

开关DC-DC变换器斜坡补偿的稳定性控制研究

包伯成¹, 许建平², 刘 中¹

(1. 南京理工大学电子工程系 南京 210094; 2. 西南交通大学电气工程学院 成都 610031)

【摘要】从混沌稳定性控制的角度研究了采用斜坡补偿的buck、boost和buck-boost开关DC-DC变换器的稳定性控制机理,建立了采用补偿斜坡的开关变换器的离散映射迭代模型,得到了开关变换器电路的稳定性判据和补偿斜坡斜率的表达式。利用分叉图、Lyapunov指数谱和时域波形图,清晰地描绘出补偿斜坡电流(或电压)对开关变换器的电路稳定性性能的影响。研究表明,采用斜坡补偿技术能有效地改善开关DC-DC变换器的稳定性。

关键词 离散映射模型; 斜坡补偿; 稳定性控制; 开关DC-DC变换器
中图分类号 TM77 **文献标识码** A

Study on Stability Control of Ramp Compensation for Switched DC-DC Converter

BAO Bo-cheng¹, XU Jian-ping², and LIU Zhong¹

(1. Department of Electronic Engineering, Nanjing University of Science and Technology Nanjing 210094;

2. College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University Chengdu 610031)

Abstract Regarding to the chaos stability control, the mechanism of stability control caused by ramp compensation in buck, boost, and buck-boost converters is studied. The corresponding discrete map models are built, and the circuit stability criteria and the slope expressions of compensating ramp are achieved. With their bifurcation diagram, Lyapunov exponent spectrum, and time-domain waveform, the performance of switching converter circuit by utilizing compensating ramp current (or voltage) are given. The research results indicate that the ramp compensation technique can effectively improve stability of switched DC-DC converter.

Key words discrete map model; ramp compensation; stability control; switched DC-DC converter

开关DC-DC变换器是一个典型的非线性时变系统,其中存在各种类型的分叉与混沌等非线性动力学现象^[1-5]。混沌是一种不稳定振动,混沌行为的不确定性将导致系统的运行状态无法预测,从而极大地影响变换器的控制性能。因此,研究开关变换器中混沌产生的方式和分析方法,有助于避免不理想现象,使变换器工作于稳定的周期状态^[1]。

对于开关变换器的设计,应该尽量避免混沌现象的发生,有必要研究混沌状态的控制,实现系统的稳定运行。目前,开关DC-DC变换器混沌控制技术的研究工作正在兴起,已经建立了一些采用反馈控制和非反馈控制的混沌控制方法^[6-10]。反馈控制方法是根据混沌系统的演化数据来调节信号和控制参数,其目标态一般为系统固有的状态,这些固有的状态在未施加控制时是不稳定的。

反馈控制的特点是可以保持系统原有的动力学性质,且不需要大的控制信号。由于混沌运动的遍

历性,系统总会运行至目标态附近,在此基础上的反馈控制可以保证目标态的局域稳定性。非反馈混沌控制方法是用外加控制信号来干预系统,有很大的灵活性,是一类易于实现的混沌控制方法,但这种方法的应用有一定的局限性。

开关DC-DC变换器的斜坡补偿属于反馈控制法,是一种直观有效、容易实施的稳定性控制技术,在开关变换器电路设计中得到了广泛的应用^[11-12]。通过在开关变换器反馈电路中引入适当的补偿斜坡电流或电压,可以有效地拓宽系统的稳定范围,使工作于不稳定的混沌状态中的变换器电路进入稳定的周期态,实现系统的稳定性控制。本文对开关DC-DC变换器斜坡补偿的稳定性控制机理进行详细的研究。

1 采用斜坡补偿的开关变换器

电流模式控制Buck变换器的主电路拓扑是一个

由电感、电容、开关管、二极管和负载电阻组成的二阶电路,如图1所示。

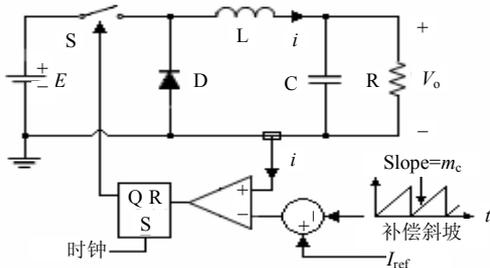


图1 采用斜坡补偿的电流模式控制Buck变换器

电感电流与参考电流 I_{ref} 进行比较后,通过与RS触发器构成的反馈电路控制开关管S的导通和关断工作状态。其中,外环控制参考电流由输出电压反馈获得。为了简化电路建模分析,本文只考虑内环控制环节,在需要考虑参考电流的变化时再重视外环控制环节的影响。

由图1可知,当开关导通时,电感电流近似线性上升,并与一个参考值 i_{ref} 相比较。参考值 i_{ref} 为:

$$i_{ref} = I_{ref} - m_c \text{ mod}(t, T) \quad (1)$$

式中 T 是开关周期; m_c 是补偿斜坡电流的斜率。当电感电流到达参考值,比较器复位触发器,开关管关断。当开关管关断时,电感电流近似线性下降。

采用斜坡补偿的电感电流波形如图2a所示,图中 I_{ref} 为参考电流; I_b 为边界值; m_c 为补偿斜坡电流的斜率; m_1 为电感电流上升阶段的斜率; m_2 为电感电流下降阶段的斜率。

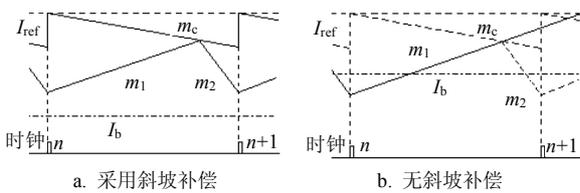


图2 电感电流波形图

无斜坡补偿的电感电流波形如图2b所示,图中虚线为采用斜坡补偿后电感电流的波形。从图2b可以知道,无斜坡补偿时,系统是不稳定的,而引入斜坡补偿电流后,可以消除开关DC-DC变换器的不稳定现象。

2 离散映射模型和稳定性控制判据

如果时钟周期与RLC电路的时间常数相比足够小,可以认为电容C的容量足够大,从而在一个开关周期内可以认为电容电压恒定不变,输出部分可以用一个直流电源 V_o 表示。在这种情形下,开关变换器变成一维系统。

对于开关DC-DC变换器电路,可以利用时钟周

期同步采样获得离散模型。本文通过一个简单的二维映射来阐述在电流模式控制Buck变换器的采样数据模型中引入斜坡补偿后的变化。

假定电流模式控制Buck变换器的电感电流斜率在开关管导通或截止期间分别为:

$$m_1 = \frac{E - V_o}{L}, \quad m_2 = \frac{V_o}{L} \quad (2)$$

设定 $i_n = i_L(nT)$ 是电感电流在时钟 nT 时刻的采样值; $i_{n+1} = i_L[(n+1)T]$ 是电感电流在下一个时钟 $(n+1)T$ 时刻的采样值。如果 i_n 低于边界值 $I_b = I_{ref} - (m_1 + m_c)T$,则在整个时钟周期内,开关管保持工作于导通状态,此时映射方程式为:

$$i_{n+1} = f_1(i_n) = i_n + m_1 T \quad (3)$$

如果 $i_n > I_b$,电感电流上升到 $I_{ref} - m_c t_n$ (其中 t_n 为 $nT \sim (n+1)T$ 开关期间的上升时间),开关状态发生转换,开关管从导通状态进入关断状态。在 $nT \sim (n+1)T$ 期间,电感电流上升时间为:

$$t_n = \frac{I_{ref} - i_n}{m_1 + m_c} \quad (4)$$

开关关断后,电感电流下降,直到这个时钟周期结束,其映射方程为:

$$i_{n+1} = f_2(i_n) = \left(1 + \frac{m_2 - m_c}{m_1 + m_c}\right) I_{ref} - m_2 T - \frac{m_2 - m_c}{m_1 + m_c} i_n \quad (5)$$

离散系统在稳定点 X 上的稳定性判别式如下:

$$\Delta x_{m+1} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \frac{\partial^k f(x)}{\partial x^k} \Big|_{x=X} (\Delta x_m)^k \quad (6)$$

式中 $\Delta x_{m+1} = \Delta x_m - X$ 。

当系统的扰动量 Δx_m 很小时,式(6)中的高阶项趋于无穷小,可以忽略其影响。因此,在进行电流模式控制Buck变换器的稳定性分析时,本文只考虑式(6)的一次项,其稳定判据可以简化为:

$$\left| \frac{\partial x_{m+1}}{\partial x_m} \right| = \left| \frac{\partial f(x)}{\partial x} \right|_{x=X} < 1 \quad (7)$$

即当变换器电路的参数满足式(7)时,系统是稳定的。

式(3)和式(5)所描述的电感电流的离散映射方程是一维离散动力系统,其方程的特征值 λ 为:

$$\lambda = \frac{di_{n+1}}{di_n} = 1 \quad i_n \leq I_b \quad (8)$$

$$\lambda = \frac{di_{n+1}}{di_n} = -\frac{m_2 - m_c}{m_1 + m_c} \quad i_n > I_b \quad (9)$$

对于变换器稳定周期1的情况,特征值 λ 必须位于区间 $(-1, 1)$ 中,当 λ 通过 -1 越出该区间,则变换器将产生倍周期分叉。由式(8)知,当 $i_n \leq I_b$ 时,特征值 $\lambda = 1$,表明变换器是不稳定的。因此,本文只考

考虑 $i_n > I_b$ 这种情况。也就是说, 采用斜坡补偿的电流模式控制Buck变换器的稳定性判据是:

$$|\lambda| = \left| \frac{di_{n+1}}{di_n} \right| = \frac{m_2 - m_c}{m_1 + m_c} < 1 \quad (10)$$

从式(10)可知, 对图1所示的Buck变换器, 只要引入一个斜率满足式(10)的补偿斜坡电流, 就可以使得在 $m_2/m_1 \geq 1$ 的情况下也能满足系统稳定的条件, 实现开关变换器的稳定性控制。

由式(10)给出的稳定性判据, 对Buck变换器电路不难求出补偿斜坡斜率的表达式为:

$$m_c > \frac{m_2 - m_1}{2} = \frac{2V_o - E}{2L} = m_{cs} \quad (11)$$

式中 m_{cs} 是为确保变换器电路处于周期1态所需引入的最小补偿斜坡斜率。给定一个补偿斜坡斜率 m_c , 设 $\Delta m = m_c / m_1$, Buck变换器的临界占空比变化为:

$$D_c = 0.5 + m_c / m_1 = 0.5 + \Delta m \quad (12)$$

从式(11)和式(12)中不难看出, 当 $m_2 > m_1$ 或 $V_o > E/2$ 或占空比 $D > 0.5$ 时, Buck变换器将处于不稳定的工作状态。通过引入斜坡斜率 $m_c > m_{cs}$ 的补偿电流, 就可以使Buck变换器工作于稳定周期1态, 这时临界占空比与无斜坡补偿时的占空比相比有一个 Δm 的裕量, 表明Buck变换器的稳定工作区域拓宽了。

根据上述采用斜坡补偿的电流模式控制Buck变换器的建模和稳定性分析, 可以直接给出电流模式控制Boost和Buck-boost变换器采用斜坡补偿的相应结果。

(1) Boost变换器。

Boost变换器的电感电流上升阶段和下降阶段的斜率分别为:

$$m_1 = E/L; \quad m_2 = (V_o - E)/L$$

需补偿斜坡斜率为:

$$m_c > 0.5(m_2 - m_1) = 0.5(V_o - 2E)/L = m_{cs}$$

临界占空比为:

$$D_c = 0.5 + 0.5\Delta m / (1 + \Delta m)$$

无斜坡补偿时, 当 $m_2 > m_1$ 或 $V_o > 2E$ 或 $D > 0.5$ 时, Boost变换器将处于不稳定的工作状态。

(2) Buck-Boost变换器。

Buck-boost变换器的电感电流上升阶段和下降阶段的斜率分别为:

$$m_1 = E/L; \quad m_2 = V_o/L$$

需补偿斜坡斜率为:

$$m_c > 0.5(m_2 - m_1) = 0.5(V_o - E)/L = m_{cs}$$

临界占空比为:

$$D_c = 0.5 + 0.5\Delta m / (1 + \Delta m)$$

无斜坡补偿时, 当 $m_2 > m_1$ 或 $V_o > E$ 或 $D > 0.5$ 时, Buck-Boost变换器将处于不稳定的工作状态。

综上所述, 开关DC-DC变换器当占空比 $D > 0.5$ 时将处于不稳定的工作状态, 此结论与文献[7]和文献[10]中的结论完全一致。上述分析结果表明, 只要在开关DC-DC变换器中引入一个合适的补偿斜坡, 就能消除电路的不稳定性。

3 稳定性控制仿真分析

对引入补偿斜坡后电流模式控制Buck变换器的离散映射方程和式(7)、式(8)所描述的特征值方程, 本文将采用其分叉图、Lyapunov指数谱或时域波形图对变换器电路的稳定性进行分析。

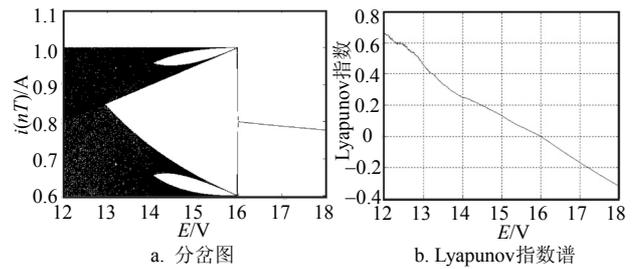


图3 无斜坡补偿时Buck变换器分叉图和Lyapunov指数谱

选取电流模式控制Buck变换器的电路参数为 $V_o = 8\text{ V}$ 、 $I_{ref} = 1\text{ A}$ 、 $L = 2\text{ mH}$ 、 $T = 100\text{ }\mu\text{s}$, 输入电压的变化范围为 $E = 10 \sim 20\text{ V}$ 。当电流模式控制Buck变换器无斜坡补偿时, 对其离散映射方程和对应的特征值方程进行仿真, 可以得到Buck变换器的以输入电压 E 为参数的分叉图和Lyapunov指数谱, 如图3所示。从图中可以发现, 随着输入电压由大逐步变小, 当 $E = 16\text{ V}$ 时, 分叉图上发生倍周期分叉并产生激变直接进入混沌态, 而Lyapunov指数则从负值穿过0变成了正值, 同样表明了变换器电路从稳定的周期态转变成了混沌态。

当电流模式控制Buck变换器采用斜坡补偿后, 对于采用不同斜率的斜坡补偿电流, 其分叉图如图4所示。图4分别为补偿斜坡斜率 $m_c = 400$ 和 $m_c = 800$ 时变换器电路的分叉图。从图4中可以看出, 采用的补偿斜坡斜率越大, 变换器电路的稳定区间就越宽, 表明斜坡补偿可以有效地拓宽系统的稳定范围。

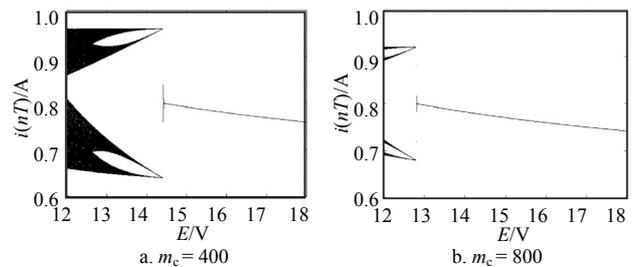


图4 采用斜坡补偿后Buck变换器分叉图

选择补偿斜坡斜率参数为变化量, 其变化范围为 $m_c = 0 \sim 1500$, 当Buck变换器电路参数为 $E = 12\text{ V}$ 、

$V_0=8\text{ V}$ 、 $I_{\text{ref}}=1\text{ A}$ 、 $L=2\text{ mH}$ 、 $T=100\text{ }\mu\text{s}$ 时,可以得到变换器的以补偿斜坡斜率为参数的分叉图,如图5a所示。从图中可以直观地看出,对于确定的电路参数,选取的补偿斜坡斜率为 $m_c>1\text{ }000$ 时,变换器电路工作于稳定周期态。根据式(10)给出的Buck变换器补偿斜坡斜率表达式可以计算得到:

$$m_c > m_{cs} = 0.5(2V_0 - E)/L = 1\text{ }000$$

即需要补偿斜坡的斜率为 $m_c>1\text{ }000$ 。理论分析结果与电路仿真结果完全一致,表明电路仿真验证了上述理论分析的正确性。

Buck变换器采用斜坡斜率为 $m_c=1\text{ }000$ 的补偿后,临界占空比为0.667,即增加了0.167的裕量。

采用同样电路参数的电感电流离散时域波形图如图5b所示。图中,在 $nT=0.47\text{ s}$ 处和 $nT=0.48\text{ s}$ 处分别引入了斜率为 $m_c=900$ 和 $m_c=1\text{ }100$ 的补偿斜坡,从图中可以很清晰地看到,离散时域波形从无规则的混沌态在 $nT=0.47\text{ s}$ 处进入周期4态,并在 $nT=0.48\text{ s}$ 处进入周期1态。

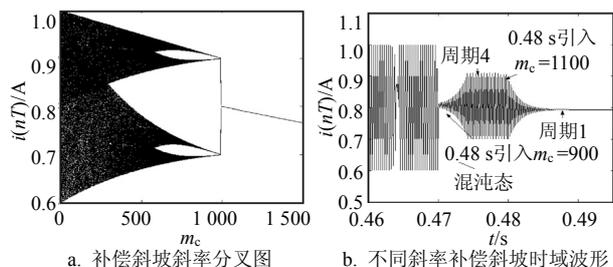


图5 Buck变换器斜坡补偿稳定性控制

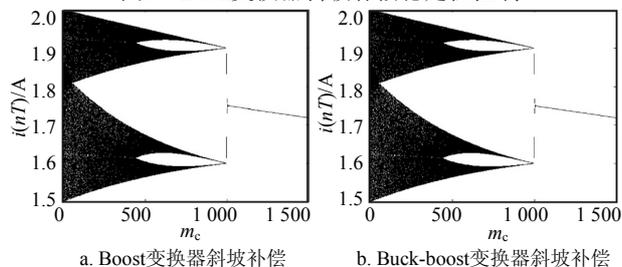


图6 Boost和Buck-boost变换器斜坡补偿稳定性控制

Boost变换器和Buck-boost变换器斜坡补偿的稳定性控制示意图如图6所示。图中,均以补偿斜坡斜率参数为变化量,变化范围为 $m_c=0\sim 1\text{ }500$ 。

Boost变换器电路参数为: $E=8\text{ V}$ 、 $V_0=20\text{ V}$ 、 $I_{\text{ref}}=2\text{ A}$ 、 $L=2\text{ mH}$ 、 $T=100\text{ }\mu\text{s}$; Buck-Boost变换器参数为 $E=6\text{ V}$ 、 $V_0=10\text{ V}$ 、 $I_{\text{ref}}=2\text{ A}$ 、 $L=2\text{ mH}$ 、 $T=100\text{ }\mu\text{s}$ 。

同样地,对于确定的两类变换器电路参数,选取的补偿斜坡斜率为 $m_c>1\text{ }000$ 时,就能使得变换器电路处于稳定的周期态,该结果与理论分析的结果同样完全一致。Boost和Buck-boost变换器采用斜坡斜率为 $m_c=1\text{ }000$ 的补偿后,临界占空比分别为0.6和0.625,即分别增加了0.1和0.125的裕量。

4 结 论

从混沌稳定性控制的角度,本文研究了采用斜坡补偿的Buck、Boost和Buck-boost三类基本开关变换器的稳定性,建立了其离散映射迭代模型,得到了开关变换器电路的稳定性判据和补偿斜坡斜率的表达式。基于Matlab,利用分叉图、Lyapunov指数谱和离散时域波形图,清晰地描绘出引入斜坡补偿后开关变换器电路稳定性的改变情况。仿真分析与理论研究两者结果完全一致,表明在开关变换器电路中引入补偿斜坡电流(或电压)能有效地控制开关变换器的稳定性,拓宽开关变换器的稳定工作区域,实现了斜坡补偿的稳定性控制。

参 考 文 献

- [1] DONATO C, GIUSEPPE G. Bifurcation and chaotic behavior in boost converters: experimental results[J]. Nonlinear Dynamics, 2006, 44: 251-262.
- [2] SAJID I, MASOOD A, SUHAIL A Q. Investigation of chaotic behavior in DC-DC converters[J]. Int Journal of Electrical, Computer and Systems Engineering, 2007, 3: 166-169.
- [3] BANERJEE S, VERGHESE G. Nonlinear phenomena in power electronics: Attractors, bifurcations, chaos, and nonlinear control[M]. New York: IEEE Press, 2001.
- [4] TSE C K, BERNARDO M D. Complex behavior in switching power converters[J]. Proceeding of IEEE, 2002, 90(5): 768-781.
- [5] TSE C K. Recent developments in the study of nonlinear phenomena in power electronics circuits[J]. IEEE Circ Systems Society Newsletter, 2000, 11(1): 14-21; 47-48.
- [6] GIRAL R, AROUDI A E, MARTINEZ-SALAMERO L, et al. Current control technique for improving EMC in power converters[J]. Electronics Letters, 2001, 37(5): 274-275.
- [7] TSE C K, LAI Y M, CHOW M H L. Control of bifurcation in DC/DC converters: An alternative viewpoint of ramp compensation[C]//Int Conf on Industr Elect, Control and Instru (IECON'2000). Nagoya: [s.n.], 2000.
- [8] LEYVA R, MARTINEZ-SALAMERO L, VALDERRAMA-BLAVI H, et al. Linear state-feedback control of a boost converter for large-signal stability[J]. IEEE Trans on Circuit and System-I, 2001, 48(4): 418-424.
- [9] 周宇飞, 陈军宁, 谢智刚, 等. 参数共振微扰法在Boost变换器混沌控制中的实现及其优化[J]. 物理学报, 2004, 53(11): 3676-3683.
- [10] 罗晓曙, 汪秉宏, 陈关荣, 等. DC-DC buck变换器的分叉行为及混沌控制研究[J]. 物理学报, 2003, 52(1): 12-17.
- [11] 王凤岩, 许建平. V2C控制Buck变换器分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 121-126.
- [12] 魏文艳, 焦振宏, 秦 鹏. Buck变换器V2控制方法改进及Matlab仿真[J]. 计算机仿真, 2007, 24(6): 216-219.

编辑 熊思亮