第 59 卷 第 4 期 2010 年 4 月
1000-3290/2010/59(04)/2256-09

物 理 学 报
ACTA PHYSICA SINICA

Vol. 59, No. 4, April, 2010
©2010 Chin. Phys. Soc.

基于自适应斜坡补偿的双环电流模 DC/DC 混沌控制*

来新泉 李祖贺† 袁 冰 王 慧 叶 强 赵永瑞

(西安电子科技大学电路 CAD 研究所,西安 710071)

(2009 年 6 月 2 日收到;2009 年 8 月 23 日收到修改稿)

提出了一种自适应斜坡补偿方法,将该方法引入到双环电流模 buck DC/DC 的混沌控制中,并给出实现该方法的电路结构. 建立了双环电流模 DC/DC 系统稳定性分析的离散模型,理论分析了自适应斜坡补偿在双环控制下系统的稳定性条件,推导出了自适应因子 k 与系统工作的最大占空比的关系式. 仿真结果表明该方法可有效控制系统的分岔和混沌现象,提高系统的工作范围和动态响应速度.

关键词: 自适应斜坡补偿, 双环控制, 电流模 DC/DC, 混沌控制

PACC: 0545

1. 引 言

近些年来,人们对电力电子领域里的非线性现象做了深入的研究. 数值分析和实验结果都表明高频 PWM DC/DC 变换器(boost, buck, buck-boost)具有非线性及混沌现象[1—5]. 但是多数研究都是基于相对简单的 DC/DC 模型,如开环、单环(电压环或电流环)控制系统,对于实际应用的参考价值非常有限. 而实际的电流模 DC/DC 系统中,电流环与电压环共同作用,使得系统具有较快的响应速度、较小的纹波,成为功率电子系统应用中的主流. 对电流模 DC/DC 系统的混沌控制,也成为国内外学者研究的重要课题之一. 参数微扰法、反馈控制法和极点控制法被证明是 DC/DC 系统混沌控制的有效方法[4—8],这些方法易实现,但是难于控制,具有一定的局限性. 文献[9,10]对于电流模 DC/DC 的分岔及混沌控制,均采用斜坡补偿法,且获得了较好的控制效果,易实现,但采用恒定斜率的斜坡信号对系统进行补偿会引起过补偿或欠补偿的现象,限制了系统的适用工作电压范围,降低了系统的瞬态响应速度.

为此,本文首先理论分析了双环反馈控制峰值电流模 buck DC/DC 系统中斜坡补偿对分岔点的影响以及对系统混沌的控制;并在此基础上提出了一种自适应斜坡补偿的控制结构,该结构有效地控制了系统的分岔和混沌现象,提高了系统的工作范围和动态响应速度;最后进行了仿真验证.

2. 双环反馈控制电流模 buck DC/DC 系统模型

双环反馈控制即通过电压环与电流环共同作用来控制系统的稳定性. 图 1 为具有电压环和电流环双环反馈控制的峰值电流模 buck DC/DC 系统的拓扑结构. 电压环与电流环分别为两个虚线框中的电路结构.

该系统的工作频率为 $1/T_s$, V_{in} 为直流输入电压, V_{fb} 为经 R_1, R_2 电阻分压网络分压后的反馈电压, R_L 为负载电阻, V_{ramp} 为斜坡补偿电压,开关管 M_1 的通断由 RS 触发器的 Q 端控制, EA 为误差放大器, C_2 和 R_3 组成误差放大器的补偿网络, R_f 将电感电流转化为可与误差电压比较的电压值, V_b 为 EA 的输出. 自适应斜坡产生电路为混沌控制的核心电路. 本文所有研究工作均基于 buck DC/DC 系统的连续导通(CCM)模式,对于不连续导通(DCM)模式暂不考虑.

* 国家自然科学基金(批准号:60876023)资助的课题.

† 通讯联系人. E-mail: lizuhe4213@126.com, xqlai@mail.xidian.edu.cn

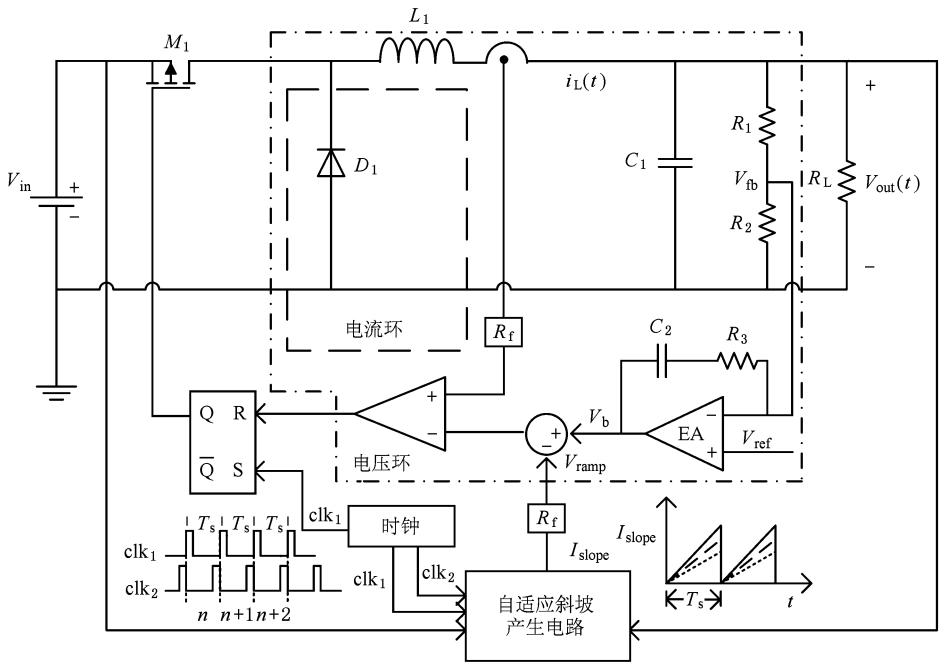

图 1　带有自适应斜坡补偿电路的双环反馈控制电流模 buck DC/DC 结构原理图

根据开关状态可将电路划分为两种工作状态：1）开关管 M_1 导通，二极管 D_1 关断；2）开关管 M_1 关断，二极管 D_1 导通. 假设电路在 $nT_s \leqslant t < (n+D)T_s$ 时间内，处于状态 1，则在 $(n+D)T_s \leqslant t < (n+1)T_s$ 时间内，处于状态 2. 其中 T_s 为系统时钟周期，D 为占空比. 考虑到电压环反馈对斜坡补偿的影响，选取图中 $i_L(t)$，$V_{out}(t)$，$V_b(t)$ 为状态变量，令 $x_1 = i_L$，$x_2 = V_{out}$，$x_3 = V_b$，根据 KCL 和 KVL 定律系统的状态方程为

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0\\ \frac{1}{C_1} & -\frac{R_1+R_2+R_L}{C_1R_L(R_1+R_2)} & 0\\ -\frac{R_2R_3}{C_1C_2R_1} & \frac{R_1R_2R_3+R_2R_3R_L}{C_1C_2R_1R_L(R_1+R_2)}+\frac{1}{C_2R_1} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{S}{L} & 0\\ 0 & 0\\ 0 & \frac{R_1+R_2}{R_1R_2C_2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_{in}\\ V_{ref}\end{bmatrix}, \tag{1}$$

式中 S 表示开关状态的变量，为时间 t 的分段函数，可表示为

$$S = \begin{cases}1 & (nT_s \leqslant t < (n+D)T),\\ 0 & ((n+D)T_s \leqslant t < (n+1)T).\end{cases}$$

3. 基于电流环的自适应斜坡补偿控制器设计

峰值电流模 buck DC/DC 在 $D > 50\%$ 时，电感电流波形会出现亚谐波振荡甚至进入混沌状态. 解决这一问题通常采用斜坡补偿的方法，即在电感电流的采样信号或 EA 的输出上叠加一个斜坡信号，当这个斜坡的斜率达到某个值时，亚谐波振荡将消失，系统的混沌现象得到了有效控制.

设 m_1，m_2 分别为电感电流在开关管导通与截止期间的斜率，则

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{V_{in}-V_{out}}{L_1},\\ m_2 &= \frac{V_{out}}{L_1}, \end{aligned} \tag{2}$$

其中 V_{in}，V_{out} 分别为 buck DC/DC 的输入与输出电压，L_1 为系统外接电感. D 在 0—1 的范围内，电流环稳定的条件为[11,12]

$$m_c > \frac{m_2-m_1}{2} = \frac{2V_{out}-V_{in}}{2L_1} = m_{cmin} \tag{3}$$

则在固定斜率 m_c 斜坡补偿情况下,系统工作的最大占空比 D_{max} 为

$$D_{max} = \frac{L_1 V_{out}}{2(V_{out} - m_c)}. \quad (4)$$

(3)式中 m_{cmin} 为使系统稳定时 m_c 最小值. 所以通常情况下,设计者都会根据系统的最大应用 D_{max} 选取补偿斜率 m_c,并加以固定,从而保证系统一直稳定工作. 所以 $D < D_{max}$ 时,就会出现过补偿现象,这是不希望得到的.

为减小固定斜率斜坡补偿的过补偿影响,近年来国内外学者开始提出自适应补偿的概念. 文献[12,13]利用线性区 MOSFET 与电容电压建立了输入输出电压与斜坡电流的关系,文献[14]利用与 D 有关的电流以及跨导线性环产生斜坡信号,但该方法由于采用了 NPN 无法在 CMOS 工艺实现. 本文从宏模型的角度提出一种自适应斜坡补偿信号产生方法,如图 2 所示. 与文献[12—14]不同,该模型增加了开关电容采样保持电路,由具有一定相位差的两个同频时钟信号作为时钟输入,其中 clk_1 为波形产生时钟,clk_2 为数据采样时钟. 此举不仅在采样输入输出电压过程中滤除掉了高频噪声,而且保证了斜坡补偿信号的斜率在单位周期内保持恒定,利于系统的稳定工作.

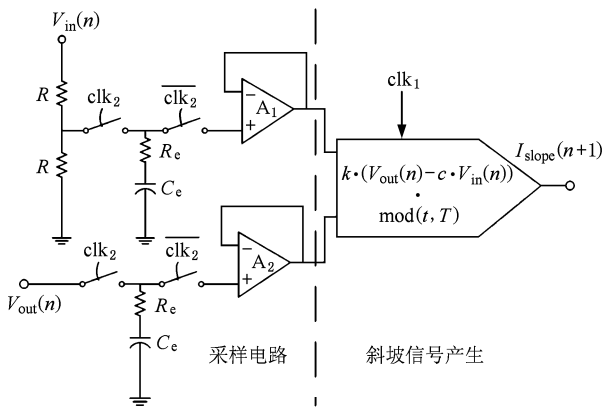

图 2 自适应斜坡产生电路结构图

自适应斜坡电路结构主要由两部分组成:采样电路与斜坡信号产生电路. 其中 $V_{in}(n)$ 经由两个大小为 R 的电阻进行分压到采样电路的一个输入端. C_e 为采样电容,R_e 为控制充电电流的电阻. A_1 和 A_2 接成单位增益缓冲器. 斜坡信号产生电路通过计算采样电路得到的 V_{in} 与 V_{out} 值,产生斜率为 $m_c(n+1)$ 的斜坡电流 $I_{slope}(n+1)$. 其中,c 为输入电压与输出电压的相关系数,电路结构中由两个电阻 R 分压得到;k 为自适应调整因子并与电感 L_1 成反比.

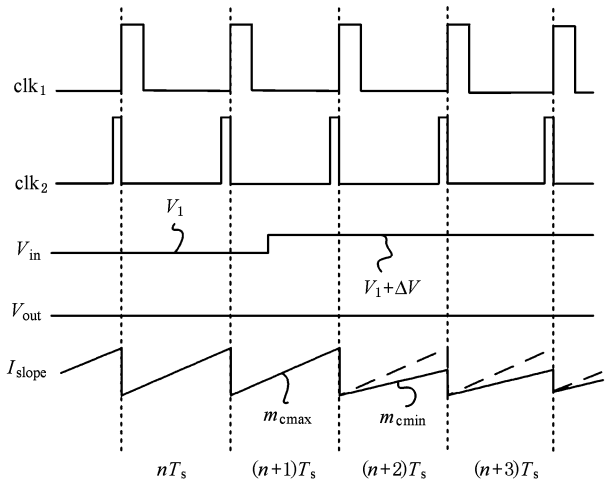

图 3 自适应斜坡补偿时序图

图 3 所示为自适应斜坡电路工作时序,采样电路通过在 clk_2 的每个上升沿对 V_{in} 和 V_{out} 的值进行采样,记录并计算从而设定下一个时钟周期的斜坡补偿斜率 m_c. 在第 $n+1$ 个时钟周期之前,V_{in} 与 V_{out} 均固定不变,且在此期间 DC/DC 以 D 进行工作,此时补偿斜坡斜率需最大且为 m_{cmax}. 在第 $n+1$ 个时钟周期时,V_{in} 有 ΔV 大小的变化量,系统在 clk_2 的 $(n+1)$ 个周期的上升沿检测到 V_{in} 的变化并记录,经运算得到第 $n+2$ 时钟周期的斜坡补偿斜率 $m_{cmin}(n+2)$. 虚线表示采用固定斜率补偿结构时,斜率固定不变的斜坡补偿信号.

由以上可知,该模型对于系统参数变化只需要一个时钟周期的检测时间,即可根据输入输出电压(即 D)调节斜坡补偿信号的斜率,斜坡信号的具体形式如下:

$$I_{slope}(n+1) = \begin{cases} m_c(n+1)\,\mathrm{mod}(t,T) & (D > 50\%), \\ 0 & (D < 50\%), \end{cases} \quad (5)$$

其中,$I_{slope}(n+1)$ 为第 $n+1$ 个周期时斜坡补偿电流;$\mathrm{mod}(t,T)$ 为将时间 t 对周期 T 取余;$m_c(n+1)$ 为第 $n+1$ 个周期时斜坡补偿信号的斜率,由于下一个时钟周期的补偿斜率由当前时钟周期的输入输出电压决定,结合(3)式,使系统稳定的 m_c 最小值可设为

$$m_c(n+1) = k(V_{out}(n) - cV_{in}(n)), \quad (6)$$

则得出最终的自适应斜坡补偿信号为

$$I_{\text{slope}}(n+1)=\begin{cases}k(V_{\text{out}}(n)-cV_{\text{in}}(n))\bmod(t,T) & (\dfrac{V_{\text{out}}(n)}{V_{\text{in}}(n)}\geqslant 50\%),\\ 0 & (\dfrac{V_{\text{out}}(n)}{V_{\text{in}}(n)}<50\%),\end{cases}\tag{7}$$

将(6)式带入(4)式得在自适应斜坡补偿情况下,根据系统工作的 $D_{\max}$ 决定自适应因子 k 的值,使得系统在所工作的占空比 D 范围内,得到合适的补偿量,而不会出现过补偿与欠补偿的情况

$$D_{\max}=\frac{L_1V_{\text{out}}}{2(V_{\text{out}}-m_c(n+1))}=\frac{L_1V_{\text{out}}}{2(V_{\text{out}}-k(V_{\text{in}}(n)-cV_{\text{out}}(n)))}.\tag{8}$$

由以上的自适应斜坡信号模型可以看出,当系统占空比 D 发生变化时,自适应斜坡产生模块将根据变化量进行适量调整,如图 4 所示.

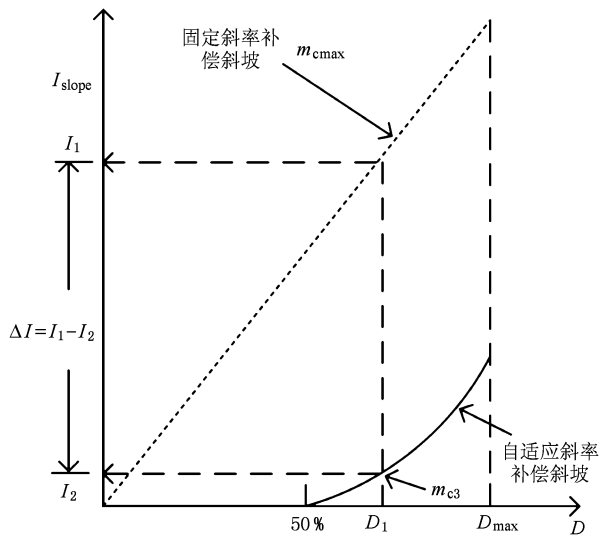

图 4　自适应斜坡补偿与固定斜率补偿比较

在相同的 D_1 条件下,对应自适应斜坡补偿的斜率为 m_{c3},所需的补偿电流为 I_2;对应固定斜坡补偿的斜率为 m_{cmax},所需补偿电流为 I_1. 从而使得自适应补偿电流相对固定斜坡补偿电流节省 ΔI,提高了电感电流在固定 D 时的峰值大小,消除了过补偿及欠补偿带来的不利影响.

4. 自适应斜坡补偿对双环控制系统的混沌控制

电压反馈环路具有稳定输出电压,改善系统的动态特性等特点. 电压外环通过电压误差信号控制电流,从而调节电感电流使输出电压跟踪参考电压值.

在电流环控制的基础上,引入电压反馈环对系统稳定性的影响,文献[15]针对 boost 变换器做了具体分析. 本文采用类似的方法对基于电流环、电压环双环反馈控制的 buck 型 DC/DC 进行分析. 图 5(a)为图 1 中无斜坡补偿的电压环闭环系统电感电流受扰动后的示意图. 图中 $t_{\text{on}}(n)$ 与 $t_{\text{off}}(n)$ 分别为系统的主开关管 M_1 在一个周期内导通时间与截止时间;m_1 和 m_2 为电感电流的一个开关周期内的上升和下降斜率. $m_{c1}(n)$ 和 $m_{c2}(n)$ 为引入电压反馈环后,电压 V_b 在第 n 个时钟周期时的上升斜率和下降斜率,这里假定 V_b 在开关状态内斜率近似为常数. $m_c(n)$ 为自适应斜坡补偿控制结构的斜坡信号的斜率. 具体求法如下:

$$m_{c1}(n)=\frac{\dot V_b\left(\dfrac{t_{\text{on}}(n)}{2}\right)}{R_f}=\frac{\dot x_3\left(\dfrac{t_{\text{on}}(n)}{2}\right)}{R_f},\tag{9}$$

$$m_{c2}(n)=\frac{\dot V_b\left(\dfrac{t_{\text{off}}(n)}{2}\right)}{R_f}=\frac{\dot x_3\left(\dfrac{t_{\text{off}}(n)}{2}\right)}{R_f},\tag{10}$$

将(1)式状态方程进行解析求解,对得到的 $\dot x_3$ 的解析解进行 Taylor 级数展开并做一阶近似化简代入(9)和(10)式可得:

$$m_{c1}(n)=a+bt_{\text{on}}(n)-\frac{R_2R_3}{C_1C_2R_1R_LR_f}V_{\text{in}},\tag{11}$$

$$m_{c2}(n)=a+bt_{\text{off}}(n),\tag{12}$$

其中:

$$a=\frac{3R_LL_1C_1R_2R_3-(R_2R_3+C_1R_L)(1+L_1)}{2L_1C_1^2C_2R_1R_LR_f},\tag{13}$$

$$b=\frac{R_2R_3R_L+(R_2R_3+C_1R_L)\left(\dfrac{1}{L_1^2C_1^2}+\dfrac{1}{C_1}\right)}{2C_1C_2R_1R_LR_f}.\tag{14}$$

图 5(a)中 $\Delta I_{\text{mc}}(n)$ 为电感电流的纹波,I_{ref} 为电流环路的参考电流. 由图 5(b)中各变量的几何关系不难得到,

$$\Delta I(n)=(m_1+m_c(n-1)-m_{c1}(n))t_{\text{on}}(n),\tag{15}$$

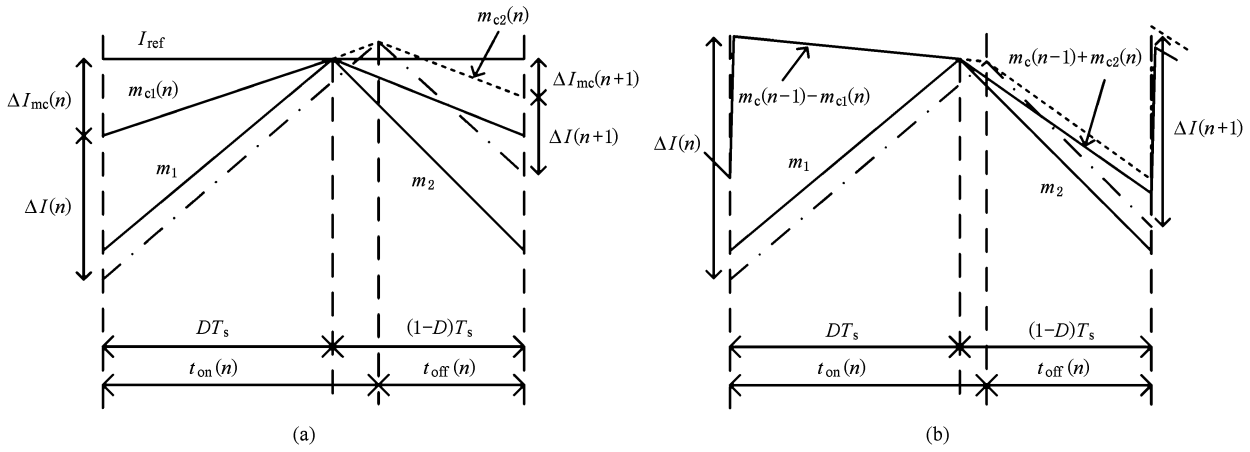

图 5 电感电流扰动图 (a)无斜坡补偿,(b)引入斜坡补偿

$$\Delta I(n+1) = (m_2 - m_c(n-1) - m_{c2}(n))t_{off}(n) + m_c(n-1)T_s, \quad (16)$$

将(15)式代入(16)式化简得到:

$$\Delta I(n+1) = (m_2 - m_{c2}(n))T_s - \frac{(m_2 - m_c(n-1) - m_{c2}(n))}{(m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n))}\Delta I(n). \quad (17)$$

为了保证系统稳定,要求 $\left|\frac{d\Delta I(n+1)}{d\Delta I(n)}\right| < 1$,故可求得系统稳定的边界条件为

$$\beta = \left|\frac{d\Delta I(n+1)}{d\Delta I(n)}\right| = 1. \quad (18)$$

由于 $m_{c1} = f(t_{on}(n)) = f(T_s - t_{off}(n))$, $m_{c2} = f(t_{off}(n))$,又因为 $t_{off}(n)$ 为 $\Delta I(n)$ 的函数,则 m_{c1} 与 m_{c2} 为 $\Delta I(n)$ 的函数,可得:

$$\beta = \left|\frac{d\Delta I(n+1)}{d\Delta I(n)}\right| = \left| \begin{array}{l} -\frac{m_2 - m_c(n-1) - m_{c2}(n)}{(m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n))} + \frac{d(m_2 - m_{c2}(n))}{d\Delta I(n)}T_s \\ -\frac{1}{(m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n))} \cdot \frac{d(m_2 - m_c(n-1) - m_{c2}(n))}{d\Delta I(n)} \\ -(m_2 - m_c(n-1) - m_{c2}(n)) \cdot \frac{d\left(\frac{1}{(m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n))}\right)}{d\Delta I(n)} \end{array} \right| = 1, \quad (19)$$

对(19)式进一步化简有

$$\left[\frac{1}{m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n)} - T_s\right]\frac{dm_{c2}(n)}{d\Delta I(n)} - \frac{m_2 - m_c(n-1) - m_{c2}(n)}{m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n)} + \frac{m_1 + m_2 - m_{c2}(n) - m_{c1}(n)}{(m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n))^2}\frac{dm_c(n-1)}{d\Delta I(n)} - \frac{m_2 - m_c(n-1) - m_{c2}(n)}{(m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n))^2}\frac{dm_{c1}(n)}{d\Delta I(n)} = 1. \quad (20)$$

由(11),(12)和(15)式可得:

$$\frac{dm_{c2}(n)}{d\Delta I(n)} = -\frac{b(1 - 2(t_{on}(n))^2)}{m_1 + m_c(n-1) - m_{c1}(n)}, \quad (21)$$

$$\frac{dm_{c1}(n)}{d\Delta I(n)} = -t_{on}(n), \quad (22)$$

$$\frac{dm_c(n-1)}{d\Delta I(n)} = t_{on}(n). \quad (23)$$

将(21—23)式代入(20)式整理并化简,得到系统工作的 D_{max} 与自适应因子 k 的关系式为

$$D^3 2bT_s^3 a_{21} + D^2[-2ba_{22}T_s^3 + 2bT_s^2 + a_{21}T_s - 2a_{21}^2] + D^1[(2a_{12} + a_{22} - ba_{21})T_s + a_{21}a_{22} + a_{21}a_{12}] + D^0[-a_{22}^2 - a_{12}a_{22} - b + ba_{22}T_s] = 0, \quad (24)$$

其中

$$a_{21} = \frac{V_{in}}{L_1} - kV_{in} + bT_s, \tag{25}$$

$$a_{12} = kcV_{in} - a - bT_s, \tag{26}$$

$$a_{22} = \left(\frac{1}{L_1} - kc + \frac{R_2R_3}{C_1C_2R_1R_L}\right)V_{in} - a. \tag{27}$$

(24)式表明，在临界条件下，自适应调整因子 k 是 D_{max} 的函数. 根据系统预设的 D_{max}，选取合适的 k，系统将一直稳定工作于周期 1 状态. 因为加入了自适应斜坡补偿，所以系统将不会出现过补偿或欠补偿的情况，而会随着 D 的变化，以满足稳定条件的最小的斜坡补偿斜率 $m_{cmin}(n)$ 进行补偿控制. 系统的动态响应也会因此进一步提高，拓宽了系统的工作电压范围.

5. 采用自适应斜坡补偿对分岔及混沌进行控制

5.1. 斜坡补偿对系统稳定性的影响

根据以上理论分析，可以发现斜坡补偿对于系统稳定性具有重要的影响，通过设置合适的斜坡补偿斜率，可以达到控制系统的分岔及混沌行为的目的. 图 6 为调整斜坡补偿斜率时，对应的电感电流与输出电压组成的相图. 初始设置输入电压 V_{in} 为 15 V，输出电压 V_{out} 为 9.5 V. 当不加入斜坡补偿，即 $m_c = 0$ 时，$D = V_{out}/V_{in} = 9.5/15 \approx 63\% > 50\%$，系统不稳定，进入分岔或混沌状态. 如图 6(a)电感电流与输出电压的相图，已经出现了振荡，处于混沌状态. 引入斜坡补偿，设置 $m_c = 50$，系统退出混沌状态进入周期 4 状态，电感电流与输出电压波形呈现周期 4 振荡如图 6(b). 如图 6(c)继续加大补偿斜率，系统退出周期 4，进入周期 2 状态. 当调整补偿斜坡斜率达到 $m_c = 150$ 时，系统处于稳定状态，即周期 1，见图 6(d).

5.2. 自适应斜坡补偿稳定性验证

由(1)式中所给模型的状态方程，建立 MATLAB 系统模型，以输入电压作为分岔参数，采用频闪采样法[16]得到 buck 变换器的分岔图，如图 7 所示. 其中输入电压从 10.5 V 变化到 32 V，输出为 9.5 V. 图 7(a)为无补偿情况下，电感电流 i_L 随输入

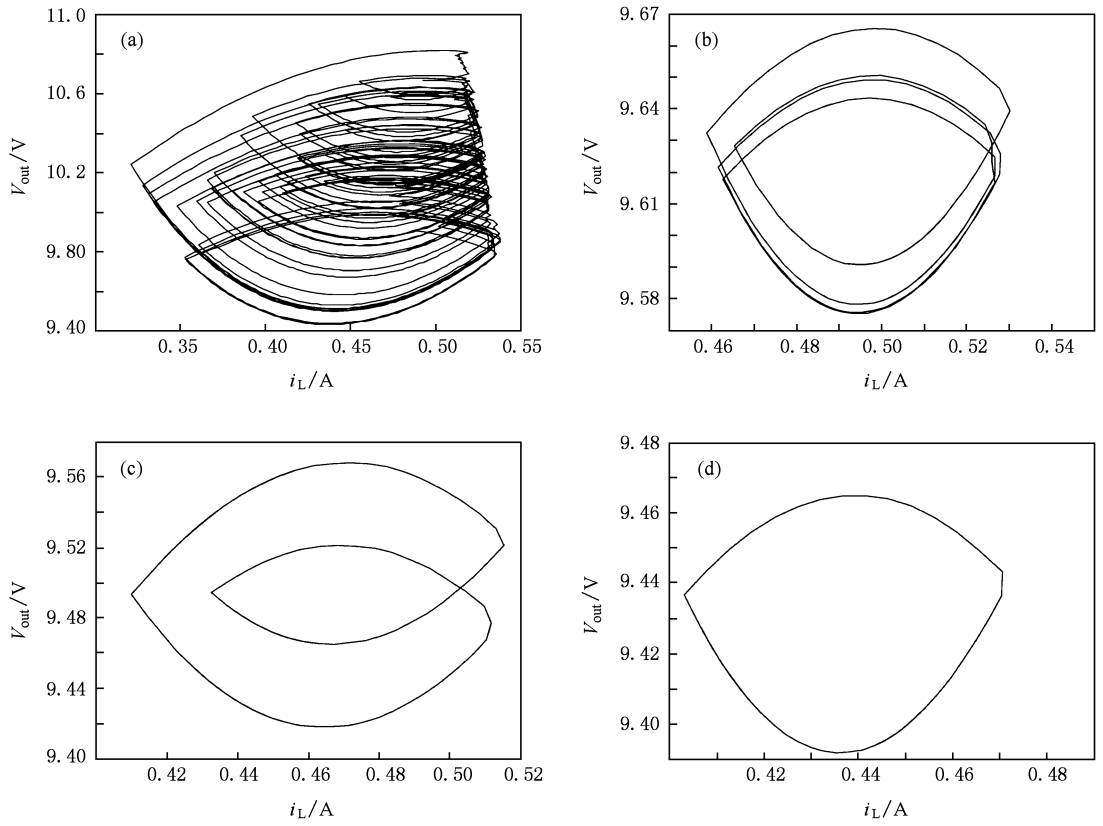

图 6　输出电压与电感电流组成的相图　(a) $m_c = 0$，(b) $m_c = 50$，(c) $m_c = 100$，(d) $m_c = 150$

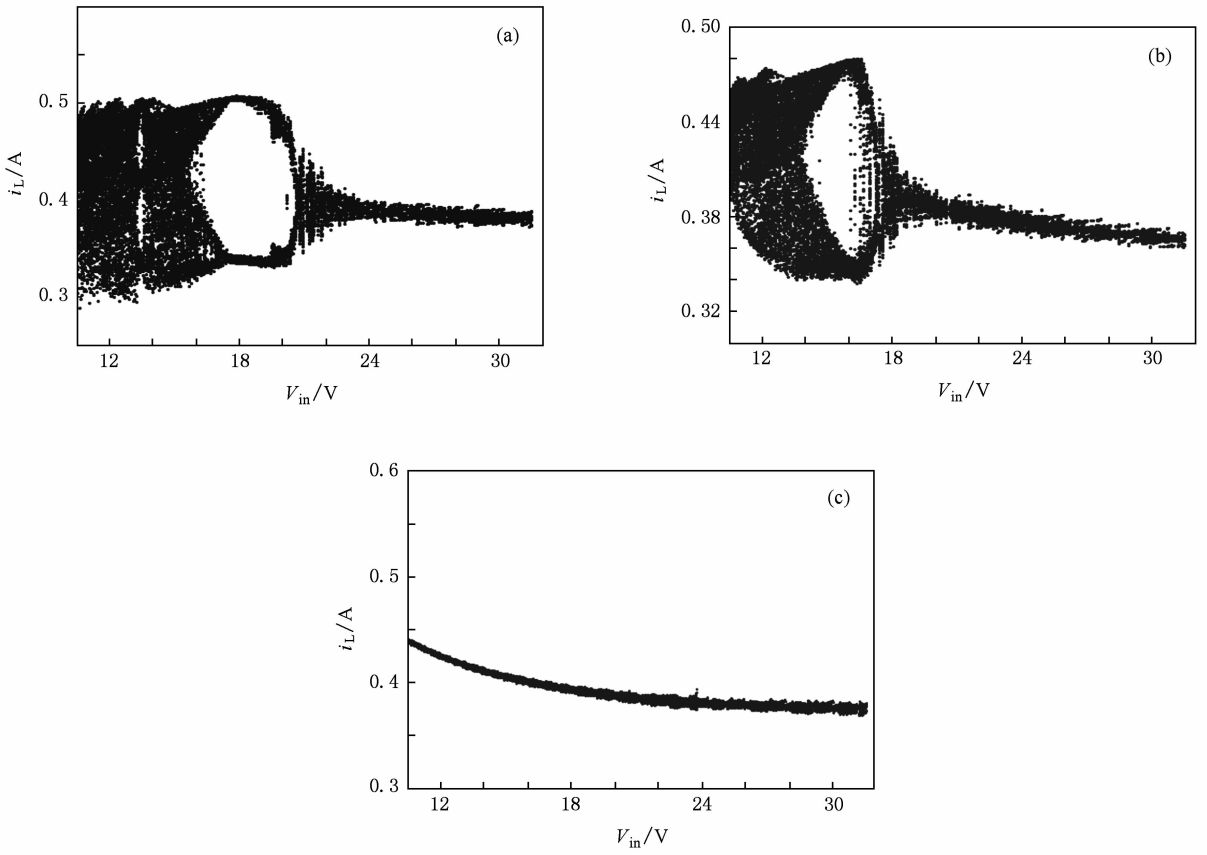

图 7 电感电流随输入电压 V_{in} 变化的分岔图 (a)无补偿 $m_c=0$,(b)固定斜率补偿 $m_c=150$,(c)自适应斜坡补偿 $k=50$

电压变化的分岔图,可见电感电流在 $V_{in}=20$ V 左右产生分岔,$V_{in}=17$ V 时产生周期 4 分岔,随之进入混沌状态;图 7(b)为系统加入固定斜率的斜坡补偿的分岔图,$m_c=150$,系统在加入补偿后,分岔点向左推移,第一次分岔点为 $V_{in}=18$ V,如果继续增大 m_c,分岔点将继续向左移动;图 7(c)为自适应斜坡补偿情况下系统电感电流分岔图,自适应补偿因子 $k=50$. 加入自适应补偿结构后,系统的混沌现象被消除,根据电感 L_1 及系统应用的 D_{max} 设定合适的 k 值,使系统一直获得适当的补偿量,系统一直处于稳定状态,即周期 1.

5.3. 提高系统的动态响应

系统的动态响应是 DC/DC 系统的重要指标,当系统输入电压或负载出现较大阶跃变化时,系统的动态响应速度将对应用带来很大影响. 通常情况下,系统的动态响应越快越好,据此来衡量环路设计的好坏. 图 8 所示为输入电压阶跃响应对比. 设定输入电压 V_{in} 在 0.015 s 时由 20 V 变化到 15 V,在 0.037 s 时再由 15 V 变化到 20 V.

图 8(a)为系统无补偿时,输入电压的阶跃响应波形,系统在受到阶跃影响后,没有回到稳定状态;图 8(b)和图 8(c)为固定斜率斜坡补偿的动态响应图. 图 8(b)中,$m_c=100$ 系统在受扰动后经过 0.0025 s 恢复稳定;图 8(c)中 $m_c=35$,输入电压在受到阶跃影响后,经过 0.006 s 恢复稳定;图 8(d)为自适应补偿因子 $k=50$ 时,系统输出电压的响应波形,系统在约 0.001 s 时恢复到稳定状态.

可见当系统输入出现较大阶跃变化时,自适应斜坡补偿能够使系统较快地响应输入阶跃变化,具有较快的系统动态响应特性,避免了过补偿对系统动态响应和带载能力的影响,也消除了无补偿及欠补偿对系统稳定性的影响.

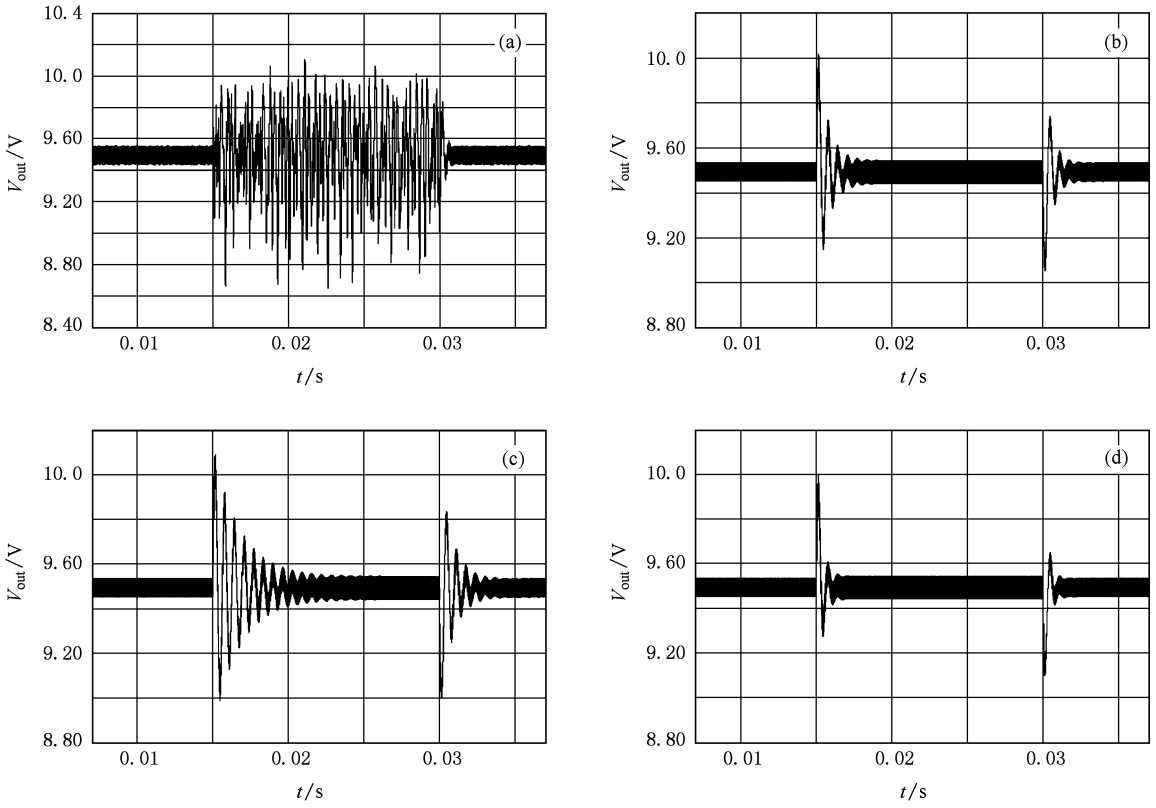

图 8　系统输入电压阶跃响应　(a) $m_c=0$, (b) $m_c=100$, (c) $m_c=35$, (d) 自适应补偿 $k=50$

6. 结　　论

本文通过理论分析与仿真验证，证明了自适应斜坡补偿对双环反馈控制的电流模 buck DC/DC 系统的稳定性具有重要影响. 通过加入自适应斜坡补偿，使得双环控制下电流模 buck DC/DC 系统获得适量的补偿，避免进入分岔及混沌状态，同时也消除了过补偿及欠补偿带来的不利影响. 仿真结果表明自适应斜坡补偿能够很好地扩展系统工作范围，提高系统的瞬态响应，有效地控制了系统分岔及混沌现象.

[1] Yang R, Zhang B 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 3789 (in Chinese) [杨　汝、张　波 2007 物理学报 **56** 3789]

[2] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Du X 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 6275 (in Chinese) [卢伟国、周雒维、罗全明、杜　雄 2007 物理学报 **56** 6275]

[3] Zhou Y F, Chen J N, Tse C K, 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]

[4] Luo X S, Wang B H, Chen G R, Quan H J, Fang J Q, Zou Y L, Jiang P Q 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 12 (in Chinese) [罗晓曙、汪秉宏、陈关荣、全宏俊、方锦清、邹艳丽、蒋品群 2003 物理学报 **52** 12]

[5] Zhou Y F, Tse C K, Qiu S S, Chen J N 2005 *Chin. Phys.* **14** 61

[6] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5648 (in Chinese) [卢伟国、周雒维、罗全明 2007 物理学报 **56** 5648]

[7] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M 2007 *Chin. Phys.* **16** 3256

[8] Zou Y L, Luo X S, Chen G R 2006 *Chin. Phys.* **15** 1719

[9] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 2949 (in Chinese) [包伯成、许建平、刘　中 2009 物理学报 **58** 2949]

[10] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2008 *J. Univ. Electron. Sci. Technol. China* **37** 397 (in Chinese) [包伯成、许建平、刘　中 2008 电子科技大学学报 **37** 397]

[11] Ye Q, Lai X Q, Li Y M, Yuan B, Chen F J 2008 *Chin. J. Semiconduct.* **29** 281

[12] Li Y M, Lai X Q, Chen F J, Yuan B, Jia X Z 2007 *7th International Conference on Application Specific Intergrated Circuits* Guilin, China, 22—25 October, 2007 p608

[13] Li Y M, Lai X Q, Wang H Y 2005 *Microelectron. Comput.* **22** 274 (in Chinese) [李演明、来新泉、王红义 2005 微电子学与计算机 **22** 274]

[14] Chen F J, Lai X Q, Li Y S 2008 *Chin. J. Semiconduct.* **29** 593 (in Chinese) [陈富吉、来新泉、李玉山 2008 半导体学报 **29** 593]

[15] Zafrany I, Ben-Yaakov S 1995 *Proceedings of the* 26*th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* Atlanta, GA, USA, June 12—15, 1995 p1111

[16] Wang G R, Chen G Z 1995 *Chaotic Motion in Nonlinear Constant Differential Equation* (Nanning: Press of Guangxi Science and Technology) p89 (in Chinese) [王光瑞、陈光旨 1995 非线性常微分方程的混沌运动(南宁:广西科学技术出版社)第 89 页]

Control of chaos in double-loop current-mode DC/DC based on adaptive slope compensation*

Lai Xin-Quan Li Zu-He† Yuan Bing Wang Hui Ye Qiang Zhao Yong-Rui

(*Institute of Electronic CAD, Xidian University, Xi'an* 710071, *China*)

(Received 2 June 2009; revised manuscript received 23 August 2009)

Abstract

The method of adaptive slope compensation and its circuit structure are proposed in this paper. With this method, bifurcation and chaos in double-loop current-mode buck DC/DC are controlled with good performance. The discrete model of double-loop current-mode buck DC/DC used in stability analysis is build and the condition for the system operating stably under double-loop control is derived theoretically. Further more, the relationship between the adaptive coefficient k and the maximum duty ratio on which the system will operate stably is derived. The agreement of simulation results with the theoretical analysis shows that adaptive slope compensation can control bifurcation and chaos effectively, and it extends the system working range and improves the dynamic response characteristics.

Keywords: adaptive slope compensation, double-loop control, current-mode DC/DC, control of chaos

PACC: 0545

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60876023).

† Corresponding author. E-mail: lizuhe4213@126.com