

# 参数共振微扰法在 Boost 变换器混沌控制中的实现及其优化<sup>\*</sup>

周宇飞<sup>1)†</sup> 陈军宁<sup>1)</sup> 谢智刚<sup>2)</sup> 柯导明<sup>1)</sup> 时龙兴<sup>3)</sup> 孙伟锋<sup>3)</sup>

<sup>1)</sup> 安徽大学电子工程系, 合肥 230039)

<sup>2)</sup> 香港理工大学电子与资讯工程学系, 香港)

<sup>3)</sup> 东南大学电子工程系, 南京 210096)

(2004 年 1 月 9 日收到, 2004 年 3 月 2 日收到修改稿)

参数共振微扰法是一种简单的非反馈混沌控制方法, 它十分适合非自治系统的混沌控制. 研究了这种方法在电流模式控制 Boost 变换器混沌控制中的应用, 并通过对扰动相位进行优化, 达到最优的混沌控制结果. 同时对参数共振微扰法及其优化方法在 Boost 变换器混沌控制中的作用进行了理论分析, 推导并计算了各种电路参数变化对有效的混沌控制所需的扰动的影响.

关键词: Boost 变换器, 混沌, 混沌控制, 参数共振微扰法

PACC: 0525

## 1. 引言

混沌是非线性系统中的普遍现象, 开关功率变换器是一类在现实中大量应用的强非线性系统, 其中必然也存在各种混沌与分叉现象<sup>[1-5]</sup>. 由于混沌状态具有无限多不稳定周期轨道及连续的宽带频谱, 可以对之加以利用, 如改善变换器中的电磁兼容性、简单地在各个不稳定周期轨道之间切换等. 但一般而言, 在实际的开关功率变换器系统中, 混沌应该加以避免, 它有可能产生破坏性的结果. 而设计好的变换器系统结构及参数都是确定的, 如果改变将会付出较大代价, 有必要对混沌状态进行控制, 达到人们要求的稳定运行的结果.

目前, 各国学者已经建立了多种混沌控制方法, 总体可分为反馈控制方法和非反馈控制方法<sup>[5, 6]</sup>, 其中非反馈控制方法是一类实现简单的混沌控制方法, 它包括参数共振微扰法、周期激励法等, 但这种方法的应用有一定的局限性, 通常只适合在非自治系统的混沌控制中应用, 而且缺乏坚实的理论基础. 本文研究的 PWM 开关变换器系统属于非自治电

路, 因此在其中应用参数共振微扰法比较合适. 本文将给出应用结果的理论分析, 以证明该方法在 Boost 变换器混沌控制中的作用.

## 2. 电流模式控制 Boost 变换器的分叉行为及混沌动态

在 DC-DC 开关变换器的混沌状态研究中, 电流模式控制 Boost 变换器是一重要研究对象<sup>[1-3]</sup>, 其基本电路框图如图 1(a) 所示. 根据开关管  $G$  的状态不同, Boost 变换器的电路拓扑也发生变化, 假定变换器工作于连续导通模式, 则有两种电路拓扑分别对应开关管  $G$  的两个状态, 其微分方程描述为

$$\begin{cases} \dot{x} = A_{\text{on}}x + B_{\text{on}}E, & G \text{ 导通,} \\ \dot{x} = A_{\text{off}}x + B_{\text{off}}E, & G \text{ 截止,} \end{cases} \quad (1)$$

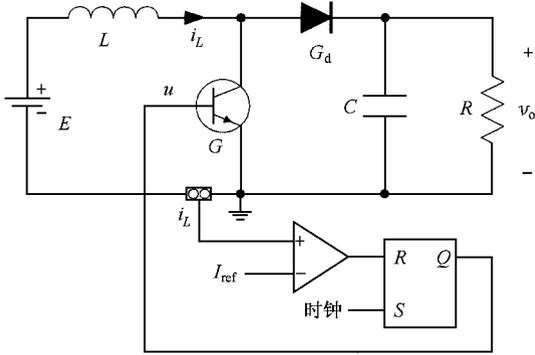
其中  $x$  为状态矢量, 即  $x = [i_L, v_o]^T$ , 系数矩阵分别为

$$\begin{aligned} A_{\text{on}} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}, & B_{\text{on}} &= \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, \\ A_{\text{off}} &= \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}, & B_{\text{off}} &= \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2)$$

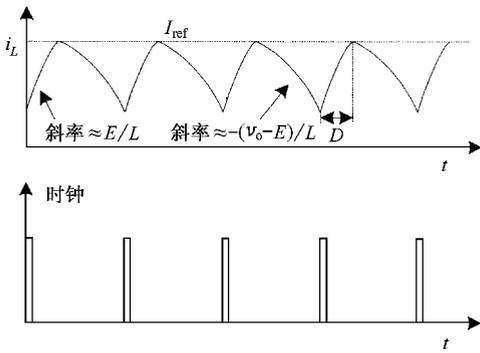
<sup>\*</sup> 国家高技术研究发展计划(批准号 2003AA1Z1400)及安徽省教育厅重点科研项目(批准号 2003kj001zd)资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯联系人. E-mail: zhouyf@mars.ahu.edu.cn

当时钟脉冲开始后开关管  $G$  是导通的, 则电感电流  $i_L$  持续增加, 当  $i_L$  增加至峰值参考电流  $I_{ref}$  时, 触发器复位, 开关管  $G$  截止, 这期间到来的时钟脉冲均被忽略. 然后电感  $L$  与 Boost 变换器的  $RC$  输出部分产生谐振, 电感电流  $i_L$  谐振下降, 直至下一个时钟脉冲到来后再次使开关管  $G$  导通, 图 1(b) 即为电感电流  $i_L$  的一种典型波形图.



(a) 基本电路图

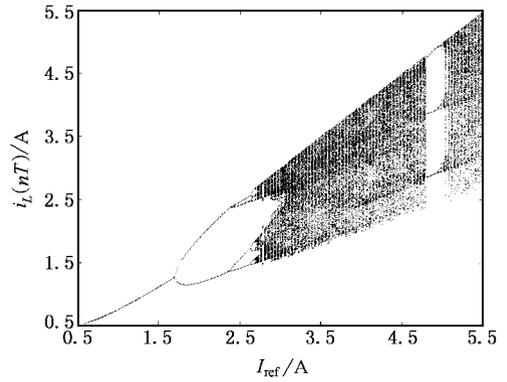


(b) 电路运行波形图

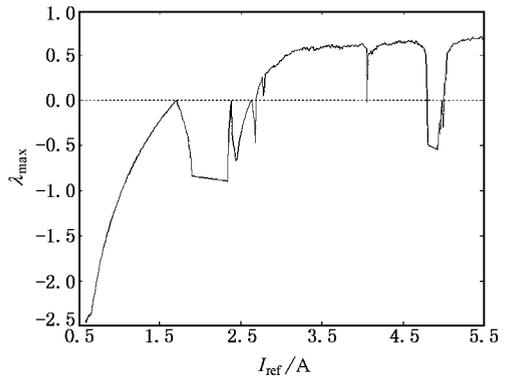
图 1 电流模式控制 Boost 变换器

我们对 Boost 变换器进行数值求解, 即以 (1) 式来构造 Matlab 下的分段开关模型, 并用 Runge-Kutta 算法进行仿真. 电路参数取  $E = 10V$ ,  $L = 1mH$ ,  $C = 12\mu F$ ,  $R = 20\Omega$ ,  $I_{ref} = 0.6 \sim 5.5A$ , 驱动时钟为频率  $f_s$  为  $10kHz$  的脉冲波. 取每个时钟脉冲时刻的电路状态变量构成庞加莱截面, 可得 Boost 变换器在峰值参考电流  $I_{ref}$  变化区间上的分叉图, 如图 2(a) 所示, 可见这是一个典型的倍周期分叉过程, 而在  $I_{ref} \approx 4.79A$  之后, 出现了以 3 周期为起始的倍周期分叉. 其对应的最大 Lyapunov 指数谱如图 2(b) 所示, 当最大 Lyapunov 指数大于零时, 表明 Boost 变换器处于混沌状态, 而小于零的最大 Lyapunov 指数则表明变换

器处于稳定的周期态; 最大 Lyapunov 指数由负变正, 则表示运动向混沌状态转变. 如在  $I_{ref} \approx 2.7A$  之后, 变换器进入混沌区, 需要对这种混沌行为进行控制. 例如当  $I_{ref} = 4A$  时, 变换器的最大 Lyapunov 指数为  $0.63$ , 系统处于混沌状态, 对此可用奇怪吸引子的相图、庞加莱截面和功率谱三种方式对之进行描述, 如图 3 所示. 图 4 为相应的实验相图, 其功率谱表现为连续的宽带频谱, 这是混沌状态的一个重要特征. 本文将以之为例, 进行混沌控制的仿真、实验与分析.



(a) 以参考电流  $I_{ref}$  为参数的分叉图



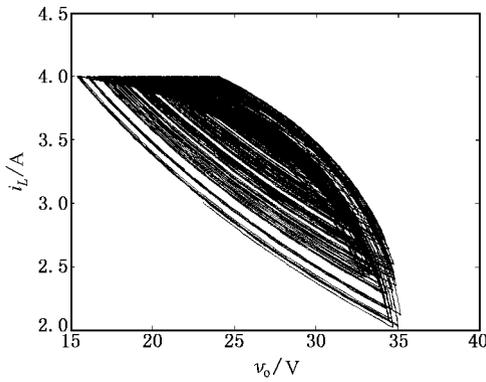
(b) 对应的最大 Lyapunov 指数谱

图 2 电流模式控制 Boost 变换器的分叉结构

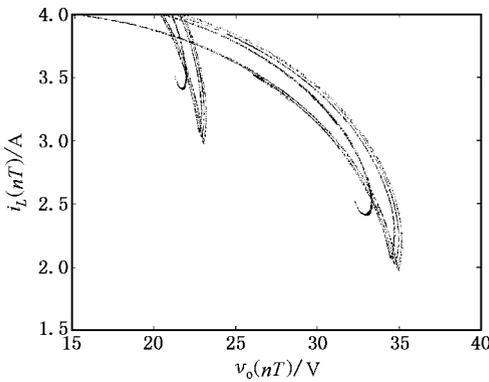
首先分析 Boost 变换器的失稳过程, 也就是从周期 1 到周期 2 的分叉过程. 对于这种电流模式控制的 Boost 变换器, 当其占空比大于  $0.5$  时, 运行状态将会失稳<sup>[3]</sup>. 现在结合图 1(b) 来进行说明, 首先构造离散的电感电流迭代映射函数:

$$\frac{I_{ref} - i_n}{DT} = \frac{E}{L}, \quad \frac{I_{ref} - i_{n+1}}{(1-D)T} = \frac{v_o - E}{L}, \quad (3)$$

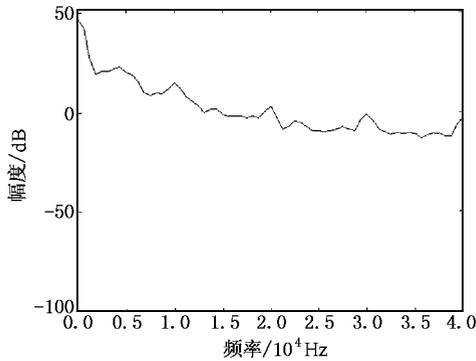
其中  $D$  为占空比, 即一个开关周期中开关管导通时



(a) 相图



(b) 庞加莱截面



(c) 功率谱

图 3 电流模式控制 Boost 变换器的混沌状态 ( $I_{ref} = 4A$ )

间所占的比例. 将 (3) 式合并, 得

$$i_{n+1} = \left(1 + \frac{v_o}{E}\right) i_n + \frac{v_o I_{ref}}{E} - \frac{(v_o - E)T}{L}. \quad (4)$$

我们只考虑变换器稳态附近的情况, 可将 (4) 式表达为摄动小量形式:

$$\delta i_{n+1} = \left(\frac{-D}{1-D}\right) \delta i_n + O(\delta i_n^2), \quad (5)$$

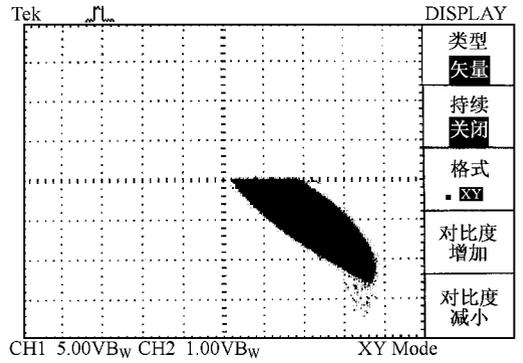


图 4 Boost 变换器的混沌状态实验波形图 ( $I_{ref} = 4A$ ) x 轴:  $v_o/V$  (5V/div); y 轴:  $i_L/A$  (1A/div)

那么由 (5) 式可得方程的特征值  $J$  为

$$J = \frac{-D}{1-D}. \quad (6)$$

对于变换器稳定 1 周期的情况,  $J$  必须位于区间  $(-1, 1)$  中, 当特征值  $J$  通过  $-1$  越出该区间, 则变换器产生倍周期分叉, 成为稳定的周期 2, 而  $J = -1$  对应的占空比  $D = 0.5$ , 亦即对于电流模式控制 Boost 变换器, 电路稳定的判据即为

$$D < 0.5. \quad (7)$$

当  $D$  大于 0.5 时则产生分叉. 可以将上述电路稳定的判据表达为分叉参数  $I_{ref}$  的形式, 由输入输出的功率平衡法则:

$$\left(I_{ref} - \frac{\Delta i}{2}\right) E = \frac{v_o^2}{R}, \quad (8)$$

并代入输入输出电压比  $\frac{v_o}{E} = \frac{1}{1-D}$ , 得

$$\left(I_{ref} - \frac{\Delta i}{2}\right) E = \frac{E^2}{(1-D)^2 R}, \quad (9)$$

其中  $\Delta i$  为电感电流波动幅度  $\Delta i = \frac{DTE}{L}$ , 最后可得参考电流表达的电路稳定判据为

$$\begin{aligned} I_{ref} &< \frac{E}{R} \left[ \frac{DR}{2\xi} + \frac{1}{(1-D)^2} \right]_{D=0.5} \\ &= \frac{E}{R} \left[ \frac{R}{4\xi} + 4 \right] = I_{ref,c}, \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\xi = L/T$ .

### 3. 参数共振微扰法及其在电流模式控制 Boost 变换器中应用

参数共振微扰法是一种非反馈的混沌控制方法, 它对混沌运动的抑制是通过给参数以特定频率

的扰动,把系统的混沌运动状态转变到规则运动状态<sup>[6]</sup>.参数扰动通常能使系统离开原来的周期轨道,相反,适当频率的参数扰动也可能使系统稳定在某一周期轨道上.由此得到启发,适当的参数扰动也应能减弱甚至消除系统中的混沌运动.通常选一个对系统影响较大、并且易于改变的参数作为激励参数,设这个参数为  $c$ ,将  $c$  用  $c + A \sin(2\pi\Omega t)$  来代替,  $A \ll 1$ ,适当地选取扰动振幅  $A$  和频率  $\Omega$ ,使系统的最大 Lyapunov 指数小于零,这样的  $A, \Omega$  选择可使系统稳定下来.

对于电流模式控制 Boost 变换器,当  $I_{ref} = 4A$  时,最大 Lyapunov 指数为 0.63,系统处于混沌状态(如图 3 和图 4 所示).需对这种混沌行为进行控制,当以参数共振微扰法实现混沌控制时,可选的扰动参数很多,如输入电源  $E$ 、负载  $R$ 、电容  $C$ 、电感  $L$  和峰值参考电流  $I_{ref}$ ,显然其中的  $I_{ref}$  是较易实现扰动的参数,因此可用扰动的  $\tilde{I}_{ref}$  作为峰值参考电流,即

$$\tilde{I}_{ref} \rightarrow I_{ref} + A \sin(2\pi f t), \quad (11)$$

其中  $A \sin(2\pi f t)$  为扰动项,  $A$  为扰动幅度,  $f$  为扰动频率.

经过仿真,可得当扰动幅度  $A$  最小约为 0.12 时,将变换器的混沌状态控制为稳定的 1 周期状态,电路运行波形如图 5 所示,其中正弦波动的曲线为扰动的参考电流  $\tilde{I}_{ref}$ ,开关管  $G$  首先导通,电感电流  $i_L$  线性上升,当  $i_L$  达到扰动的参考电流  $\tilde{I}_{ref}$  时,开关管截止,  $i_L$  下降,直到下一个时钟脉冲到来时开始下一个开关周期,图 6 为对应的实验波形图.如前所述,考察电感电流及扰动的参考电流的波形,可得与

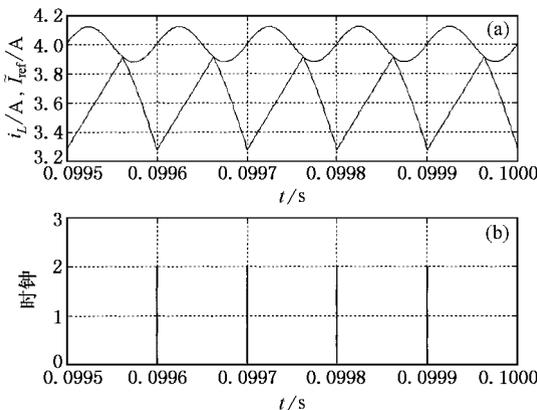


图 5 参数共振微扰法控制 Boost 变换器混沌状态结果

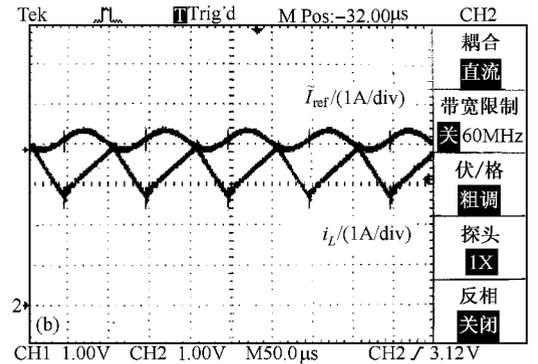
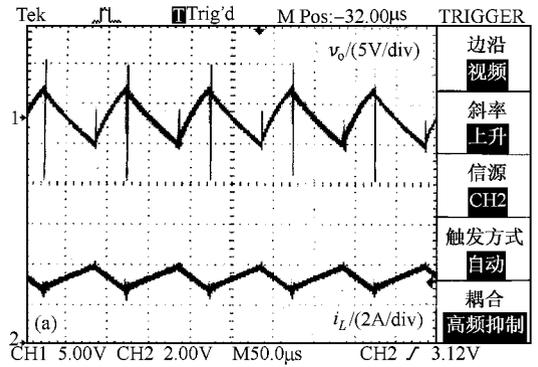


图 6 参数共振微扰法控制 Boost 变换器混沌状态实验波形图

(5) 式类似的摄动量迭代方程为

$$\delta i_{n+1} = \left( \frac{M_c}{1 + M_c} - \frac{D}{(1 - D)(1 + M_c)} \right) \delta i_n + O(\delta i_n^2), \quad (12)$$

其中

$$M_c = \frac{-2\pi A f \cos(2\pi D)}{E} L. \quad (13)$$

这样由 (12) 式就得到参数共振扰动下的变换器特征值为

$$J = \frac{M_c}{1 + M_c} - \frac{D}{(1 - D)(1 + M_c)}. \quad (14)$$

代入特征值稳定性判据  $J = -1$ , 即可求得电路稳定的占空比判据:

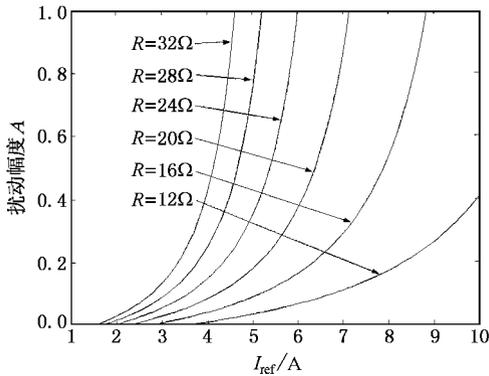
$$D_c = \frac{M_c + 0.5}{M_c + 1}, \quad (15)$$

进一步利用 (10) 式, 即可得到电路稳定的参考电流判据为

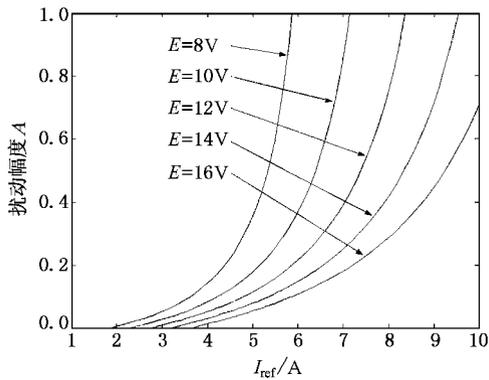
$$I_{ref} < \frac{E}{R} \left[ \frac{R}{2\xi} \frac{M_c + 0.5}{M_c + 1} + 4(M_c + 1) \right] = I_{ref,c}. \quad (16)$$

已知未扰动的参考电流值  $I_{ref}$ , 即可由 (16) 式得到电路稳定的  $M_c$  判据, 代入 (15) 和 (13) 式, 则得到对应电路稳定的参考电流扰动幅度  $A$ . 电路各参数的变

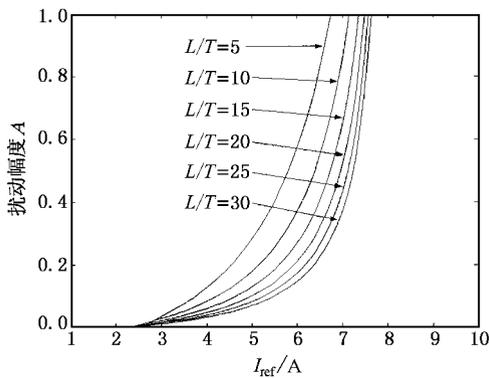
化对该扰动幅度将会产生一定影响,将之示于图 7,由此可以观测当电路参数  $R, E, L/T$  变化时,对应参考电流  $I_{ref}$  所需的扰动幅度的变化情况.



(a) 电阻变化



(b) 输入电压变化



(c)  $L/T$  变化

图 7 电路参数变化对有效扰动幅度  $A$  的影响

### 4. 优化的参数共振微扰法及其应用

上节中利用参数共振微扰法对 Boost 变换器中

的混沌动态进行了控制,并对之进行了理论分析,及考察电路各参数对有效扰动幅度的影响.由于参数共振微扰法是一种微扰混沌控制方法,如果能降低它的共振扰动幅度,则不仅能达到混沌控制的目的,而且能使得对电路本身的影响最小.本节将利用受扰参数上叠加的正弦扰动信号与变换器本身的时钟脉冲之间的相位差对该扰动的幅度进行优化<sup>[7]</sup>,即修改扰动的  $\tilde{I}_{ref}$  (11) 式为

$$\tilde{I}_{ref} \rightarrow I_{ref} + A \sin(2\pi ft + \theta). \quad (17)$$

该扰动参考电流含有两个参数,即扰动幅度  $A$  和扰动相位  $\theta$ ,首先利用大量数值仿真,可以找到变换器的最优扰动相位为 5.45,即对应最小扰动幅度时的扰动相位,此时所需的最小扰动幅度约为 0.084.这时受控的 Boost 变换器的主要电路运行波形如图 8 所示.可以发现,电感电流  $i_L$  与  $\tilde{I}_{ref}$  的交汇点正好等于无扰动的参考电流 ( $I_{ref} = 4A$ ) 的时刻,因此这种最优相位下的混沌控制方法对变换器本身的运行工作影响最小,甚至可以达到反馈混沌控制方法的结果(即得到原混沌吸引子中的不稳定周期轨道),且又是一种非反馈的混沌控制方法,实现非常容易.由此可知,当利用具有最优相位的扰动进行 Boost 变换器的混沌控制时,电感电流  $i_L$  与扰动参考电流  $\tilde{I}_{ref}$  的交汇点一定是在无扰动的参考电流  $I_{ref}$  数值上,此时扰动参考电流  $\tilde{I}_{ref}$  的斜率最小,对混沌的控制能力最强<sup>[3]</sup>.对应该最优相位混沌控制的实验结果如图 9 所示.

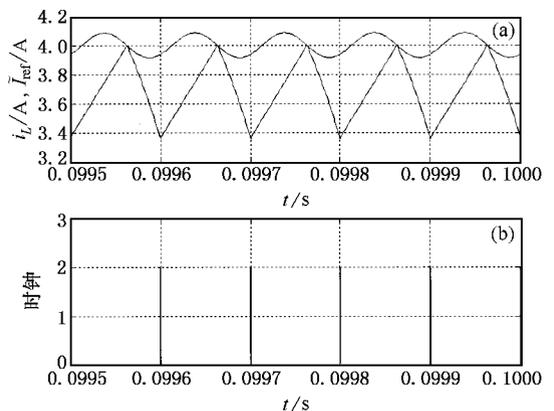


图 8 最优相位的参数共振微扰法控制 Boost 变换器混沌状态结果

下面将对这种最优相位的参数共振微扰法进行详细的理论分析,并得出最优相位和扰动幅度的计

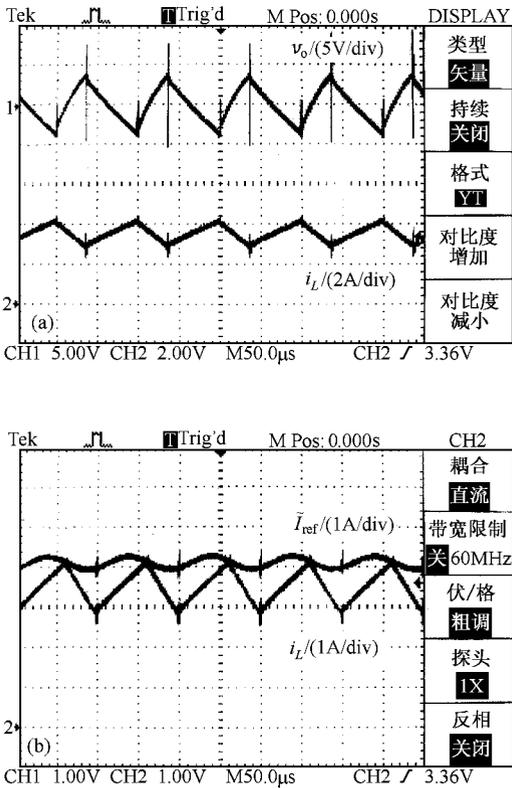


图 9 最优相位的参数共振微扰法控制 Boost 变换器混沌状态实验波形图

算方法. 观察最优相位的参数共振微扰法控制结果 (图 8 和图 9), 可知开关管在时钟信号的激励下导通, 电感电流首先是持续上升, 然后在未受扰动的参考电流  $I_{ref}$  时刻与扰动的参考电流  $\tilde{I}_{ref}$  相遇, 触发器给出复位信号, 使得开关管截止, 电感电流开始下降, 直到下一个时钟信号的到来, 因此可以发现扰动的最优相位  $\theta$  与占空比  $D$  之间的关系为

$$\theta = 2\pi - 2\pi(D - 0.5) = 2\pi(1.5 - D), \quad (18)$$

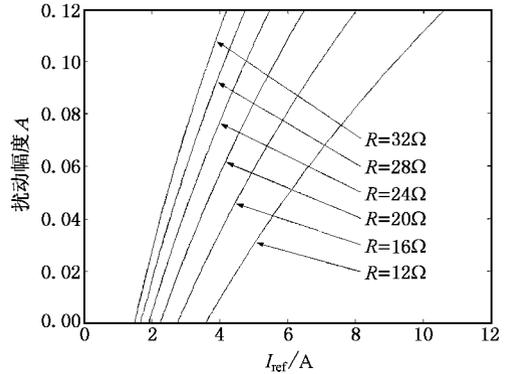
与相位同步的参数共振微扰法类似, 通过考察电感电流及参考电流的波形, 仍然可以得到与 (12) 式完全相同的摄动量迭代方程, 只是  $M_c$  的定义有所不同

$$M_c = \frac{-2\pi Af \cos(\pi)L}{E} = \frac{2\pi AfL}{E}. \quad (19)$$

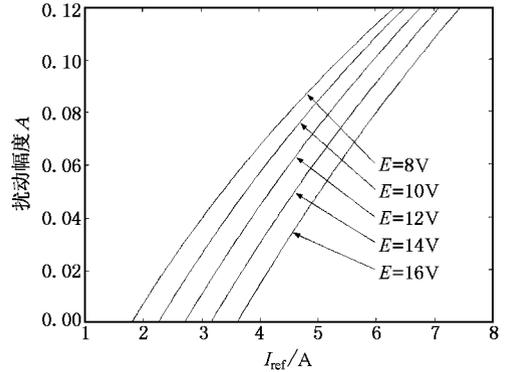
由于上述  $M_c$  的定义中不含占空比  $D$ , 所以仅由 (19) 和 (16) 式就可以得到对应电路稳定的最优相位参考电流  $\tilde{I}_{ref}$  的扰动幅度  $A$ , 然后通过 (15) 式可计算出变换器稳定情况下的占空比  $D$ , 再由 (18) 式得到所需的最优相位.

同样, 电路各参数的变化对有效的最优相位扰动的幅度及最优相位都会产生影响, 计算结果示于

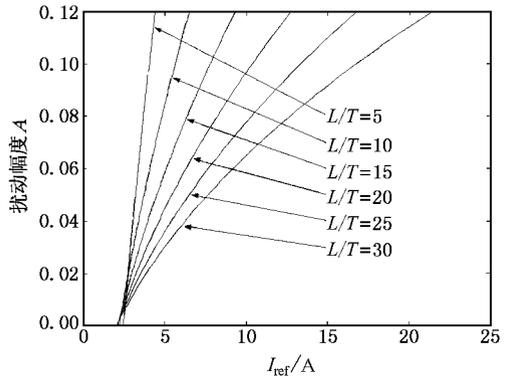
图 10 和图 11. 由此可以观测当电路参数  $R, E, L/T$  变化时, 对应参考电流  $I_{ref}$  所需的扰动幅度及最优相位的变化情况.



(a) 电阻变化



(b) 输入电压变化

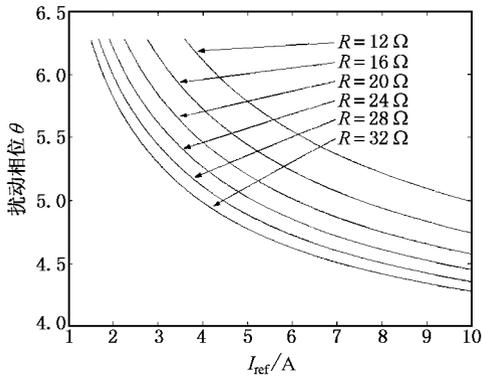


(c) L/T 变化

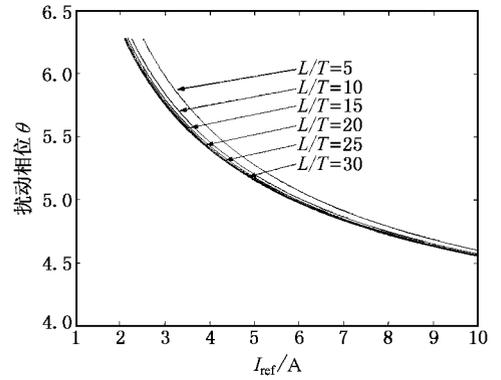
图 10 电路参数变化对有效的最优相位扰动幅度 A 的影响

## 5. 结 论

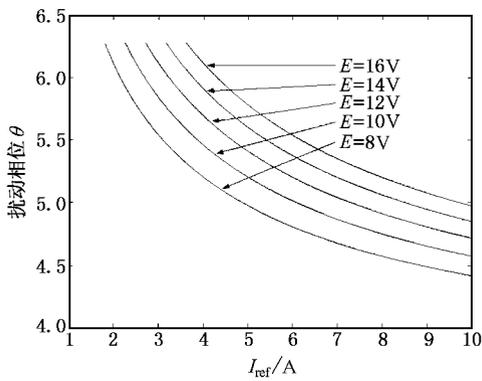
参数共振微扰法属于非反馈的混沌控制方法,



(a) 电阻变化



(c) L/T 变化



(b) 输入电压变化

图 11 电路参数变化对有效的最优相位扰动的最优相位  $\theta$  的影响

实现比较简单,但由于其控制结果不一定是原混沌系统中的不稳定周期轨道,使得对该方法的研究存在一定质疑.它是一种共振的混沌抑制方法,且分析较为困难.鉴于这些原因,本文在前人工作的基础上对之进行了优化,并实现了 Boost 变换器中的混沌控制及其优化,研究表明在这种或类似系统的应用中,参数共振微扰法的扰动结果可以分析,扰动的参数可以计算,变换器电路参数对混沌控制的影响也可以预测,并且在优化扰动的情况下,可以达到反馈混沌控制的结果,即得到原混沌系统中的不稳定周期轨道.

- [1] Banerjee S and Verghese G 2001 *Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Attractors, Bifurcations, Chaos, and Nonlinear Control* (New York: IEEE) p222
- [2] Deane J H B 1992 *IEEE Trans. CAS-I* **39** 680
- [3] Tse C K, Lai Y M and Chow M H L 2000 *International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '2000)* **1** 2413—2418
- [4] Luo X S *et al* 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 12 (in Chinese) [罗晓曙

- 等 2003 物理学报 **52** 12]
- [5] Zou Y L *et al* 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2978 (in Chinese) [邹艳丽等 2003 物理学报 **52** 2978]
- [6] Hu G *et al* 2000 *Controlling Chaos* (Shanghai: Shanghai Scientific and Technological Education Press) p54 (in Chinese) [胡岗等 2000 混沌控制 (上海:上海科学技术教育出版社) 第 54 页]
- [7] Qu Z, Hu G, Yang G and Qin G 1995 *Phys. Rev. Lett.* **74** 1736

# Application of resonant parametric perturbation to the chaos control in Boost converter and its optimization \*

Zhou Yu-Fei<sup>1)†</sup> Chen Jun-Ning<sup>1)</sup> C. K. Tse<sup>2)</sup> Ke Dao-Ming<sup>1)</sup> Shi Long-Xing<sup>3)</sup> Sun Wei-Feng<sup>3)</sup>

<sup>1)</sup>( Department of Electronic Engineering , Anhui University , Hefei 230039 , China )

<sup>2)</sup>( Department of Electronic & Information Engineering , Hong Kong Polytechnic University , Hong Kong , China )

<sup>3)</sup>( Department of Electronic Engineering , Southeast University , Nanjing 210096 , China )

( Received 9 January 2004 ; revised manuscript received 2 March 2004 )

## Abstract

The method of resonant parametric perturbation is a simple non-feedback chaos control means. It is such a suitable control method for controlling chaos in non-autonomous systems that we are inspired to study its applications for chaos control in current controlled Boost converter. Furthermore, the method of resonant parametric perturbation is optimized by selecting the best perturbation phase, so as to achieve the best chaos control results. These relative applications (with or without optimization) in Boost converter can be analyzed theoretically, and the influence induced by variable circuit parameters on the effective perturbation can also be calculated or predicted.

**Keywords** : Boost converter , chaos , chaos control , resonant parametric perturbation

**PACC** : 0525

---

\* Project supported by the National High Technology Development Program of China ( Grant No. 2003AA1Z1400 ), and the Key Research Foundation from the Education Bureau of Anhui Province , China ( Grant No. 2003kj001zd ).

† Corresponding author. E-mail :zhouyf@mars.ahu.edu.cn