

级联开关变换器中源变换器的稳定性机理研究



张 希¹, 王天石¹, 沙 金², 包伯成^{1*}

(1. 常州大学微电子与控制工程学院 江苏 常州 213164;

2. 西南交通大学电气工程学院 成都 610097)

【摘要】在级联开关变换器中, 负载变换器前馈电流纹波可重塑源变换器的输出电压纹波, 导致源变换器的稳定性发生变化。以峰值电压纹波 (PVR) 控制 Buck 变换器级联峰值电流模式 (PCM) 控制 Boost 变换器为例, 研究了级联开关变换器中源变换器的稳定性机理。首先, 展示了负载变换器前馈电流纹波对源变换器稳定性的影响, 分析了源变换器随所选电路参数变化的分岔行为; 其次, 建立了级联开关变换器具有 3 种开关状态序列的离散映射模型, 推导了其在不动点邻域内的 Jacobi 矩阵, 通过监测 Jacobi 矩阵的特征根迹明晰了源变换器随所选电路参数变化的失稳机理; 最后, 实验结果验证了仿真分析和理论分析的正确性。

关键词 级联开关变换器; 离散映射模型; 前馈电流纹波; 峰值电压纹波控制; 稳定性

中图分类号 TM77 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2021188

Stability Mechanism of the Source Converter in a Cascaded Switching Converter

ZHANG Xi¹, WANG Tianshi¹, SHA Jin², and BAO Bocheng^{1*}

(1. School of Microelectronics and Control Engineering, Changzhou University Changzhou Jiangsu 213164;

2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University Chengdu 610097)

Abstract In cascaded switching converter, the feedforward current ripple of the load converter can reshape the output voltage ripple of the source converter, resulting in a significant change in the stability of the source converter. Take the peak voltage ripple (PVR) controlled buck converter cascading the peak current mode (PCM) controlled boost converter as an example, the stability mechanism of the source converter in cascaded switching converter is studied. Firstly, the effect of feedforward current ripple of load converter on the stability of the source converter is shown, and the bifurcation behaviors of the source converter with the variation of the chosen circuit parameters are analyzed. Secondly, a discrete-time map model of the cascaded switching converter with three switching state sequences is established, and its Jacobi matrix in neighborhood of the fixed point is derived. Then, by detecting the eigenvalues of the Jacobi matrix, the instability mechanism of the source converter with the variation of the chosen circuit parameters is clarified. Finally, the experimental results are supplied to verify the correctness of simulation and theoretical analyses.

Key words cascaded switching converter; discrete-time map model; feedforward current ripple; peak voltage ripple (PVR) control; stability

级联开关变换器因具有高可靠性、高灵活性等优点被广泛应用在新能源发电、储能、电动汽车、通信设备等场合^[1-5]。在级联开关变换器中, 前级变换器称为源变换器, 后级变换器称为负载变换器, 负载变换器的输入电压由源变换器提供, 而源变换器的输出电流由负载变换器决定。这样, 源变换器

和负载变换器之间的相互作用将影响级联开关变换器的稳定性。

为了评估级联开关变换器的稳定性, 文献 [6] 最早提出了基于阻抗分析的稳定性判据。根据稳定性判据可知, 将两个稳定工作的开关变换器级联后, 若源变换器的输出阻抗与负载变换器的输入阻

收稿日期: 2021-07-19; 修回日期: 2021-09-01

基金项目: 中国博士后科学基金 (2020M671291); 江苏省博士后科研资助计划 (2020Z103)

作者简介: 张希 (1985-), 男, 博士, 主要从事开关变换器的动力学建模和控制方面的研究。

*通信作者: 包伯成, E-mail: mervinbao@126.com

抗之比满足奈奎斯特定理, 则该级联开关变换器将稳定工作。随着级联开关变换器的结构变得更加多样和复杂, 且考虑到稳定性判据在实际设计中较为保守, 文献 [7-10] 提出了各种改进的稳定性判据。这些判据为级联开关变换器的设计和分析提供了很大的帮助。

上述基于阻抗分析建立的稳定性判据没有考虑级联开关变换器中各变换器的开关纹波以及它们之间的相互作用^[11], 尤其在级联开关变换器中, 负载变换器的输入电流纹波前馈至源变换器输出电容后, 重塑了源变换器输出电压的波形。源变换器的输出阻抗和负载变换器的输入阻抗即使满足了基于阻抗分析而建立的稳定性判据, 级联开关变换器也会因开关纹波的相互作用而出现快标不稳定现象^[12]和慢标不稳定现象^[13]。此外, 若负载变换器设计合适, 其前馈的开关纹波还可以增大源变换器的稳定工作范围^[14]。上述文献表明, 精确预测级联开关变换器的稳定性需要全面考虑各开关变换器的开关纹波及其相互作用的影响。

现有文献虽指出了级联开关变换器中开关纹波相互作用的影响^[11-14], 但未对负载变换器前馈电流纹波时源变换器的稳定性机理进行深入研究。此外, 这些文献主要分析了负载变换器前馈不连续电流纹波时源变换器的稳定性 (如负载变换器采用 Buck 变换器^[11-14]), 而对负载变换器前馈连续电流纹波时源变换器的稳定性 (如负载变换器采用 Boost 变换器^[5]) 尚未有研究。相较于不连续电流纹波, 连续电流纹波幅度变化相对较小。当源变换器采用传统电压型控制时, 因用于脉冲宽度调制的锯齿波的幅度较大, 负载变换器前馈连续电流纹波对稳定性的影响较小, 可忽略^[11]。当源变换器采用纹波控制时, 该前馈电流纹波的影响却不可忽略^[15]。

近年来, 纹波控制技术由于控制电路简单、瞬态响应速度快等优点在开关电源中得到了广泛的关注^[16-20]。纹波控制技术采用开关纹波 (如输出电压纹波^[16-18]、电容电流纹波^[19]等) 作为控制信号。相较于传统电压型控制, 纹波控制开关变换器的稳定性更易受到开关纹波的影响^[21]。负载变换器前馈电流纹波将对采用纹波控制的源变换器的稳定性产生显著影响。

在纹波控制中, 峰值电压纹波 (peak voltage ripple, PVR) 控制是一种最简单、频率恒定的控制技术^[15]。为此, 本文选择 PVR 控制 Buck 变换器作为源变换器, 同时选择峰值电流模式 (peak current

mode, PCM) 控制 Boost 变换器作为负载变换器, 并基于该级联开关变换器研究源变换器的稳定性机理。

1 源变换器的仿真分析

本节将通过电路仿真展示 PVR 控制 Buck 变换器接电阻负载 (独立工作) 和级联 PCM 控制 Boost 变换器 (作为源变换器) 时的稳定性; 再分析源变换器随电路参数变化时的分岔行为。

1.1 系统描述

由 PVR 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器的原理图如图 1a 所示, 其中 V_{in} 为输入电压, $S_1(S_2)$ 、 $D_1(D_2)$ 和 $L_1(L_2)$ 分别为源 (负载) 变换器的开关管、二极管和电感, C_1 和 r_1 为源变换器的输出电容及其等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR), $i_{L_1}(i_{L_2})$ 、 $i_{o_1}(i_{o_2})$ 、 $Clk1(Clk2)$ 和 $V_{S_1}(V_{S_2})$ 分别为源 (负载) 变换器的电感电流、输出电流、时钟信号和控制脉冲, i_{C_1} 、 v_{C_1} 、 v_{o_1} 和 V_{ref1} 分别为源变换器的电容电流、电容电压、输出电压和参考电压, E 和 I_{ref} 分别为负载变换器的输出电压和参考电流。由于实际工作中负载变换器输出电压一般都是调节好的电压, 故可近似看作输出电压恒定, 用恒压源 E 代替。相应地, 源变换器和负载变换器独立工作时的稳态工作波形分别如图 1b 和 1c 所示。

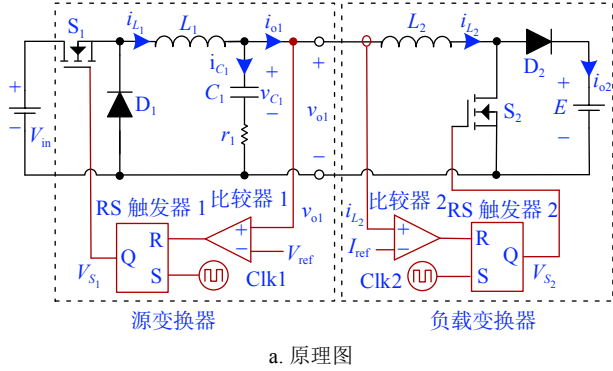
根据图 1b 和图 1c, 源变换器 (负载变换器) 的工作原理为: 当时钟信号来临, 置位 RS 触发器, 开关管 $S_1(S_2)$ 导通, 源变换器的输出电压 v_{o_1} (负载变换器的电感电流 i_{L_2}) 开始上升。当 $v_{o_1}(i_{L_2})$ 上升到参考电压 V_{ref} (参考电流 I_{ref}), 并复位 RS 触发器, 关断开关管 $S_1(S_2)$, $v_{o_1}(i_{L_2})$ 开始下降, 直至下一个开关周期来临。因此, 相应的开关切换条件为:

$$v_{o_1} - V_{ref} = 0 \quad \text{或} \quad i_{L_2} - I_{ref} = 0 \quad (1)$$

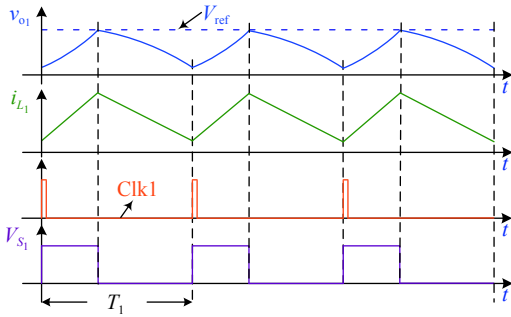
此外, 在图 1a 中, 由基尔霍夫电流定律可知, $i_{C_1} = i_{L_1} - i_{L_2}$, 其中 i_{C_1} 和 i_{L_1} 分别为源变换器的输出电容电流和电感电流。若选择源变换器的开关频率 f_1 与负载变换器的开关频率 f_2 相同 (设为 f , 即 $f_1 = f_2 = f$), 根据源变换器与负载变换器之间占空比的关系, i_{C_1} 存在 3 种工作波形, 当 D_1 与 D_2 的关系分别为 $D_1 > D_2$ 、 $D_1 = D_2$ 和 $D_1 < D_2$ 时, i_{C_1} 、 i_{L_1} 和 i_{L_2} 的工作波形分别如图 2a~图 2c 所示, 其中 D_1 和 D_2 分别为源变换器和负载变换器的占空比, t_{on1} 和 t_{on2} 分别为源变换器和负载变换器的导通时间, 且 $t_{on1} = D_1/f_1$, $t_{on2} = D_2/f_2$ 。

由图 2 可以看出, 与独立工作时相比, 负载变

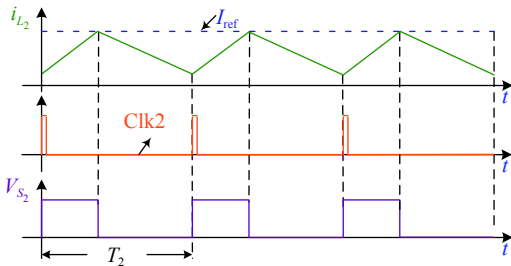
换器前馈电流纹波重塑了 PVR 控制 Buck 变换器的输出电容电流波形, 且该重塑波形的特性与两个变换器的占空比关系密切相关。这样, PVR 控制 Buck 变换器作为源变换器时, 其稳定性将会发生显著变化。



a. 原理图



b. 源变换器的稳态工作波形



c. 负载变换器的稳态工作波形

图 1 级联开关变换器

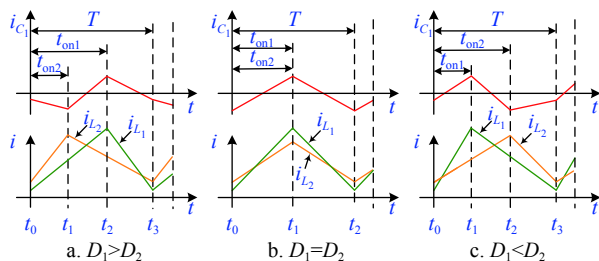


图 2 输出电容电流 i_{C1} 和电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 的工作波形

1.2 两种工作情况下的稳定性对比

下面将对分析 PVR 控制 Buck 变换器作为源变换器和独立工作时的稳定性。由文献 [15] 可知, PVR 控制 Buck 变换器独立工作且工作于电感电流

连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM) 时的稳定工作条件为:

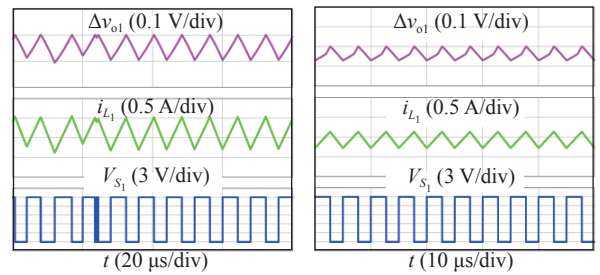
$$\frac{r_1 C_1}{T_1} > 0.5 + \frac{D_1^2}{1 - 2D_1} \quad \text{且} \quad D_1 < 0.5 \quad (2)$$

式中, T_1 为开关周期; D_1 为占空比。

为了展示 PVR 控制 Buck 变换器独立工作时的和级联工作时的稳定性, 本文选取了表 1 所示的典型电路参数。根据式 (2) 的稳定条件可知, 采用表 1 的电路参数, PVR 控制 Buck 变换器独立工作时将工作在不稳定状态, PSIM (power simulation) 仿真结果如图 3a 所示, 其中, 电阻负载 $R=2.35 \Omega$ 。然而, 采用相同的电路参数, PVR 控制 Buck 变换器级联工作时工作在稳定周期 1 状态, 仿真结果如图 3b 所示, 其中, V_{S1} 为 PVR 控制 Buck 变换器的控制脉冲。

表 1 级联开关变换器的典型电路参数

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	10
电感 $L_1/\mu H$	60
输出电容 $C_1/\mu F$	220
输出电容 ESR $r_1/m\Omega$	120
基准电压 V_{ref}/V	5.5
开关频率 f_1/kHz	100
电感 $L_2/\mu H$	140
基准电流 I_{ref}/A	1
输出电压 E/V	9
开关频率 f_2/kHz	100



a. 独立工作

b. 级联工作

图 3 PVR 控制 Buck 变换器工作时的仿真波形

显然, 对比图 3a 和图 3b 可以看出, PVR 控制 Buck 变换器级联工作时的稳定性与其独立工作时的稳定性完全不同。

1.3 源变换器电路参数的稳定性效应

由式 (2) 可知, PVR 控制 Buck 变换器的稳定性与输出电容时间常数 ($r_1 C_1$) 和开关周期 T_1 之比

($r_1 C_1 / T_1$) 以及占空比 D_1 等有关。在图 1a 中, 由源变换器占空比 $D_1 = V_{\text{ref}} / V_{\text{in}}$ 和负载变换器占空比 $D_2 = (1 - V_{\text{ref}} / E)$ 可知, 确定 V_{in} 和 E 后, 改变 V_{ref} 即可改变 D_1 和 D_2 ; 确定输出电容容值 C_1 和开关周期 T_1 后, 改变输出电容 ESR 即可改变 $r_1 C_1$ 与 T_1 的比值。此外, 电感 L_1 的取值影响源变换器输出电容电流的斜率, 进而影响输出电压纹波的斜率。为此, 本文选择源变换器的参考电压 V_{ref} 、输出电容 ESR r_1 和电感 L_1 作为可变参数来研究级联开关变换器中源变换器的稳定性机理。

基于 PSIM 电路仿真所获得的数据, 利用 MATLAB 软件可得到源变换器随 V_{ref} 、 r_1 和 L_1 变化时的电感电流 i_{L1} 分岔图分别如图 4a~图 4c 所示。在图 4 中, CH 表示混沌, UP 表示不稳定周期 2, SP 表示稳定周期 1, BL 表示不稳定边界。需要说明的是, 图 4 中源变换器的参数始终不满足式 (2), 而负载变换器始终满足稳定条件。

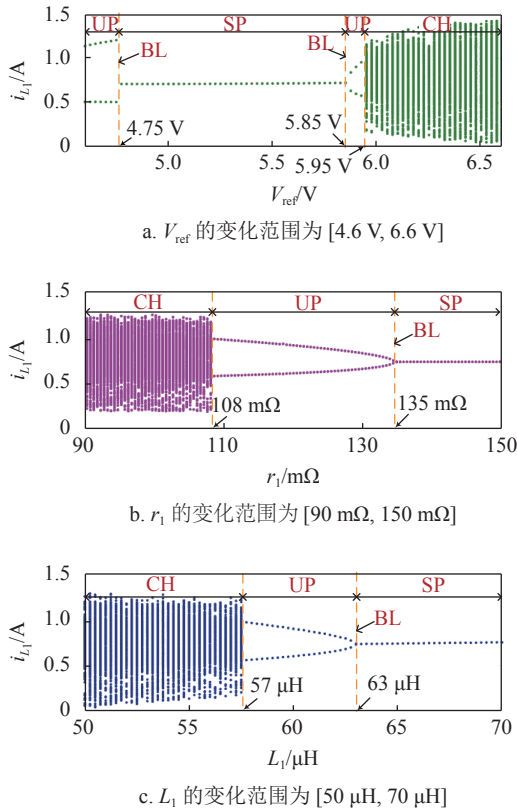


图 4 随 V_{ref} 、 r_1 和 L_1 变化的 i_{L1} 分岔图

当 V_{ref} 从 4.6 V 增加到 6.6 V, 如图 4a 所示, 即占空比 D_1 从 0.46 到 0.66 和 D_2 从 0.49 到 0.27, 源变换器的运行轨迹在 $V_{\text{ref}}=4.75$ V 处通过边界碰撞分岔由周期 2 进入到周期 1, 然后在 $V_{\text{ref}}=5.85$ V 处通过倍周期分岔由周期 1 进入到周期 2, 然后在 $V_{\text{ref}}=5.95$ V 处通过边界碰撞分岔由短暂的周期 2 进

入到混沌。在第一个不稳定边界 $V_{\text{ref}}=4.75$ V 处, 源变换器和负载变换器对应的占空比分别为 $D_1=0.475$ 和 $D_2=0.472$; 在第二个不稳定边界 $V_{\text{ref}}=5.85$ V 处, 源变换器和负载变换器对应的占空比分别为 $D_1=0.585$ 和 $D_2=0.35$ 。如图 4b 或图 4c 所示, r_1 从 90 mΩ 增加到 150 mΩ 或 L_1 从 50 μH 增加到 70 μH 时, 源变换器的运行轨迹在 $r_1=108$ mΩ 或 $L_1=57$ μH 处通过边界碰撞分岔由混沌进入到周期 2, 然后在 $r_1=135$ mΩ 或 $L_1=63$ μH 处通过逆倍周期分岔进入到周期 1。在图 4b 和 4c 中, 取 $V_{\text{ref}}=5.9$ V, 其他参数如表 1 所示。

分析图 4 可知, 当 $V_{\text{ref}} < 4.75$ V (此时 $D_1 < D_2$), 源变换器始终工作在不稳定状态; 而当 $V_{\text{ref}} > 4.75$ V ($D_1 > D_2$), 源变换器可以工作在稳定状态, 且稳定工作范围随输出电容 ESR 和电感的增大而增大。由上述分析结果表明, 这些电路参数展现了与文献 [11,14] 不同的稳定性效应。

2 离散映射模型及其 Jacobi 矩阵

本节将建立级联开关变换器的离散映射模型, 并通过研究其 Jacobi 矩阵的特征根来明晰级联开关变换器中源变换器的失稳机理。

2.1 状态方程及开关切换函数

由第 1 节内容可知, 在本文研究的参数范围内, 源变换器和负载变换器均始终工作于 CCM。根据图 2 以及开关管 $S_i (i=1,2)$ 和二二极管 D_i 的工作状态, 该级联开关变换器存在 4 种开关状态, 描述为:

开关状态 1: S_1 导通、 D_1 截止; S_2 导通、 D_2 截止;

开关状态 2: S_1 导通、 D_1 截止; S_2 关断、 D_2 导通;

开关状态 3: S_1 关断、 D_1 导通; S_2 导通、 D_2 截止;

开关状态 4: S_1 关断、 D_1 导通; S_2 关断、 D_2 导通;

定义状态变量向量为 $\mathbf{x}(t)=[i_{L1} \ v_{C1} \ i_{L2}]^T$, 则开关状态 $m (m=1,2,3,4)$ 对应的状态方程为:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_m \quad (3)$$

式中, \mathbf{A}_m 和 \mathbf{B}_m 分别为状态矩阵和输入矩阵, 相应的表达式分别为:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_3 = \mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} -r_1/L_1 & -1/L_1 & r_1/L_1 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 \\ r_1/L_2 & 1/L_2 & -r_1/L_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} V_{in}/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} V_{in}/L_1 \\ 0 \\ -E/L_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -E/L_2 \end{bmatrix}$$

根据式 (1) 的开关切换条件, PVR 控制 Buck 级联 PCM 控制 Boost 变换器的开关切换函数为:

$$s(\mathbf{x}, t_{on1}) = \mathbf{K}_1 \mathbf{x} - V_{ref} \quad \text{或} \quad s(\mathbf{x}, t_{on2}) = \mathbf{K}_2 \mathbf{x} - I_{ref} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{K}_1 = [r_1 \ 1 \ -r_1]$; $\mathbf{K}_2 = [0 \ 0 \ 1]$; t_{oni} 为开关管 S_i 的导通时间, 可通过令 $s(\cdot) = 0$ 求得。

2.2 开关状态序列和离散映射模型

由图 2 可知, 在一个开关周期内, 式 (4) 存在 3 种开关状态序列, 分别为:

若 $t_{on1} > t_{on2}$, 开关状态演化方式为 $1 \rightarrow 2 \rightarrow 4$, 记作 $Z_1 = (1, 2, 4)$;

若 $t_{on1} = t_{on2}$, 开关状态演化方式为 $1 \rightarrow 4$, 记作 $Z_2 = (1, 4)$;

若 $t_{on1} < t_{on2}$, 开关状态演化方式为 $1 \rightarrow 3 \rightarrow 4$, 记作 $Z_3 = (1, 3, 4)$ 。

根据文献 [22], 开关状态 m 的起始值 $\mathbf{x}(t_{m-1})$ 与终止值 $\mathbf{x}(t_m)$ 之间的映射关系为:

$$\mathbf{x}(t_{m-1}) \rightarrow \mathbf{x}(t_m) = \boldsymbol{\phi}_m(\tau_m) \mathbf{x}(t_{m-1}) + \boldsymbol{\psi}_m(\tau_m) \mathbf{B}_m \quad (5)$$

式中, $\tau_m = t_m - t_{m-1}$; $\boldsymbol{\phi}_m(\tau_m) = e^{A_m \tau_m}$; $\boldsymbol{\psi}_m(\tau_m) = \int_0^{\tau_m} e^{A_m \xi} d\xi$ 。

若矩阵 A_m 可逆, 则 $\boldsymbol{\psi}_m(\tau_m)$ 可进一步写成:

$$\boldsymbol{\psi}_m(\tau_m) = A_m^{-1} (\boldsymbol{\phi}_m(\tau_m) - \mathbf{I}) \quad (6)$$

定义状态变量在第 n 个开关周期开始时刻的值为 $\mathbf{x}_n = \mathbf{x}(nT)$ 、在第 $n+1$ 个开关周期开始时刻的值为 $\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}((n+1)T)$ 。根据式 (5) 可以得到 3 种开关状态序列的 \mathbf{x}_{n+1} 与 \mathbf{x}_n 之间的映射。

对于 Z_1 , \mathbf{x}_{n+1} 与 \mathbf{x}_n 之间的映射为:

$$\mathbf{x}_{n+1} = f_1(\mathbf{x}_n) = \boldsymbol{\Phi}_1(\tau) \mathbf{x}_n + \boldsymbol{\Psi}_1(\tau) \quad (7)$$

式中, $\boldsymbol{\Phi}_1(\tau) = \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \boldsymbol{\phi}_2(\tau_2) \boldsymbol{\phi}_1(\tau_1)$; $\boldsymbol{\Psi}_1(\tau) = \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \times \boldsymbol{\phi}_2(\tau_2) \boldsymbol{\psi}_1(\tau_1) \mathbf{B}_1 + \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \boldsymbol{\psi}_2(\tau_2) \mathbf{B}_2 + \boldsymbol{\psi}_4(\tau_4) \mathbf{B}_4$; $\tau_1 = t_{on2}$; $\tau_2 = t_{on1} - t_{on2}$; $\tau_4 = T - t_{on1}$ 。 t_{on2} 和 t_{on1} 可由式 (8) 求得:

$$s_1(\mathbf{x}_n, t_{on2}) = \mathbf{K}_2 \mathbf{x}(t_{on2}) - I_{ref} = 0 \quad (8a)$$

$$s_2(\mathbf{x}(t_{on2}), t_{on1}) = \mathbf{K}_1 \mathbf{x}(t_{on1}) - V_{ref} = 0 \quad (8b)$$

对于 Z_2 , \mathbf{x}_{n+1} 与 \mathbf{x}_n 之间的映射为:

$$\mathbf{x}_{n+1} = f_2(\mathbf{x}_n) = \boldsymbol{\Phi}_2(\tau) \mathbf{x}_n + \boldsymbol{\Psi}_2(\tau) \quad (9)$$

式中, $\boldsymbol{\Phi}_2(\tau) = \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \boldsymbol{\phi}_1(\tau_1)$; $\boldsymbol{\Psi}_2(\tau) = \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \boldsymbol{\psi}_1(\tau_1) \mathbf{B}_1 + \boldsymbol{\psi}_4(\tau_4) \mathbf{B}_4$; $\tau_1 = t_{on1} = t_{on2}$; $\tau_4 = T - t_{on1} = T - t_{on2}$ 。 t_{on1} 和 t_{on2} 可分别由式 (10) 求得:

$$s_1(\mathbf{x}_n, t_{on}) = \mathbf{K}_1 \mathbf{x}(t_{on}) - V_{ref} = 0 \quad (10a)$$

$$s_2(\mathbf{x}_n, t_{on}) = \mathbf{K}_2 \mathbf{x}(t_{on}) - I_{ref} = 0 \quad (10b)$$

对于 Z_3 , \mathbf{x}_{n+1} 与 \mathbf{x}_n 之间的映射为:

$$\mathbf{x}_{n+1} = f_3(\mathbf{x}_n) = \boldsymbol{\Phi}_3(\tau) \mathbf{x}_n + \boldsymbol{\Psi}_3(\tau) \quad (11)$$

式中, $\boldsymbol{\Phi}_3(\tau) = \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \boldsymbol{\phi}_3(\tau_3) \boldsymbol{\phi}_1(\tau_1)$; $\boldsymbol{\Psi}_3(\tau) = \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \times \boldsymbol{\phi}_3(\tau_3) \boldsymbol{\psi}_1(\tau_1) \mathbf{B}_1 + \boldsymbol{\phi}_4(\tau_4) \boldsymbol{\psi}_3(\tau_3) \mathbf{B}_3 + \boldsymbol{\psi}_4(\tau_4) \mathbf{B}_4$; $\tau_1 = t_{on1}$; $\tau_3 = t_{on2} - t_{on1}$; $\tau_4 = T - t_{on2}$ 。 t_{on1} 和 t_{on2} 可由式 (12) 求得:

$$s_1(\mathbf{x}_n, t_{on1}) = \mathbf{K}_1 \mathbf{x}(t_{on1}) - V_{ref} \quad (12a)$$

$$s_2(\mathbf{x}_n(t_{on1}), t_{on2}) = \mathbf{K}_1 \mathbf{x}(t_{on2}) - I_{ref} \quad (12b)$$

因此, 可得 PVR 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器的离散映射模型为:

$$\mathbf{x}_{n+1} = \begin{cases} f_1(\mathbf{x}_n) & t_{col} > t_{con2} \\ f_2(\mathbf{x}_n) & t_{col} = t_{con2} \\ f_3(\mathbf{x}_n) & t_{col} < t_{con2} \end{cases} \quad (13)$$

式中, $f_1(\mathbf{x}_n)$ 、 $f_2(\mathbf{x}_n)$ 和 $f_3(\mathbf{x}_n)$ 分别由式 (7)、式 (9) 和式 (12) 表示。由上述的推导过程可知, 离散映射模型式 (13) 是一个精确模型, 但用于求解导通时间 t_{on1} 和 t_{on2} 的方程均是超越方程, 需要采用数值求解。为了避免求解超越方程, 可取 e^{At} 的近似, 即 $e^{At} \approx \mathbf{I} + A t$ (\mathbf{I} 为单位矩阵)^[23], 并将其代入到式 (7)~式 (12), 可得式 (13) 的近似离散映射模型。

2.3 不动点邻域内的 Jacobi 矩阵

定义 PVR 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器工作在稳态时的不动点为 $\mathbf{X}_Q = [I_{L1} \ V_{C1} \ I_{L2}]^T$ 。基于近似离散映射模型, 利用 $\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n = \mathbf{X}_Q$ 可求得状态变量的不动点 \mathbf{X}_Q 。工作在稳态时, 源变换器的输出电容电压等于其输出电压, 即 $V_{C1} = V_{O1}$ 。从而可得: $V_{O1} = V_{ref}$, $I_{L2} = I_{ref}$, $I_{L1} = I_{L2}$ 。

因此, 近似离散映射模型在其不动点 \mathbf{X}_Q 邻域内的 Jacobi 矩阵可以表示为:

$$\mathbf{J}(\mathbf{X}_Q) = \boldsymbol{\Phi}(\tau) - \frac{\partial f}{\partial t} \left(\frac{\partial s}{\partial t} \right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}_n} \right) \quad (14)$$

式中, $\mathbf{s} = [s_1(\cdot) \ s_2(\cdot) \ \cdots \ s_{K-1}(\cdot)]^T$ 为开关切换函数向量; $\mathbf{t} = [t_1 \ t_2 \ \cdots \ t_{K-1}]^T$ 为开关切换时刻向量, K 为第 K 个开关状态。相应地, 3 个偏导数分别为:

$$\frac{\partial f}{\partial t} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial t_1} \\ \frac{\partial f}{\partial t_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial f}{\partial t_{K-1}} \end{bmatrix} \quad \frac{\partial s}{\partial t} = \begin{bmatrix} \frac{\partial s_1}{\partial t_1} & \frac{\partial s_1}{\partial t_2} & \cdots & \frac{\partial s_1}{\partial t_{K-1}} \\ \frac{\partial s_2}{\partial t_1} & \frac{\partial s_2}{\partial t_2} & \cdots & \frac{\partial s_2}{\partial t_{K-1}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial s_{K-1}}{\partial t_1} & \frac{\partial s_{K-1}}{\partial t_2} & \cdots & \frac{\partial s_{K-1}}{\partial t_{K-1}} \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}_n} = \begin{bmatrix} \frac{\partial s_1}{\partial \mathbf{x}_n} & \frac{\partial s_2}{\partial \mathbf{x}_n} & \dots & \frac{\partial s_{K-1}}{\partial \mathbf{x}_n} \end{bmatrix}$$

对于开关状态序列 Z_1 , 式 (14) 中 3 个偏导数中各个元素的表达式为:

$$\partial f_1 / \partial t_1 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_4 \tau_3) [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_2 \tau_2)(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_2 \mathbf{P}_1 - \mathbf{B}_2]$$

$$\partial f_1 / \partial t_2 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_4 \tau_3)(\mathbf{A}_1 \mathbf{P}_1 + \mathbf{B}_2) - \mathbf{A}_4 \mathbf{P}_2 - \mathbf{B}_4$$

$$\partial s_1 / \partial t_1 = \mathbf{K}_2(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) \quad \partial s_1 / \partial t_2 = 0$$

$$\partial s_2 / \partial t_1 = \mathbf{K}_1 [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_2 \tau_2)(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_2 \mathbf{P}_1 - \mathbf{B}_2]$$

$$\partial s_2 / \partial t_2 = \mathbf{K}_1(\mathbf{A}_2 \mathbf{P}_1 + \mathbf{B}_2) \quad \partial s_1 / \partial \mathbf{x}_n = \mathbf{K}_2(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \tau_1)$$

$$\partial s_2 / \partial \mathbf{x}_n = \mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{A}_2 \tau_2)(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \tau_1)$$

式中, $\mathbf{P}_1 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \tau_1) \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1 \tau_1$; $\mathbf{P}_2 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_2 \tau_2) \mathbf{P}_1 + \mathbf{B}_2 \tau_2$ 。

对于开关状态序列 Z_2 , 式 (14) 中 3 个偏导数中各个元素的表达式为:

$$\partial f_2 / \partial t_1 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_4 \tau_3)(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_4 \mathbf{P}_1 - \mathbf{B}_4$$

$$\partial s_1 / \partial t_1 = \mathbf{K}_1(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) \quad \partial s_1 / \partial \mathbf{x}_n = \mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \tau_1)$$

对于开关状态序列 Z_3 , 式 (14) 中 3 个偏导数的各个元素的表达式为:

$$\partial f_3 / \partial t_1 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_4 \tau_3) [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_3 \tau_2)(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_3 \mathbf{P}_1 - \mathbf{B}_3]$$

$$\partial f_3 / \partial t_2 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_4 \tau_3)(\mathbf{A}_3 \mathbf{P}_1 + \mathbf{B}_3) - \mathbf{A}_4 \mathbf{P}_3 - \mathbf{B}_4$$

$$\partial s_1 / \partial t_1 = \mathbf{K}_2(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) \quad \partial s_1 / \partial t_2 = 0$$

$$\partial s_2 / \partial t_1 = \mathbf{K}_1 [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_3 \tau_2)(\mathbf{A}_1 \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_3 \mathbf{P}_1 - \mathbf{B}_3]$$

$$\partial s_2 / \partial t_2 = \mathbf{K}_1(\mathbf{A}_3 \mathbf{P}_1 + \mathbf{B}_3) \quad \partial s_1 / \partial \mathbf{x}_n = \mathbf{K}_2(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \tau_1)$$

$$\partial s_2 / \partial \mathbf{x}_n = \mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{A}_3 \tau_2)(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \tau_1)$$

式中, $\mathbf{P}_3 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_3 \tau_2) \mathbf{P}_1 + \mathbf{B}_3 \tau_2$ 。

3 特征根分析

通过监测离散映射模型的特征根可以判定 PVR 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器的稳定性。离散映射模型的特征根可通过其特征根方程 $\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{J}(\mathbf{X}_Q)] = 0$ 求得。

基于离散映射模型及其特征根方程, 该级联开关变换器的 3 个特征根随源变换器 V_{ref} 、 r_1 和 L_1 变化的运动轨迹如图 5 所示, 相应的典型参数值对应的特征根值如表 2、表 3 和表 4 所示。考虑纹波的影响, 不动点 \mathbf{X}_Q 设定为 $[L_1 + 0.45 \Delta i_{L_1} \quad V_{C_1} \quad I_{L_2}]^T$ 。

由图 5a 和图 5b 以及表 2 可以看出, 随着 V_{ref} 的增大, λ_1 在 $V_{\text{ref}} = 4.74 \text{ V}$ 处突然从单位圆外跳到单位圆内, 且 λ_2 和 λ_3 始终在单位圆内, 预示着

边界碰撞分岔发生; 随着 V_{ref} 的进一步增大, λ_2 在 $V_{\text{ref}} = 5.85 \text{ V}$ 处通过 -1 穿出单位圆, 且 λ_1 和 λ_3 始终在单位圆内, 预示倍周期分岔发生。由图 5c 和表 3 或由图 5d 和表 4 可以看出, 随着 r_1 或 L_1 的增大, λ_2 在 $r_1 = 135.7 \text{ m}\Omega$ 或 $L_1 = 64.4 \text{ }\mu\text{H}$ 处通过 -1 进入单位圆, 预示逆倍周期分岔发生。

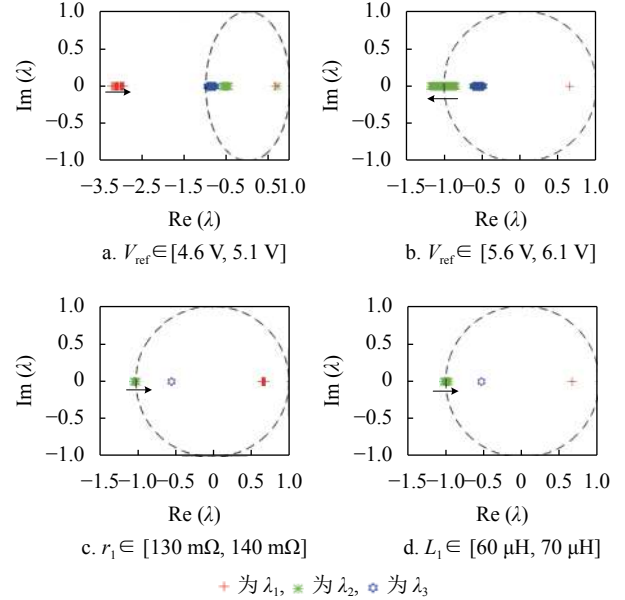


图 5 随 V_{ref} 、 r_1 和 L_1 变化的特征根运动轨迹

表 2 不同 V_{ref} 的典型特征根

V_{ref}/V	特征根($\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$)	稳定性
4.70	(-3.154, 0.691, -0.920)	不稳定
4.73	(-3.223, 0.693, -0.907)	不稳定
4.74	(0.643, -0.459, -0.909)	稳定
4.8	(0.643, -0.480, -0.886)	稳定
5.8	(0.646, -0.966, -0.563)	稳定
5.85	(0.646, -1.000, -0.549)	临界
5.86	(0.647, -1.006, -0.547)	不稳定
5.90	(0.647, -1.033, -0.536)	不稳定

表 3 不同 r_1 的典型特征根

$r_1/\text{m}\Omega$	特征根($\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$)	稳定性
133.0	(0.679, -1.005, -0.538)	不稳定
135.0	(0.683, -1.001, -0.538)	不稳定
135.7	(0.685, -1.000, -0.538)	临界
136.0	(0.685, -0.999, -0.538)	稳定
139.0	(0.692, -0.994, -0.538)	稳定

表 4 不同 L_1 的典型特征根

$L_1/\mu\text{H}$	特征根($\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$)	稳定性
63.0	(0.646, -1.010, -0.536)	不稳定
64.0	(0.646, -1.002, -0.536)	不稳定
64.4	(0.646, -1.000, -0.536)	临界
65.0	(0.646, -0.996, -0.536)	稳定
66.0	(0.646, -0.988, -0.536)	稳定

对比图 5 和图 4 可以看出, 特征根分析的动力学行为与分岔分析的动力学行为一致。此外, 由图 5 和表 2~表 4 也看出, 与负载变换器稳定性关联的特征根 λ_3 在所选电路参数的变化范围内始终在单位圆内, 表明负载变换器始终工作在稳定的周期 1 状态。

4 拓展至其他类型源变换器

为了说明本文研究方法的普遍性, 现将研究方法拓展至 V^2 控制 Buck 变换器作为源变换器的情况。相较于 PVR 控制, V^2 控制具有两个控制环路, 其电压外环由误差放大器构成^[24]。 V^2 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器的原理图如图 6 所示。

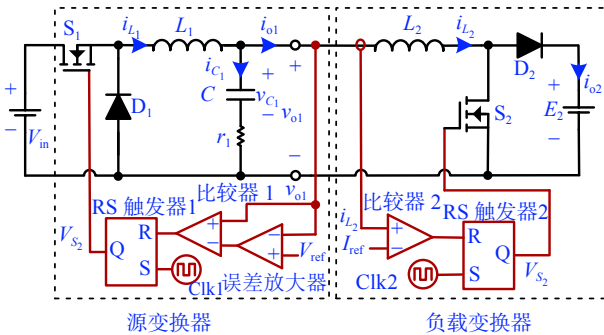


图 6 V^2 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器的原理图

根据图 6 搭建其 PSIM 仿真电路。在仿真电路中, 误差放大器采用比例积分 (proportional integral, PI) 补偿器, 并取其反馈增益 $g=1$, 时间常数 $\tau=100 \mu\text{s}$ 。其他电路参数为: $V_{in}=10 \text{ V}$, $L_1=60 \mu\text{H}$, $C_1=220 \mu\text{F}$, $r_1=40 \text{ m}\Omega$, $V_{ref}=5.5 \text{ V}$, $f_1=100 \text{ kHz}$, $L_2=100 \mu\text{H}$, $I_{ref}=1 \text{ A}$, $E=9 \text{ V}$, $f_2=100 \text{ kHz}$ 。当 V^2 控制 Buck 变换器独立工作时 (将负载变换器替换为负载电阻 R , 并取值 2.35Ω), 仿真波形如图 7a 所示; 当 V^2 控制 Buck 变换器级联工作时, 仿真波形如图 7b 所示。

从图 7 可以看出, 在相同电路参数情况下, V^2 控制 Buck 变换器独立工作时运行在不稳定状态, 如图 7a 所示; 而级联工作时运行在稳定周期 1 状态, 如图 7b 所示。由此可知, V^2 控制 Buck 变换器作为源变换器时, 其稳定性也受到负载变换器的影响。进一步, 可采用上文的建模分析方法对 V^2 控制 Buck 变换器作为源变换器时的稳定性机理进行深入研究。

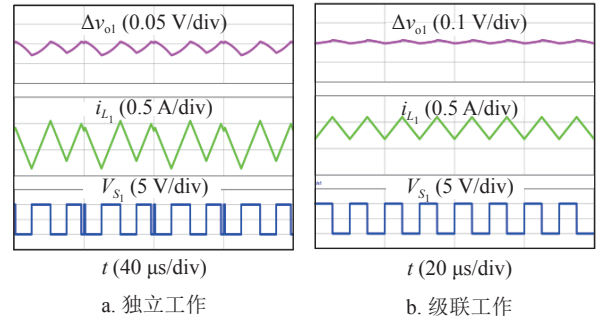


图 7 V^2 控制 Buck 变换器仿真波形

5 实验验证

为了验证上述理论分析和仿真分析的正确性, 根据图 1a 所示的原理图, 搭建了 PVR 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器的实验样机, 如图 8 所示。其中, 开关管采用型号为 IRF540 的 MOSFET, 二极管采用型号为 MBR2045CT 的肖特基二极管, 驱动芯片的型号为 MCP1407, 比较器型号为 LM319, RS 触发器由型号为 74HC02 的或非门芯片搭建, 时钟信号由信号发生器提供, 输入电压和输出电压均由稳压电源提供。

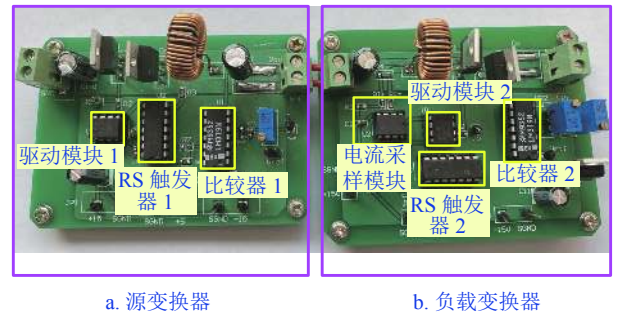


图 8 实验样机

首先, 基于图 8 的实验样机, 验证图 3 的 PSIM 电路仿真波形。采用图 3 所使用的电路参数, 得到 PVR 控制 Buck 变换器独立工作和级联工作时对应的实验结果分别如图 9a 和图 9b 所示。对比图 9 和图 3 可知, 实验结果和仿真结果基本一致, 即 PVR 控制 Buck 变换器独立工作时存在次谐波振荡, 而级联工作时运行在稳定的周期 1 状态。

进一步, 根据图 4 所示的分岔图, 选择若干组典型电路参数验证其对源变换器稳定性的影响。根据图 4a 所示分岔图对应的 4 个工作状态区间, 即周期 2、周期 1、周期 2 和混沌, 分别选择 $V_{ref}=4.6, 5, 5.9, 6.5 \text{ V}$ 这 4 组参数开展实验, 相应的实验结果分别如图 10a~图 10d 所示; 根据图 4b 所示分岔图对应的 3 个工作状态区间, 即混沌、周期 2 和周期 1, 分别选择 $r_1=90, 130, 150 \text{ m}\Omega$ 这 3 组参

数开展实验，相应的实验结果分别如图 11a~图 11c 所示。根据图 4c 所示分岔图对应的 3 个工作状态区间，即混沌、周期 2 和周期 1，分别选择 $L_1=50, 60, 70 \mu\text{H}$ 这 3 组参数开展实验，相应的实验结果分别如图 12a~图 12c 所示。

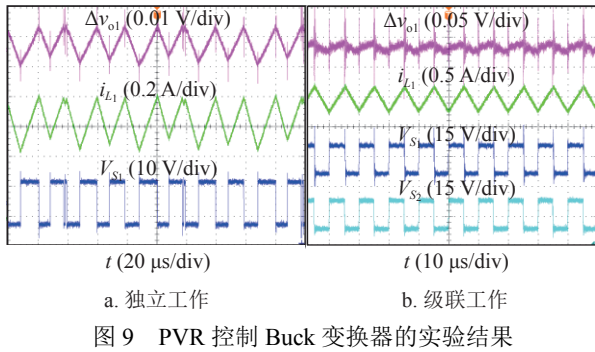


图 9 PVR 控制 Buck 变换器的实验结果

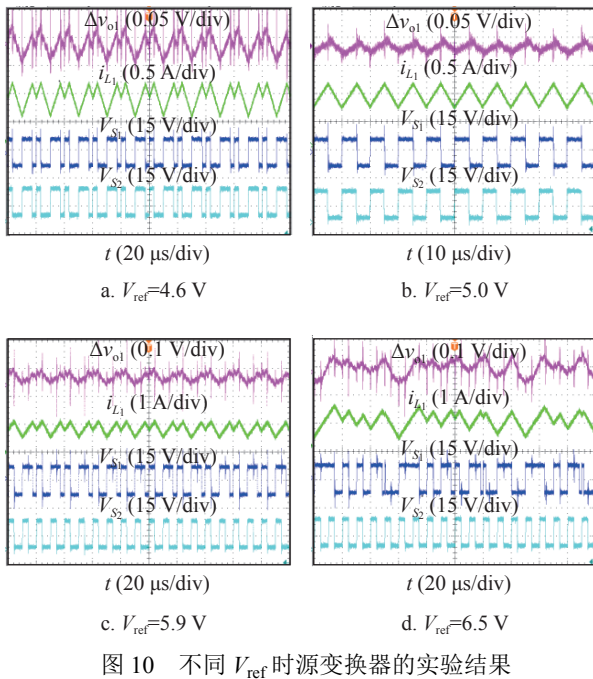


图 10 不同 V_{ref} 时源变换器的实验结果

当 $V_{\text{ref}}=4.6 \text{ V}$ 时，源变换器工作在不稳定的周期 2 状态，如图 10a 所示；当 $V_{\text{ref}}=5 \text{ V}$ 时，源变换器工作在稳定的周期 1 状态，如图 10b 所示；当 $V_{\text{ref}}=5.9 \text{ V}$ 时，源变换器工作在不稳定的周期 2 状态，如图 10c 所示；当 $V_{\text{ref}}=6.5 \text{ V}$ 时，源变换器工作在混沌状态，如图 10d 所示。

当 $r_1=90 \text{ m}\Omega$ 或 $L_1=50 \mu\text{H}$ 时，源变换器工作在混沌状态，如图 11a 或图 12a 所示；当 $r_1=130 \text{ m}\Omega$ 或 $L_1=60 \mu\text{H}$ 时，源变换器工作在不稳定的周期 2 状态，如图 11b 或图 12b 所示；当 $r_1=150 \text{ m}\Omega$ 或 $L_1=70 \mu\text{H}$ 时，源变换器工作在稳定的周期 1 状态，如图 11c 或图 12c 所示。

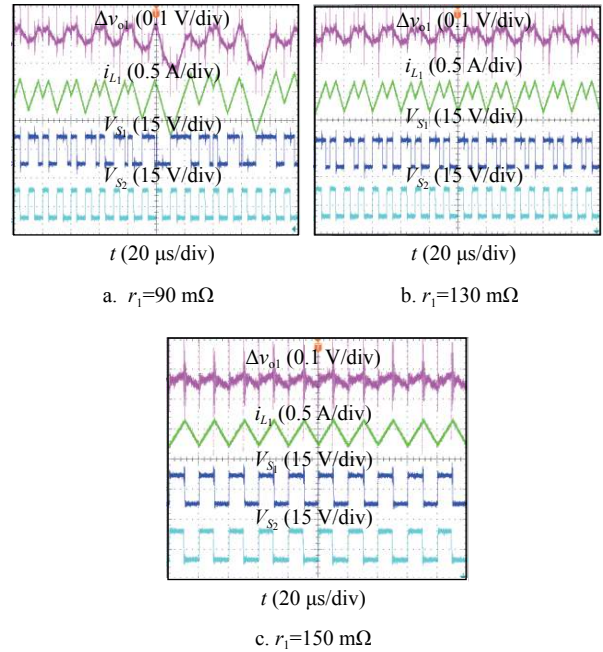


图 11 不同 r_1 时源变换器的实验结果

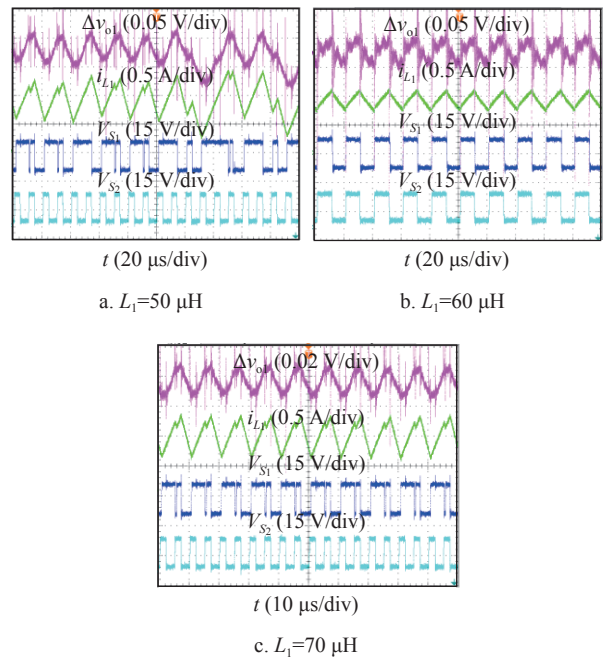


图 12 不同 L_1 时源变换器的实验结果

对比图 10~图 12 和图 4a~图 4c 可知，实验结果与分岔图对应的工作状态一致，验证了仿真结果和理论结果。

6 结束语

以 PVR 控制 Buck 变换器级联 PCM 控制 Boost 变换器为例，深入研究了级联开关变换器中源变换器的稳定性机理。分析了源变换器随其参考电压、输出电容 ESR 和电感变化时的分岔行为。建立了级联开关变换器具有 3 种开关状态序列的离散映射

模型, 推导了其在不动点邻域内的 Jacobi 矩阵, 并通过监测 Jacobi 矩阵的特征根运动轨迹, 明晰了源变换器随电路参数变化的失稳机理。研究表明, 增大参考电压, 源变换器将通过倍周期失稳; 减小参考电压, 源变换器将通过边界碰撞分岔失稳。当源变换器占空比小于负载变换器占空比时, 源变换器始终工作在不稳定状态; 而当源变换器占空比大于负载变换器占空比时, 源变换器可工作在稳定状态, 且稳定工作范围随输出电容 ESR 和电感的增大而增大。本文的研究方法也可以拓展至 V^2 控制 Buck 变换器等其他类型变换器作为源变换器的情况。

本文的研究结果和研究方法可以作为基于阻抗分析的稳定性判据的补充, 可以为级联开关变换器中源变换器的参数设计提供更加精确的理论指导。

参 考 文 献

- [1] 韦李军, 黄萌, 孙建军, 等. 带恒功率负载的光伏-储能混合发电系统非线性行为分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(7): 128-137.
WEI L J, HUANG M, SUN J J, et al. Nonlinear analysis of photovoltaic battery hybrid power system with constant power loads[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(7): 128-137.
- [2] 廖志贤, 罗晓曙, 黄国现. 两级式光伏并网逆变器建模与非线性动力学行为研究[J]. 物理学报, 2015, 64(13): 130503.1-130503.8.
LIAO Z X, LUO X S, HUANG G X. Numerical modeling and research on nonlinear dynamic behaviors of two-stage photovoltaic grid-connected inverter[J]. Acta Phys Sin, 2015, 64(13): 130503.1-130503.8.
- [3] 黄旭程, 何志兴, 伍文华, 等. 交直流微电网中变换器级联系统稳定性分析与协同控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1432-1442.
HUANG X C, HE Z X, WU W H, et al. Stability analysis of converters cascade system in the hybrid AC/DC microgrid and coordinative control[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1432-1442.
- [4] 周兵凯, 杨晓峰, 李继成, 等. 一种用于优化 LC-DAB 级联系统稳定性的虚拟阻抗控制技术[J]. 电工技术学报, 2021, DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.200063.
ZHOU B K, YANG X F, LI J C, et al. Virtual impedance control technology for stability optimization of LC-DAB cascaded system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.200063.
- [5] 王剑, 贾鹏宇, 李艳, 等. 优化负载变换器输入阻抗的输入电流内环控制方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 92-101.
WANG J, JIA P Y, LI Y, et al. Input current inner loop control method to increase the input impedance of load converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(2): 92-101.
- [6] MIDDLEBROOK R D. Input filter considerations in design and application of switching regulators[C]//IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago: IEEE, 1976: 366-382.
- [7] RICCOBONO A, SANTI E. Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3525-3535.
- [8] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [9] ZHANG X, RUAN X B, TSE C K. Impedance-based local stability criterion for DC distributed power systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2015, 62(3): 916-925.
- [10] 王伟, 宫池玉, 焦庆丽. 分布式电源级联系统稳定性分析与增强控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(11): 66-70.
WANG W, GONG C Y, JIAO Q L. Stability analysis and enhanced control of distributed power cascaded system[J]. Power Electronics, 2019, 53(11): 66-70.
- [11] LI X, RUAN X B, XIONG X L, et al. Stability issue of cascaded systems with consideration of switching ripple interaction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7040-7052.
- [12] ZHANG X, ZHONG Q, MING W. Fast scale instability problem of cascaded buck conversion system and its phase-shifted-carrier solution[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Montreal, QC: IEEE, 2015: 366-382.
- [13] DING L, WONG S C, TSC C K, et al. Bifurcation analysis of a current-mode controlled DC cascaded system and applications to design[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3214-3224.
- [14] ZHOU G H, LI Y, LENG M R, et al. Stabilizing effect of load converter in cascaded system considering ripple interaction[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(1): 296-300.
- [15] REDL R, SUN J. Ripple-based control of switching regulators—An overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2669-2680.
- [16] CORTÉS J, ŠVIKOVIĆ V, ALOU P, et al. Accurate analysis of subharmonic oscillations of V^2 and V^2I_c controls applied to buck converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 1005-1018.
- [17] ZHOU G H, MAO G H, ZHOU S H, et al. Digital valley V^2 control for boost converter with fast load-transient performance[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(10): 2089-2093.
- [18] 周国华, 谭伟, 周述晗, 等. V^2 控制 Cuk 变换器建模与瞬态性能分析[J]. 电工技术学报, 2021, 36(4): 820-830.

- ZHOU G H, TAN W, ZHOU S H, et al. Modeling and transient performance analysis of V^2 controlled Cuk converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(4): 820-830.
- [19] ZHANG X, ZHANG Z W, BAO B C, et al. Design-oriented stability of outer voltage loop in capacitor current controlled buck converters[J]. Journal of Power Electronics, 2019, 19(4): 869-880.
- [20] 周群, 徐懿, 张金保, 等. I^2 控制 Buck 变换器的一阶动力学分析[J]. 电子科技大学学报, 2016, 45(3): 387-392.
- ZHOU Q, XU Y, ZHANG J B, et al. One-dimensional dynamic analysis of I^2 controlled buck converter[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2016, 45(3): 387-392.
- [21] LENG M R, ZHOU G H, TIAN Q X, et al. Improved small signal model for switching converter with ripple-based control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 222-235.
- [22] WANG Y, XU L M, CHEN L, et al. Discrete iterative map model-based stability analysis of capacitor current ripple-controlled SIDO CCM buck converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3272-3280.
- [23] CHEN Y, TSE C K, QIU S S, et al. Coexisting fast-scale and slow-scale instability in current-mode controlled DC/DC converters: Analysis, simulation and experimental results[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2008, 55(10): 3335-3348.
- [24] ZHOU G H, HE S Z, ZHANG X, et al. Critical output-capacitor ESR for stability of V^2 controlled buck converter in CCM and DCM[J]. Electronics Letters, 2014, 50(12): 884-886.

编辑 税红