

V^2 控制 Buck 变换器等效建模与分岔分析*

何圣仲¹⁾ 周国华¹⁾ 许建平¹⁾ 包伯成^{2)†} 杨平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)

(2013 年 1 月 9 日收到; 2013 年 2 月 13 日收到修改稿)

通过对 V^2 控制 Buck 变换器电路进行降阶处理, 利用不同工作模式, 推导了两个边界电压, 建立了 V^2 控制 Buck 变换器的等效一阶同步映射迭代模型, 研究了它的非线性分岔行为. 通过稳定性和工作模式分析, 推导了 V^2 控制 Buck 变换器从稳定的周期 1 工作状态到次谐波振荡状态转移以及从电感电流不连续导电模式 (DCM) 到连续导电模式 (CCM) 转移的条件. 研究表明, 当电路参数变化时, V^2 控制 Buck 变换器发生了倍周期分岔和边界碰撞分岔, 不同的参数变化有着不同的分岔路由. 搭建了仿真和实验电路, 仿真和实验结果验证了等效迭代模型的有效性和理论分析的正确性.

关键词: V^2 控制, 迭代模型, 分岔, 工作模式

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.110503

1 引言

V^2 控制 DC-DC 变换器具有快速的负载动态响应速度, 在微处理器及便携式电子产品电源及其管理模块中有着广泛的应用前景^[1-4]. V^2 控制 DC-DC 变换器属于典型的分段光滑和非线性时变系统, 存在丰富的分岔和混沌现象. 近年来, 利用非线性动力学方法研究 DC-DC 开关变换器的非线性行为已经成为研究热点^[5-12]. 通过分析和揭示 DC-DC 开关变换器内在的非线性动力学现象及其产生机理, 有利于指导 DC-DC 开关变换器电路的参数设计. 精确的离散建模方法是根据 DC-DC 开关变换器电路的状态方程, 求出每一个开关周期内固定时刻的状态变量值, 建立相应的精确的离散迭代模型. 采用精确的离散建模方法, 可以准确地判定 DC-DC 开关变换器的分岔等非线性行为, 但是其数学推导比较复杂, 微分方程的计算求解也较为困难^[7]. 建立较为简单的 V^2 控制 Buck 变换器的动力学模型, 并对其非线性分岔行为进行研究, 具有重要的理论意义和工程应用价值.

已有文献对 V^2 控制 DC-DC 开关变换器的研究主要集中于小信号建模分析及控制器设计等^[1-4]. 研究表明, V^2 控制本质上是基于纹波的控制方法, 当 V^2 控制开关变换器的输出电容等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 较小时, V^2 控制出现不稳定工作状态, 甚至失效. 文献^[13, 14] 提出在 V^2 控制的内环增加微分和积分环节来获得电感电流纹波信息, 使 V^2 控制 DC-DC 开关变换器在 ESR 较小时能够稳定运行. 目前对 DC-DC 开关变换器的非线性动力学研究主要集中于峰值电流控制、谷值电流控制、电压型控制和单周控制等^[15-19], 而没有对 V^2 控制 DC-DC 开关变换器的离散映射模型及其非线性动力学进行研究.

实际工程应用中, V^2 控制 Buck 变换器一般选择 ESR 较大的输出滤波电容. 当输出滤波电容值较大时, 可认为在一个开关周期内 Buck 变换器的输出电容电压保持恒定, 此时, 二阶 V^2 控制 Buck 变换器电路可降阶为只有电感电流变量的一阶电路. 通过推导不同工作模式下的两个边界电压条件, 建立等效的一阶 V^2 控制 Buck 变换器的同步

* 国家自然科学基金 (批准号: 51177140, 51277017) 和中央高校基本科研业务费专项资金 (批准号: SWJTU11BR033, SWJTU11CX029) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: mervinbao@126.com

映射迭代模型. 通过不同参数变化时的分岔图, 对 V^2 控制 Buck 变换器的分岔行为进行分析. 在此基础上, 讨论 V^2 控制 Buck 变换器从稳定状态到次谐波振荡状态, 以及从电感电流不连续导电模式 (discontinuous conduction Mode, DCM) 到电感电流连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM) 的转移条件. 利用 PSIM 软件进行时域仿真, 得到 V^2 控制 Buck 变换器的时域波形和相轨图, 验证同步映射迭代模型的正确性. 最后搭建实验平台, 对仿真结果进行实验验证.

2 V^2 控制 Buck 变换器动力学建模

2.1 工作原理

V^2 控制 Buck 变换器的原理图如图 1(a) 所示, 其中主电路由输入电压 V_g 、开关管 S_1 、二极管 S_2 、电感 L 、输出滤波电容 C (含等效串联电阻 r_e) 和负载 R 组成, 控制电路由误差放大器、比较器、RS 锁存器、时钟脉冲 CP 构成.

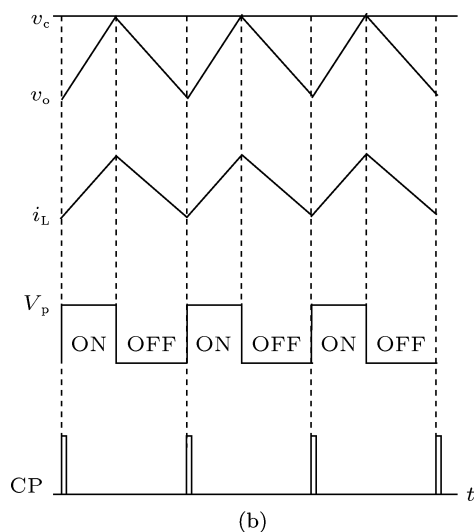
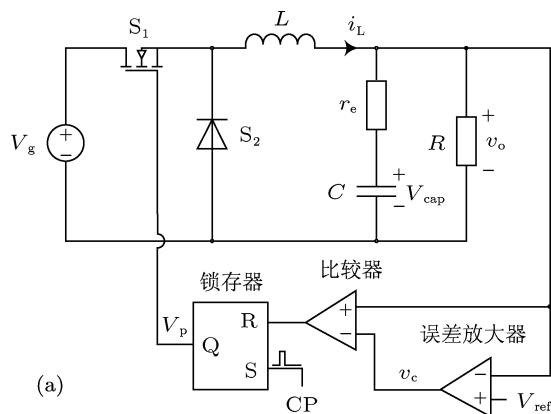


图 1 V^2 控制 Buck 变换器 (a) 原理图; (b) 工作波形

V^2 控制 Buck 变换器在 CCM 工作模式时的稳态工作波形如图 1(b) 所示. 输出电压与外环的控制电压 v_c 进行比较后, 通过与 RS 锁存器构成的反馈电路控制开关管 S_1 的导通和关断. 在每一个开关周期开始时刻, 时钟信号使锁存器输出高电平, 开关管 S_1 导通, 续流二极管 S_2 关断, 电感电流 i_L 线性增大. 当 r_e 较大时, 电容支路上的电压纹波主要由等效串联电阻上的电压纹波决定. 由于电容 C 支路在开关频率段提供远远小于负载 R 的阻抗, 变化的电感纹波电流 Δi_L 完全流经电容 C , 通过 C 的等效串联电阻 r_e 给 C 充电, 从而在 r_e 上产生与电感电流斜率相同的压降 $\Delta i_L r_e$. 由于 C 的容量很大, 在一个开关周期内可认为其电压恒定不变, 为 V_{cap} , 即为输出电压平均值 V_o , 则输出电压为 $v_o = V_{cap} + \Delta i_L r_e = V_o + \Delta i_L r_e$. 当 v_o 增大到控制电压 v_c 时, 比较器翻转, 锁存器输出低电平, S_1 关断、 S_2 导通, i_L 线性减小, 相应地 v_o 也线性减小, 直到下一个时钟脉冲信号到来, 开始一个新的开关周期 [4].

2.2 开关状态切换条件

对于图 1 所示 V^2 控制 Buck 变换器, 当开关状态发生切换时, 输出电压满足:

$$v_o = v_c = K(V_{ref} - v_o), \quad (1)$$

其中, V_{ref} 为参考电压, K 为误差放大器的比例系数.

由 (1) 式有

$$v_o = \frac{K}{K+1} V_{ref}. \quad (2)$$

令控制电压 $V_c = KV_{ref}/(K+1)$, (2) 式可以等效为 $v_o = V_c$, 即 V^2 控制电路可等效为一个峰值电压控制器, 当 Buck 变换器输出电压 v_o 上升到控制电压 V_c 时, 开关状态发生切换. 由此可以看出, 有输出电压反馈的 V^2 控制 (双环电压控制) 的控制电压与单环电压控制的控制电压均为恒值, 前者为 $V_c = KV_{ref}/(K+1)$, 后者为 $V_c = V_{ref}$. 这说明, V^2 控制误差放大器的比例系数 K 对控制环路的作用与参考电压 V_{ref} 对控制环路的作用相当, 这与峰值电流控制截然不同 [20].

2.3 工作模式

由于在一个开关周期内, 可以认为输出电容 C 上的电压 V_{cap} 恒定不变, 在这种情形下, 可以把 Buck 变换器看成是一阶电路, 电感电流波形为分段线性波形, 相应地输出电压也为分段线性波形. 在

开关管 S_1 导通、关断期间, Buck 变换器的输出电压的斜率分别为

$$m_1 = \frac{r_c}{L}(V_g - V_o), \quad m_2 = \frac{r_c}{L}V_o, \quad (3)$$

其中, m_1 为输出电压上升阶段的斜率, $-m_2$ 为输出电压下降阶段的斜率.

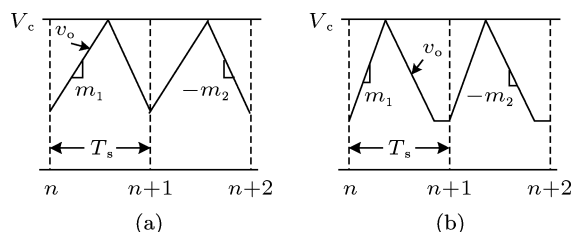


图 2 不同工作模式输出电压波形 (a) CCM 模式; (b) DCM 模式

如图 2 所示为不同工作模式时输出电压波形, 其中 T_s 为开关周期. 当 Buck 变换器工作于 CCM 模式时, 电感电流始终为非零, 只有线性上升和线性下降两个状态, 相应地, r_c 较大时输出电压也有线性上升和线性下降两个状态, 如图 2(a) 所示. 当 Buck 变换器工作于 DCM 模式时, 在开关管 S_1 关断期间, i_L 下降到零值, 并保持到下一个时钟脉冲开始. 在 i_L 保持为零值时, 电容 C 放电, 为负载电阻 R 提供能量, v_o 略有轻微下降. 为了简化分析, 可以忽略 v_o 的轻微下降, 即认为 v_o 保持恒定, 如图 2(b) 所示.

2.4 输出电压边界

V^2 控制 Buck 变换器工作于 CCM 模式时, 在离散状态空间中具有一个电压边界 V_{b1} ; 工作于 DCM 模式时, 具有两个电压边界 V_{b1} 和 V_{b2} . 定义第一个边界 V_{b1} 为输出电压在时钟周期结束时刚好到达控制电压 V_c 时, 时钟周期开始时的输出电压值, 如图 3(a) 所示; 定义第二个边界 V_{b2} 为输出电压在时钟周期结束时刚好下降到输出电压谷值 V_a 时, 时钟周期开始时的输出电压值, 如图 3(b) 所示. 值得注意的是, V_a 为电感电流恰好下降到零时所对应的输出电压值.

按照两个边界电压的定义, 有以下关系式:

$$V_{b1} = V_c - m_1 T_s \quad (4)$$

$$V_{b2} = \frac{m_1 + m_2}{m_2} V_c - \frac{m_1}{m_2} V_a - m_1 T_s, \quad (5)$$

其中谷值电压 V_a 由电路参数确定, 满足

$$V_a = \frac{R}{R + r_c} V_{cap} = \frac{R}{R + r_c} V_o. \quad (6)$$

2.5 离散迭代映射模型

对于 DC-DC 开关变换器电路, 可以采用同步映射获得离散迭代模型^[15,16]. 设 $v_n = v_o(nT_s)$ 是输出电压在时钟 nT_s 时刻的采样值; $v_{n+1} = v_o[(n+1)T_s]$ 是输出电压在下一个时钟 $(n+1)T_s$ 时刻的采样值. 在一个开关周期 T_s 内, 即两个相邻时钟 nT_s 和 $(n+1)T_s$ 时刻, V^2 控制 Buck 变换器有三种类型的运行轨道, 分别表示为:

1) $v_n < V_{b1}$ 时, 在一个时钟周期内, 开关管 S_1 保持导通状态, 此时映射方程为:

$$v_{n+1} = v_n + m_1 T_s. \quad (7)$$

2) $V_{b1} \leq v_n \leq V_{b2}$ 时, 输出电压上升到 V_c , 开关管 S_1 从导通状态进入关断状态. S_1 关断后, 输出电压下降, 直到这个时钟周期结束, 其映射方程为

$$v_{n+1} = \frac{m_1 + m_2}{m_1} V_c - \frac{m_2}{m_1} v_n - m_2 T_s \quad (8)$$

3) $v_n > V_{b2}$ 时, 电感电流下降到零, 即 Buck 变换器进入 DCM, 此时输出电压下降到谷值电压 V_a . 因此, 在第 n 个时钟周期结束时, 映射方程为

$$v_{n+1} = V_a = \frac{R V_o}{R + r_c}. \quad (9)$$

(7)—(9) 式所描述的输出电压的迭代映射方程是一阶离散动力系统, 容易验证该映射方程在两个边界处都是连续的.

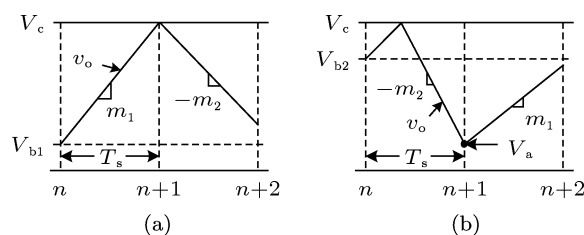


图 3 输出电压边界 (a) 第一个边界 V_{b1} ; (b) 第二个边界 V_{b2}

3 分岔行为分析

选取 V^2 控制 Buck 变换器电路参数为: 输入电压 $V_g = 8$ V, 输出电压平均值 (即输出电容电压平均值) $V_o = 5$ V, 参考电压 $V_{ref} = 5.25$ V, 比例系数 $K = 30$, 开关周期 $T = 50$ μ s, $r_c = 0.1$ Ω , 输出负载 $R = 3$ Ω , 电感 $L = 100$ μ H. 根据以上电路参数, 可得 $V_c = KV_{ref}/(K+1) = 5.08$ V. 选择输入电压 V_g 和输出电压平均值 V_o 为分岔参数, 得到 V^2 控制 Buck 变换器的分岔图如图 4 所示.

图 4(a) 中, $V_o = 5$ V, $V_g = 6$ — 11.5 V. 随着输入电压的减小, 在 $V_g = 10$ V, 即占空比 $D = 0.5$ 时,

Buck 变换器的运行轨道从稳定的周期 1 发生倍周期分岔形成周期 2, 不稳定的周期 2 运行轨道与边界 V_{b2} 发生边界碰撞分岔后, Buck 变换器直接进入 DCM 工作模式. 在 V_g 约为 9.915 V 处, 周期 2 运行轨道与边界 V_{b1} 发生边界碰撞分岔后, 产生折叠; 在 V_g 约为 9.83 V 处, 周期 2 运行轨道再次与边界 V_{b2} 发生边界碰撞分岔后, 进入周期 4; 随着输入电压 V_g 的进一步减小, 运行轨道与两个边界不断碰撞并发生边界碰撞分岔, 直至进入 DCM 阵发混沌状态 [20,21].

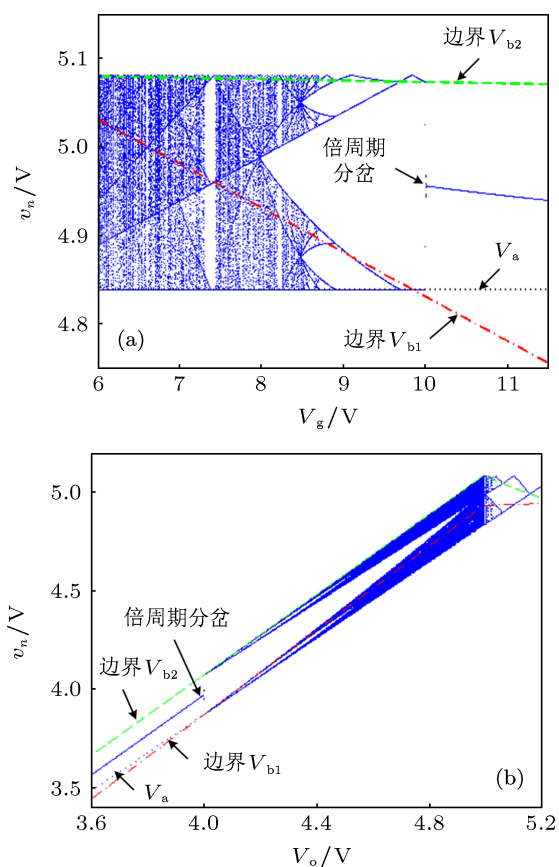


图 4 V^2 控制 Buck 变换器的分岔图 (a) V_g 为分岔参数; (b) V_o 为分岔参数

图 4(b) 中, $V_g = 8$ V, $V_o = 3.6—5.2$ V. 随着 V_o 的增大, 当 $V_o = 4$ V, 即占空比 $D = 0.5$ 时, Buck 变换器的运行轨道发生了倍周期分岔, 形成不稳定的周期 2 轨道, 并与边界 V_{b1} 发生了边界碰撞分岔, Buck 变换器直接进入 CCM 鲁棒混沌状态 [20,21]. 随着 V_o 的进一步增大, 当 $V_o = 4.98$ V 时, Buck 变换器的 CCM 阵发混沌轨道经与边界 V_{b2} 产生边界碰撞分岔后, 进入了 DCM 阵发混沌轨道, Buck 变换器的工作模式发生了转移, 即模式转移是与边界 V_{b2} 发生碰撞而引发的.

以上分析表明, 无论是输入电压变化, 还是输

出电压平均值发生变化, V^2 控制 Buck 变换器都在占空比等于 0.5 时发生了倍周期分岔, 这与峰值电流控制 DC-DC 开关变换器的理论分析一致. 此外, 在不同电路参数发生变化时, Buck 变换器的运行轨道有着不同的分岔路由: 输入电压变化时, 稳定的周期 1 轨道经与边界 V_{b2} 产生边界碰撞分岔后进入 DCM 阵发混沌轨道; 而输出电压平均值变化时, 稳定的周期 1 轨道经与边界 V_{b1} 产生边界碰撞分岔后进入 CCM 鲁棒混沌轨道, 然后经与边界 V_{b2} 产生边界碰撞分岔后进入 DCM 阵发混沌轨道.

根据 2.2 节分析可知, 对 V^2 控制 Buck 变换器, 控制电压 V_C 的变化是通过改变参考电压 V_{ref} 和误差放大器的比例系数 K 来实现. 以参考电压 V_{ref} 和误差放大器的比例系数 K 为分岔参数的分岔图如图 5 所示.

图 5(a) 中, $V_{ref} = 5.25$ V, $K = 13—35$ (即 $V_C = 4.875—5.1$ V). 随着误差放大器比例系数 K 的增加, 在 $K = 15.5289$ (即 $V_C = 4.9325$, 图中 a 点) 时, Buck 变换器的运行轨道与边界 V_{b2} 发生边界碰撞分岔后, Buck 变换器从稳定的 DCM 周期 1 分岔进入 DCM 周期 2; 在 K 约为 19 处, DCM 周期 2 运行轨道与 V_{b1} 发生边界碰撞分岔后, 产生折叠; 在 K 约为 22.25 处, DCM 周期 2 运行轨道再次与边界 V_{b2} 发生边界碰撞分岔后, 进入 DCM 周期 4; 随着 K 继续增加, 运行轨道与两个边界不断碰撞并发生边界碰撞分岔, 进入 DCM 阵发混沌状态; 当 K 增加到约 31.548 (即 V_C 为 5.0887 V) 处, 运行轨道与边界 V_{b2} 发生边界碰撞, Buck 变换器进入 CCM 鲁棒混沌状态.

图 5(b) 中, $K = 30$, $V_{ref} = 5.0375—5.275$ V (即 $V_C = 4.875—5.1$ V). 随着参考电压的增加, 当 $V_{ref} = 5.0969$ V (即 $V_C = 4.9325$ V, 图中 b 点) 时, Buck 变换器的运行轨道与边界 V_{b2} 发生边界碰撞分岔后, Buck 变换器从稳定的 DCM 周期 1 分岔进入 DCM 周期 2; 当 $V_{ref} = 5.155$ V 时, DCM 周期 2 运行轨道与 V_{b1} 发生边界碰撞分岔后, 产生折叠; 当 $V_{ref} = 5.192$ V 时, DCM 周期 2 运行轨道再次与边界 V_{b2} 发生边界碰撞分岔后, 进入 DCM 周期 4; 随着 V_{ref} 的进一步增加, 运行轨道与两个边界不断碰撞并发生边界碰撞分岔, 进入 DCM 阵发混沌状态; 当 V_{ref} 增加到约 5.2583 V (即 V_C 为 5.0887 V) 处, 运行轨道与边界 V_{b2} 发生边界碰撞, Buck 变换器进入 CCM 鲁棒混沌状态.

由此可见, V^2 控制误差放大器的比例系数 K

对控制环路的作用与参考电压 V_{ref} 对控制环路的作用相当. 当它们发生变化时, Buck 变换器的运行轨道有着相同的分岔路由: 当比例系数或参考电压变化时, 稳定的 DCM 周期 1 轨道经与边界 V_{b2} 产生边界碰撞分岔后先进入 DCM 阵发混沌轨道, 然后再进入 CCM 鲁棒混沌轨道.

4 工作状态分析

DC-DC 开关变换器是典型的分段线性系统, 在系统参数变化过程中既可能发生从稳定到不稳定状态的工作状态转移, 也会发生从 DCM 到 CCM 的工作模式转移 [22].

只有当 $V_{b1} \leq v_n \leq V_{b2}$ 时, V^2 控制 Buck 变换器才能工作在稳定的周期 1 状态, 根据 (7) 式, V^2 控制 Buck 变换器的特征值方程为

$$\lambda = -\frac{m_2}{m_1}. \tag{10}$$

当 V^2 控制 Buck 变换器工作于稳定的周期 1 状态时, 必须满足 $|\lambda| < 1$. 当 λ 从 -1 穿出单位圆

时, 表明 Buck 变换器发生了倍周期分岔, 即产生次谐波振荡现象. 因此, 由 (3) 式和 (10) 式, 可以得出从稳定运行的周期 1 轨道到次谐波振荡的临界条件为

$$V_o = 0.5V_g, \tag{11}$$

即当占空比大于等于 0.5 时 (占空比 $D = V_o/V_g$), 发生次谐波振荡, 与图 4 一致.

从 CCM 模式转移到 DCM 模式时, Buck 变换器的运行轨道与边界 V_{b2} 发生边界碰撞分岔, 此时 v_n 的最大值满足

$$V_{b2} = v_{n,max} = V_c. \tag{12}$$

将 (5) 式代入 (12) 式, 即可得到 V^2 控制 Buck 变换器从 CCM 模式到 DCM 模式转移时的临界条件

$$(V_g - V_o) \left[V_c - \left(\frac{r_c}{L} T_s + \frac{R}{R+r_c} \right) V_o \right] = 0,$$

即

$$(V_g - V_o) \left[\frac{K}{1+K} V_{ref} - \left(\frac{R_c}{L} T_s + \frac{R}{R+r_c} \right) V_o \right] = 0. \tag{13}$$

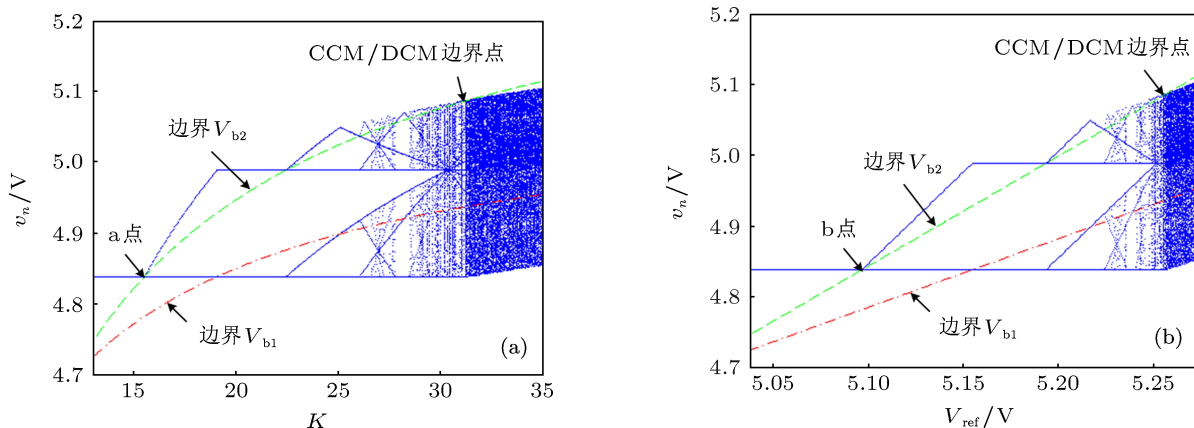


图 5 K 和 V_{ref} 为参数的分岔图 (a) K 为分岔参数; (b) V_{ref} 为分岔参数

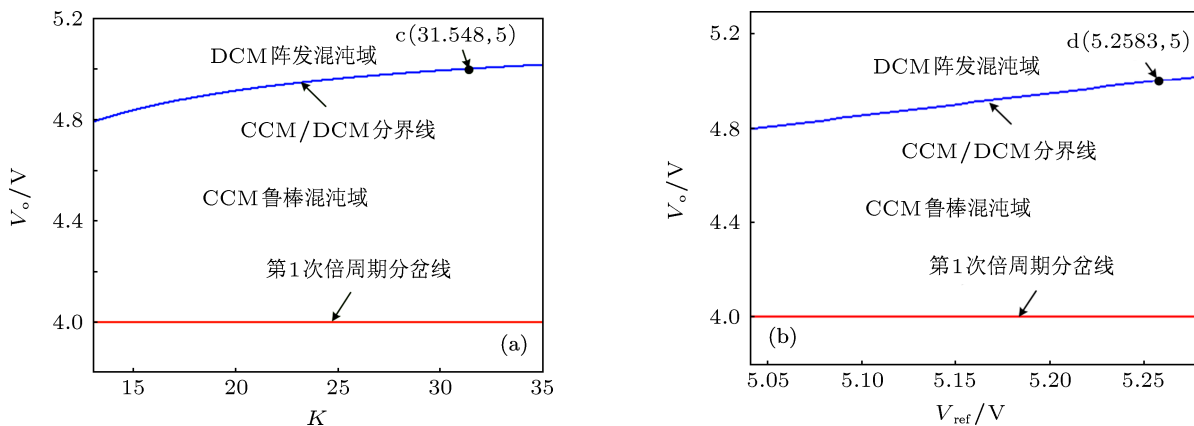


图 6 不同工作模式下的参数域 (a) K - V_o 参数空间; (b) V_{ref} - V_o 参数空间

(13) 式表明, V^2 控制 Buck 变换器从 CCM 模式到 DCM 模式转移的条件与输出电压、参考电压、比例系数、输出电容的 ESR、负载电阻、电感以及开关周期 T_s 有关. 选取与 3 节相同的参数, 由 (11) 和 (13) 式确定的临界条件, 可得到以 $K-V_o$, $V_{ref}-V_o$ 为参数空间的参数域如图 6 所示. 从图 6(a) 中可以看出, 当 K 为 31.548, 发生 CCM 和 DCM 模式切换时的输出电压平均值约为 5 V, 如图 6(a) 中 c 点所示, 与图 5(a) 中的 CCM/DCM 边界点一致. 从

图 6(b) 中可以看出, 当 V_{ref} 为 5.2583 V, 发生 CCM 和 DCM 模式切换时的输出电压平均值也约为 5 V, 如图 6(b) 中 d 点所示, 与图 5(b) 的 CCM/DCM 边界点一致. 此外, 从图 6 还可以看出, 当输入电压保持为 8 V 不变时, Buck 变换器在 CCM 模式下的输出电压的稳定性边界均为 4 V, 与 K 和 V_{ref} 无关, 与图 4(b) 中所示倍周期分岔点也是一致的. 值得注意的是, 图 4 和图 5 的纵坐标是输出电压多次迭代的值, 图 6 的纵坐标是输出电压平均值.

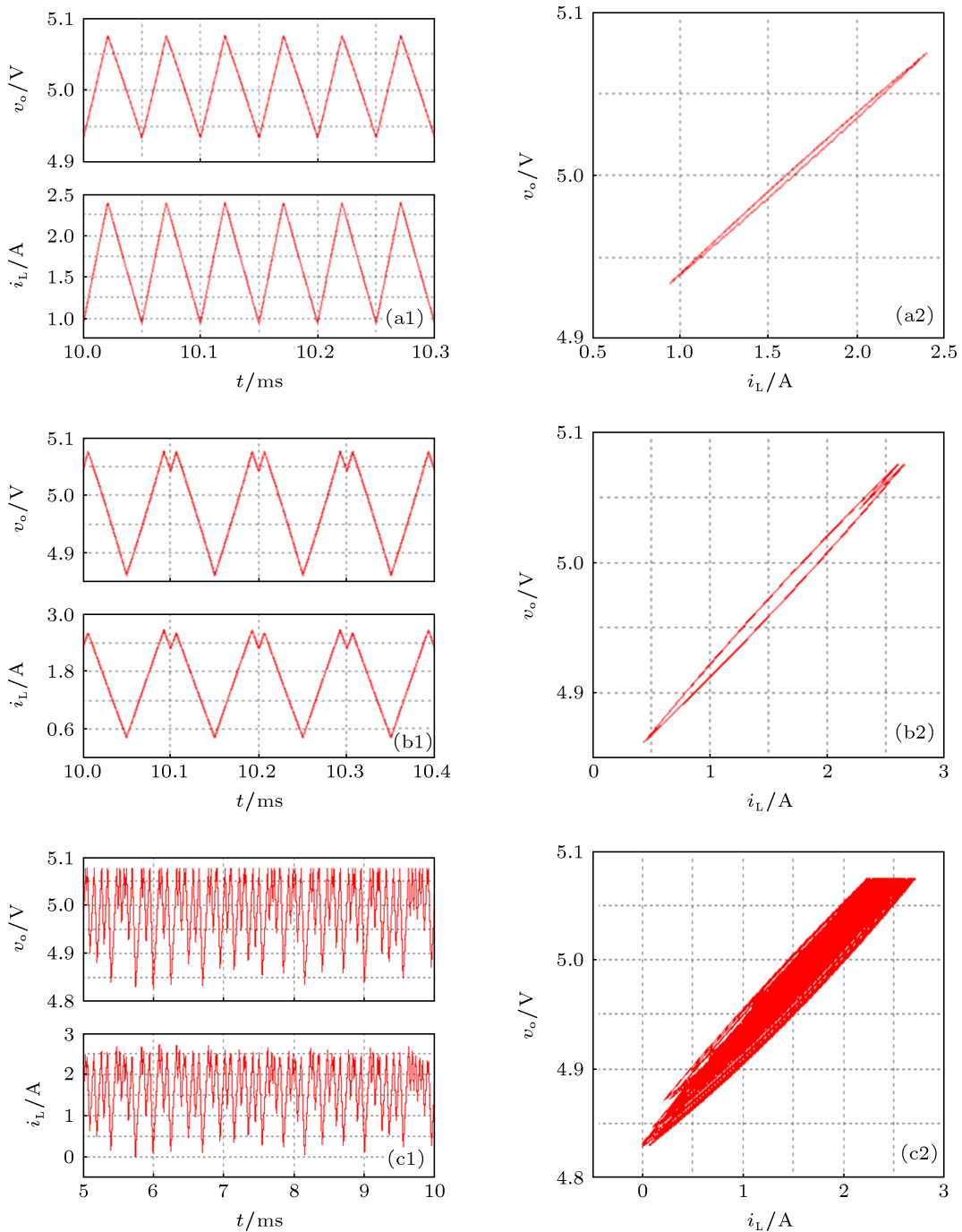


图 7 输出电压和电感电流仿真波形 (a1), (b1) 和 (c1) 为时域波形; (a2), (b2) 和 (c2) 为相轨图; (a) $V_g = 12$ V; (b) $V_g = 10.1$ V; (c) $V_g = 8$ V

5 电路仿真与实验验证

选取与 3 节相同的仿真参数, 输出电容为 $2000 \mu\text{F}$. 利用 PSIM 软件, 通过建立电路仿真模型, 可对 V^2 控制 Buck 变换器进行电路仿真分析. 如图 7 所示为输入电压 V_g 变化时, 输出电压和电感电流的仿真时域波形和相轨图.

选择与电路仿真相同的参数, 建立相应的实验平台, 其中负载电阻采用电子负载提供, 误差放大器采用 LM324, 比较器采用 KA319, RS 锁存器采用或非门构成, MOSFET 开关管采用 IR2125 驱动, 时钟脉冲 CP 由双踪信号发生器提供. 输入电压 V_g 变化时输出电压和电感电流的实验时域波形和相轨图如图 8 所示.

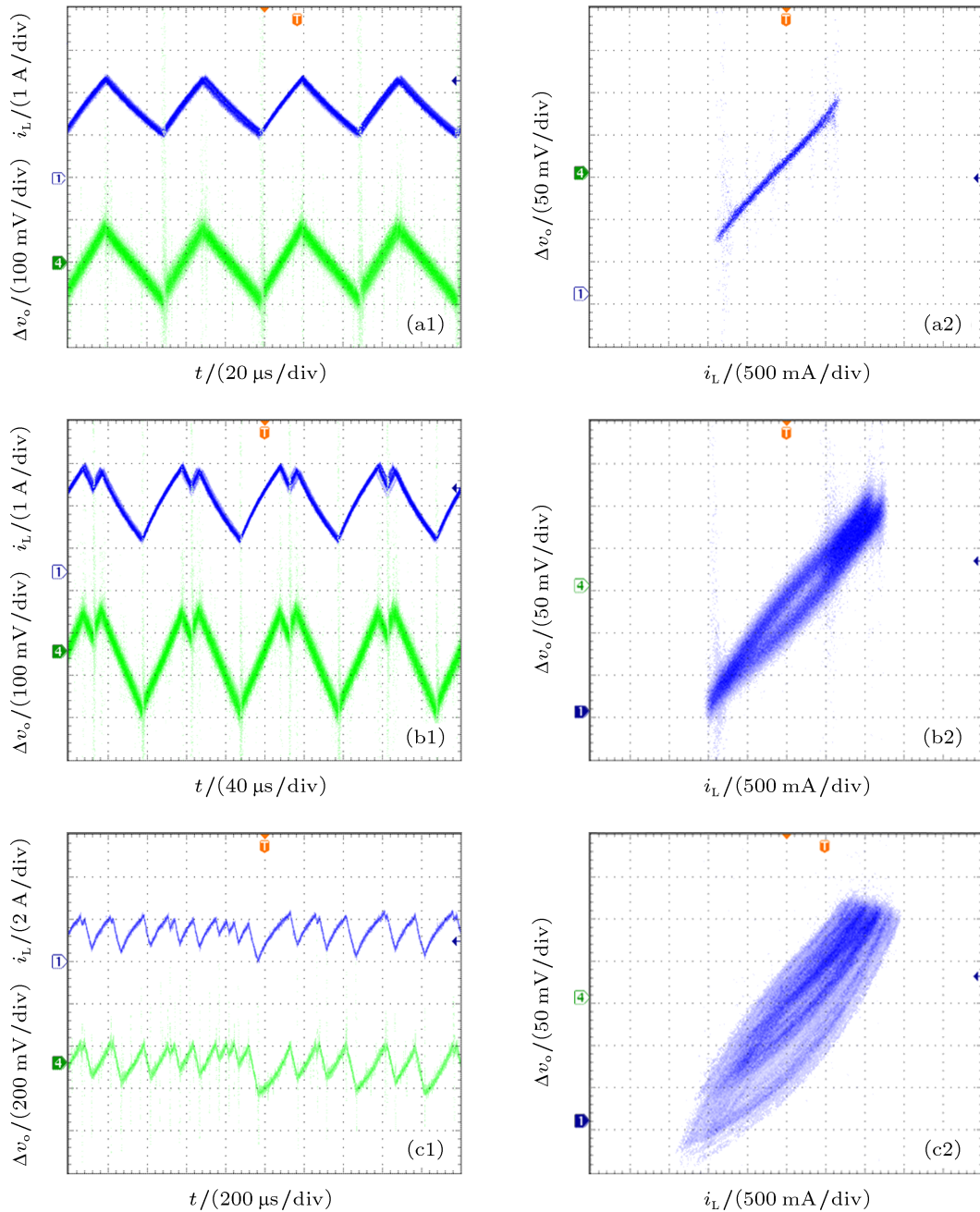


图 8 输出电压和电感电流实验波形 (a1), (b1) 和 (c1) 为时域波形; (a2), (b2) 和 (c2) 为相轨图; (a) $V_g = 12 \text{ V}$; (b) $V_g = 10.1 \text{ V}$; (c) $V_g = 8 \text{ V}$

由图 7 和图 8 可以看出, 当 $V_g = 12\text{ V}$ 时, V^2 控制 Buck 变换器工作在稳定的周期 1 状态; $V_g = 10.1\text{ V}$ 时, V^2 控制 Buck 变换器呈现次谐波振荡现象; $V_g = 8\text{ V}$ 时, V^2 控制 Buck 变换器呈现出 DCM 混沌现象. 随着输入电压 V_g 的减小, 输出电压从稳定的周期 1 状态逐渐转移到不稳定的 DCM 混沌状态, 电路仿真和实验结果与前面理论分析一致.

6 结论

深入研究了 V^2 控制 Buck 变换器的动力学建模方法和分岔行为. 通过假设开关周期中输出电压恒定, 利用同步映射建立了 V^2 控制 Buck 变换器的等效一阶离散迭代映射模型. 由此得到了 V^2 控制 Buck 变换器在不同电路参数变化时, 通过不同的分岔路由进入混沌的动力学行为: 输入电压变化时, 稳定的周期 1 轨道经与边界 V_{b2} 产生边界碰撞分岔后进入 DCM 阵发混沌轨道; 而输出电压平

均值变化时, 稳定的周期 1 轨道经与边界 V_{b1} 产生边界碰撞分岔后进入 CCM 鲁棒混沌轨道, 然后经与边界 V_{b2} 产生边界碰撞分岔后进入 DCM 阵发混沌轨道.

误差放大器的比例系数 K 对控制环路的作用与参考电压 V_{ref} 对控制环路的作用相当. 当它们发生变化时, Buck 变换器的运行轨道有着相同的分岔路由: 当比例系数或参考电压变化时, 稳定的 DCM 周期 1 轨道经与边界 V_{b2} 产生边界碰撞分岔后进入 DCM 阵发混沌轨道, 然后再进入 CCM 鲁棒混沌轨道.

在大的 ESR 条件下, V^2 控制 Buck 变换器的稳定条件为占空比小于等于 0.5, 与峰值电流控制相同. 电路参数变化时, V^2 控制 Buck 变换器工作状态会在不同模式间转移. 电路仿真结果验证了同步映射迭代模型的有效性和理论分析的正确性, 实验结果与仿真一致.

- [1] Song Q 2001 *Proceedings of APEC'2001* 507
- [2] Schuellein G 1998 *Proceedings of APEC'98* 853
- [3] Veerachary M 2003 *Proceedings of ISCAS'03* 3 25
- [4] Wang F Y, Xu J P, Xu J F 2005 *Proc. CSEE* **25** 67 (in Chinese) [王凤岩, 许建平, 许峻峰 2005 中国电机工程学报 **25** 67]
- [5] 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, 孙伟峰 2004 物理学报 **53** 3676]
- [6] Toribio E, El Aroudi A, Olivar G, Benadero L 2000 *IEEE Trans. Power Electron* **15** 1163
- [7] Wang F Q, Ma X K, Yan Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 060510 (in Chinese) [王发强, 马西奎, 闫晔 2011 物理学报 **60** 060510]
- [8] Tse C K, Bernardo M D 2002 *Proc. IEEE* **90** 768
- [9] 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]
- [10] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2009 *Chin. Phys. B* **18** 4742
- [11] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys.* **16** 933
- [12] 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]
- [13] Mai Y Y, Mok P K T 2008 *IEEE Trans. Circuits Syst. II* **55** 748
- [14] Lee Y H, Wang S J, Chen K H 2010 *IEEE Trans. Power Electron* **25** 829
- [15] 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]
- [16] Zhou G H, Xu J P, Bao B C, Jin Y Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 060508
- [17] Zhou Y F, Chen J N, IU H H C, Tse C K 2008 *Int. Journal of Bifurcation and Chaos* **18** 121
- [18] Zhang Y, Zhang H, Ma X K 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8432 (in Chinese) [张源, 张浩, 马西奎 2010 物理学报 **59** 8432]
- [19] 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]
- [20] Bao B C, Zhou G H, Xu J P, Liu Z 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3769 (in Chinese) [包伯成, 周国华, 许建平, 刘中 2010 物理学报 **59** 3769]
- [21] Bao B C 2013 *An Introduction to Chaotic Circuits* (Science Press) p153 (in Chinese) [包伯成 2013 (科学出版社) 第 153 页]
- [22] Yang P, Bao B C, Sha J, Xu J P 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 010504 (in Chinese) [杨平, 包伯成, 沙金, 许建平 2013 物理学报 **62** 010504]

Equivalent modeling and bifurcation analysis of V^2 controlled buck converter*

He Sheng-Zhong¹⁾ Zhou Guo-Hua¹⁾ Xu Jian-Ping¹⁾
Bao Bo-Cheng^{2)†} Yang 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 9 January 2013; revised manuscript received 13 February 2013)

Abstract

After dimension reduction, two boundary voltages of V^2 controlled buck converter are deduced under different operation mode, based on which, its equivalent one-dimensional discrete-time model is established and complex nonlinear bifurcation behaviors are emphatically studied. Two boundary conditions under which shift between stable period-one state and subharmonic oscillation state and shift between continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) take place are derived by analyzing stability and operation mode. The research results show that in V^2 controlled buck converter period-doubling bifurcation and border-collision bifurcation can occur with varying circuit parameters and the converter has different bifurcation routes at different circuit parameters. Simulation and experiment platforms are implemented and the corresponding results verify the validity of equivalent discrete-time model and theoretical analysis.

Keywords: V^2 control, iterative model, bifurcation, operation mode

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.110503

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51177140, 51277017), and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (Grant Nos. SWJTU11BR033, SWJTU11CX029).

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