换器工作于连续导电模

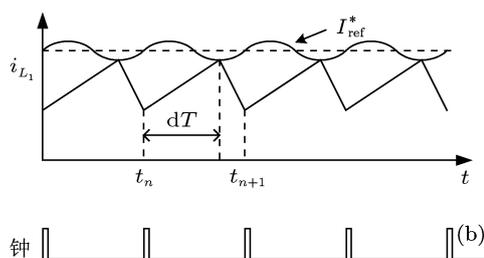
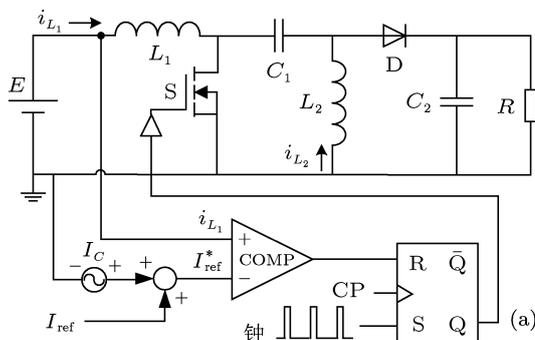


图6 耦合干扰信号的电流模式控制 SEPIC 变换器 (a) 电路模型; (b) 控制信号原理

由电路工作原理可知, 尽管加入扰动信号后系统的状态方程没有变化, 但是第 n 个开关周期的占空比 d 将与扰动后的参考信号 I_{ref}^* 有关, 其表达式为

$$d = \frac{I_{ref}^* - (i_{L1})_{t_n}}{(E/L_1)T} = \frac{I_{ref}[1 + a \sin(2\pi f_C t)] - (i_{L1})_{t_n}}{(E/L_1)T}. \quad (7)$$

对比 (2) 式和 (7) 式发现, 加入扰动信号后的占空比不仅与电路参数及参考信号 I_{ref} 的大小有关, 同时还与扰动信号的幅度 a 及频率 f_C 有关. 由 (1), (3), (4), (5) 和 (7) 式, 可以计算加入扰动信号后系统在不动点处的特征值, 从而得出系统在不动点处的稳定性.

选取电路参数如第 2 节, 取 I_{ref} 为 0.95 A, 扰动信号的频率 f_C 与 SEPIC 变换器的开关频率 f_S 保持一致, 变化扰动信号的幅度 a . 由 (1), (3), (4), (5) 和 (7) 式, 计算 a 变化时不动点处的特征值发现, 在

式 (CCM). 由于参考信号 I_{ref} 较容易实现扰动, 因此, 在 I_{ref} 中引入正弦扰动信号 I_C , 耦合后的参考信号 I_{ref}^* 为

$$I_{ref}^* = I_C + I_{ref} = I_{ref}[1 + a \sin(2\pi f_C t)], \quad (6)$$

式中, $a \sin(2\pi f_C t)$ 为扰动项; a 为扰动信号的幅度; f_C 为扰动信号的频率. 耦合有干扰信号的电流模式控制 SEPIC 变换器电路模型如图 6(a) 所示.

扰动信号的频率 f_C 同 SEPIC 变换器的开关频率 f_S 保持一致, 控制信号原理如图 6(b) 所示, 其中正弦波动的曲线为加入扰动后的参考信号 I_{ref}^* . 电路工作原理: 电路中开关 S 在时钟信号作用下导通, 电感电流 i_{L1} 上升, 当 i_{L1} 上升至扰动后得参考信号 I_{ref}^* 时, 开关 S 断开, i_{L1} 下降直至本周期结束, 周而复始.

$a > 0.1566$ 时, 所有的特征值都处于单位圆内, 系统一直处于稳定的周期 1 状态, 而在 $a = 0.1566$ 时, 有一个负实数特征值穿越了单位圆, 此时系统发生了分岔.

4 仿真分析

根据第 3 节的分析, 选择参考信号 I_{ref} 为 0.95 A, 并在此基础上引入扰动信号, 通过改变扰动信号幅值 a 的大小, 使电路从混沌状态向周期态过渡, 最终消除混沌并使电路系统稳定于周期 1 轨道.

选取扰动信号幅值 a 的变化范围为 0—0.18. 仿真中参考信号 $I_{ref} = 0.95$ A, 当扰动信号幅值 a 为 0.09 时, 在 20 ms 时刻加入扰动信号, 电感电流 i_{L1} 时域波形如图 7(a) 所示. 从仿真可以看出加入扰动信号后电路系统仍处于混沌状态, 此时电感电流 i_{L1} 时域波形放大图如图 7(b) 所示, 此时两状态变

量 $v_{C2}-i_{L1}$ 组成的相轨图如图 8 所示.

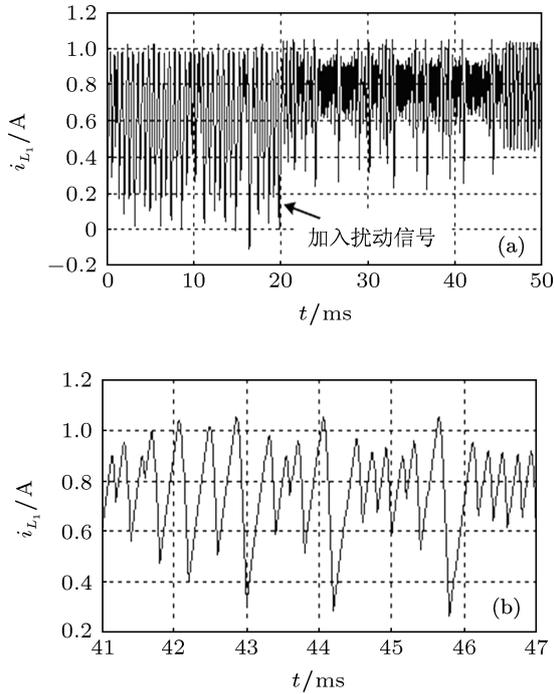


图 7 共振参数微扰控制 SEPIC 变换器电感电流 i_{L1} 波形 ($a = 0.09$) (a) 电感电流 i_{L1} 时域波形; (b) 加入扰动信号电感电流 i_{L1} 时域波形

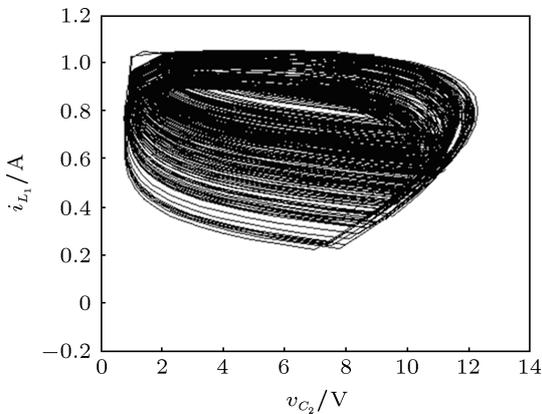


图 8 加入扰动信号后 $v_{C2}-i_{L1}$ 相轨图 ($a = 0.09$)

随着扰动信号幅度的不断增大,当扰动信号幅值 a 为 0.16 时,在 20 ms 时刻加入扰动信号,电感电流 i_{L1} 时域波形如图 9(a) 所示.

可见在扰动信号幅值 a 为 0.16 时,加入扰动信号后,系统的混沌状态被控制并很快地进入稳定状态,稳定后的电感电流 i_{L1} 时域波形放大图如图 9(b) 所示,此时 $v_{C2}-i_{L1}$ 组成的相轨图如图 10 所示.

随着扰动信号幅值的不断增大,电路系统进入稳定的周期 1 状态.以扰动信号幅值 a 为分岔参数,绘制电感电流 i_{L1} 分岔图如图 11 所示.从分岔图中可以清晰的看到扰动信号强度对系统稳定性的

影响,随着扰动信号幅值 a 的增大,电路系统经历了由混沌态到倍周期状态的过渡,当扰动信号幅值 $a \approx 0.156$ 时,电路系统进入到稳定状态.仿真结果可以看出共振参数微扰实现了对 SEPIC 变换器中混沌状态的控制,随着扰动信号幅值 a 的不断增大,电路系统经历了从混沌状态向周期态的过渡.

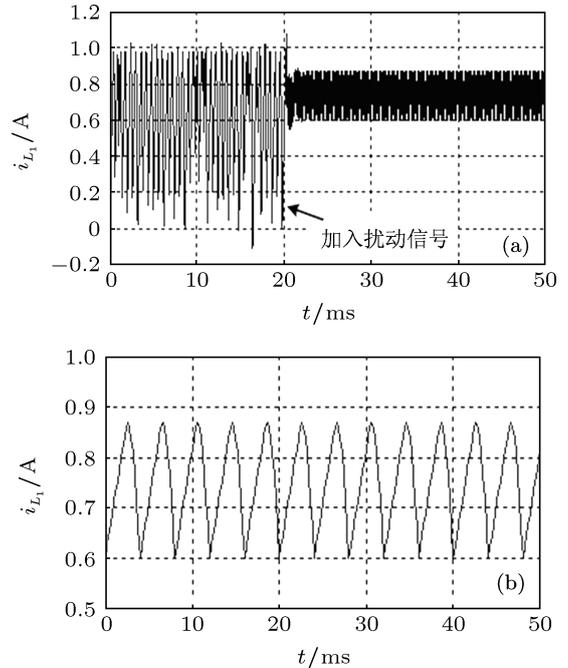


图 9 共振参数微扰控制 SEPIC 变换器电感电流 i_{L1} 波形 ($a = 0.16$) (a) 电感电流 i_{L1} 时域波形; (b) 加入扰动信号后电感电流 i_{L1} 时域波形

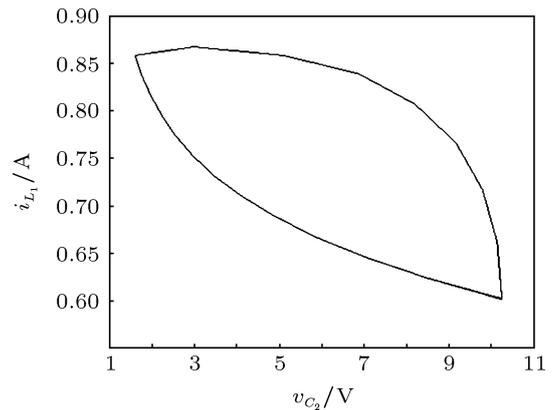


图 10 加入扰动信号后 $v_{C2}-i_{L1}$ 相轨图 ($a = 0.16$)

5 实验分析

在电流模式控制 SEPIC 变换器硬件电路基础上加入扰动信号,实验中在前置电感电流内环加入 1Ω 电感电流采样电阻,由于电路中 1Ω 感应电阻的存在,对电感电流 i_{L1} 的分析转化为感应电阻电

压信号的分析, 本节实验结果中电感电流 i_{L1} 信号由感应电阻电压信号表示, 扰动信号 I_{ref}^* 可以通过具有相同频率、幅值的电压信号来实现.

当扰动信号 a 幅值为 0.09 时, 加入扰动信号后, 此时实验所得电感电流 i_{L1} 时域波形及电容电压 v_{C2} 与电感电流 i_{L1} 组成的相图如图 12 所示. 从实验结果表明在扰动信号幅值为 0.09 时, 加入扰动信号后电路系统仍处于混沌状态, 实验结果与仿真结果相一致.

在扰动信号 a 幅值为 0.16 时, SEPIC 变换器的混沌状态被控制并运行于稳定的 1 周期状态. 此时

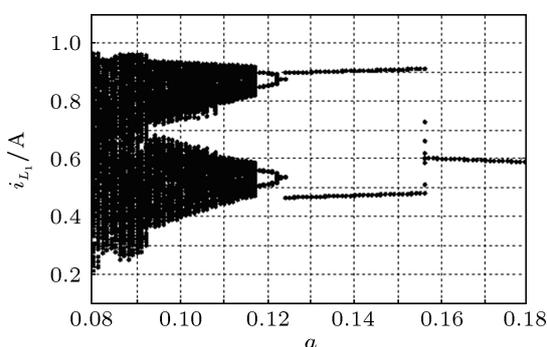


图 11 以扰动信号幅值 a 为分岔参数的电感电流 i_{L1} 分岔图

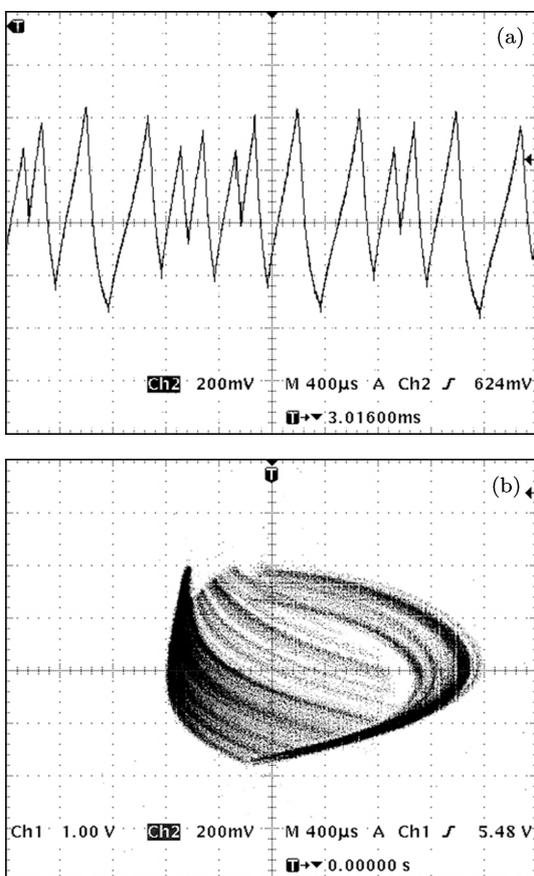


图 12 电感电流 i_{L1} 及 $v_{C2}-i_{L1}$ 相图实验波形 ($a = 0.09$)

电路中电感电流 i_{L1} 与扰动信号波形如图 13 所示, 其中正弦波动的曲线为加入扰动信号后的参考信号 I_{ref}^* .

图 14 所示为在扰动信号幅值为 0.16 时, 电感电流 i_{L1} 时域波形及其功率谱图, 此时电容电压 v_{C2} 与电感电流 i_{L1} 组成的相图如图 15 所示, 在扰动信号幅值为 0.16 时, 实验所得结果可以清晰的表明 SEPIC 变换器稳定的工作于 1 周期状态.

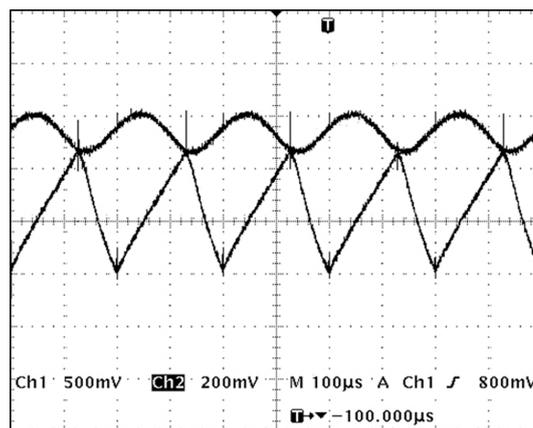


图 13 电感电流 i_{L1} 及扰动信号 I_{ref}^* 实验波形 ($a = 0.16$)

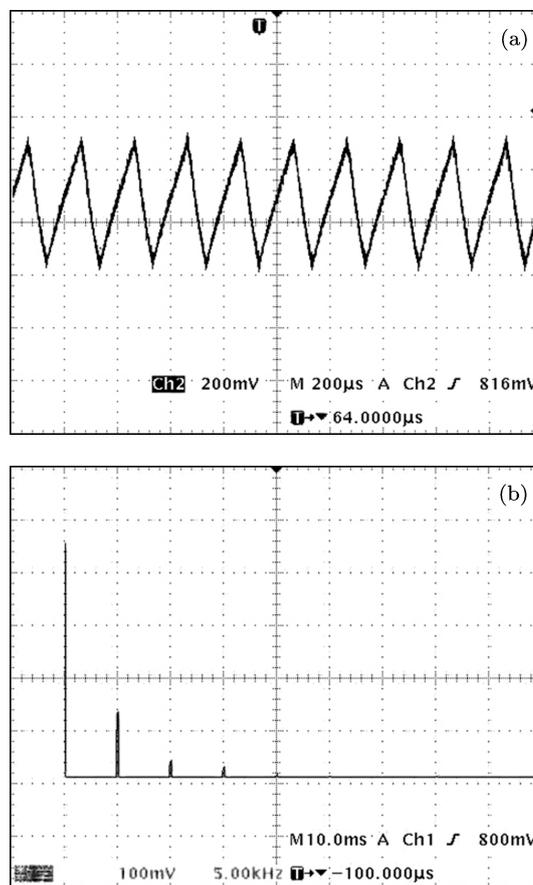
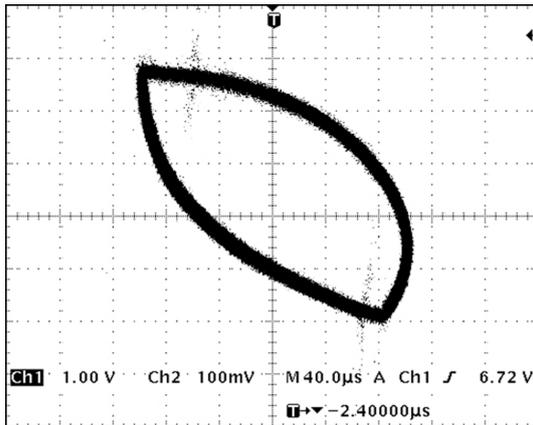


图 14 电感电流 i_{L1} 及其功率谱实验波形 ($a = 0.16$)

图 15 $v_{C2}-i_{L1}$ 相图实验波形 ($a = 0.16$)

6 结论

共振参数微扰法是一种有效的非反馈控制混沌的方法, 相比于反馈控制混沌的方法, 这种非反馈混沌控制方法更易于实现. 本文选择 SEPIC 变换器中的前置电感电流为控制对象, 通过采用参数共振微扰法对 SEPIC 变换器中的混沌现象进行了控制. 通过理论分析及电路仿真分析发现, 改变扰动信号幅值 a 的大小可以实现对 SEPIC 变换器中混沌现象的控制, 并使其运行于稳定的 1 周期状态. 最后电路实验证实了结果的正确性, 共振参数微扰法实现了以前置电感电流为控制对象的 SEPIC 变换器中混沌现象的控制.

- [1] Zhou Y F, Chen J N, Xie Z G, Ke D M, Shi L X, Sun W F 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3676 (in Chinese) [周宇飞, 陈军宁, 谢智刚, 柯导明, 时龙兴, 孙伟锋 2004 物理学报 **53** 3676]
- [2] Tse C K, Lai Y M, Chow M H L 2000 *IEEE conference on Industrial Electronics Society* **4** 2413
- [3] Poddar G, Chakrabarty K, Banerjee S, 1998 *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications* **45** 672
- [4] Lu W G, Zhou L w, Lou Q M 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5648 (in Chinese) [卢伟国, 周维维, 罗全明 2007 物理学报 **56** 5648]
- [5] Wang M, Zhou Y F, Jiang W, Chen J N 2009 *Electrical Measurement & Instrumentation* **46** 32 (in Chinese) [汪敏, 周宇飞, 江伟, 陈军宁 2009 电测与仪表 **46** 32]
- [6] Debbat M B, El Aroudi A, Grial R, Martinez-Salamero L 2002 *IEEE International Conference on industrial Technology* **2** 1055
- [7] Liu F, Zhang H 2008 *Trans. China Electrotech. Soc.* **23** 54 (in Chinese) [刘芳, 张浩 2008 电工技术学报 **23** 54]
- [8] Liu F 2008 *Chin. Phys. B* **17** 2394
- [9] Wang S B, Zhou Y F, Chen J N, Jiang X D 2008 *Proc the CSEE* **28** 26 (in Chinese) [王诗兵, 周宇飞, 陈军宁, 姜学东 2008 中国电机工程学报 **28** 26]
- [10] Li G L, Li C Y, Chen X Y, Mou X M 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 170506 (in Chinese) [李冠林, 李春阳, 陈希有, 牟宪民 2012 物理学报 **61** 170506]
- [11] Kavitha A, Indira G, Uma G 2008 *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* 1-6
- [12] Kavitha A, Uma G 2010 *International Journal of Control, Automation and Systems* **8** 1320

Chaos control of SEPIC converter based on resonant parametric perturbation method*

Li Guan-Lin^{1)†} Li Chun-Yang²⁾ Chen Xi-You¹⁾ Zhang Xiao-Wei¹⁾

1) (*Department of Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116023, China*)

2) (*Harbin Electrical Company Limited, Harbin 150040, China*)

(Received 8 July 2013; revised manuscript received 26 July 2013)

Abstract

Choosing the current of the front inductor of SEPIC converter as controlled object, the resonant parametric perturbation is applied to control the chaos in SEPIC converter. Through the small perturbations of circuit parameter, chaos control of SEPIC converter is realized, and the results are analyzed by the time domain waveform, power spectrum, and bifurcation diagram. Finally, the results of the circuit experiment demonstrate that chaos control of SEPIC converter can be realized by the resonant parametric perturbation method.

Keywords: SEPIC converter, chaos, chaos control, resonant parametric perturbation

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.210505

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51307013, 61371026), and the General Scientific Research Fund of Liaoning Provincial Education Department, China (Grant No. L2013013).

† Corresponding author. E-mail: lglhit@dlut.edu.cn