

斜坡补偿电流模式控制开关变换器的 动力学建模与分析^{*}

包伯成^{1)2)†} 周国华³⁾ 许建平³⁾ 刘 中¹⁾

1)(南京理工大学电子工程系,南京 210094)

2)(江苏技术师范学院电气信息工程学院,常州 213001)

3)(西南交通大学电气工程学院,成都 610031)

(2009 年 9 月 16 日收到;2009 年 12 月 16 日收到修改稿)

降压型、升压型和升压-降压型 DC-DC 变换器是应用广泛的基本开关 DC-DC 变换器. 电流模式控制开关 DC-DC 变换器在较宽的电路参数范围内具有两个边界,基于开关切换前后电感电流的上升和下降斜率,建立了斜坡补偿电流模式控制开关 DC-DC 变换器的统一模型. 该模型进行无量纲归一化处理后只有三个参数,可有效展示开关 DC-DC 变换器在电感电流连续传导模式(CCM)和电感电流不连续传导模式(DCM)时的动力学特性. 利用此模型,导出了轨道状态发生转移时的两个分界线方程,由此确定了开关 DC-DC 变换器的稳定周期 1 域、CCM 鲁棒混沌域和 DCM 弱混沌强阵发域三个工作状态区域. 开关 DC-DC 变换器二维参数映射图和电流模式控制降压型 DC-DC 变换器的电路实验观察验证了由两条分界线划分工作状态域的正确性.

关键词: 开关变换器, 斜坡补偿, 动力学特性, 工作状态域

PACC: 0545

1. 引 言

开关 DC-DC 变换器是一个强非线性时变动力学系统,存在各种类型的次谐波、分岔与混沌等丰富的非线性现象^[1-21]. 开关 DC-DC 变换器是典型的分段线性系统,在较宽的电路参数范围内存在三种类型的电路拓扑结构,在离散状态空间中具有两个边界^[16-21],其工作状态域不仅有周期 1 域和混沌域,在混沌域内还存在电感电流连续传导模式(CCM)的鲁棒混沌域和电感电流不连续传导模式(DCM)的弱混沌强阵发域^[17-21]. 混沌现象是一种不正常、不可靠的现象,混沌的不确定性将导致系统的运行状态无法预测,从而使变换器的控制性能受到极大的影响,甚至完全不能工作,因此在设计中应避开这种不理想现象,使变换器工作于稳定的周期状态. 虽然如此,开关 DC-DC 变换器的鲁棒混沌行为可以改善电路的电磁兼容性^[22,23],也可应用于信息加密和通信保密等工程领域^[24]. 因此,研究

开关 DC-DC 变换器处于不同动力学行为的工作状态区域,从而确定相应的电路参数,对开关 DC-DC 变换器的混沌应用和混沌控制,具有重要的理论和工程应用价值.

斜坡补偿技术在开关 DC-DC 变换器的电路设计中得到了广泛应用^[25]. 通过在开关 DC-DC 变换器的反馈控制电路中引入合适的斜坡补偿电流或电压,可以有效地拓宽开关 DC-DC 变换器的稳定工作区域,实现镇定控制^[19],也可以使开关 DC-DC 变换器的工作模式从 DCM 向 CCM 转移,避免出现弱混沌强阵发现象^[20]. 因此,系统地研究开关 DC-DC 变换器电路参数对工作状态的影响,确定斜坡补偿开关 DC-DC 变换器的工作状态域并估计各个区域之间的边界,对开关 DC-DC 变换器的设计、运行及控制都有着重要的现实指导意义.

基于实际开关 DC-DC 变换器电路建立的离散映射模型往往较为复杂,涉及到大量的电路参数^[21]. 在电路中引入斜坡补偿电流后,开关 DC-DC 变换器的动力学分析变得更为艰难甚至不现实. 为

^{*} 国家自然科学基金(批准号:60971090, 50677056)和江苏省自然科学基金(批准号:BK2009105)资助的课题.

[†] E-mail: mervinbao@126.com

了简化斜坡补偿开关 DC-DC 变换器的动力学建模和分析,当开关 DC-DC 变换器电路的时钟周期(开关周期)与由 RC 确定的时间常数相比足够小时,可认为电路的输出电压恒定不变,从而使开关 DC-DC 变换器降阶为一维系统,电感电流波形呈现分段线性;同时对斜坡补偿开关 DC-DC 变换器的动力学模型进行无量纲归一化处理,可以充分减少映射模型的参数数量. 基于这个思路,本文建立了斜坡补偿电流模式控制降压型、升压型和升压-降压型 DC-DC 变换器的统一归一化模型,并在此基础上开展了相应的理论分析、数值仿真和电路实验.

2. 斜坡补偿电流模式控制开关 DC-DC 变换器及其统一映射模型

图 1 所示为斜坡补偿电流模式控制开关 DC-DC 变换器主电路,它采用电感电流反馈控制来实现开关 DC-DC 变换器的闭环控制,其主电路拓扑是一个由电感 L 、电容 C 、开关管 S 、二极管 D 和负载电阻 R 组成的二阶电路. 在图 1 中, E , V_o 和 i 分别表示输入电压、输出电压和电感电流, I_{ref} 为参考电流, i_{ref} 为斜坡补偿后的参考电流. I_{ref} 与 i_{ref} 满足关系式^[19,20]

$$i_{ref} = I_{ref} - m_c(t \bmod T), \tag{1}$$

式中 T 是开关周期, m_c 是斜坡补偿电流的斜率, $(t \bmod T)$ 表示 t 对 T 取模运算.

降压型、升压型和升压-降压型 DC-DC 变换器都是利用电路中的电感来完成能量的储存和传递,实现降压、升压和升压-降压的变换功能,它们的不同之处在于开关管、二极管和电感的拓扑位置不同. 在图 1(a) 所示的斜坡补偿电流模式控制开关 DC-DC 变换器主电路中,变换器核心单元通过四个端组(端组号为 1, 2, 3, 4)与其外围电路相连接;图 1(b) 为基本开关 DC-DC 变换器两种类型的核心单元,它们的四个端组分别为 a, b, c, d . 图 1(a) 和 (b) 中除了端组 4 总是与端组 c 相连外,其他三个端组的不同连接方法构成了三种基本开关 DC-DC 变换器. 实现降压型 DC-DC 变换器的连接是图 1(a) 中端组 1, 2, 3 依次与图 1(b) 中类型 I 的端组 a, b, d 相连;实现升压型 DC-DC 变换器的连接是图 1(a) 中端组 1, 2, 3 依次与图 1(b) 中类型 II 的端组 b, d, a 相连;实现升压-降压型 DC-DC 变换器的连接是图 1(a) 中端组 1, 2, 3 依次与图 1(b) 中类型 I 的端组 a, d, b 相连. 需注意的是,升压-降压型 DC-DC 变换器的输出电压极性与图 1(a) 中的标注极性刚好相反.

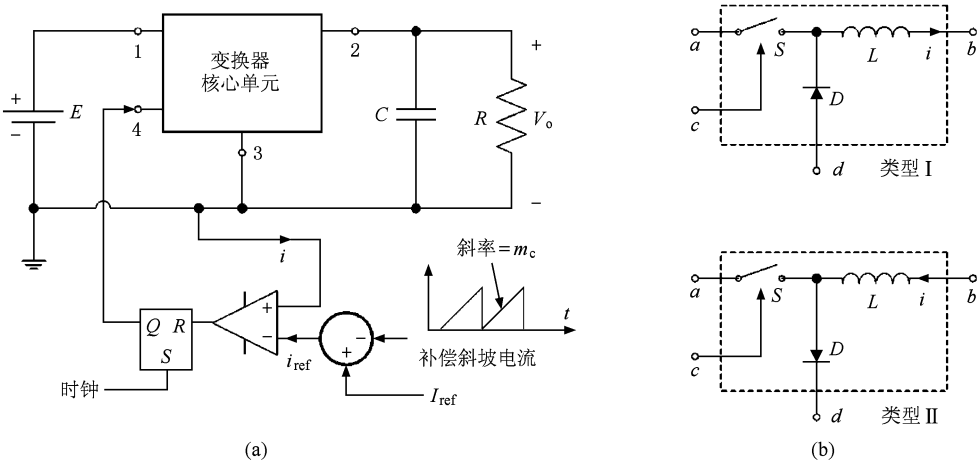


图 1 斜坡补偿电流模式控制开关 DC-DC 变换器主电路 (a) 开关 DC-DC 变换器电路图, (b) 两种类型的核心单元电路图

定义 m_1 为开关管导通期间电感电流上升阶段的斜率, m_2 为开关管截止期间电感电流下降阶段的斜率. 对于降压型 DC-DC 变换器就有关系式 $m_1 = (E - V_o)/L$, $m_2 = V_o/L$, 对于升压型 DC-DC 变换器就有关系式 $m_1 = E/L$, $m_2 = (V_o - E)/L$, 对于升压-

降压型 DC-DC 变换器就有关系式 $m_1 = E/L$, $m_2 = V_o/L$.

在较窄的电路参数变化区间内,可以选择合适的电路参数确保电流模式控制开关 DC-DC 变换器工作于 CCM. 但在较宽的电路参数变化区间内,电

流模式控制开关 DC-DC 变换器在开关管 S 关断期间, 其电感电流将可能下降到零, 并保持到下一个时钟周期开始, 导致开关 DC-DC 变换器工作在 DCM. CCM 开关 DC-DC 变换器在离散状态空间中只有一个边界, 而 DCM 开关 DC-DC 变换器却在离散状态空间中具有两个边界^[20].

定义边界 I_{b1} 为时钟周期开始时电感的电流值, 这时电感电流以 $i_n = I_{b1}$ 为起点线性上升, 在时钟周期结束时刚好到达补偿后的参考电流 i_{ref} , 即有 $i_{n+1} = I_{ref} - m_c T$, 相应的开关 DC-DC 变换器的电感电流波形如图 2(a) 所示. 定义边界 I_{b2} 为时钟周期开始时电感的电流值, 这时电感电流以 $i_n = I_{b2}$ 为起点线性上升, 在时钟周期结束时刚好下降到零, 即有 $i_{n+1} = 0$, 相应的开关 DC-DC 变换器的电感电流波形如图 2(b) 所示. 图 2 中 $i_n = i(nT)$ 是电感电流在 nT 时刻的采样值, $i_{n+1} = i[(n+1)T]$ 是电感电流在 $(n+1)T$ 时刻的采样值.

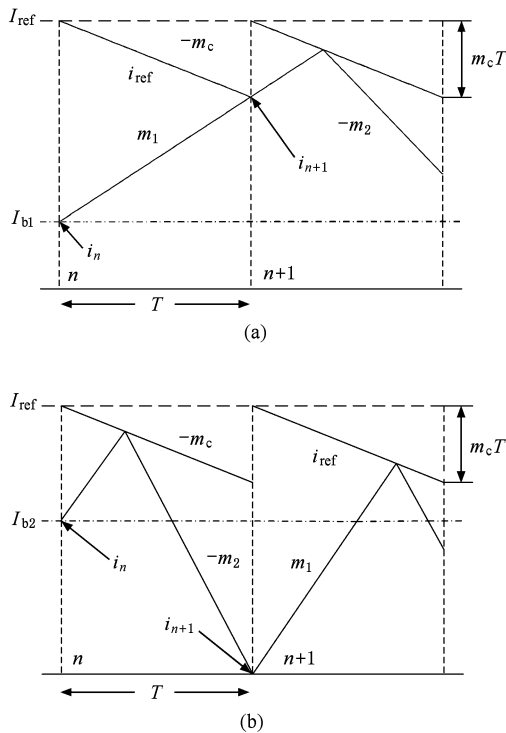


图 2 开关 DC-DC 变换器电感电流波形 (a) $i_n = I_{b1}$ 时, (b) $i_n = I_{b2}$ 时

根据边界 I_{b1} 和 I_{b2} 的定义, 有以下关系式^[19, 20]:

$$I_{b1} = I_{ref} - (m_1 + m_c) T, \quad (2)$$

$$I_{b2} = \frac{(m_1 + m_2) I_{ref} - m_2 (m_1 + m_c) T}{m_2 - m_c}. \quad (3)$$

在 $(n+1)T$ 时刻, 采用斜坡补偿电流后的电感电流最大采样值为

$$i_{n+1, \max} = I_{ref} - m_c T. \quad (4)$$

因此, 在较宽的电路参数变化区间内, 电流模式控制开关 DC-DC 变换器根据上述两个边界条件具有三种类型的运行轨道. 当 $i_n \leq I_{b1}$ 时, 在整个时钟周期内, 开关管保持在导通状态, 这时变换器的映射方程为

$$i_{n+1} = f_1(i_n) = i_n + m_1 T. \quad (5)$$

当 $I_{b1} < i_n < I_{b2}$ 时, 电感电流上升到 i_{ref} , 开关状态发生切换, 开关管从导通状态进入关断状态, 电感电流下降, 直到这个时钟周期结束, 这时变换器的映射方程为

$$i_{n+1} = f_2(i_n) = -\frac{m_2 - m_c}{m_1 + m_c} i_n - m_2 T + \frac{m_1 + m_2}{m_1 + m_c} I_{ref}. \quad (6)$$

当 $i_n \geq I_{b2}$ 时, 电感电流下降到零, 即变换器进入 DCM, 这时变换器的映射方程为

$$i_{n+1} = f_3(i_n) = 0. \quad (7)$$

由(5)~(7)式所描述的一维离散动力学系统的电感电流三段线性迭代映射模型也可表示为

$$i_{n+1} = \begin{cases} f_1(i_n) & (i_n \leq I_{b1}), \\ f_2(i_n) & (I_{b1} < i_n < I_{b2}), \\ f_3(i_n) & (i_n \geq I_{b2}). \end{cases} \quad (8)$$

3. 斜坡补偿电流模式控制开关 DC-DC 变换器的归一化映射模型

为了简化开关 DC-DC 变换器的动力学分析, 可以通过引入无量纲的状态变量和参数来减少其迭代映射模型的控制参数数量. 归一化后的开关 DC-DC 变换器的状态变量和参数为

$$x_n = \frac{i_n}{I_{ref}},$$

$$x_{n+1} = \frac{i_{n+1}}{I_{ref}},$$

$$\alpha = \frac{m_1 T}{I_{ref}},$$

$$\beta = \frac{m_2 T}{I_{ref}},$$

$$\gamma = \frac{m_c T}{I_{ref}},$$

$$B_1 = \frac{I_{b1}}{I_{ref}},$$

$$B_2 = \frac{I_{b2}}{I_{ref}}. \quad (9)$$

这里把边界 B_1 和 B_2 称为边界 1 和边界 2. 因此, 采用斜坡补偿的电流模式控制开关 DC-DC 变换器的离散迭代映射模型可以重写成如下形式:

$$x_{n+1} = \begin{cases} x_n + \alpha & (x_n \leq B_1), \\ -\frac{\beta - \gamma}{\alpha + \gamma} x_n + \frac{\alpha + \beta}{\alpha + \gamma} - \beta & (B_1 < x_n < B_2), \\ 0 & (x_n \geq B_2), \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{式中} \quad B_1 = 1 - (\alpha + \gamma), \quad (11)$$

$$B_2 = \frac{(\alpha + \beta) - \beta(\alpha + \gamma)}{\beta - \gamma}. \quad (12)$$

在 $(n+1)T$ 时刻, 由 (4) 式可得归一化后的状态变量的最大采样值变化为

$$x_{n+1, \max} = 1 - \gamma. \quad (13)$$

值得注意的是, 上述含有两个边界的三段形式的离散模型进行无量纲归一化简化后, 开关 DC-DC 变换器的动力学特性将只取决于 α , β 和 γ 三个参数.

固定参数 $\alpha = 0.58$ 和 $\gamma = 0$, 映射模型 (10) 式随 β 变化的分岔图如图 3(a) 所示, 该结果与文献 [21] 的数值仿真结果完全一致. 随着 β 逐渐增加, 当 $\beta = \alpha$ 时, 分岔图上出现了第一次倍周期分岔. 在同一参数值处, 开关 DC-DC 变换器经倍周期分岔形成的不稳定周期 2 轨道与边界 1 相遇发生了边界碰撞分岔, 开关 DC-DC 变换器的运行轨道直接进入 CCM 鲁棒混沌态. β 进一步增大到 $\beta = 1$ 时, 开关 DC-DC 变换器的混沌运行轨道恰好与边界 2 相遇并发生边界碰撞分岔, 进入弱混沌强阵发态. 这时, 混沌的运行轨道在一些开关周期内将下降到零值, 表明变换器在 $\beta > 1$ 区间进入了 DCM. DCM 时分岔图上表现为弱混沌和强阵发性, 并出现超稳态周期轨道 [21]. 不难看出, 混沌区域中在不稳定的多周期轨道附近分布着高密度的混沌轨道点, 意味着混沌态中存在阵发周期行为.

固定参数 $\beta = 1.3$, $\gamma = 0.1$ 时, 映射模型 (10) 式随 α 变化的分岔图如图 3(b) 所示. 从分岔图中可看到, 开关 DC-DC 变换器运行轨道的最大值可由 (13) 式得到, 即 $x_{n+1, \max} = 1 - \gamma = 0.9$. 随着 α 的减小, 开关 DC-DC 变换器出现倍周期分岔经边界碰撞分岔后通往混沌的道路. 图 3(b) 中第一次倍周期分

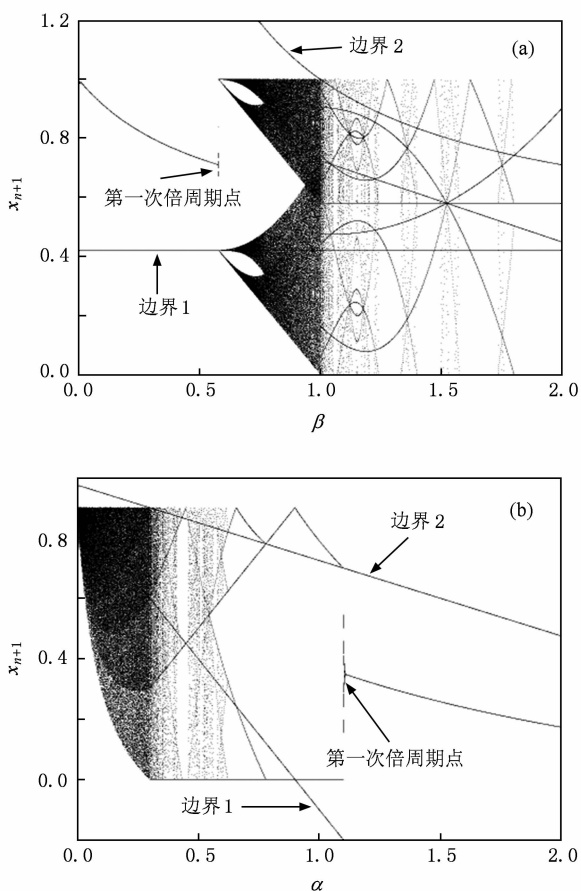


图 3 斜坡补偿开关 DC-DC 变换器归一化映射的分岔图
(a) β 为分岔参数, (b) α 为分岔参数

岔发生在 $\alpha = 1.1$ 时, 随即在同一个参数值, 系统不稳定周期 2 轨道与边界 2 相遇发生边界碰撞分岔, 周期 2 轨道直接进入 DCM 并折叠. 随着 α 的进一步减小, 周期 2 轨道在 $\alpha = 0.9$ 处与边界 1 发生边界碰撞分岔, 此参数值可由 (11) 式令 $B_1 = 0$ 得到, 其表达式为

$$\alpha = 1 - \gamma. \quad (14)$$

此时周期 2 非零值轨道再次折叠. 折叠后周期 2 非零值轨道在 $\alpha = 0.78$ 处与边界 2 再次发生碰撞分岔, 产生了周期 4 轨道. 接着周期 4 非零值轨道与边界 1 发生边界碰撞分岔产生折叠, 尔后折叠后的轨道又与边界 2 发生碰撞分岔, 产生了周期 8 轨道. 开关 DC-DC 变换器经不稳定周期 8 轨道进入了 DCM 的弱混沌强阵发态. 当 $\alpha = 0.3$ 时, 开关 DC-DC 变换器弱混沌轨道再一次碰到边界 2 并发生碰撞分岔, 在 $\alpha < 0.3$ 区间, 开关 DC-DC 变换器脱离 DCM 转移至 CCM, 分岔图上出现了鲁棒混沌态.

从图 3(a) 分岔图中不难发现, 在图中所示的参

数区间,随着 β 的逐渐增加,开关 DC-DC 变换器的工作状态从稳定周期 1 态进入 CCM 鲁棒混沌态并转移至 DCM 弱混沌强阵发态. 而从图 3(b)分岔图中发现,随着 α 逐渐增加,开关 DC-DC 变换器的工作状态从 CCM 鲁棒混沌态转移至 DCM 弱混沌强阵发态,然后直接退化为稳定周期 1 态.

此外,由图 3 还可以看出,开关 DC-DC 变换器进行变量和参数无量纲归一化简化处理后,其所表征的动力学特性不变,仅仅是映射参数的尺度和量纲发生了变化. 这有助于深入细致地分析各参数条件下开关 DC-DC 变换器所运行的状态.

4. 开关 DC-DC 变换器的两个分界线及其工作状态域划分

基于开关 DC-DC 变换器的统一归一化离散映射模型,得到开关 DC-DC 变换器运行模式从稳定周期 1 转移至混沌所遵循的第一分界线 L_1 的方程为

$$2\gamma + \alpha - \beta = 0. \tag{15}$$

由(15)式可知,斜坡补偿开关 DC-DC 变换器的工作状态稳定与否与三个归一化参数有关. 选择参数使得(15)式等号左边的值大于零时,开关 DC-DC 变换器工作在稳定周期 1 态;反之,则工作在不稳定混沌态. 无斜坡补偿时,有 $\alpha = \beta$,即临界占空比为 0.5.

由(13)式可知,在 $(n+1)T$ 时刻,归一化开关 DC-DC 变换器映射模型的轨道运行经与边界 2 产生边界碰撞分岔导致运行模式转移时,满足 $x_{n+1, \max} = B_2$. 由此得到开关变换器运行模式从鲁棒混沌的 CCM 转移至弱混沌强阵发的 DCM 所遵循的第二分界线 L_2 的方程为

$$\gamma^2 - \gamma + \alpha(\beta - 1) = 0. \tag{16}$$

由(16)式可知,斜坡补偿开关 DC-DC 变换器混沌态是处于 CCM 还是处于 DCM,取决于映射模型参数的数学关系. 选择参数使得(16)式等号左边的值小于零时,开关 DC-DC 变换器工作在 CCM 鲁棒混沌态;反之,工作在 DCM 弱混沌强阵发态.

固定参数 $\alpha = 0.58, \beta = 1.2$,映射模型(10)式随 γ 变化的分岔图和相应的 Lyapunov 指数谱如图 4 所示. 从图 4 可以观察到第一次倍周期分岔点(或与边界 1 发生边界碰撞分岔点)位于 $\gamma = 0.31$,这时 Lyapunov 指数曲线刚好从负值上升到零,该参数位置值与由(15)式计算出的结果完全一致. 随着 γ 进

一步减小,开关 DC-DC 变换器进入了混沌状态,在分岔图上表现为运行轨道存在无数个周期轨线均匀地落到一个有界吸引域内,而相应的 Lyapunov 指数曲线恒为正值. 同时,也可由(16)式计算出发生 CCM-DCM 模式转移时归一化斜坡补偿斜率的临界值 $\gamma = 0.134$,它也与图示分岔参数 γ 位置相符.

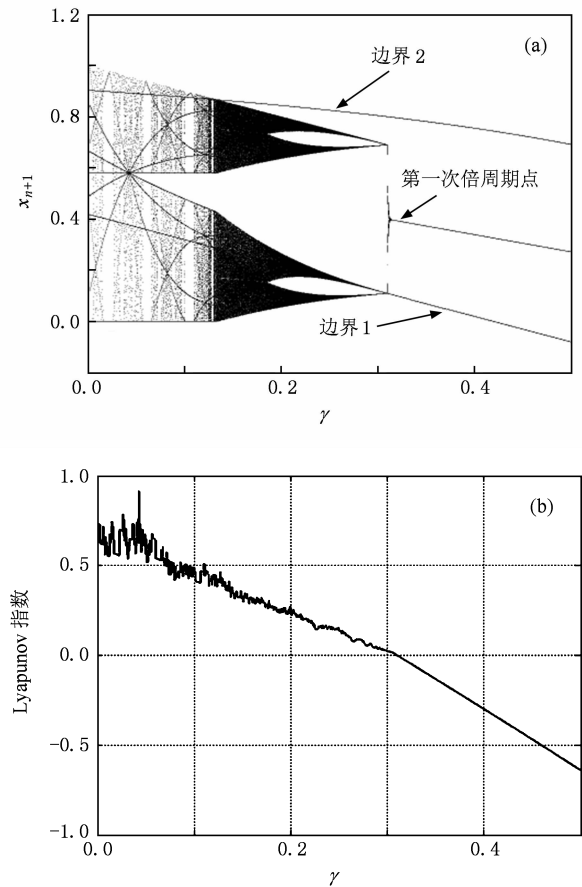


图 4 斜坡补偿归一化斜率为参数时的分岔图和 Lyapunov 指数谱 (a) 分岔图, (b) Lyapunov 指数谱

从图 3(a)可观察到,在 $\alpha = 0.58, \beta = 1.2$ 且未引入斜坡补偿电流时,开关 DC-DC 变换器处于 DCM 弱混沌强阵发态. 而从图 4 可以发现,随着引入的归一化斜坡补偿电流斜率 γ 的增大,开关 DC-DC 变换器的工作状态在 $0.134 < \gamma < 0.31$ 区间转移到了 CCM 鲁棒混沌态,并在 $\gamma > 0.31$ 区间被镇定在周期 1 态. 由此说明斜坡补偿电流的引入,可以使得开关 DC-DC 变换器的工作状态发生转移并达到镇定控制.

利用(15)和(16)式所描述的 L_1 和 L_2 两条分界线,可以对开关 DC-DC 变换器映射模型的工作状态域清晰地划分,并可以由确定的电路参数对

开关 DC-DC 变换器所运行的工作状态域做出正确的估计.

给定 $\alpha = 0.1 \sim 1.2$, $\beta = 0.2 \sim 2.2$ 和 $\gamma = 0.1$ 以及 $\alpha = 0.58$, $\gamma = 0 \sim 0.7$ 和 $\beta = 0.4 \sim 2.4$ 两组参数,可以得到如图 5(a) 和 (c) 所示的由 (15) 和 (16)

式所描述的两条分界线 L_1 和 L_2 所划分的开关 DC-DC 变换器的工作状态域分布. 由此可见,两条分界线将图中的参数空间清晰地划分为三个工作状态区域. 需说明的是,当电路参数使得 (15) 式等号左边的值大于零时,分界线 L_2 已失去物理意义.

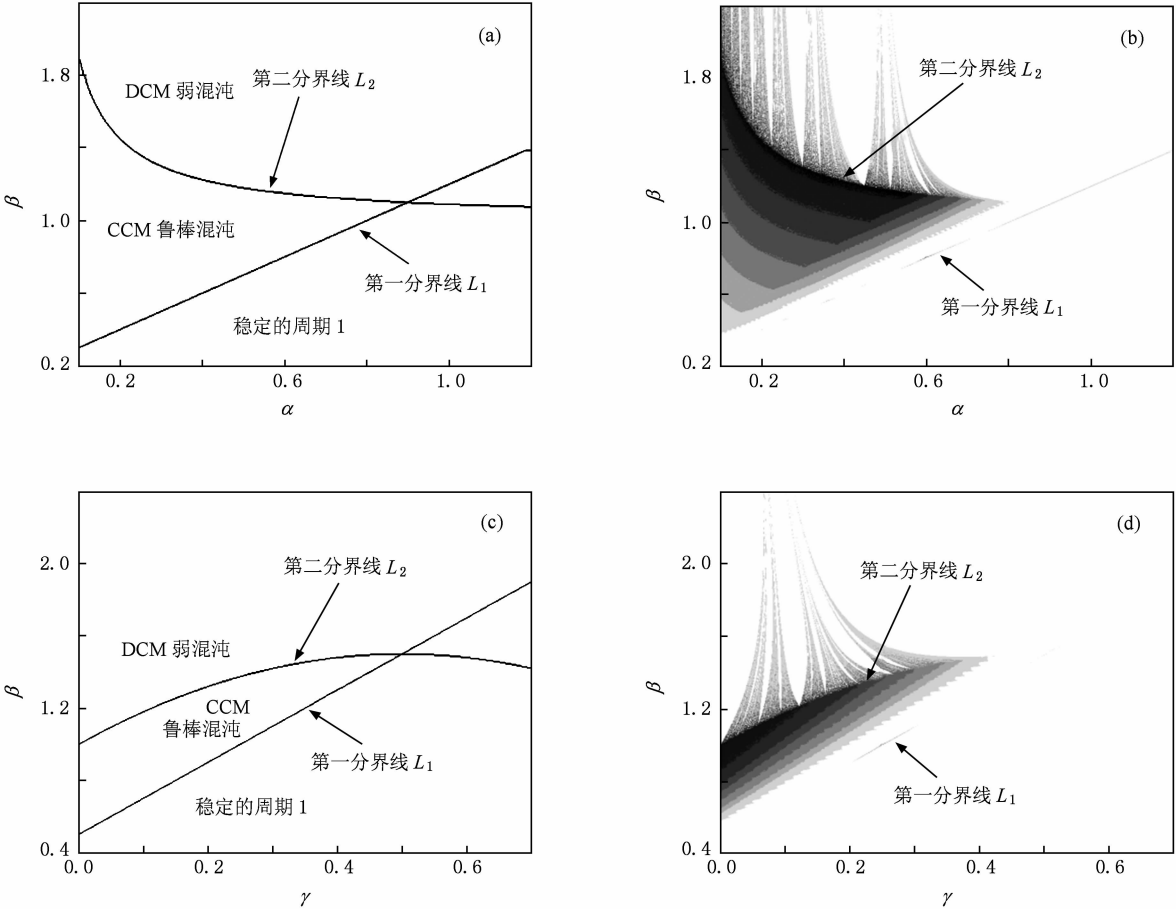


图 5 开关变换器的归一化参数工作状态域分布 (a) 分界线划分区域($\gamma = 0.1$), (b) 映射方程确定区域($\gamma = 0.1$), (c) 分界线划分区域($\alpha = 0.58$), (d) 映射方程确定区域($\alpha = 0.58$)

可以利用开关 DC-DC 变换器的二参数映射图来验证图 5(a) 和 (c) 所示由两个分界线分割的工作状态域,即利用 (10) 式所描述的开关 DC-DC 变换器的统一归一化模型,研究在 α 和 β 以及 γ 和 β 的参数平面上的分岔模式. 利用图 5(a) 和 (c) 相同的参数,可得到图 5(b) 和 (d) 所示开关 DC-DC 变换器所对应的二参数映射图,图中白色区域代表低周期,黑色区域代表混沌,周期数越大则灰度越深.

分别比较图 5(a) 和 (b) 以及图 5(c) 和 (d),不难看出由两条分界线分割的工作状态区域分布与由开关 DC-DC 变换器的映射模型获得的二参数映射图所表示的结果完全一致.

5. 斜坡补偿开关变换器工作状态域估计的实验验证

以一个电流模式控制降压 DC-DC 变换器为例,说明不同的电路参数可以使得该变换器电路工作在稳定周期 1、CCM 鲁棒混沌和 DCM 弱混沌强阵发的三个不同工作状态区域内,同时说明引入的斜坡补偿电流可以实现电流模式控制降压 DC-DC 变换器的 DCM-CCM 模式转移和周期镇定控制.

固定电流模式控制降压 DC-DC 变换器实验电路参数为 $V_o = 3\text{ V}$, $I_{\text{ref}} = 1\text{ A}$, $L = 0.24\text{ mH}$ 和 $T =$

100 μs . 首先考虑没有采用斜坡补偿电流的情况, 当输入电压分别选取为 $E=3.7\text{ V}$ 和 $E=5.6\text{ V}$ 时, 电感电流时域波形如图 6 所示. 从图 6 不难看出, 两组输入电压参数均使得电流模式控制降压 DC-DC 变换器工作于 DCM, 图 6(a) 中电感电流显示弱混沌振荡, 而图 6(b) 中电感电流则呈现周期 2 谐波振荡.

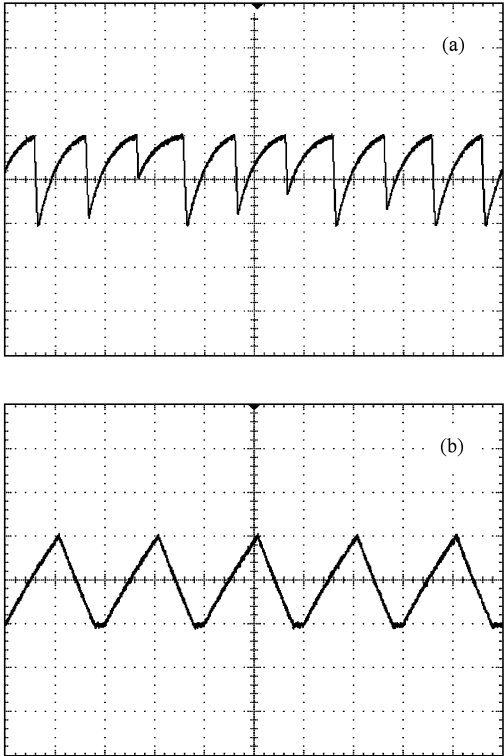


图 6 无斜坡补偿降压变换器的电感电流波形 (a) $E=3.7\text{ V}$, (b) $E=5.6\text{ V}$

当 $E=3.7\text{ V}$ 时, 对应的归一化参数 $\alpha=0.29, \beta=1.25$ 和 $\gamma=0$; 当 $E=5.6\text{ V}$ 时, 对应的归一化参数 $\alpha=1.08, \beta=1.25$ 和 $\gamma=0$. 由 (15) 和 (16) 式计算可知, 两组电路参数使得 (15) 和 (16) 式等号左边分别小于零和大于零, 表明降压 DC-DC 变换器均工作于 DCM 弱混沌强阵发区域.

其次考虑引入斜率为 $m_c=2800$ (归一化参数 $\gamma=0.28$) 的斜坡补偿电流. 在 $E=3.7\text{ V}$ 时, 电路参

数使得 (15) 和 (16) 式等号左边均小于零, 表明降压 DC-DC 变换器工作于 CCM 鲁棒混沌区域; 而在 $E=5.6\text{ V}$ 时, 电路参数使得 (15) 式等号左边大于零, 表明降压 DC-DC 变换器工作于稳定周期 1 区域. 对应的电感电流实验波形如图 7 所示. 从图 7 可以看出, 采用斜坡补偿后, 电感电流波形在图 7(a) 中呈现为 CCM 混沌振荡, 而在图 7(b) 中表现为周期 1 振荡.

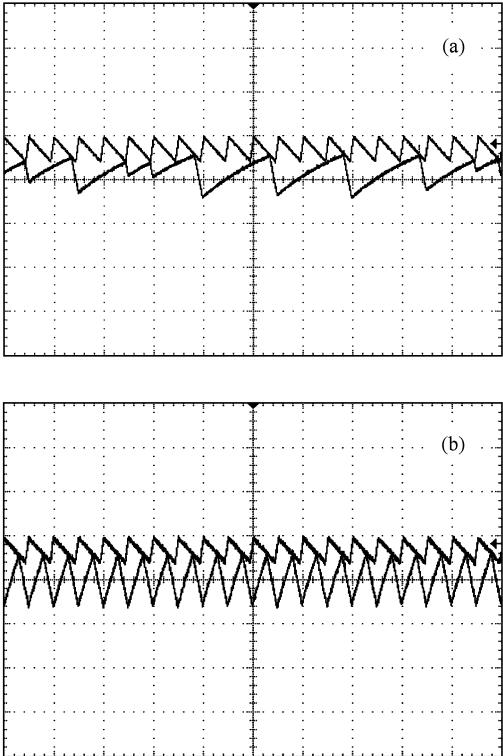


图 7 有斜坡补偿降压变换器的电感电流波形 (a) $E=3.7\text{ V}$, (b) $E=5.6\text{ V}$

与图 6(a) 所示结果做比较, 图 7(a) 所示结果表明斜坡补偿实现了电流模式控制降压 DC-DC 变换器的 DCM-CCM 模式转移. 与图 6(b) 所示结果做比较, 图 7(b) 结果则表明斜坡补偿也可实现电流模式控制降压 DC-DC 变换器的周期镇定控制.

上述电流模式控制降压 DC-DC 变换器的实验电路归一化参数、两个分界线方程式左边的条件和对应的工作状态如表 1 所列.

表 1 不同电路参数对应的实验观察结果

α	β	γ	(15)式等号左端	(16)式等号左端	工作状态
0.29	1.25	0.00	< 0	> 0	DCM 弱混沌振荡
1.08	1.25	0.00	< 0	> 0	DCM 谐波振荡
0.29	1.25	0.28	< 0	< 0	CCM 鲁棒混沌振荡
1.08	1.25	0.28	> 0	无意义	稳定周期 1

6. 结 论

基于开关切换后电感电流的上升和下降斜率, 本文建立了斜坡补偿电流模式控制降压型、升压型和升压-降压型 DC-DC 变换器的统一归一化映射模型. 该模型只有三个参数, 简单直观, 可有效地展示 CCM 和 DCM 开关 DC-DC 变换器的动力学特性. 研究结果表明, 在较宽的电路参数范围内, 电流模式控制开关 DC-DC 变换器具有两个边界, 存在稳定周

期 1 域、CCM 鲁棒混沌域和 DCM 弱混沌强阵发域的三个工作状态区域. 此外, 基于离散映射稳定性理论和边界碰撞分岔机理, 得到了降压型、升压型和升压-降压型 DC-DC 变换器轨道状态发生转移时的两个归一化分界线方程, 由此确定了它们在不同电路参数时的工作状态. 开关 DC-DC 变换器二维参数映射图和电流模式控制降压型 DC-DC 变换器的电路实验观察, 验证了由两条分界线估计工作状态域的正确性.

-
- [1] Donato C, Giuseppe G 2006 *Nonlin. Dyn.* **44** 251
 - [2] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2842 (in Chinese) [王发强、张 浩、马西奎 2008 物理学报 **57** 2842]
 - [3] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1522 (in Chinese) [王发强、张 浩、马西奎 2008 物理学报 **57** 1522]
 - [4] Wang X M, Zhang B, Qiu D Y 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2728 (in Chinese) [王学梅、张 波、丘东元 2008 物理学报 **57** 2728]
 - [5] Yang R, Zhang B, Chu L L 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2770 (in Chinese) [杨 汝、张 波、褚利丽 2008 物理学报 **57** 2770]
 - [6] Zhao Y B, Luo X S, Fang J Q, Wang B H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 5022 (in Chinese) [赵益波、罗晓曙、方锦清、汪秉宏 2005 物理学报 **54** 5022]
 - [7] Tse C K, Bernardo M D 2002 *Proc. IEEE* **90** 768
 - [8] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys. B* **16** 933
 - [9] Ren H P 2006 *Acta Electron. Sin.* **34** 784 (in Chinese) [任海鹏 2006 电子学报 **34** 784]
 - [10] Zhou Y F, Chen J Y, Ke D M 2005 *Acta Electron. Sin.* **33** 915 (in Chinese) [周宇飞、陈军宇、柯导明 2005 电子学报 **33** 915]
 - [11] Zhou Y F, Chen J N, Iu H H C, Tse C K 2008 *Int. J. Bifurc. Chaos* **18** 121
 - [12] Zhanybai T Z, Evgeniy A S, Erik M 2003 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* **50** 1047
 - [13] Iu H H C, Tse C K 2003 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* **50** 679
 - [14] Wong S C, Tse C K, Tam K C 2004 *Int. J. Bifurc. Chaos* **14** 1971
 - [15] Parag J, Banerjee S 2003 *Int. J. Bifurc. Chaos* **13** 3341
 - [16] Dai D, Ma X K, Li X F 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2729 (in Chinese) [戴 栋、马西奎、李高峰 2003 物理学报 **52** 2729]
 - [17] Banerjee S, Parui S, Gupta A 2004 *IEEE Trans. Circ. Syst. II* **51** 649
 - [18] Parui S, Banerjee S 2003 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* **50** 1464
 - [19] 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]
 - [20] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2009 *Chin. Phys. B* **18** 4742
 - [21] Kabe T, Parui S, Torikai H, Banerjee S, Saito T 2007 *IEICE Tran. Fund.* **E90-A** 448
 - [22] Deane J H B, Hamill D C 1996 *Electron. Lett.* **32** 1045
 - [23] Giral R, El Aroudi A, Martinez-Salamero L, Leyva R, Maixe J 2001 *Electron. Lett.* **37** 274
 - [24] Liu Z, Zhu X H, Hu W, Jiang F 2007 *Int. J. Bifur. Chaos* **17** 1735
 - [25] Xu J P, Zhou G H, He M Z 2009 *IEEE Trans. Indust. Electron.* **56** 3222

Dynamical modeling and analysis of current mode controlled switching converter with ramp compensation^{*}

Bao Bo-Cheng^{1)2)†} Zhou Guo-Hua³⁾ Xu Jian-Ping³⁾ Liu Zhong¹⁾

1) (Department of Electronic Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

2) (School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu Teachers University of Technology, Changzhou 213001, China)

3) (School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

(Received 16 September 2009; revised manuscript received 16 December 2009)

Abstract

Buck, boost and buck-boost converters are three basic switching DC-DC converters. Current mode controlled switching DC-DC converters have two boundaries in a wide circuit parameters variation range. Based on the ramp up and ramp down slopes of the inductor current before and after the turn on of power switch for switching DC-DC converters, a unified model of the current mode controlled switching DC-DC converters with ramp compensation is established in this paper. Only three parameters appear in this model after dimensionless normalization, from which the dynamical behaviors of switching DC-DC converters in continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) can be effectively illustrated. By utilizing the proposed unified model, two orbit state shifting borderline equations are derived, from which three operation state regions namely the stable period-one region, CCM robust chaos region, and DCM weak chaos and strong intermittence region, of switching DC-DC converters can be determined. The two-dimensional parameter bifurcation diagrams of switching DC-DC converters and circuit experimental observations of current mode controlled buck converter verify the analysis results of the partitioning of operation state regions by two borderline equations.

Keywords: switching converter, ramp compensation, dynamical characteristic, operation state region

PACC: 0545

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 60971090, 50677056) and the Natural Science Foundation of Jiangsu Province, China (Grant No. BK2009105).

[†] E-mail: mervinbao@126.com