

具有两个边界的 Boost 变换器分岔行为和 斜坡补偿的镇定控制*

包伯成^{1)†} 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)

(2008 年 10 月 5 日收到, 2008 年 11 月 11 日收到修改稿)

电流控制型 Boost 变换器在较宽的电路参数下具有两个边界, 建立了采用斜坡补偿电流的分段光滑迭代映射方程, 并导出了轨道状态发生转移时的分界线方程, 通过数值仿真得到了输入电压和斜坡补偿斜率变化时的逆分岔图和它们的动力学行为分布图. 研究结果表明, 随着输入电压逐步减小, Boost 变换器从稳定的周期 1 态, 经在边界 1 上发生边界碰撞分岔后进入连续传导模式 (CCM) 下的鲁棒混沌态, 并经过在边界 2 上发生边界碰撞分岔后进入不连续传导模式 (DCM) 下的强阵发性的弱混沌态. 通过引入合适的斜坡补偿电流, Boost 变换器的工作模式可以从 DCM 转移到 CCM, 也可以被镇定在稳定的周期 1 态.

关键词: Boost 变换器, 斜坡补偿, 迭代映射方程, 镇定控制

PACC: 0545

1. 引 言

开关 DC-DC 变换器是一个典型的非线性时变系统, 存在各种类型的分岔与混沌等非线性动力学现象^[1-15], 例如单周期控制 Buck 和 Boost 变换器分别具有降频和低频波动现象^[3, 4]、电压反馈型或电流控制型 DC-DC 变换器产生倍周期分岔、Hopf 分岔和边界碰撞分岔等现象^[1, 2, 5-14], 以及在耦合扰动下 DC-DC 变换器发生时间分岔现象^[15], 等等. 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.

对于开关变换器的设计, 应该尽量避免混沌现象的发生, 因此, 研究开关变换器中混沌产生的方式和分析方法, 以及研究混沌状态的控制, 使变换器工作于稳定的周期状态, 实现系统的稳定运行, 是十分必要的. 目前, 开关 DC-DC 变换器的混沌控制技术主要采用反馈控制和非反馈控制的混沌控制方

法^[16-19]. 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^[16-18]. 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^[19].

开关 DC-DC 变换器的斜坡补偿属于反馈控制方法, 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^[18, 20]. 通过在开关变换器反馈控制电路中引入适当的斜坡补偿电流或电压, 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.

当开关 DC-DC 变换器处于连续工作模式 (CCM) 下时, 系统在两种电路拓扑结构之间切换, 可以使用具有两段形式的分段光滑迭代映射对其进行研究^[5-10], 这时系统映射存在一个边界, 运行轨道经边界碰撞分岔后直接由周期状态通向混沌状态. 但

* 国家自然科学基金(批准号 50677056, 60472059)资助的课题.

† 通讯联系人. E-mail: mervinbao@126.com

是,当处于不连续工作模式(DCM)下时,开关 DC-DC 变换器在三种电路拓扑结构之间切换,需使用具有三段形式的分段光滑迭代映射对其进行研究^[12-14],这时系统映射存在两个边界,运行轨道经边界碰撞分岔后直接进入强阵发性的弱混沌区域.实际上,开关 DC-DC 变换器在较宽的电路参数变化区间内,或者在反馈控制电路中引入一个斜坡补偿电流,其工作模式在 CCM 与 DCM 之间将发生转移现象,系统映射在一个边界与两个边界之间将存在转换现象.关于电路参数变化时开关 DC-DC 变换器工作模式的转移、映射在一个边界与两个边界间的转换及含有斜坡补偿的三段形式的分段光滑迭代映射等方面的研究尚未见报道.本文将通过建立适用于宽电路参数变化区间且含有斜坡补偿的开关 DC-DC 变换器迭代映射模型,对具有两个边界的 Boost 变换器的分岔行为进行研究,同时对引入斜坡补偿电流的开关变换器的工作模式转移和镇定控制机理进行理论分析和数值仿真研究.

2. 采用斜坡补偿的 Boost 变换器的一维映射方程

2.1. 采用斜坡补偿的 Boost 变换器

采用斜坡补偿电流的电流控制型 Boost 变换器的原理图如图 1 所示,其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.电感电流与补偿后的参考电流 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.补偿后的参考电流 i_{ref} 与原参考电流 I_{ref} 有如下关系式:

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

式中 I_{ref} 为未经补偿的参考电流, T 是开关周期, m_c 是斜坡补偿电流的斜率, $\text{mod}(\cdot)$ 是取模函数.当时

钟脉冲开始时,开关管 S 导通,电感电流 i 线性上升,当 i 增加至有补偿的峰值参考电流 i_{ref} 时,比较器复位触发器,开关管 S 关断,电感与输出 RC 产生谐振,电感电流 i 近似线性下降,直至下一个时钟脉冲开始时,开关管 S 再一次导通.在电感电流 CCM 模式,电感电流始终为非零,而在电感电流 DCM 模式,在开关管 S 关断期间,电感电流下降到零值,并保持到下一个时钟脉冲开始.

在 CCM 模式,如果在整个时钟周期内,线性上升的电感电流不能到达参考电流 I_{ref} ,比较器不能复位触发器,即开关管一直处于导通状态,这时 Boost 变换器将处于混沌态.采用斜坡补偿电流后,线性上升的电感电流将与补偿后的参考电流 i_{ref} 比较并复位触发器,使得 Boost 变换器被镇定在稳定的周期态.图 2 给出了工作于 CCM 模式的 Boost 变换器采用斜坡补偿镇定控制的电感电流波形示例图,图中 I_{ref} 为参考电流, i_{ref} 为补偿后的参考电流, 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, m_c 为斜坡补偿电流的斜率, I_{bl1} 为第一个边界.如图 3 所示电感电流波形说明,通过采用斜坡补偿,可以使得 Boost 变换器发生从 DCM 到 CCM 的转移,这里 I_{bl2} 为第二个边界.第一个边界 I_{bl1} 和第二个边界 I_{bl2} 的定义请参见下面内容.

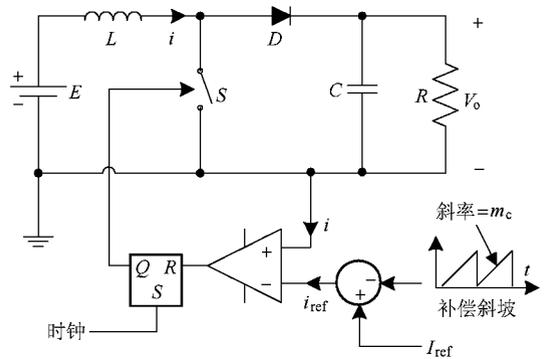


图 1 采用斜坡补偿的电流模式控制 Boost 变换器

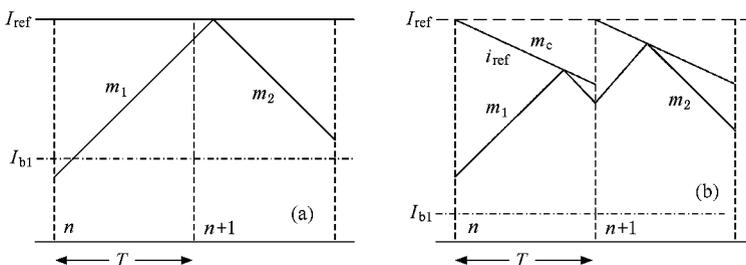


图 2 CCM 模式斜坡补偿镇定控制的电感电流波形示例 (a)无斜坡补偿 (b)采用斜坡补偿



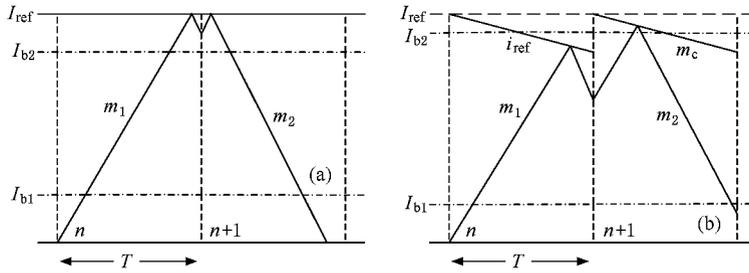


图3 发生 DCM—CCM 模式转移的电感电流波形示例 (a) 无斜坡补偿 (b) 采用斜坡补偿

由图 2 和图 3 可以看出,通过引入适当斜率的斜坡补偿电流,可以使得 Boost 变换器工作模式发生转移,并最终消除变换器电路的不稳定非线性现象.

2.2. 一维迭代映射方程

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迭代模型.在图 1 中,电容器用于光滑输出电压,如果时钟周期与 RC 时间常数相比足够小,输出电压可以认为恒定不变,输出部分可以用一个直流电压源 V_o 表示.在这种情形下,开关变换器变成一维系统,电感电流波形成分段线性波形.

设电流控制型 Boost 变换器的电感电流斜率在开关管导通或截止期间分别为

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

设 $i_n = i(nT)$ 是电感电流在时钟 nT 时刻的采样值, $i_{n+1} = i[(n+1)T]$ 是电感电流在下一个时钟 $(n+1)T$ 时刻的采样值.

工作于 DCM 模式的 Boost 变换器在离散状态空间中具有两个边界.定义第一个边界 I_{b1} 为电感电流在时钟周期结束时刚好到达补偿后的参考电流 i_{ref} 时,时钟周期开始时的电感电流的值;定义第二个边界 I_{b2} 为电感电流在时钟周期结束时刚好下降到 0 时,时钟周期开始时的电感电流的值.按照两个边界的定义,有以下关系式:

$$I_{b1} = I_{ref} - (m_1 + m_c)T, \quad (3)$$

$$I_{b2} = \frac{(m_1 + m_2)I_{ref} - m_2(m_1 + m_c)T}{m_2 - m_c}, \quad (4)$$

这样,在两个相邻时钟 nT 和 $(n+1)T$ 时刻,有三种类型的运行轨道,分别表示为

1) $i_n \leq I_{b1}$ 时,在整个时钟周期内,开关管保持在导通状态,此时映射方程式为

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

2) $I_{b2} > i_n > I_{b1}$ 时,电感电流上升到 i_{ref} ,开关状态发生转换,开关管从导通状态进入关断状态.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

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

3) $i_n \geq I_{b2}$ 时,电感电流下降到 0,即变换器进入 DCM.因此,在第 n 个时钟周期结束时,映射方程为

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

(5)(6)和(7)式所描述的电感电流的迭代映射方程是一维离散动力系统,容易验证该映射方程在两个断点处是连续的.其映射回归图如图 4 所示,图中斜率 1 = 1,斜率 2 = $-(m_2 - m_c)/(m_1 + m_c)$.

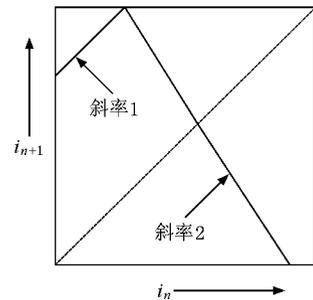


图4 DCM 下的映射回归图

在电路参数变化时,分段光滑系统会发生分岔到混沌的动力学行为.当没有斜坡补偿时,选取电路参数为 $V_o = 20 \text{ V}$, $I_{ref} = 1 \text{ A}$, $T = 100 \mu\text{s}$ 及 $m_c = 0$,并选择输入电压为分岔参数,得到此时 Boost 变换器的分岔图及其相应的 Lyapunov 指数谱如图 5 所示.

从图 5 中可以发现 Boost 变换器具有十分复杂的动力学行为.随着输入电压 E 的减小,系统出现了倍周期通往混沌的道路.第一次倍周期分岔发生在 $E = 10 \text{ V}$ 时,这时 Lyapunov 指数刚好从负值上

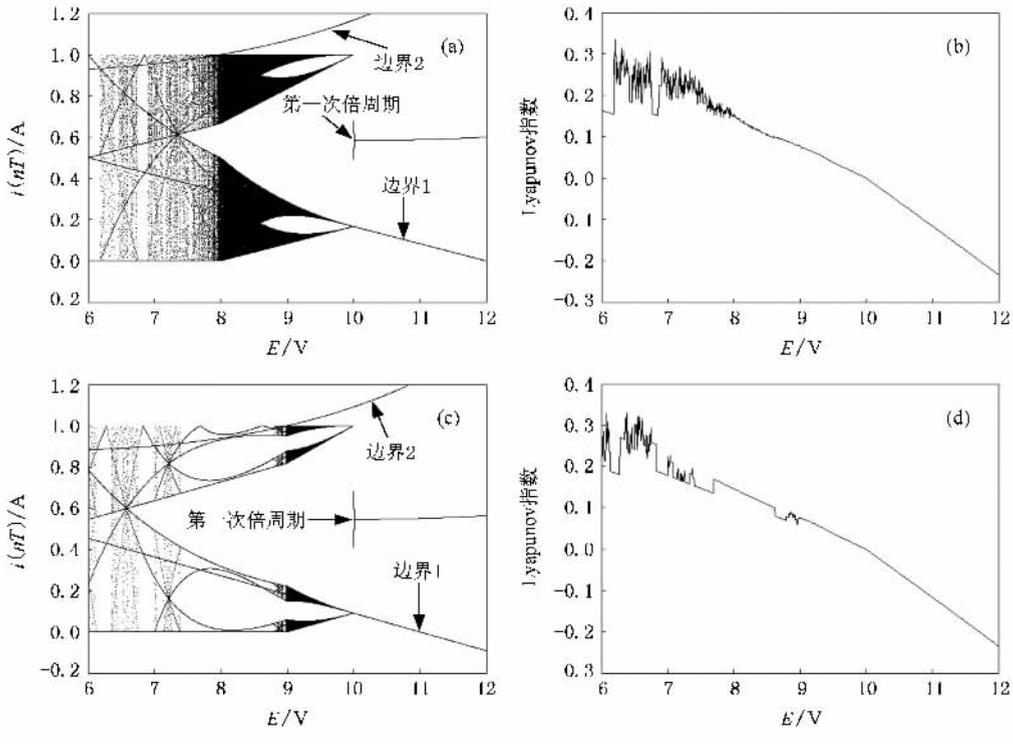


图5 E 为参数的分岔图及其相应的 Lyapunov 指数谱 (a) $L = 1.2$ mH 时的分岔图 ;(b) $L = 1.2$ mH 时的 Lyapunov 指数 (c) $L = 1.1$ mH 时的分岔图 (d) $L = 1.1$ mH 时的 Lyapunov 指数

升到 0.在此参数值处,系统不稳定的周期 2 轨道与第一个边界 I_{b1} 相遇发生了边界碰撞分岔,系统轨道直接进入 CCM 下的鲁棒混沌态.输入电压 E 进一步减小, Lyapunov 指数正值增大,混沌轨道在与第二个边界 I_{b2} 相遇并发生边界碰撞分岔后进入了 DCM 下的强阵发性的弱混沌态.

从图 2 和图 3 可以看到,在 $(n + 1)$ 个时钟来临之际,最大电感电流 i_{n+1} 的值,即 Boost 变换器在混沌态时电感电流的最大值为

$$i_{n+1 \max} = I_{\text{ref}} - m_c T, \quad (8)$$

混沌轨道与边界 2 发生边界碰撞,即发生 CCM—DCM 转移时,满足 $I_{b2} = i_{n+1 \max}$,因此有以下关系式:

$$I_{\text{ref}} - m_c T = \frac{(m_1 + m_2)I_{\text{ref}} - m_2(m_1 + m_c)T}{m_2 - m_c}. \quad (9)$$

由(9)式可以得到从 CCM 转移到 DCM 时输入电压的临界值为

$$E_{\text{Mode}} = \frac{V_o}{2} - \frac{LI_{\text{ref}}}{2T} + \sqrt{\left(\frac{V_o}{2} - \frac{LI_{\text{ref}}}{2T}\right)^2 - \frac{L^2}{T}m_c I_{\text{ref}} + m_c^2 L^2}, \quad (10)$$

若给定输入电压 E ,则由(9)式可得到发生 CCM—DCM 转移时斜坡补偿斜率的临界值为

$$m_{\text{Mode}} = \frac{I_{\text{ref}}}{2T} - \sqrt{\left(\frac{I_{\text{ref}}}{2T}\right)^2 + \frac{E^2 - V_o E}{L^2} + \frac{EL_{\text{ref}}}{TL}}. \quad (11)$$

无斜坡补偿时,由(10)式可以得到工作模式转移时输入电压的临界值为

$$E_{\text{Mode}} = V_o - LI_{\text{ref}}/T. \quad (12)$$

根据上面选取的电路参数,在 $L = 1.2$ mH 时有临界值 $E_{\text{Mode}} = 8$ V,而在 $L = 1.1$ mH 时有临界值 $E_{\text{Mode}} = 9$ V.两个结果与图 5(a)和(c)分岔图中出现工作模式转移时所对应的参数值完全一致.

Boost 变换器进入 DCM 后,分岔图上出现了多个周期窗,并表现为弱混沌和强阵发性.不难观察到,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,意味着在混沌态中存在阵发周期行为.

3. 采用斜坡补偿的模式转移和镇定控制机理

基于上面给出的电流控制型 Boost 变换器的离

散迭代映射方程,可以对开关变换器在引入斜坡补偿电流后其动力学特性的变化进行研究.

当开关变换器引入斜率为 $m_c = 600$ 和 $m_c = 1200$ 的斜坡补偿电流时,系统的分岔图分别如图 6 (a) 和 (b) 所示,这里选取的电路参数为 $V_o = 20 \text{ V}$, $I_{\text{ref}} = 1 \text{ A}$, $L = 1.2 \text{ mH}$ 和 $T = 100 \mu\text{s}$. 第一次倍周期分岔后,不稳定的周期 2 轨道撞击到边界 1 而引发了边界碰撞分岔,并且直接通向了混沌.混沌轨道不断扩展,随着输入电压进一步减小,分片的吸引子两两合并,最后连成了一片.

如图 6 (a) 所示,斜坡补偿电流斜率为 $m_c = 600$

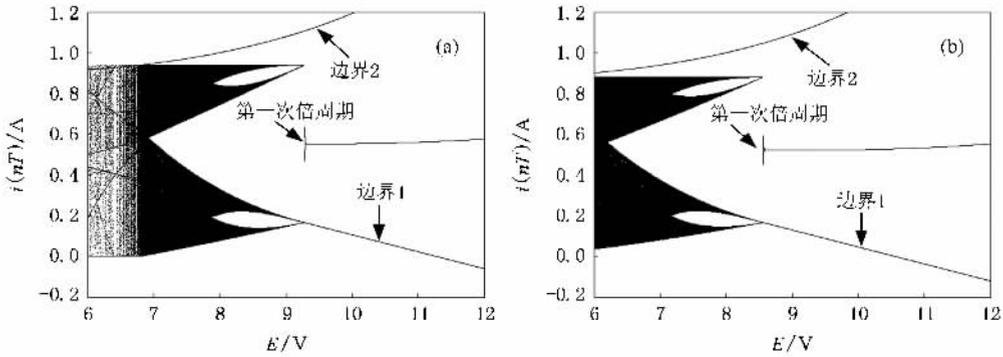


图 6 采用斜坡补偿后 Boost 变换器分岔图 (a) $m_c = 600$ (b) $m_c = 1200$

有效地拓宽系统的稳定范围.

明显地,在稳定的周期 1 工作区间,不会发生 $i_n \leq I_{b1}$ 的情形.因此,变换器的稳定性只在 $I_{b2} > i_n > I_{b1}$ 的情形受到影响.由 (6) 式,内部含有补偿回路的特征方程的特征根 λ 为

$$\lambda = -\frac{m_2 - m_c}{m_1 + m_c}. \quad (13)$$

对于开关变换器稳定周期 1 的情况, λ 必须落在 -1 至 1 的区间内,当 λ 通过 -1 越出该区间,则变换器将产生倍周期分岔.特别地,当 $\lambda = -1$ 时,会发生第一次倍周期分岔.代入 $\lambda = -1$,可以获得临界补偿斜率 M_c 为

$$M_c = \frac{m_2 - m_1}{2} = \frac{V_o - 2E}{2L}, \quad (14)$$

式中 M_c 是为确保变换器电路处于周期 1 态所需引入的最小斜坡补偿电流斜率.注意到临界补偿斜率随输入电压的增加而线性减小.设定 Boost 变换器补偿斜率为 m_c , 临界输入电压 E_c 可以表示为

$$E_c = 0.5V_o - m_c L. \quad (15)$$

时,第一次倍周期分岔点位于 $E = 9.28 \text{ V}$,CCM—DCM 转移的输入电压临界值为 6.8 V ,与由 (10) 式计算得到的 $E_{\text{Mode}} = 6.8068 \text{ V}$ 完全一致.如图 6 (b) 所示,斜坡补偿电流斜率为 $m_c = 1200$,第一次倍周期分岔点位于 $E = 8.56 \text{ V}$,在图示参数区间内系统轨道与第二个边界不相交,开关变换器的工作模式为 CCM.

比较图 5 (a)、图 6 (a) 和图 6 (b) 可以看出,采用的斜坡补偿电流的斜率越大,变换器电路 DCM 的区间越小,即部分参数区间由 DCM 向 CCM 发生了转移,同时其稳定周期 1 区间越宽,表明斜坡补偿可以

图 7 (a) (c) 和图 6 (a) (b) 中第一次倍周期分岔点所对应的参数值均可由 (15) 式计算得到.

图 7 (a) 显示了补偿斜率 m_c 变化时 Boost 变换器的分岔图,这里 $V_o = 20 \text{ V}$, $L = 1.2 \text{ mH}$, $I_{\text{ref}} = 1 \text{ A}$, $T = 100 \mu\text{s}$ 和 $E = 7 \text{ V}$.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 $m_c = 2500$,这与由 (14) 式计算出的 $M_c = 2500$ 完全一致.同时,也可由 (11) 式计算出发生 CCM—DCM 转移时补偿斜率的临界值 $m_{\text{Mode}} = 512.4$,它也与图示分岔参数 m_c 位置相符.

图 7 (b) 显示了 Boost 变换器电感电流的时域仿真波形.在时间 $0.07 \text{ s} \leq t < 0.08 \text{ s}$ 内,无斜坡补偿电流引入,变换器电路工作在 DCM 下的混沌态,即电感电流在某些开关周期内下降到 0 值,在此区间内周期轨道里夹带着高周期行为和阵发混沌.在时间 $t = 0.08 \text{ s}$,引入了 $m_c = 1500$ 的斜坡补偿电流,变换器电路进入了 CCM 工作模式,运行轨道为鲁棒混沌态.在时间 $t = 0.09 \text{ s}$,引入了 $m_c = 2800$

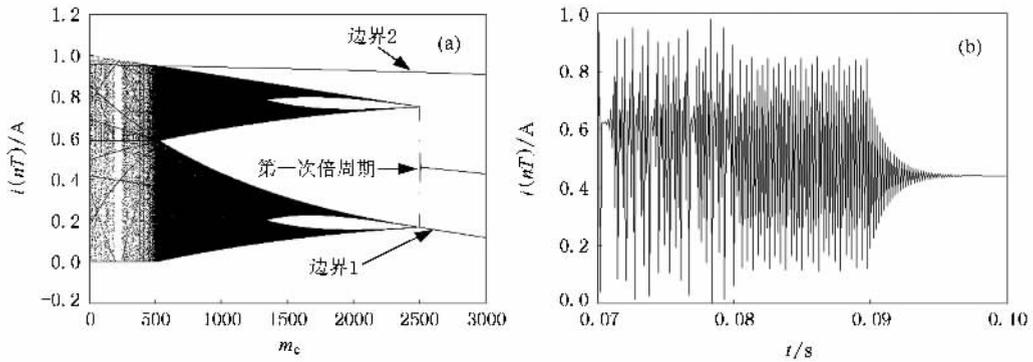


图7 补偿斜率为参数的分岔图及其电感电流波形 (a) m_c 为参数的分岔图 (b) 引入不同 m_c 值后的电感电流波形

的斜坡补偿电流,变换器电路离开混沌态进入了稳定的周期1工作状态。

上述分析结果表明,当 Boost 变换器处于 DCM 不稳定的工作状态时,通过在开关变换器中引入一个斜坡补偿电流,可以使得变换器工作在 CCM,同时也能实现镇定控制,消除电路的不稳定性。

在以上讨论中,电流控制型 Boost 变换器的输入电压和补偿斜率在电路工作时通常假定是连续变化的,而其他参数如电感、输出电压、参考电流和时钟

周期一般假定为常数.因此,我们可以在 E 和 m_c 的参数空间上研究两者参数同时发生变化时的分岔模式.考虑两个电路参数的变化区间为 $E = 4\text{—}10\text{ V}$ 及 $m_c = 0\text{—}3200$,Boost 变换器的参数空间映射,即两参数动力学行为分布图,如图 8(a)和(c)所示.这里,在进行数值仿真时,选取电路参数为 $V_o = 20\text{ V}$, $I_{ref} = 1\text{ A}$ 和 $T = 100\text{ }\mu\text{s}$,图 8(a)的电感值 1.2 mH ,图 8(c)的电感值 1.1 mH .

图 8(a)和(c)是根据周期数的大小使用相应的

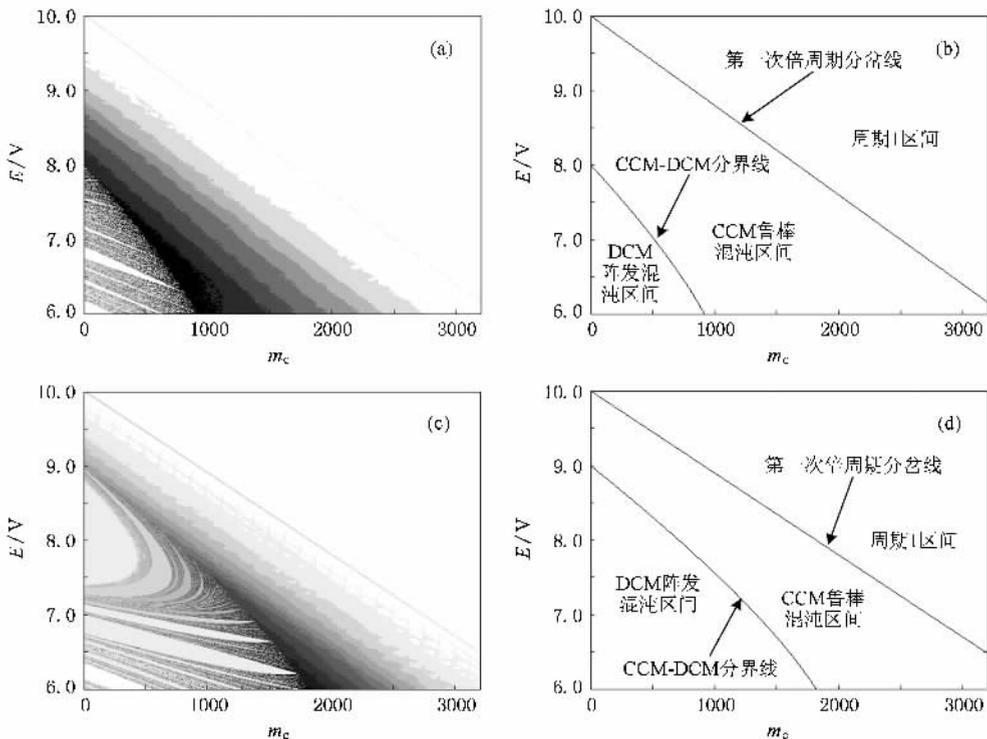


图8 E 和 m_c 同时为参数的动力学行为分布图及相应的状态区间分布 (a) $L = 1.2\text{ mH}$ 时的行为分布图 (b) $L = 1.2\text{ mH}$ 时所对应的状态区间分布 (c) $L = 1.1\text{ mH}$ 时的行为分布图 (d) $L = 1.1\text{ mH}$ 时所对应的状态区间分布

黑白灰度将该映射点在两参数平面中绘出,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.图 8(b)和(d)分别是图 8(a)和(c)所对应的 Boost 变换器运行轨道的状态区间分布图,其中第一次倍周期分岔线(或称周期 1 区域与混沌区域分界线)由(15)式绘出,CCM—DCM 分界线则根据(10)式绘出,可以看出,两条由上面表达式绘出的曲线与由 Boost 变换器的迭代映射方程获得的动力学行为分布图所表示的结果完全一致.

从图 8 中可以观察到,Boost 变换器的工作状态主要分成了三个区域:1)稳定的周期 1 区域,2)CCM 鲁棒混沌区域,以及 3)DCM 阵发混沌区域.三个区域刚好被两条曲线进行分割.第一条曲线为第一次倍周期分岔线,这里变换器轨道与边界 1 发生了边界碰撞分岔,第二条曲线则为 CCM—DCM 间转移的分界线,在这里变换器轨道与边界 2 发生了边界碰撞分岔.从图 8 参数空间映射图中,可以清晰地显示出 Boost 变换器的稳定工作区域,只有选取在该区域内的电路参数,才能确保开关变换器的正常运行.

4. 结 论

电流控制型 Boost 变换器在较宽的电路参数变化区间内具有两个边界,其运行轨道与每一个边界相遇后发生边界碰撞分岔,轨道状态将发生转移,从稳定的周期 1 态突变成 CCM 鲁棒混沌态,并进入 DCM 强阵发性的弱混沌态.

引入斜坡补偿电流,既可以把 Boost 变换器的工作模式从 DCM 转移到 CCM,也可以把它的运行轨道镇定控制在稳定的周期 1 区域.通过建立采用斜坡补偿电流的电流控制型 Boost 变换器的具有两个边界三段形式的分段光滑迭代映射方程,并导出轨道状态发生转移时的分界线方程,相应的数值仿真结果验证了本文理论分析的正确性,同时也揭示了 Boost 变换器在较宽的电路参数变化区间内有着十分复杂的非线性动力行为.开关变换器工作状态区域的正确划分对电路参数的合理选择、混沌的镇定控制以及基于混沌的信息加密和调制等应用有着实际的指导意义.

- [1] Donato C , Giuseppe G 2006 *Nonlinear Dynamics* **44** 251
- [2] Sajid I , Masood A , Suhail A Q 2007 *Int. J. of Electrical , Computer , and Systems Engineering* **1** 166
- [3] 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]
- [4] 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]
- [5] 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]
- [6] Zhao Y B , Zhang D Y , Zhang C J 2007 *Chin. Phys. Lett.* **16** 933
- [7] Tse C K 2002 *IEEE CAS Newsletter* **14-21** 47
- [8] Zhanybai T Z , Evgeniy A S , Erik M 2003 *IEEE Trans. on Circuits and Systems -I* **50** 1047
- [9] Lu H H C , Tse C K 2003 *IEEE Trans. on Circuits and Systems -I* **50** 679
- [10] Banerjee S , Parui S , Gupta A 2004 *IEEE Trans. on Circuits and Systems -II* **51** 649
- [11] Wong S C , Tse C K , Tam K C 2004 *Int. Journal of Bifurcation and Chaos* **14** 1971
- [12] 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]
- [13] Parag J , Banerjee S 2003 *Int. Journal of Bifurcation and Chaos* **13** 3341
- [14] Parui S , Banerjee S 2003 *IEEE Trans. on Circuits and Systems -I* **50** 1464
- [15] Zhou Y F , Chen J N , Lu H H C , Tse C K 2008 *Int. Journal of Bifurcation and Chaos* **18** 121
- [16] Lu W G , Zhou L W , Luo Q M 2007 *Chin. Phys. Lett.* **24** 1837
- [17] Lu W G , Zhou L W , Luo Q M Du X 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 6275 (in Chinese) [卢伟国、周维维、罗全明、杜 雄 2007 物理学报 **56** 6275]
- [18] Bao B C , Xu J P , Liu Z 2008 *J. University of Electronic Science and Technology 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]
- [19] Zhou Y F , Chen J N , Tse C K et al 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3676 (in Chinese) [周宇飞、陈军宁、谢智刚等 2004 物理学报 **53** 3676]
- [20] Wang F Y , Xu J P 2006 *Proc. of the CSEE* **26** 121 (in Chinese) [王凤岩、许建平 2006 中国电机工程学报 **26** 121]

Bifurcation of Boost converter with two boundaries and its stability control by ramp compensation *

Bao Bo-Cheng^{1,2)} 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 5 October 2008 ; revised manuscript received 11 November 2008)

Abstract

Current mode controlled Boost converter has two boundaries in a wide range of circuit parameters. This paper establishes the piecewise smooth iterative map of the converter by utilizing ramp compensation current and derives borderline equations of the orbit state shifting. The reverse bifurcation diagrams and dynamic behavior distribution diagrams with input voltage and compensation slope as parameters are obtained by numerical simulation. The results indicate that with the input voltage reduction, Boost converter enters into robust chaos under continuous conduction mode (CCM) through a border-collision bifurcation on border 1 from stable period-one, and enters into weak chaos and strong intermittency under discontinuous conduction mode (DCM) via a border-collision bifurcation on border 2. By using ramp compensation, the Boost converter can shift from DCM to CCM, and can effectively be controlled to operate at stable period-one region.

Keywords : Boost converter, ramp compensation, iterative map, stability control

PACC : 0545