

开关变换器斜坡补偿动力学机理研究*

杨平¹⁾ 包伯成^{2)†} 沙金¹⁾ 许建平¹⁾

1) (西南交通大学电气工程学院, 成都 610031)

2) (常州大学信息科学与工程学院, 常州 213164)

(2012年6月11日收到; 2012年7月19日收到修改稿)

在反馈控制电路中引入适当的斜坡补偿电流, 既可以有效拓宽电流控制开关 DC-DC 变换器稳定工作范围, 实现混沌镇定控制, 又可以使其工作模式从断续导电模式转移至连续导电模式, 实现工作模式转移. 以电流控制 Buck-Boost 变换器为例, 通过建立含斜坡补偿的具有两个电感电流边界的二维离散时间模型和相应的 Jacobi 矩阵, 深入研究了开关 DC-DC 变换器斜坡补偿的动力学机理. 通过分析稳定性失稳和边界碰撞分岔的条件, 讨论了斜坡补偿对开关 DC-DC 变换器稳定周期振荡和工作模式转移的影响, 分别给出了相应的稳定性分界线和模式转移分界线. 制作了实验电路, 由实验结果说明了斜坡补偿对开关 DC-DC 变换器混沌镇定控制和工作模式转移的物理意义, 并验证了理论分析的正确性.

关键词: Buck-Boost 变换器, 斜坡补偿, 模式转移, 镇定控制

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.010504

1 引言

电流控制开关 DC-DC 变换器因其易于实现限流、过流保护以及对输入电压扰动具有更快响应速度等优良性能而被广泛运用于开关变换器的设计中^[1-3]. 然而, 电流控制开关 DC-DC 变换器是一个典型的非线性时变系统, 存在着各种类型的分岔和混沌等非线性物理现象^[4-11]. 近年来, 利用非线性动力学研究开关 DC-DC 变换器的非线性行为一直是人们关注的热点^[4-16]. 通过分析和揭示开关 DC-DC 变换器中的非线性现象及其产生的机理, 不仅有利于设计出更为可靠、合理的开关 DC-DC 变换器, 也为在一定条件下利用开关变换器中这些固有的非线性现象来改善其工作特性提供了理论基础^[4].

斜坡补偿是一种直观有效、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^[17]. 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, 既可以有效地拓宽系统的稳定范围, 也可以把系统的运行状态控制在所需

要的区域. 因此, 系统地研究开关 DC-DC 变换器中斜坡补偿的动力学机理, 有效地估计出各个工作状态区域之间的边界, 对开关变换器的设计、运行及控制都有着重要的现实意义. 文献 [8] 建立了斜坡补偿电流控制开关变换器的归一化映射模型, 其研究表明电流控制开关变换器存在稳定周期 1 域、连续导电模式 (CCM) 鲁棒混沌域和断续导电模式 (DCM) 阵发混沌域的三个工作状态区域. 文献 [9] 从混沌稳定性控制的角度, 研究了斜坡补偿开关变换器的稳定性. 文献 [10] 导出了斜坡补偿电流控制 Boost 变换器的轨道状态转移的分界线方程, 并揭示了 Boost 变换器在较宽的电路参数变化时的复杂非线性现象. 文献 [11] 进一步分析斜坡补偿对变换器的工作模式转移和稳定性的影响. 然而目前研究斜坡补偿开关变换器的大多数文献将输出电压视为恒压源^[8-13], 忽略电压外环控制的影响, 将二阶变换器系统降维为一阶变换器系统. 对二阶斜坡补偿开关变换器系统研究较少. 文献 [14] 建立了二阶斜坡补偿 Buck-Boost 变换器具有两个电流边界的三段光滑非线性离散时间模型, 并深入

* 国家自然科学基金 (批准号: 51177140, 51277017) 和江苏省常州市自然科学基金 (批准号: CJ20120004, CJ20110023) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: mervinbao@126.com

分析了电路参数变化时的边界碰撞分岔及混沌现象,但没有对斜坡补偿的混沌镇定控制和工作模式转移的动力学机理进行相应的研究.因此本文以斜坡补偿电流控制 Buck-Boost 变换器为例(以下简称斜坡补偿 Buck-Boost 变换器),系统地研究二阶开关变换器的斜坡补偿动力学机理.

本文首先建立斜坡补偿 Buck-Boost 变换器具有两个电感电流边界的二维离散时间模型并推演相应的 Jacobi 矩阵,基于离散时间模型和 Jacobi 矩阵,深入研究斜坡补偿电流斜率对电流控制 Buck-Boost 变换器的动力学机理;利用常规的动力学方法,既分析斜坡补偿对开关变换器稳定性能的影响,又讨论斜坡补偿对开关变换器工作模式转移的影响,从而获得混沌镇定控制的临界斜坡补偿斜率和工作模式转移的临界斜坡补偿斜率;最后进行电路实验平台制作,由实验结果验证理论分析结果.

2 斜坡补偿开关变换器动力学建模

2.1 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器

斜坡补偿 Buck-Boost 变换器电路原理如图 1 所示.主电路拓扑是一个由输入电压源 E 、开关管 S 、电感线圈 L 、续流二极管 D 、输出电容 C 和负载电阻 R 组成的二阶电路;控制电路由斜坡补偿电路、比较器和 RS 触发器构成.

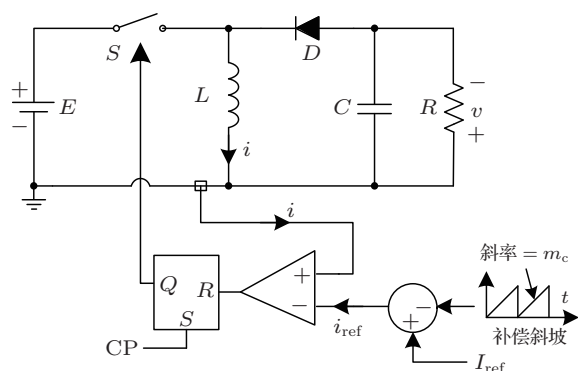


图 1 采用斜坡补偿的 Buck-Boost 变换器

图 1 中 I_{ref} 为未经斜坡补偿的参考电流, i_{ref} 为斜坡补偿后的参考电流, m_c 为斜坡补偿电流斜率.补偿后的参考电流 i_{ref} 与原参考电流 I_{ref} 有如下关系式:

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

式中 T 是开关周期, $(t \bmod T)$ 表示 t 对 T 的取模运算.

2.2 两个电感电流边界

斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的电感电流波形和补偿后的参考电流波形如图 2 所示.定义第一边界 I_{b1} 为电感电流在开关周期 T 开始时的值,这时在开关周期结束时电感电流刚好到达补偿后的参考电流 i_{ref} ,如图 2(a) 所示;定义第二边界 I_{b2} 为电感电流在开关周期开始时的值,这时在开关周期结束时电感电流刚好下降到零,如图 2(b) 所示.同时,定义 τ_1 为电感电流 i 从 nT 时刻即开关管导通时刻上升到 i_{ref} 的时间,定义 τ_2 为电感电流 i 从 $nT + \tau_1$ 时刻即开关管截止时刻下降到零的时间,如图 2 所示.

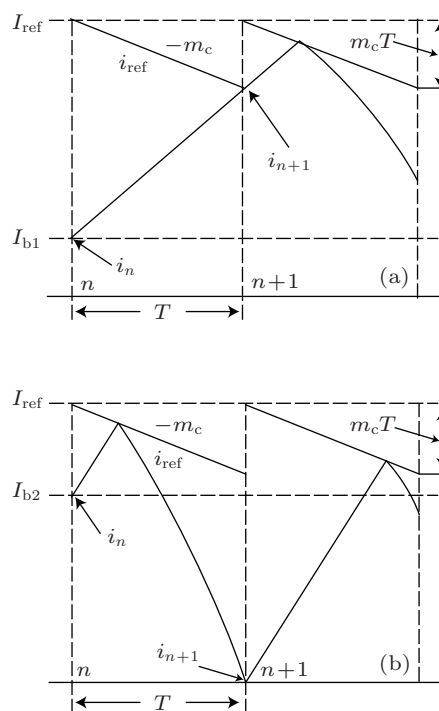


图 2 电感电流波形、补偿后的参考电流波形与两个电感电流边界关系 (a) 边界 I_{b1} 定义: $i_n = I_{b1}$, $i_{n+1} = i_{\text{ref}}$; (b) 边界 I_{b2} 定义: $i_n = I_{b2}$, $i_{n+1} = 0$

按照两个电感电流边界 I_{b1} 和 I_{b2} 的定义,存在以下关系式:

$$I_{b1} = I_{\text{ref}} - T \left(\frac{E}{L} + m_c \right), \quad (2)$$

$$I_{b2} = I_{\text{ref}} - \left(\frac{E}{L} + m_c \right) (T - \tau_2). \quad (3)$$

由 (2) 式和图 2(a) 可看出,电感电流边界 I_{b1} 随斜坡补偿电流斜率增大而减小,即 m_c 越大 I_{b1} 越小,

电感电流 i 的动态范围就越大. 因此, 引入斜坡补偿可以有效拓宽电感电流的动态范围. 而由 (3) 式和图 2(b) 可看出, 斜坡补偿电流斜率变化, τ_2 将随之变化, 电感电流边界 I_{b2} 也将随之变化.

2.3 二维离散时间模型

设 $\mathbf{x}_n = [i_n, v_n]$ 为状态变量在时钟 nT 时刻的采样值, 则 $\mathbf{x}_{n+1} = [i_{n+1}, v_{n+1}]$ 是状态变量在下一个时钟 $(n+1)T$ 时刻的采样值. 在两个相邻时钟 nT 和 $(n+1)T$ 时刻, 依据两个电感电流边界, 可推导出斜坡补偿 Buck-Boost 变换器在各边界条件下的二维分段离散时间模型^[13].

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, 此时有

$$\mathbf{x}_{n+1} = f_1(\mathbf{x}_n) = \begin{cases} i_n + \frac{E}{L}T \\ v_n e^{-2\alpha T} \end{cases}, \quad (4)$$

其中, $\alpha = \frac{1}{2RC}$.

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. 因此有

$$\mathbf{x}_{n+1} = f_2(\mathbf{x}_n) = \begin{cases} e^{-\alpha(T-\tau_1)} [i_1 \cos \omega(T-\tau_1) + k_1 \sin \omega(T-\tau_1)], \\ e^{-\alpha(T-\tau_1)} [v_1 \cos \omega(T-\tau_1) + k_2 \sin \omega(T-\tau_1)], \end{cases} \quad (5)$$

其中, $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}$, $\tau_1 = \frac{L(I_{ref} - i_n)}{E + m_c L}$, $i_1 = I_{ref} - m_c \tau_1$, $v_1 = v_n e^{-2\alpha \tau_1}$, $k_1 = \frac{\alpha L i_1 - v_1}{\omega L}$, $k_2 = \frac{i_1 - \alpha C v_1}{\omega C}$.

当 $i_n \geq I_{b2}$ 时, 电感电流下降到 0, 即变换器进入 DCM, 有

$$\mathbf{x}_{n+1} = f_3(\mathbf{x}_n) = \begin{cases} 0 \\ v_2 e^{-2\alpha(T-\tau_1-\tau_2)} \end{cases}, \quad (6)$$

其中,

$$\tau_2 = \begin{cases} -\frac{1}{\omega} \arctan\left(\frac{i_1}{k_1}\right), & \text{当 } k_1 < 0 \text{ 时} \\ \frac{1}{\omega} \left[\pi - \arctan\left(\frac{i_1}{k_1}\right) \right], & \text{当 } k_1 > 0 \text{ 时} \end{cases}$$

$$v_2 = e^{-\alpha \tau_2} [v_1 \cos(\omega \tau_2) + k_2 \sin(\omega \tau_2)].$$

上述 (4), (5) 和 (6) 式所描述的斜坡补偿电流控制 Buck-Boost 变换器的二维离散时间模型可以

重写为如下形式:

$$\mathbf{x}_{n+1} = \begin{bmatrix} i_{n+1} \\ v_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{cases} f_1(\mathbf{x}_n), & i_n \leq I_{b1} \\ f_2(\mathbf{x}_n), & I_{b1} < i_n < I_{b2} \\ f_3(\mathbf{x}_n), & i_n \geq I_{b2} \end{cases}. \quad (7)$$

2.4 不动点和 Jacobi 矩阵

令 $\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n = \mathbf{X}_Q$, 可求出不动点 $\mathbf{X}_Q = [I \ V]^T$. 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的离散时间模型在不动点 $\mathbf{X}_Q$ 邻域的 Jacobi 矩阵为

$$\mathbf{J}_n(\mathbf{X}_Q) = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

其中, $J_{11} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial i_n}$, $J_{12} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial v_n}$, $J_{21} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial i_n}$ 和 $J_{22} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial v_n}$. (8) 式的特征方程为

$$\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{J}_n(\mathbf{X}_Q)] = 0, \quad (9)$$

由 (9) 式即可得到两个特征根 (或特征值).

当 $i_n \leq I_{b1}$ 时, (7) 式所表示的离散系统不存在不动点 $\mathbf{X}_Q$, 这意味着不能使用离散系统的 Jacobi 矩阵来判别其稳定性. 由 (4) 式可导出

$$J_{11} = 1, J_{12} = 0, J_{21} = 0, J_{22} = e^{-2\alpha T},$$

特征多项式为

$$\lambda^2 - (1 + e^{-2\alpha T})\lambda + e^{-2\alpha T} = 0, \quad (10)$$

容易得到

$$\lambda_1 = 1, \quad \lambda_2 = e^{-2\alpha T}, \quad (11)$$

即离散系统的 Jacobi 矩阵有两个正实根, 其中一个为 1.

当 $I_{b1} < i_n < I_{b2}$ 时, 离散系统存在一个不动点 $\mathbf{X}_Q$, 将 $\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n = \mathbf{X}_Q$ 代入 (5) 式求解超越方程可得到此不动点. 由 (5) 式可导出在此不动点邻域 Jacobi 矩阵的元素分别为

$$J_{11} = e^{-\alpha(T-\tau_1)} \frac{m_c + \omega k_1 - \alpha i_1}{E + m_c L} L \cos \omega(T-\tau_1) + e^{-\alpha(T-\tau_1)} \left[\frac{\alpha m_c L - \alpha L k_1 - \omega L i_1 - 2\alpha v_1}{\omega(E + m_c L)} \right] \times \sin \omega(T-\tau_1),$$

$$J_{12} = -\frac{1}{\omega L} e^{-\alpha(T+\tau_1)} \sin \omega(T-\tau_1),$$

$$J_{21} = e^{-\alpha(T-\tau_1)} \left[\frac{\omega k_2 + \alpha v_1}{E + m_c L} \right] L \cos \omega(T-\tau_1) - e^{-\alpha(T-\tau_1)} \left[\frac{\alpha k_2 + \omega v_1}{E + m_c L} + \frac{2\alpha^2 C v_1 - m_c}{\omega C(E + m_c L)} \right]$$

$$\times L \sin \omega(T - \tau_1),$$

$$J_{22} = e^{-\alpha(T+\tau_1)} \left[\cos \omega(T - \tau_1) - \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega(T - \tau_1) \right].$$

特征多项式为

$$\lambda^2 - (J_{11} + J_{22})\lambda + J_{11}J_{22} - J_{12}J_{21} = 0, \quad (12)$$

解特征多项式方程得到

$$\lambda_{1,2} = 0.5(J_{11} + J_{22}) \pm 0.5\sqrt{(J_{11} + J_{22})^2 - 4(J_{11}J_{22} - J_{12}J_{21})}, \quad (13)$$

即离散系统的 Jacobi 矩阵有两个非零特征值。

当 $i_n \geq I_{b2}$ 时, 离散系统存在一个不动点 X_Q , 且 $I = 0$. 由 (6) 式可导出

$$J_{11} = 0, \quad J_{12} = 0,$$

$$J_{21} = e^{-\alpha(2T-2\tau_1-\tau_2)} \times \left[(\omega k_2 - \alpha v_1) \frac{\partial \tau_2}{\partial i_n} + \frac{2\alpha L v_1}{E + m_c L} \right] \cos(\omega \tau_2) - e^{-\alpha(2T-2\tau_1-\tau_2)} \times \left[(\alpha k_2 + \omega v_1) \frac{\partial \tau_2}{\partial i_n} - \frac{m_c L - 2\alpha^2 L C v_1}{\omega C(E + m_c L)} \right] \sin(\omega \tau_2) + 2\alpha v_2 e^{-2\alpha(T-\tau_1-\tau_2)} \left(\frac{\partial \tau_2}{\partial i_n} - \frac{L}{E + m_c L} \right),$$

$$J_{22} = e^{-\alpha(2T-2\tau_1-\tau_2)} \times \left[(\omega k_2 - \alpha v_1) \frac{\partial \tau_2}{\partial v_n} + e^{-2\alpha\tau_1} \right] \cos(\omega \tau_2) - e^{-\alpha(2T-2\tau_1-\tau_2)} \times \left\{ [\alpha k_2 + \omega v_1] \frac{\partial \tau_2}{\partial v_n} + \frac{\alpha}{\omega} e^{-2\alpha\tau_1} \right\} \sin(\omega \tau_2) + 2\alpha v_2 e^{-2\alpha(T-\tau_1-\tau_2)} \frac{\partial \tau_2}{\partial v_n},$$

其中,

$$\frac{\partial \tau_2}{\partial i_n} = -\frac{m_c \omega L + (m_c \alpha L - 2\alpha v_1) \tan(\omega \tau_2)}{\omega^2 (E + m_c L) [k_1 - i_1 \tan(\omega \tau_2)]},$$

$$\frac{\partial \tau_2}{\partial v_n} = \frac{e^{-2\alpha\tau_1} \tan(\omega \tau_2)}{\omega^2 L [k_1 - i_1 \tan(\omega \tau_2)]}.$$

特征多项式为

$$\lambda^2 - J_{22}\lambda = 0, \quad (14)$$

由此得到

$$\lambda_1 = J_{22}, \quad \lambda_2 = 0. \quad (15)$$

从上式可知, 离散系统总是有一个零特征值和一个非零特征值。

斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的 Lyapunov 指数可表示为^[18]

$$\begin{bmatrix} \lambda_{L1} \\ \lambda_{L2} \end{bmatrix} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \ln |\text{eig}(J_n J_{n-1} \cdots J_1)|, \quad (16)$$

由此可得到其最大 Lyapunov 指数为

$$\lambda_L = \max(\lambda_{L1}, \lambda_{L2}), \quad (17)$$

其中, $\text{eig}(J_n J_{n-1} \cdots J_1)$ 为 $J_n J_{n-1} \cdots J_1$ 的特征根的函数, $\max(\lambda_{L1}, \lambda_{L2})$ 为 λ_{L1} 与 λ_{L2} 两者之间最大值的函数。

3 斜坡补偿的动力学机理

3.1 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的工作状态域

选取斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的电路参数为: $L = 200 \mu\text{H}$, $C = 200 \mu\text{F}$, $T = 100 \mu\text{s}$ 和 $I_{\text{ref}} = 2.5 \text{ A}$, 以其输入电压 E 、负载电阻 R 和斜坡补偿电流斜率 m_c 为可变参数. 利用参数空间映射图, 进行 Buck-Boost 变换器斜坡补偿的动力学行为研究. 分别确定两组可变电路参数范围为: $m_c = 0 \sim 8000$, $E = 1 \sim 8 \text{ V}$ 及 $m_c = 0 \sim 8000$, $R = 2 \sim 12 \Omega$. 由 (7) 式可得在 m_c - E 和 m_c - R 参数空间上的参数空间映射图分别如图 3(a) 和 3(b) 所示. 图 3 中, 根据周期数的大小使用相应的黑白灰度将该映射点在两参数平面中绘出, 白色和灰度较浅的区域代表低周期, 灰度较深和黑色的区域代表混沌, 周期数越大则灰度越深. 为了图示清晰, 在图中加上了虚线以区分不同周期数轨道的分界线。

从图 3 中可以观察到, 在 m_c - E 和 m_c - R 参数空间上, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器主要存在三种工作状态区域: CCM 稳定的周期 1 区域、CCM 次谐波振荡与鲁棒混沌区域 (简称 CCM 鲁棒混沌域), 以及 DCM 次谐波振荡与阵发混沌区域 (简称 DCM 阵发混沌域). 其中, CCM 稳定的周期 1 域与 CCM 鲁棒混沌域以倍周期分岔线为分界线, 称之为稳定性分界线, 表示斜坡补偿 Buck-Boost 变换器稳定与失稳的分界线; CCM 鲁棒混沌域与 DCM 阵发混沌域以 I_{b2} 边界碰撞分岔线为分界线, 称之为模式转移分界线, 表示斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的工作

作模式在 CCM 和 DCM 之间发生转移的分界线.

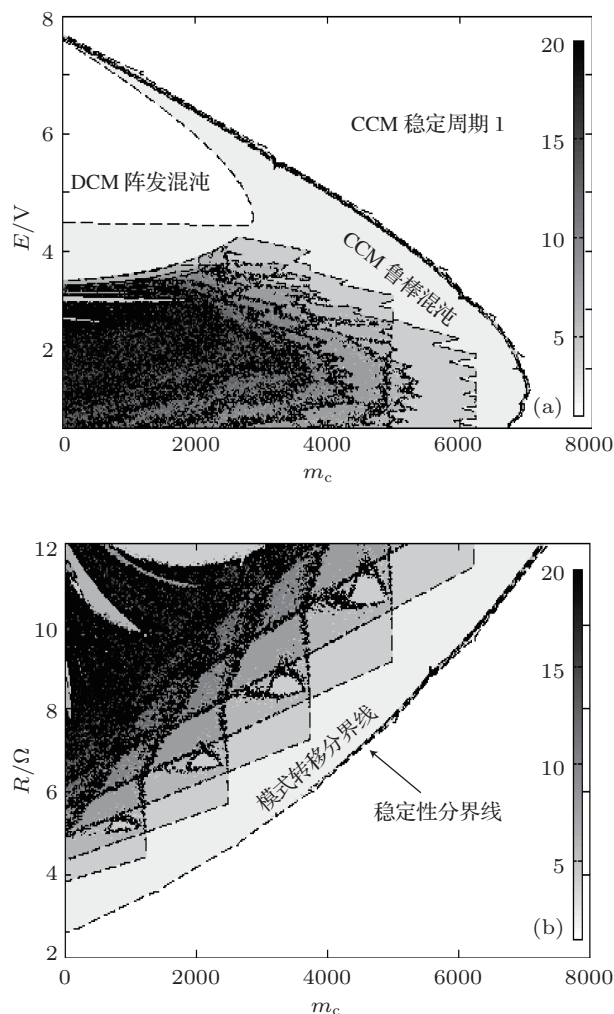


图3 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的工作状态域分布 (a) m_c - E 参数空间; (b) m_c - R 参数空间

3.2 斜坡补偿的动力学行为

固定 $E = 3\text{ V}$ 和 $R = 10\ \Omega$, 斜坡补偿电流斜率 m_c 为可变参数. 由 (7) 式可绘出斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的电感电流分岔图如图 4(a) 所示, 由 (17) 式可计算出最大 Lyapunov 指数如图 4(b) 所示. 图 4(a) 中虚线表示第一边界 I_{b1} , 点划线表示第二边界 I_{b2} . 比较分岔图和最大 Lyapunov 指数, 可见两者在 m_c 变化时所对应的动力学行为是完全一致的, 此外不同参数 m_c 所属工作状态区域与图 4 所表示的是完全相同的.

随着斜坡补偿电流斜率从 8000 逐步减少, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器最初工作在稳定的 CCM 周期 1 振荡状态, 对应的最大 Lyapunov 指数为负值. 当 $m_c = 6400$ 时, 其运行轨道发生倍周期分岔

并进入 CCM 周期 2 次谐波振荡状态, 这时最大 Lyapunov 指数从负值上升至零值后又返回到负值. 当 $m_c = 5500$ 时, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的 CCM 周期 2 轨道与电感电流边界 I_{b1} 相遇, 引发边界碰撞分岔, 运行轨道突变成 CCM 混沌轨道, 相应的最大 Lyapunov 指数从负值穿过零值变为正值. 在 $m_c = 1900$ — 5500 区间, 混沌轨道具有鲁棒稳定性, 整个区间无周期窗口, 最大 Lyapunov 指数较为平滑, 因此该区间称之为 CCM 鲁棒混沌域. 当 $m_c = 1900$ 时, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的混沌轨道经与电感电流边界 I_{b2} 发生边界碰撞分岔后转移至 DCM 弱混沌状态. 工作模式从 CCM 至 DCM 转移后, 混沌区域内存在多周期窗口, 最大 Lyapunov 指数从正值穿过零值返回到负值, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的运行轨道表现为强阵发性弱混沌状态.

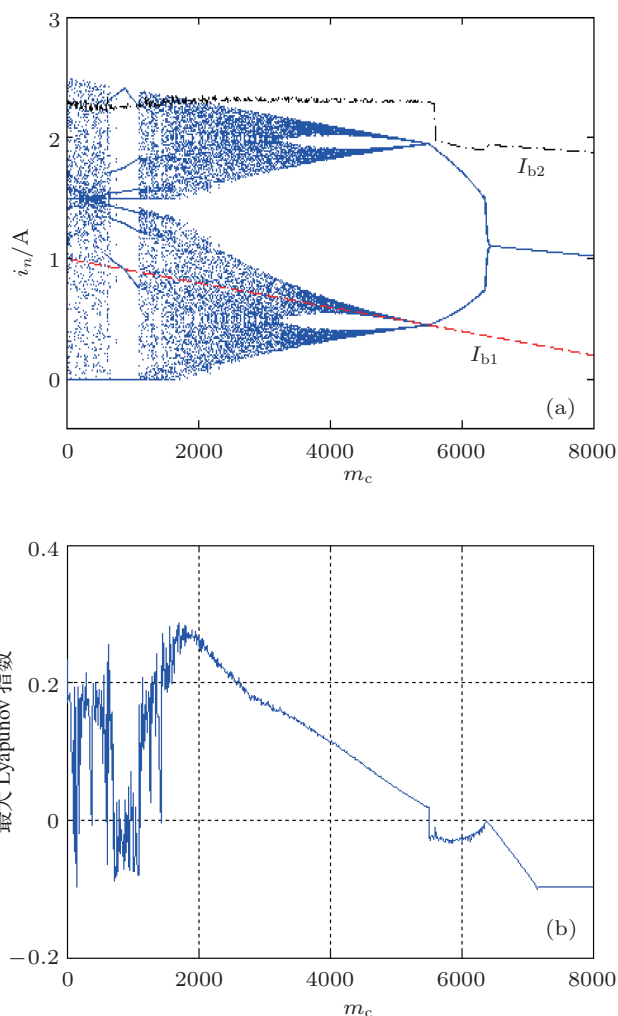


图4 斜坡补偿电流斜率变化的动力学行为 (a) 电感电流分岔图; (b) 最大 Lyapunov 指数

综上所述, 通过引入合适的斜坡补偿电流, 可以使得 Buck-Boost 变换器的工作状态从 DCM 阵发混沌态转移至 CCM 鲁棒混沌态, 实现工作模式转移; 同时斜坡补偿电流还可以使得 Buck-Boost 变换器的工作状态从 CCM 鲁棒混沌态到 CCM 周期 1 态, 有效拓宽其稳定工作范围, 实现混沌的镇定控制.

3.3 斜坡补偿的混沌镇定控制机理

从上述分析可知, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器从稳定的周期振荡到不稳定的次谐波振荡, 即失稳是由倍周期分岔行为所引起的. 通过引入合适的斜坡补偿电流可以有效去除次谐波振荡现象, 并拓宽系统的稳定周期振荡范围^[9,11]. 由 (8) 式给出的 Jacobi 矩阵, 通过检查斜坡补偿电流斜率 m_c 变化时特征值的运动轨迹, 可以获得斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的分岔路由和稳定特性. 如果 Jacobi 矩阵所有特征值位于单位圆内, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器是稳定的. 任何特征值轨迹从单位圆内部穿越到外部, 意味着平衡状态失稳, 即在该交叉点上发生了分岔行为^[19].

在失稳时, 斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的电感电流满足条件 $I_{b1} < i_n < I_{b2}$, 这时负特征值刚好位于单位圆上 -1 处. 设定失稳时斜坡补偿电流斜率 m_c 的临界值为 m_{c1} , 因此由 (13) 式可得以下关系式:

$$J_{12}J_{21} - J_{11}J_{22} - J_{11} - J_{22} = 1, \quad (18)$$

该关系式是斜坡补偿电流斜率 m_{c1} 的隐函数. 由数值仿真可计算得到临界值 m_{c1} , 并在 m_c - E 和 m_c - R 参数空间上可绘出稳定性分界线曲线分别如图 5(a) 和 5(b) 中的实线所示, 该曲线在参数空间上划分出了稳定的周期 1 区域和不稳定的次谐波振荡与混沌振荡区域, 其结果与图 3 中的稳定性分界线相符.

3.4 斜坡补偿的工作模式转移机理

斜坡补偿 Buck-Boost 变换器发生 CCM 至 DCM 的工作模式转移是由边界碰撞分岔行为所引起的. 工作模式转移时, 刚好混沌轨道与电感电流边界 I_{b2} 相遇, 此时电感电流 i_{n+1} 处于最大值 $i_{n+1,max}$, 即满足

$$I_{b2} = i_{n+1,max}, \quad (19)$$

其中, $i_{n+1,max} = I_{ref} - m_c T$.

设定斜坡补偿 Buck-Boost 变换器发生工作模式转移时的临界斜坡补偿为 m_{c2} , 则由 (3) 式可将 (19) 式转化为

$$I_{ref} - m_{c2}T = I_{ref} - \left(\frac{E}{L} + m_{c2}\right)(T - \tau_2), \quad (20)$$

即有

$$(E + m_{c2}L)\tau_2 = ET, \quad (21)$$

(21) 式中 τ_2 为 m_{c2} 的隐函数, 因此 (21) 式为关于 m_{c2} 的超越方程, 可通过数值解析进行求解.

由 (21) 式在 m_c - E 和 m_c - R 参数空间上可绘出工作模式转移分界线曲线分别如图 5(a) 和 5(b) 中的点线所示, 该曲线在参数空间上划分出了 CCM 鲁棒混沌区域和 DCM 阵发混沌区域, 其结果与图 3 中的模式转移分界线一致.

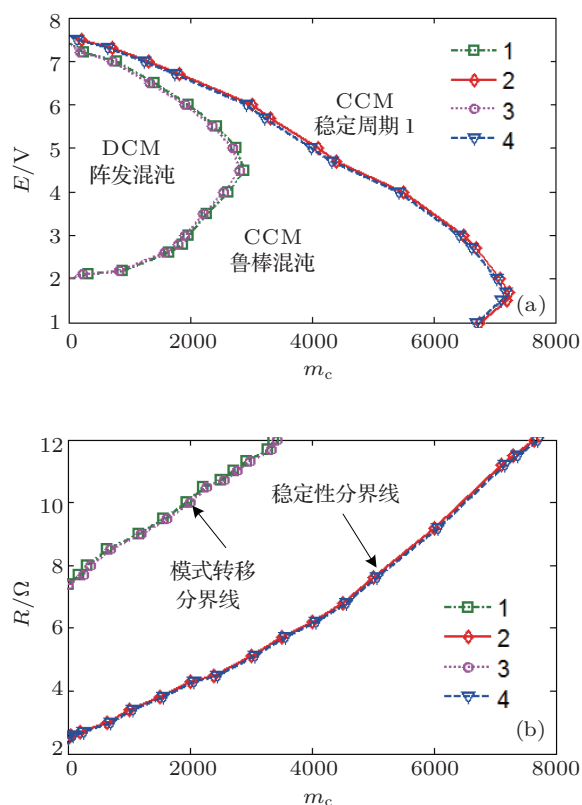


图 5 由稳定性分界线和模式转移分界线划分的工作状态域分布 (a) m_c - E 参数空间; (b) m_c - R 参数空间; 图中 1 号点划线为模式转移分界线的仿真结果, 2 号实线为稳定性分界线的仿真结果, 3 号点线为模式转移分界线的实验结果, 4 号虚线为稳定性分界线的实验结果

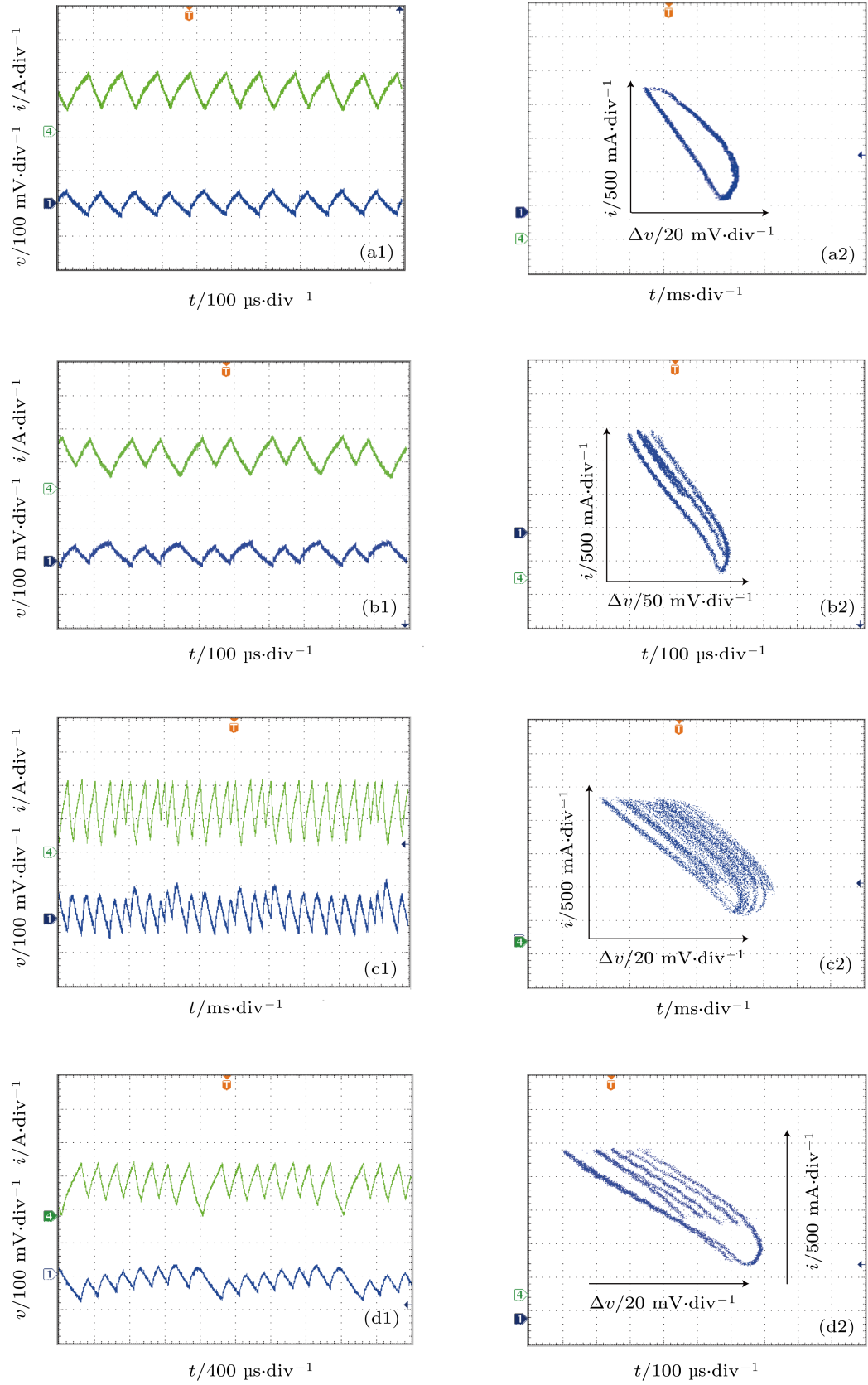


图6 电感电流和输出电压实验波形 (a1), (b1), (c1) 和 (d1) 为时域波形图; (a2), (b2), (c2) 和 (d2) 为相轨图; (a) $m_c = 6800$; (b) $m_c = 6000$; (c) $m_c = 2500$; (d) $m_c = 1000$

4 实验验证

斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的实验电路参数选取如下: 主电路中, 输入电压为 3 V, 电感为 200 μ H, 其额定电流 3 A, 电容为 200 μ F, 其 ESR 值为 50 m Ω , 开关频率为 10 kHz; 控制电路中, 采样电阻为 50 m Ω , 采样电阻两端电压经过 LT1357 运算放大器放大后作为电感电流采样信号, 电流参考信号为 2.5 V, 电流采样信号与参考电流经比较器 LM319N 比较输出作为 RS 触发器的输入信号, 采用 HD74LS02P 或非门搭建的 RS 触发器输出 PWM 调制信号经过驱动芯片 IR2125 驱动 MOSFET 开关管. 斜坡补偿电流斜率变化时对应的电感电流和输出电压的时域波形图和相轨图如图 6 所示, 由于实验电路中存在寄生参数 (二极管和开关管的导通电阻、电感和电容的串联等效电阻等), 在图 6 所示实验波形中, 电感电流呈现出指数上升和下降的特性, 存在一定的弯曲度, 而不是如图 2 所示理想情况下, 电感电流所呈现的线性上升和下降的特性.

由图 6 所示的时域波形图和相轨图可知, 当斜坡补偿电流斜率 m_c 为 6800 时, 电感电流和输出电压均为稳定的周期 1 振荡, 周期为 100 μ s, 变换器工作在 CCM 周期 1 状态; 当 $m_c = 6000$ 时, 电感电流和输出电压出现次谐波振荡现象, 变换器工作在 CCM 周期 2 状态; 当 $m_c = 2500$ 时, 呈现出非周期的混沌现象, 此时开关变换器仍然工作在 CCM; 而当 $m_c = 1000$ 时, 呈现出混沌振荡波形中有着间隙性的周期现象, 且此时开关变换器工作在 DCM. 将图 6 中的实验结果与图 4 中不同 m_c 所对应的动力学行为进行比较, 可知两者是完全一致的.

分别选择不同的输入电压和负载电阻, 由实验可测得斜坡补偿 Buck-Boost 变换器失稳和模式转移的临界斜坡补偿电流斜率, 由此可绘出稳定性分界线与工作模式转移分界线的曲线分别如图 5 中虚线和点线所示. 这些实验测试数据绘制的曲线与数值仿真所绘制的曲线重叠性较好, 充分验证了理论分析结果的正确性.

5 结论

以 Buck-Boost 变换器为例, 深入研究了开关变换器斜坡补偿动力学机理, 包括斜坡补偿的混沌镇定控制机理和工作模式转移机理. 首先, 建立了含斜坡补偿的具有两个电感电流边界的二维离散时间模型, 并推演出了相应的 Jacobi 矩阵, 由此得到了斜坡补偿 Buck-Boost 变换器的工作状态域分布和斜坡补偿变化的动力学行为. 然后, 通过分析稳定性失稳和边界碰撞分岔的条件, 讨论了斜坡补偿对开关 DC-DC 变换器稳定周期振荡性能和工作模式转移的影响, 分别给出了稳定性分界线和工作模式转移分界线. 最后, 搭建了电路实验平台, 其实验结果与理论结果相符, 验证了理论分析的正确性. 开关变换器斜坡补偿动力学机理研究结果表明在开关 DC-DC 变换器反馈控制电路中引入适当的斜坡补偿电流斜率, 既可以有效拓宽稳定工作范围, 又可以致使其工作模式从 DCM 转移到 CCM. 开关变换器斜坡补偿动力学机理研究为电流控制开关 DC-DC 变换器的斜坡补偿回路设计提供了理论分析依据, 有利于斜坡补偿参数和电路参数的选择.

-
- [1] Leyva-Ramos J, Ortiz-Lopez M G, Diaz-Saldierna L H, Morales-Saldana J A 2009 *IET Power Electron.* **2** 605
 - [2] Chen J H, Chau K T, Chan C C 2000 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **47** 67
 - [3] Deane J H B, Hamill D C 1990 *IEEE Trans. Power Electron.* **5** 260
 - [4] Tse C K, Bernardo M D 2002 *Proc. IEEE* **90** 768
 - [5] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys.* **16** 933
 - [6] Dai D, Ma X K, Li X F 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2729 (in Chinese) [戴栋, 马西奎, 李小峰 2003 物理学报 **52** 2729]
 - [7] Zhou Y F, Chen J N, Ke D M 2005 *Acta Electron. Sin.* **33** 915 (in Chinese) [周宇飞, 陈军宁, 柯导明 2005 电子学报 **33** 915]
 - [8] Bao B C, Zhou G H, Xu J P, Liu Z 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3699 (in Chinese) [包伯成, 周国华, 许建平, 刘中 2010 物理学报 **59** 3699]
 - [9] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2008 *J. Univ. Electron. Sci. Technol. of China* **37** 397 (in Chinese) [包伯成, 许建平, 刘中 2008 电子科技大学学报 **37** 397]
 - [10] 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]
 - [11] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2009 *Chin. Phys. B* **18** 4742
 - [12] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2009 *Acta Electron. Sin.* **37** 2787 [包伯成, 许建平, 刘中 2009 电子学报 **37** 2787]
 - [13] Zhou G H, Xu J P, Bao B C, Jin Y Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 060508
 - [14] Bi Y C, Wang X F, Liu L S 2010 *J. Harbin Univ. Sci. Technol. of China* **15** 77 (in Chinese) [毕玉春, 汪小峰, 刘立生 2010 哈尔滨理工大学学报 **15** 77]
 - [15] Bao B C, Zhou G H, Xu J P, Liu Z 2011 *IEEE Trans. Power Electron.* **26** 1968
 - [16] Liu F 2010 *Chin. Phys. B* **19** 080511
 - [17] Xu J P, Zhou G H, He M Z 2009 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **56** 3222
 - [18] Elaydi S N 2008 *Discrete Chaos with Applications in Science and Engineering* (Boca Raton: Chapman & Hall/CRC)
 - [19] Chen Y F, Tse C K, Qiu S S, Lindenmüller L, Schwarz W 2008 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **1** 55 3335

Dynamical mechanism of ramp compensation for switching converter*

Yang Ping¹⁾ Bao Bo-Cheng^{2)†} Sha Jin¹⁾ Xu Jian-Ping¹⁾

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

2) (School of Information Science and Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

(Received 11 June 2012; revised manuscript received 19 July 2012)

Abstract

By introducing ramp compensation current into the feedback control circuit of current controlled switching DC-DC converter it can not only effectively extend the stable operation range of the switching DC-DC converter to realize chaotic stability control, but also shift its operation mode from discontinuous conduction mode to continuous conduction mode to realize operation mode shift. Taking current-controlled buck-boost converter as example by establishing the two-dimensional discrete-time model and the corresponding Jacobian matrix of current-controlled buck-boost converter with ramp compensation and two inductor current borders, the dynamical mechanism of ramp compensation for switching DC-DC converter is investigated. By analyzing the conditions of the instability and border collision bifurcation, the effects of the ramp compensation on the stable period oscillation and operation mode shift of switching DC-DC converter are discussed, and the corresponding stability boundary and mode shift boundary are obtained. Finally, an experimental circuit is built and the results are observed, from which the physical significance of the ramp compensation for chaotic stability control and operation mode shift of switching DC-DC converter is illustrated and the correctness of theoretical analysis is verified.

Keywords: buck-boost converter, ramp compensation, mode shift, stability control

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.010504

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51177140, 51277017) and the Natural Science Foundation of Changzhou, Jiangsu Province, China (Grant Nos. CJ20120004, CJ20110023).

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