

参数微扰方法对 Boost 变换器的混沌控制¹

朱 宁 吴为麟 邵建昂

(浙江大学电气工程学院 杭州 310027)

摘 要: 该文使用参数微扰方法控制电流控制模式 Boost 变换器在连续电流模式下产生的混沌行为。文中利用离散模型确定了系统运行的混沌区域,并在设计控制环时作了适当的简化,以利于实现。仿真分析和实验都显示,这一方法对于开关电路是有效的。电路的稳定被重新建立,并在此基础上进一步扩大了变换器的工作范围。文中还分析了噪声在控制中的影响。

关键词: Boost 变换器, 分岔, 混沌控制

中图分类号: TN712 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)05-0830-05

Small Parametric Perturbation Method in Controlling Boost Converter

Zhu Ning Wu Wei-lin Shao Jian-ang

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract OGY method(1990) is applied to control the chaos exhibited by current-mode controlled boost dc-dc converter, as its chaotic regime has been established in this paper. This is achieved by using discrete-time model and making simplification of the control loop design. Both simulation and experiment are done. Stability of the circuit is obtained, which proves this control method is valid in controlling switching circuit.

Key words Boost converter, Bifurcation, Control of chaos

1 引言

混沌系统是一种更灵活的受控系统,它的奇异吸引子可以在状态空间内延伸到更广阔的区域,设计出合理的控制规则,就能使系统响应运行在期望的状态空间区域。

由于电力电子设备本质上的开关特性,导致电路成为一种分段连续系统。研究证明:采用反馈控制的 DC/DC 功率变换器在其参数空间内可以发生种类丰富的分岔和混沌行为^[1-3]。非线性系统中的确定性混沌是很多问题产生的来源。比如,当 DC/DC 功率变换器工作在混沌区时,混沌的不确定性将导致系统的运行状态无法预测,换言之,就是功率变换器的控制性能受到极大的影响。使用新的控制策略以改善和提高它们的工作性能,就十分重要。本文将广泛使用的 Boost 电路作为研究的对象。

对混沌系统的控制成为近年热门的研究内容,一些控制方法相继被提出^[4-5]。然而, G. Poddar 等人在研究报道中指出,这些方法并不适合有开关特性的电路^[6]。E. Ott, C. Grebogy 和 J. A. Yorke 等学者试图通过微小的分段时变参数或动态增量输入的方法来解决控制混沌行为的难题(OGY 方法)^[7]。系统运行在混沌状态时,有许多不稳定周期轨迹(UPO)存在于奇异吸引子中。对给定的 Poincaré 映射,当系统状态接近目标 UPO 时,微调系统参数,使得下一个 Poincaré 面截点落入鞍点的稳定流形。功率变换器是低维系统,这有利于建立 Poincaré 映射,并适用于上述思路。本文使用了参数微扰的策略,根据电路的参数特点简化了控制环节,更加具有实用价值。

¹ 2003-01-04 收到, 2003-06-05 改回

2 Boost 变换器电路模型

图 1 是电流控制 Boost 变换器原理图。我们这里假设变换器工作在连续电流模态 (CCM) 的情况。电路有两种运行情况, 即对应功率开关 S 的“开”与“关”的不同电路拓扑。

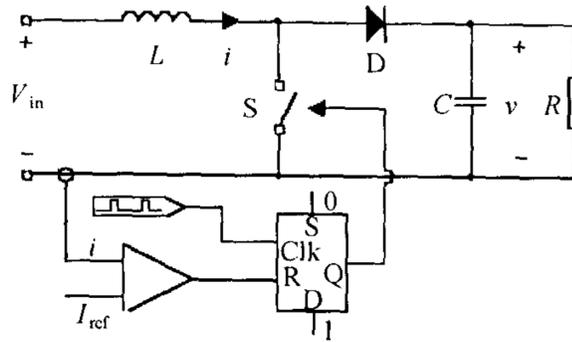


图 1 峰值电流控制模式的 Boost 变换器原理图

根据图 1 所示, 将元件视为理想, 可得到系统的微分方程:

S “关” 时段

$$dv/dt = -v/(CR), \quad di/dt = V_{in}/L \tag{1}$$

S “开” 时段

$$dv/dt = i/C - v/(CR), \quad di/dt = V_{in}/L - v/L \tag{2}$$

对各变量归一化整理, 写为 $\hat{v} = v/V_{in}$, $\hat{i} = iR/V_{in}$, $\hat{I}_{ref} = I_{ref}R/V_{in}$, $\hat{t} = t/T$, $\hat{T} = 1$. 并且定义 $k = T/(2RC)$, $\gamma = TR/L$, $\hat{I}_{border} = \hat{I}_{ref} - \gamma$.

通过系统状态方程, 我们可以建立离散的 Poincaré 映射。本文利用了通常使用的 stroboscopic 映射, 即采用与时钟同频的状态变量 (本文中为电感电流和电容电压) 采样值, 则状态变量的瞬时值为 V_n, I_n ; 下一个时钟状态变量的瞬时值为 V_{n+1}, I_{n+1} 。

如果 $I_n \leq \hat{I}_{border}$, 则

$$V_{n+1} = e^{-2k}V_n, \quad I_{n+1} = I_n + \gamma \tag{3}$$

如果 $I_n > \hat{I}_{border}$, 则

$$\begin{pmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{pmatrix} = \exp \left\{ \begin{pmatrix} -2k & 2k \\ -\gamma & 0 \end{pmatrix} \left(1 - \frac{\hat{I}_{ref} - I_n}{\gamma} \right) \right\} \begin{pmatrix} e^{-2k \frac{\hat{I}_{ref} - I_n}{\gamma}} V_n - 1 \\ \hat{I}_{ref} - 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \tag{4}$$

当我们改变参数时, 这个分段连续可导系统能够很好地表征出从稳定、分岔到混沌行为。我们把参考电流作为调整参数, 得到图 2 中的分岔图。

电路中 $R = 27\Omega$, $L = 11\text{mH}$, $C = 50\mu\text{F}$, $T = 1000\mu\text{s}$, $V_{in} = 10.8\text{V}$; 参考电流 I_{ref} 变化范围是 0.5A 到 4.2A。

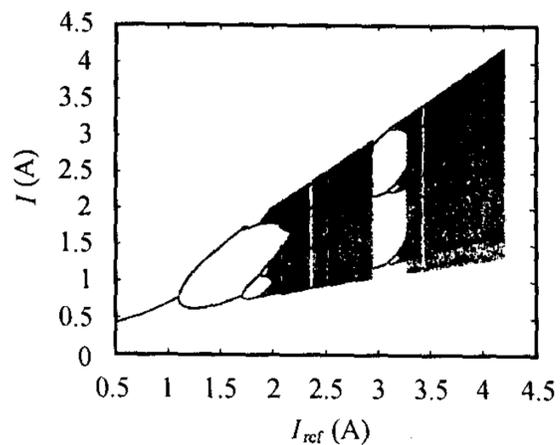


图 2 连续调节 I_{ref} 时, Boost 变换器产生的分岔现象

3 参数微调控制策略

具体地说, 设连续的自治系统为

$$\dot{x}(t) = F(x(t), p) \quad (5)$$

p 是一个容易得到和控制的参数。

不失一般性, 我们可借助 Poincaré 截面将前述的连续动力系统化为含控制参数的离散系统。假设系统工作于 $p = p^*$ 时, 该系统运行在混沌工作状态。我们通过分段配置合适的参数来控制这个系统: $X_{n+1} = P(X_n, p_n)$, 其中 $p_n = p^* + \Delta p_n$ 。 Δp_n 是参数的增量。

假设上述方程为二维, $X^* = P(X^*, p^*)$ 是 Poincaré 映射中的一个不稳定不动点, 对应着连续系统 F 的不稳定周期轨道, P 是 (X^*, p^*) 邻域的平滑部分。当有一个微小的扰动发生, 系统马上就进入混沌行为, 进入我们不能接受的无法预测的运行状况。因此, 我们所要做的是努力防止这个状态变量矢量从 X^* 脱离。我们把 Poincaré 映射在不动点 X^* 和参数 p^* 附近线性展开:

$$X_{n+1} \approx X^* + DP(X_n - X^*) + Jp(p_n - p^*) \quad (6)$$

这里 $DP = (\partial/\partial X_n)P(X^*, p^*)$, $Jp = (\partial/\partial p_n)P(X^*, p^*)$ 。

雅克比矩阵可写成如下形式:

$$DP = \lambda_u e_u f_u^T + \lambda_s e_s f_s^T \quad (7)$$

其中 λ_s 和 λ_u 分别是 X_n 的雅克比矩阵的稳定和不稳定特征值, 对应的条件是 $|\lambda_s| < 1 < |\lambda_u|$ 。两者相对应的特征矢量是 e_s 和 e_u ; 它们的反变基矢量是 f_s 和 f_u 。

考虑到我们的目标是寻求系统的稳定解, 令矢量 $X_{n+1} - X^*$ 与 X^* 的稳定流形相切, 则有以下式:

$$f_u \cdot \Delta X_{n+1} = f_u \cdot (X_{n+1} - X^*) = 0 \quad (8)$$

用 f_u 对式 (6) 两边做内积, 就得到控制参数 Δp_n :

$$\Delta p_n = -\lambda_u (f_u \cdot \Delta X_n) / (f_u \cdot Jp) \quad (9)$$

这里, 我们假设 $f_u \cdot Jp \neq 0$ 。如果条件不能满足, 则系统不可控。

当系统稳定运行在不稳定不动点时, 该控制策略仍然保持运行状态, 以防再度引起混沌行为, 因为系统线性化产生的误差、系统测量的误差和外界噪声都会使系统离开稳定流形。噪声问题是研究者关心的, 它可能对控制的有效性产生影响。研究噪声只需在线性化方程式 (6) 的右边加上一个随机项 $\varepsilon \delta_n$, 然后求解。这里, δ_n 为随机向量, ε 为噪声强度。从局部稳定性分析可知, 噪声与 f_u 的点积将包括在 ΔX_{n+1} 中, $\Delta X_{n+1}^u = \varepsilon f_u \cdot \delta_n$ 。只要噪声是有界的, 而且界足够小, 受控系统的稳定性将不受影响, 系统将在不动点附近作微小波动。若噪声过大, 则系统的轨道则有可能被撞击出不动点附近的线性化区域。这种情况在概率密度分布的尾部, 低概率所引起的不稳定常令人关注。如果这种现象经常发生, 那么参数微扰的方法就失效了。

4 仿真分析

在 CCM 下, Boost 变换器可以发生混沌行为, 我们已经在图 2 中观察到分岔图。分岔行为与系统方程的雅克比矩阵关系密切。对于 Poincaré 映射 P 的固定解, 当雅克比矩阵的特征值全部在复平面的单位圆内, 则这种解是稳定的。在本例中, 式 (4) 的封闭式雅克比矩阵过于复杂, 限于篇幅, 将不给出; 本文只给出数值计算的结果。

本文依据第 2 节描述的系统方程建立了仿真系统。图 2 中显示, 当 $I_{ref} = 2.8A$ 时, Boost 电路已经处于混沌状态。我们在图 3 中给出时域仿真的电感电流和电容电压波形。波形显示,

前 50 个周期未加入控制时 Boost 电路进入一种看似随机的、异常混乱的不确定状态, 这种工作状态在实际工程的控制过程中不希望看到。如前文所述, 我们的控制目标为此时系统的 UPO。因此, 需要先找到一个不稳定固定点。本文用牛顿法求解, 在 $I_{\text{ref}} = 2.8\text{A}$ 时, 我们得到 $\mathbf{X}^* = (V^*, I^*) = (32.8095, 2.2032)$, 在 \mathbf{X}^* 上的雅克比矩阵特征值为 $(0.1947, -2.2934)$ 。我们发现在这里, f_u 对应于 I^* 的分量比对应于 V^* 的分量大两个数量级以上, 因此在控制规则式 (9) 中略去有关 V^* 的计算, 求得 $\Delta I_{\text{ref}} = 0.6471(I_n - I^*)$ 。这种改动对于电路的实现来说是有利的, 它明显地简化了控制回路的设计。图 3(a) 为理想电流的波形。

在仿真中, 在 V_n, I_n 上加入了幅度为不动点大小 $1/10$ 的随机噪声, 以模拟实际噪声存在的情况。在第 50 周期引入控制以后, 图 3(b) 的电压波形显示, 尽管噪声存在, 产生小幅波动, 系统仍然达到稳定状态。上述结果证明了简化的控制法则并不影响控制的有效性, 并且具有一定的抗干扰性。

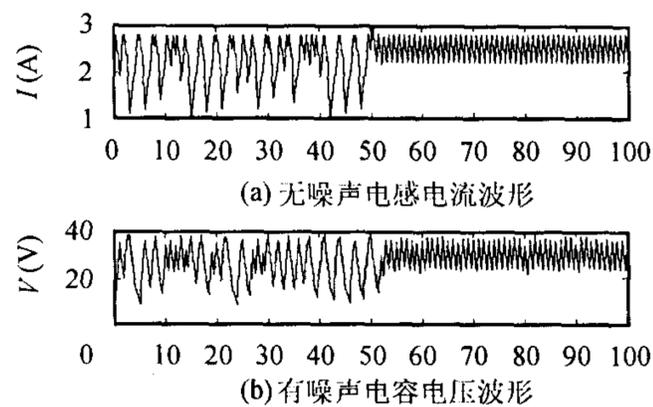


图 3 $I_{\text{ref}} = 2.8\text{A}$ 时实验波形

5 实验现象与分析

实验中, Boost 变换器的主电源为蓄电池, 时钟脉冲由低频信号发生器产生。我们把电流控制信号转化为电压控制信号对系统进行控制, 采样电阻的值为 1Ω 。因此, 对应于参考电流为 x 安的情况, 参考电压就应选取为 $0.1x$ 伏。实际电路参数的选取与本文第 2 节相同。考虑到实际电路中电感值较大, 线圈中附加电阻应当被考虑; 开关器件在导通时有一定的电压降落; 采样电阻上也存在电压降落。尽管上述因素存在, 它们产生的影响相对电路系统的工作状态仍是微小的, 系统非线性动力学特性不会产生明显变化。实际的电源电压 $V_{\text{in}} = 12.2\text{V}$, 考虑了上述的电压降落, 我们在仿真中使用了略低的输入电压幅值。试验情况表明它与数值仿真结果取得很好的一致: 在控制参考电压为 0.28V 时, 系统处于混沌态。

I_{ref} 在实验中被转化为电压信号, 它决定开关的瞬间; 在稳定的运行状态下, 只需保持它在每个周期中除去开始阶段的大部分时段不变, 就不会影响控制回路的作用, 这对于我们通过采样保持电路得到测量信号 I_n 是有利的, 而通常情况下, 获取离散值是离散模型不易使用的难点。控制算法通过运算放大电路实现, 这里不再赘述。我们将实验中的结果示于图 4。由图示结果可见, 我们的控制策略在实际电路中是成功的。

控制环节取决于 $I_n - I^*$ 的反馈, 实际电路中, 这种反馈往往不能做到非常精确, 因为实际电流与理论值是有偏差的。但只要在一定范围内近似, 控制就不会失效。如果减小 I^* , 负载上可以得到更大的电压。在理论上, 我们可这样解释: 式 (8) 抑制了不稳定流形的作用, 在某固定点的邻近区域内, 这种抑制作用仍然对另一个不稳定固定点有效, 因为不稳定流形的方向不会突然有很大变化。

图中的包络线与仿真中加入噪声的波形起伏是类似的。这个试验仅用于说明控制策略的有效性, 因此没有在干扰方面做任何附加处理, 这也是保证电路系统尽可能与理论分析接近的要求。

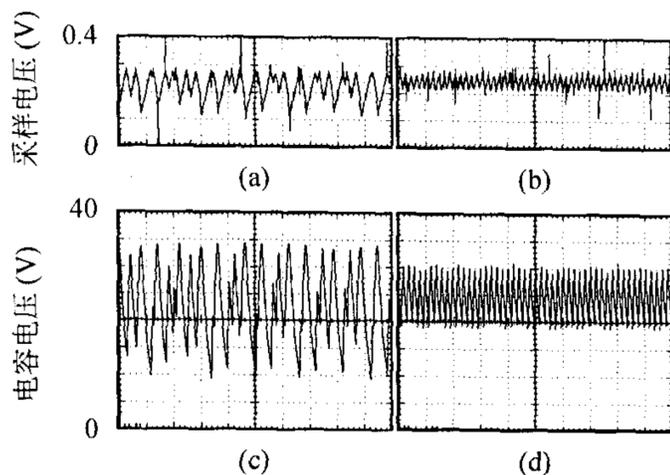


图 4 $I_{ref} = 2.8A$ 时实验波形
(a), (c) 分别为不控的采样电阻与电容电压波形, (b), (d) 分别为受控的采样电阻与电容电压波形, 纵坐标单位见图中说明, 横坐标为时间轴, 每大格 5 ms

6 结论

通过对电流模式控制 Boost 变换器在 CCM 模态数学模型的仿真和实验证实, 该系统在连续模态下, 随参考基准电流的逐渐增大, 系统会进入混沌运行状态; 系统的其他条件不变, 加入本文介绍的控制规律后, 系统能够稳定运行, 取得了令人满意的结果。

这种控制策略对系统的改动很小, 计算过程清晰, 参数变动范围不大; 在不能精确测量的情况下仍然适用, 易于实现。它成功地扩大了 Boost 电路的输出调节范围, 配合其它控制策略, 渴望更好的改善系统的工作性能。

参 考 文 献

- [1] Deane J H B. Chaos in a current-mode controlled boost dc-dc converter. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I*, 1992, CAS-I-39(8): 680-683.
- [2] Banerjee S, Chakrabarty K. Nonlinear modeling and bifurcation in the boost converter. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1998, 13(2): 252-260.
- [3] Chan W C Y, Tse C K. Study of bifurcations in current programmed dc/dc boost converters: Form quasiperiodicity to period doubling. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I*, 1997, CAS-I-44(12): 1129-1142.
- [4] Pyragas K. Continuous control of chaos by self-controlling feedback. *Phys. Lett. A*, 1992, 170: 421-428.
- [5] G. Chen, X. Dong. On feedback control of chaotic nonlinear dynamic systems. *Int. J. Bifurcation and Chaos*, 1992, 2(2): 407-411.
- [6] Poddar G, Chakrabarty K, Banerjee S. Control of chaos in dc-dc converters. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I*, 1998, CAS-I-45(6): 672-676.
- [7] Ott E, Grebogi C, Yorke J. Controlling chaos. *Phys. Rev. Lett.*, 1990, 64(11): 1196-1199.

朱 宁: 男, 1979 年生, 硕士, 研究方向: 非线性动力学、电力电子、DSP.

吴为麟: 男, 1944 年生, 教授, 研究方向: 电力电子应用、非线性电路.

邵建昂: 男, 1968 年生, 硕士, 研究方向: 电力电子应用、控制理论.