

交错控制双输入 Buck 变换器的工作模式及输出纹波电压分析

皇金锋^{1,2}, 曹哲¹

(1. 陕西理工大学电气工程学院, 723001, 陕西汉中; 2. 陕西省工业自动化重点实验室, 723001, 陕西汉中)

摘要: 针对两路输入电压大小不等而导致交错控制双输入 Buck 变换器工作模式复杂、参数设计困难的问题, 将变换器的两路输入电压分 3 种情况进行分析和讨论, 并且建立了变换器工作于连续导电模式 (CCM) 和不连续导电模式 (DCM) 的临界负载、电感电流和输出纹波电压数学模型。研究发现, 变换器的临界负载随两路输入电压压差的减小而增大, 电感电流纹波及输出纹波电压随两路输入电压压差的减小而减小; 当两路输入电压相等时, 变换器的临界负载达到最大, 电感电流纹波及输出纹波电压达到最小。最后搭建了双输入 Buck 变换器实验平台, 并通过给定的 3 组输入电压进行实验分析, 实验结果验证了变换器的工作模式以及输出纹波电压数学模型的正确性。研究结果可为交错控制方式的双输入 Buck 变换器的参数设计提供理论依据。

关键词: 双输入 Buck 变换器; 交错控制; 工作模式; 纹波电压

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202108017 **文章编号:** 0253-987X(2021)08-0139-11



OSID 码

Analysis of Operation Mode and Output Ripple Voltage of Interleaved-Ccontrol Double-Input Buck Converters

HUANG Jinfeng^{1,2}, CAO Zhe¹

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong, Shaanxi 723001, China;

2. Shaanxi Key Laboratory of Industrial Automation, Hanzhong, Shaanxi 723001, China)

Abstract: In order to solve the problem of complex operation mode and difficult parameter design of the interleaved-control double-input Buck converter due to the difference of the two input voltages, three cases of the two input voltages of the converter are analyzed and discussed. Mathematical models of critical load, inductance current and output ripple voltage of the converter operating in continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) are established. It is found that the critical load of the converter increases as the difference between the two input voltages decreases, and the inductor current ripple and output ripple voltages decrease as the voltage difference between the two input voltages decreases. When the two input voltages are equal, the critical load of the converter reaches the maximum, and the inductor current ripple and output ripple voltages reach the minimum. Finally, an experimental platform for double-input Buck converter is built, and three groups of different input voltages are given for experimental study. The experimental results verify the correctness of the operation mode of the converter and the mathematical models of the output ripple voltage. The research

收稿日期: 2020-11-14。 作者简介: 皇金锋(1978—),男,副教授,硕士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51777167)。

网络出版时间: 2021-01-18

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20210118.1340.006.html>

results provide a theoretical basis for the parameter optimization design of the double-input Buck converter with interleaved control.

Keywords: double-input Buck converter; interleaved control; working mode; ripple voltage

在可再生能源分布式供电系统中,如图1所示,采用多输入DC-DC变换器代替传统多个单输入直流变换器并联方式不仅可以简化电路拓扑结构,降低系统成本,也可以将幅值、性质和特征不同的新能源实现联合供电,从而提高分布式能源系统供电的可靠性和灵活性^[1-5]。因此,近年来多输入DC-DC变换器成为了分布式新能源供电系统研究的热点。

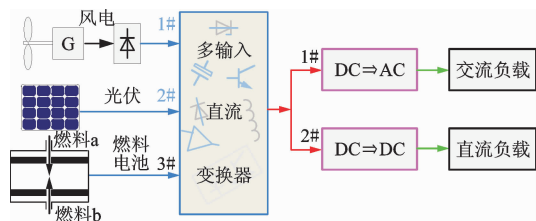


图1 分布式供电系统组成框图

Fig. 1 The block diagram of distributed power supply system

近年来,国内外学者对多输入DC-DC变换器进行了深入的研究,并相继提出了多个多输入变换器电路拓扑^[6-15]。文献[16]提出了一种双输入Buck变换器拓扑,该拓扑具有结构简单、开关器件电压应力低、双输入电压源既可单独又可同时向负载供电的特点。文献[17]分析了双输入Buck变换器的电感电流纹波与两开关管驱动信号之间的关系,并提出了采用交错双沿调制方法,该方法不仅减小了电感电流纹波且提高了变换器的动态响应速度和功率密度。文献[18]提出了采用单周期控制方式来消除双输入Buck变换器电路环路之间的耦合。文献[19]建立了双输入Buck变换器的小信号模型,并设计了闭环调节器,使得该系统具有良好的稳态和暂态性能。双输入Buck变换器存在两个功率开关管,因此其控制方式更加灵活;同时由于两个输入电压和输出电压之间的大小关系存在3种情况,使得该变换器的工作模式和纹波电压变得更加复杂。变换器的工作模式和输出纹波电压既是衡量其性能的重要指标,也是参数设计的重要依据。合理的参数设计,不仅能提高变换器的稳定性、功率密度、效率,还能改善其暂态性能,但现阶段国内外关于双输入Buck变换器的工作模式和输出纹波电压研究还不够深入。

本文对采用交错控制方式的双输入Buck变换

器的工作模式及输出纹波电压进行了深入研究:根据输入电压与输出电压之间的大小关系分3种情况进行了讨论,推导出了变换器的临界负载,建立了变换器分别工作于电感电流连续导电模式(CCM)和不连续导电模式(DCM)时的输出纹波电压解析式,在此基础上讨论了纹波电压与变换器参数之间关系。研究结果对于双输入Buck变换器的分析和设计具有指导意义。

1 双输入Buck变换器工作原理

双输入Buck变换器电路拓扑如图2所示。其中 V_{in1} 、 V_{in2} 为输入电压,为了方便分析,规定 $V_{in1} > V_{in2}$; S_1 、 S_2 为功率开关管; VD_1 、 VD_2 为续流二极管; L 为输出滤波电感; C 为输出滤波电容; R 为负载; i_L 为电感电流; i_C 为电容充电电流; I_o 为输出电流。 S_1 和 S_2 采用交错控制,驱动信号相位相差 180° ,其占空比存在 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 两种工作模式。限于篇幅,本文仅以 $D < 0.5$ 为例进行分析讨论,分析方法同样适用于 $D > 0.5$ 的情况。根据单周期内流过电感的电流是否出现断续可将变换器工作模式分为CCM和DCM。下面对变换器的工作模式进行深入分析。

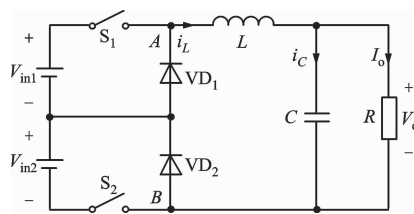


图2 双输入Buck变换器的电路拓扑

Fig. 2 Circuit topology of double-input Buck converter

1.1 CCM 工作原理

采用交错控制策略且满足 $D < 0.5$ 时, S_1 和 S_2 存在同时关断但不存在同时导通的情况。变换器工作于CCM时存在3种工作模式,如图3a~c所示;电感电流 i_L 波形如图4所示,其中 V_{GS1} 和 V_{GS2} 分别为开关 S_1 和 S_2 的PWM信号。下面进行详细分析。

模态1:在 $t_0 \sim t_1$ 时间段内, S_1 导通, S_2 关断, VD_1 关断, VD_2 导通,等效电路如图3a。由于 $V_{in1} > V_{in2}$,因此,在此时间段内电感 L 充电,电感电流 i_L 线性上升。

模态 2: 在 $t_2 \sim t_3$ 时间段内, S_2 导通, S_1 关断, VD_1 导通, VD_2 关断, 等效电路如图 3b。电感 L 两端电压 $V_L = |V_{in2} - V_o|$, 因此, L 共有 3 种工作状态, 即 $V_{in2} > V_o$ 时, L 充电, i_L 线性上升; $V_{in2} < V_o$ 时, L 放电, i_L 线性下降; $V_{in2} = V_o$ 时, i_L 恒定不变。

模态 3: 在 $t_1 \sim t_2$ 和 $t_3 \sim t_0$ 时间段内, S_1 和 S_2 均关断, VD_1 和 VD_2 均导通, 等效电路如图 3c, L 放电, i_L 线性下降。

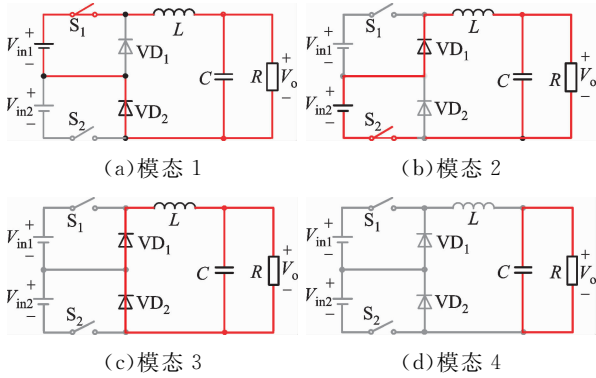


图 3 变换器的工作模式

Fig. 3 Operating mode of the converter

由电感的伏秒平衡原理, 可得输出电压增益

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (1)$$

式中: $V_{in} = V_{in1} + V_{in2}$ 。

分析模态 2 及图 4 中的 3 种电感电流波形, 并将 V_{in2} 与 V_o 的 3 种关系分别代入式(1), 可得两路输入电压之间的关系为

$$\left. \begin{aligned} V_{in1} &> kV_{in2}, & V_{in2} < V_o \\ V_{in1} &= kV_{in2}, & V_{in2} = V_o \\ V_{in1} &< kV_{in2}, & V_{in2} > V_o \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $k = \frac{1-D}{D}$ 。

分析图 4 可知, S_1 导通时间段内, i_L 线性增大; S_1 和 S_2 均不导通时间段内, i_L 线性减小; S_2 导通时

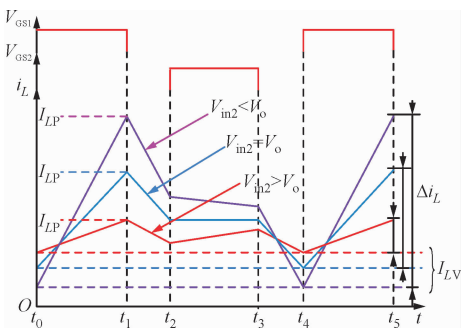


图 4 CCM 时电感电流波形

Fig. 4 Inductive current waveform in CCM

间段内, i_L 可能线性增大、减小或者保持不变, 对应式(2)所示的 3 种输入电压情况。由以上分析可知, 不同的输入电压会影响 i_L 的变化趋势和幅值。

1.2 DCM 工作原理

变换器工作于 DCM 时存在 4 个工作模式, 前两个工作模式与其工作于 CCM 时类似, 不同之处是模态 3 的电感电流 i_L 最终会下降到零, 之后进入模态 4, S_1 、 S_2 、 VD_1 和 VD_2 均关断, 等效电路如图 3d 所示, 此时电容 C 为负载 R 供能。

2 变换器临界负载分析

变换器的临界负载存在两种情况, 为了方便分析, 记电感电流 i_L 在后半周期出现断续时为 DCM1, 波形如图 5 所示; 在前半周期出现断续时为 DCM2, 波形如图 6 所示。图 5 中, 当 i_L 在 $t = t_0$ 时, 满足电感电流最小值 $I_{LV} = 0$, 对应 CCM 与 DCM1 的临界负载 R_L ; 图 6 中, 当 i_L 在 $t = t_2$ 时满足 $I_{LV} = 0$, 对应 DCM1 和 DCM2 的临界负载 R_D 。当 $R < R_L$ 时, 变换器工作于 CCM; 当 $R_L < R < R_D$ 时, 变换器工作于 DCM1; 当 $R > R_D$ 时, 变换器工作于 DCM2。下面对临界负载进行分析。

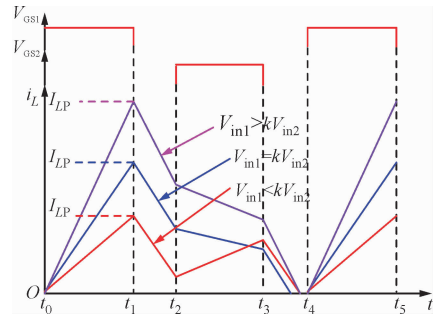


图 5 DCM 电感电流波形

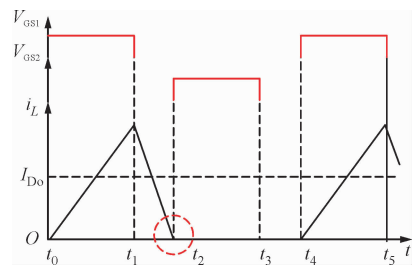
Fig. 5 Inductive current waveform in DCM

2.1 临界负载 R_L

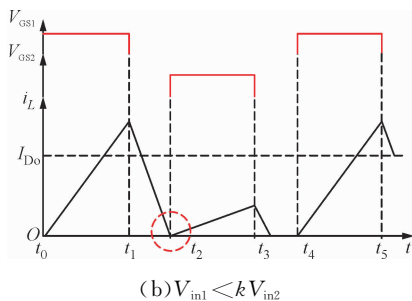
由图 4 可知, 电感 L 的平均电流 I_L 为

$$I_L = I_{LV} + \frac{D(V_{in1} - V_o)}{2Lf} \quad (3)$$

式中: f 为开关频率; I_{LV} 为电感电流的最小值。



(a) $V_{in1} \geq kV_{in2}$

图6 DCM时 $R=R_D$ 的电感电流波形Fig. 6 Inductive current waveform in DCM when $R=R_D$

变换器工作在稳定状态时,电感平均电流 I_L 等于负载电流 I_o 。图4中电感电流的最小值 I_{LV} 、最大值 I_{LP} 及电感电流变化量 Δi_L 可表示为

$$\left. \begin{aligned} I_{LV} &= I_o - \frac{D(V_{in1} - V_o)}{2Lf} \\ I_{LP} &= I_{LV} + \Delta i_L \\ \Delta i_L &= \frac{D(V_{in1} - V_o)}{Lf} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

分析式(4)可知,当输入电压 V_{in1} 取值越小时,电感电流变化量 Δi_L (电感电流纹波)越小,并且由图4中3种电感电流波形结合式(2)可得出, $V_{in1} < kV_{in2}$ 时电感电流纹波 $\Delta i_{L,V_{in1} < kV_{in2}}$, $V_{in1} = kV_{in2}$ 时电感电流纹波 $\Delta i_{L,V_{in1} = kV_{in2}}$ 及 $V_{in1} > kV_{in2}$ 时电感电流纹波 $\Delta i_{L,V_{in1} > kV_{in2}}$ 之间大小关系满足: $\Delta i_{L,V_{in1} > kV_{in2}} > \Delta i_{L,V_{in1} = kV_{in2}} > \Delta i_{L,V_{in1} < kV_{in2}}$ 。

将 $I_o = V_o/R$ 和式(3)代入式(4)并令 $I_{LV} = 0$, 可得CCM与DCM的临界负载 R_L 为

$$R_L = \frac{2Lf(V_{in1} + V_{in2})}{V_{in1} - D(V_{in1} + V_{in2})} \quad (5)$$

分别对式(5)中 V_{in1} 和 V_{in2} 求偏导数可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial R_L}{\partial V_{in1}} &= \frac{-2fLV_{in2}}{[(D-1)V_{in1} + DV_{in2}]^2} < 0 \\ \frac{\partial R_L}{\partial V_{in2}} &= \frac{2fLV_{in1}}{[(D-1)V_{in1} + DV_{in2}]^2} > 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

由式(6)可知,当 V_{in2} 取固定值时, R_L 随 V_{in1} 的减小而增大; V_{in1} 取固定值时, R_L 随 V_{in2} 的增大而增大。因此,输入电压 V_{in1} 和 V_{in2} 的压差越小,变换器的临界负载 R_L 越大。

2.2 临界负载 R_D

变换器工作于DCM时,按照两路输入电压之间的关系分为3种情况。

(1)若满足 $V_{in1} > kV_{in2}$, 则电感电流 i_L 如图6a所示。 i_L 在 t_0 时刻由零开始线性增加,在 t_2 时刻下降到零,后半周期持续保持零,此时对应的临界负载为 R_{D1} 。

(2)若满足 $V_{in1} = kV_{in2}$, i_L 如图6a所示。由于此时DCM的输出电压 V'_o 大于CCM的输出电压 V_o , 则工作于DCM时电感电流波形与 $V_{in1} > kV_{in2}$ 时的波形相似,此时对应的临界负载为 R_{D1} 。

(3)若满足 $V_{in1} < kV_{in2}$, 则 i_L 如图6b所示。由于输入电压 V_{in2} 大于DCM输出电压 V'_o , 因此在 $[t_2, t_3]$ 时间段内, i_L 线性增大,此时对应的临界负载为 R_{D2} 。

当满足 $V_{in1} \geq kV_{in2}$ 时,由 $I_L = I_o$ 可得临界负载 R_{D1} 为

$$R_{D1} = \frac{8Lf}{1-2D} \quad (7)$$

由式(7)可知,当 $V_{in1} \geq kV_{in2}$ 时,临界负载 R_{D1} 与输入电压大小无关,与占空比大小成正比。

同理,当满足 $V_{in1} < kV_{in2}$ 时,临界负载 R_{D2} 为

$$R_{D2} = \frac{8LfV_{in1}^2}{(1-2D)V_{in1}^2 - 2DV_{in1}V_{in2} + V_{in2}^2} \quad (8)$$

分别对式(8)中的 V_{in1} 和 V_{in2} 求偏导数可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial R_{D2}}{\partial V_{in1}} &= \frac{-16fLV_{in1}(DV_{in1} - V_{in2})V_{in2}}{[(2D-1)V_{in1}^2 + 2DV_{in1}V_{in2} - V_{in2}^2]^2} > 0 \\ \frac{\partial R_{D2}}{\partial V_{in2}} &= \frac{16fLV_{in1}(DV_{in1} - V_{in2})}{[(1-2D)V_{in1}^2 - 2DV_{in1}V_{in2} + V_{in2}^2]^2} < 0 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

当输入电压满足 $V_{in1} < kV_{in2}$ 时,由式(9)可知, V_{in2} 取固定值, R_{D2} 随着 V_{in1} 的增大而增大; V_{in1} 取固定值, R_{D2} 随着 V_{in2} 的增大而减小。

3 CCM时输出纹波电压建模分析

由第2节分析可知,两路输入电压之间的关系不会影响CCM的输出电压增益 M , 但会影响输出电压纹波的幅值及形状。下面对CCM的输出纹波电压分3种情况进行建模分析^[20]。

3.1 $V_{in1} > kV_{in2}$

当 $V_{in1} > kV_{in2}$ 且 $R < R_L$ 时,变换器工作于CCM,其纹波电压波形如图7a所示。在 $t_0 \sim t_2$ 期间,电容的充电电流 $i_{C1}(t)$ 为

$$i_{C1}(t) = I_{LV} + \frac{V_{in1} - V_o}{L}t - I_o \quad (10)$$

则在 $t_1 \sim t_2$ 期间,电容电压变化量 ΔV_{C1} 为

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_{C1}(t) dt \quad (11)$$

式中: $t_1 = \frac{D}{2f}$; $t_2 = \frac{D}{f}$ 。

在 $t_2 \sim t_3$ 期间,电容充电电流 $i_{C2}(t)$ 为

$$i_{C2}(t) = I_{LP} - \frac{V_o}{L}t - I_o \quad (12)$$

则在 $t_2 \sim t_3$ 期间,电容电压变化量 ΔV_{C2} 为

$$\Delta V_{C2} = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_3} i_{C2}(t) dt \quad (13)$$

在 $t_3 \sim t_4$ 期间,电容的充电电流 $i_{C3}(t)$ 为

$$i_{C3}(t) = I_{LP} - \frac{(1-2D)V_o}{2Lf} - \frac{V_o - V_{in2}}{L}t - I_o \quad (14)$$

则在 $t_3 \sim t_4$ 期间,电容电压变化量 ΔV_{C3} 为

$$\Delta V_{C3} = \frac{1}{C} \int_{t_3}^{t_4} i_{C3}(t) dt \quad (15)$$

由以上分析可知,变换器纹波电压 V_{PP} 为

$$V_{PP} = \Delta V_{C1} + \Delta V_{C2} + \Delta V_{C3} \quad (16)$$

当 $V_{in1} > kV_{in2}$ 时,将式(4)、式(10)~(15)代入式(16)可得变换器输出纹波电压 $V_{PP1,CCM}$ 为

$$V_{PP1,CCM} = \frac{(V_{in1} - V_{in2})(V_{in1} - V_o)V_o}{8LCf^2V_{in}^2} \quad (17)$$

对式(17)中 C 、 f 和 L 分别求偏导数可知,其偏导数均小于零,即 $V_{PP1,CCM}$ 随 C 、 f 和 L 的增大而减小;对 V_{in1} 和 V_{in2} 分别求偏导数可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial V_{PP1,CCM}}{\partial V_{in1}} &= \frac{(1-D)D}{8Cf^2L} > 0 \\ \frac{\partial V_{PP1,CCM}}{\partial V_{in2}} &= -\frac{(1-D)D}{8Cf^2L} < 0 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

分析式(18)可知, $V_{PP1,CCM}$ 随 V_{in1} 的减小而减小,随 V_{in2} 的增大而减小。

3.2 $V_{in1} = kV_{in2}$

当 $V_{in1} = kV_{in2}$ 且 $R < R_L$ 时,变换器工作于 CCM,纹波电压波形如图 7b 所示,纹波电压计算方法同 3.1 节。受篇幅所限,下面仅给出纹波电压建模结果,此模式下纹波电压 $V_{PP2,CCM}$ 为

$$V_{PP2,CCM} = \frac{[V_{in1}(V_{in1} - V_o) - (V_{in2} - V_o)^2]V_o}{8LCf^2V_{in}^2} \quad (19)$$

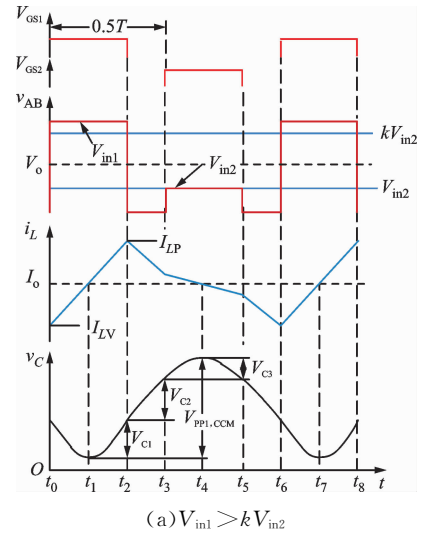
分别对式(19)中 C 、 f 和 L 求偏导数可知其偏导数均小于零,即 $V_{PP2,CCM}$ 随 C 、 f 和 L 的增大而减小;对式(19)中 V_{in1} 和 V_{in2} 分别求偏导数可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial V_{PP2,CCM}}{\partial V_{in1}} &= \frac{D(1-D-D^2)}{8Cf^2L} > 0 \\ \frac{\partial V_{PP2,CCM}}{\partial V_{in2}} &= -\frac{(D-1)^2D}{8Cf^2L} < 0 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

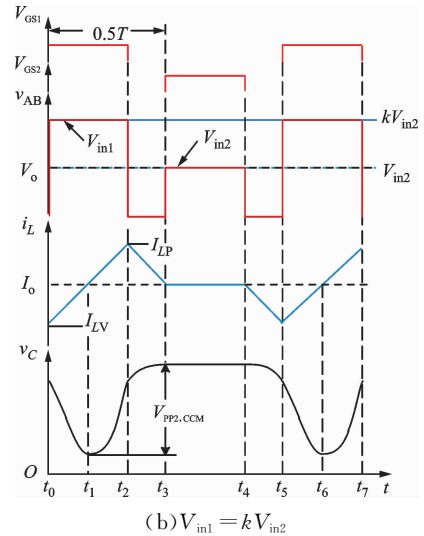
由于 $V_{in1} = kV_{in2}$,所以在这种输入电压下,输出纹波电压可表示为

$$V_{PP2,CCM} = \frac{(1-D)(1-2D)V_{in2}}{8Cf^2L} \quad (21)$$

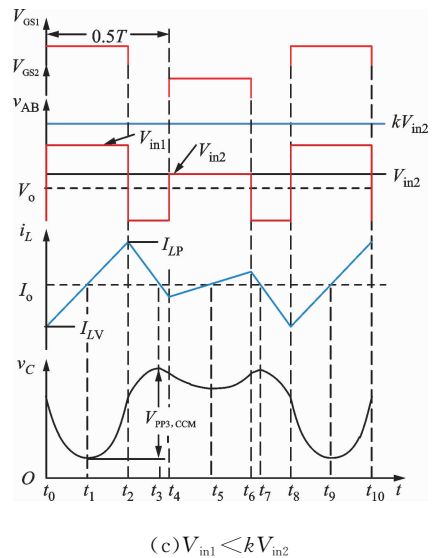
由式(20)可知, $V_{PP2,CCM}$ 随着 V_{in1} 的减小而减小,随着 V_{in2} 的增大而减小。



(a) $V_{in1} > kV_{in2}$



(b) $V_{in1} = kV_{in2}$



(c) $V_{in1} < kV_{in2}$

图 7 变换器工作于 CCM 时的主要波形

Fig. 7 The main waveform of the converter operating in CCM

3.3 $V_{in1} < kV_{in2}$

当 $V_{in1} < kV_{in2}$ 且 $R < R_L$ 时,变换器工作于 CCM。纹波电压波形如图 7c 所示,同理,可得此模式输出纹波电压为

$$V_{PP3,CCM} = \frac{V_{in1}(V_{in1} - V_o)V_o}{8LCf^2V_{in}^2} \quad (22)$$

分别对式(22)中 C 、 f 和 L 求偏导数可知其偏导数均小于零,即 $V_{PP3,CCM}$ 随 C 、 f 和 L 的增大而减小;对式(22)中 V_{in1} 和 V_{in2} 分别求偏导数可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial V_{PP3,CCM}}{\partial V_{in1}} &> 0 \\ \frac{\partial V_{PP3,CCM}}{\partial V_{in2}} &< 0 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

由式(23)可知, $V_{PP3,CCM}$ 随着 V_{in1} 的减小而减小,随着 V_{in2} 的增大而减小。

分析式(17)、式(19)和式(22)可知,CCM 时输出纹波电压 V_{pp} 与负载 R 无关,随 L 、 C 和 f 的增加而单调减小。将 $V_{in1} > kV_{in2}$ 、 $V_{in1} = kV_{in2}$ 和 $V_{in1} < kV_{in2}$ 分别代入式(17)、式(19)和式(22),可得其输出纹波电压的大小关系,即 $V_{PP1,CCM} > V_{PP2,CCM} > V_{PP3,CCM}$ 。图 8 给出了 CCM 时 $V_{PP,CCM}$ 与 V_{in1} 、 L 、 C 和 f 的关系。

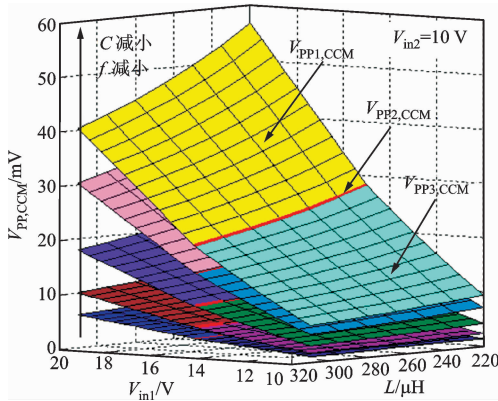


图 8 CCM 时 $V_{PP,CCM}$ 与 V_{in1} 、 L 、 C 和 f 的关系图

Fig. 8 The relationships between $V_{PP,CCM}$ and V_{in1} 、 L 、 C 、 f

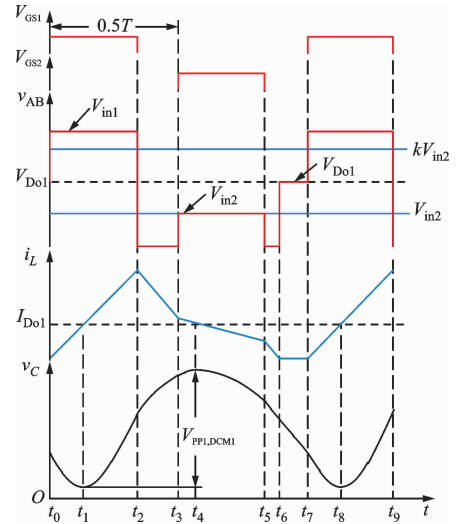
4 DCM 时输出纹波电压建模分析

当 $R_L < R < R_D$ 时,变换器工作于 DCM1;当满足 $R > R_D$ 时,变换器工作于 DCM2。下面对 DCM 输出纹波电压分 3 种情况进行建模分析。

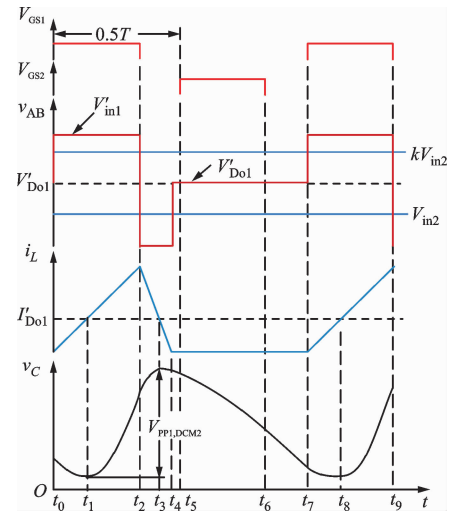
4.1 $V_{in1} > kV_{in2}$

当 $R_L < R < R_{D1}$ 时,变换器工作于 DCM1,波形如图 9a 所示,此时对应的输出纹波电压 $V_{PP1,DCM1}$ 为

$$V_{PP1,DCM1} = \frac{[LV_{Do1}f + DR(V_{Do1} - V_{in1})]^2}{2LCR^2(V_{in1} - V_{Do1})f^2} +$$



(a) $R_L < R < R_{D1}$



(b) $R > R_{D1}$

图 9 $V_{in1} > kV_{in2}$ 时 DCM 主要波形

Fig. 9 Main waveforms of DCM when $V_{in1} > kV_{in2}$

$$([4(2D-1)Lf + R(4D^2-1)]V_{Do1} + 4DR(1-2D)V_{in1})/8LCRf^2 + \frac{(2Lf+R)V_{Do1} - 2DRV_{in1}}{8LCR^2(V_{Do1} - V_{in2})f^2} \quad (24)$$

式中: V_{Do1} 为 DCM1 时的输出电压。

考虑到稳态条件下满足 $I_L = I_o$,可得此模式的输出电压 V_{Do1} 为

$$V_{Do1} = \frac{-DR(V_{in2} + DV_{in})}{4fL} + \frac{\sqrt{D^2R[8LfV_{in}^2 + R(V_{in2} + DV_{in})^2]}}{4fL} \quad (25)$$

当 $R > R_{D1}$ 时,变换器工作于 DCM2,波形如图 9b 所示,此时对应的输出纹波电压 $V_{PP1,DCM2}$ 为

$$V_{PP1,DCM2} = \frac{V_{in1} [fLV'_{Do1} + DR(V'_{Do1} - V_{in1})]^2}{2Cf^2LR^2(V_{in1} - V'_{Do1})V'_{Do1}} \quad (26)$$

式中: V'_{Do1} 为 DCM2 时输出电压

$$V'_{Do1} = \frac{-D^2RV_{in1} + D\sqrt{8fLR + D^2R^2V_{in1}}}{4fL}$$

4.2 $V_{in1} = kV_{in2}$

当 $R_L < R < R_{D1}$ 时,变换器工作于 DCM1,波形如图 10a 所示,对应的输出纹波电压 $V_{PP2,DCM1}$ 为

$$V_{PP2,DCM1} = \frac{(2D-1)LfV_{Do1}}{2LCRf^2} + \frac{DR(1-2D)V_{in1}}{2LCRf^2} \cdot \frac{[LV_{Do2}f + DR(V_{Do2} - V_{in1})]^2}{2LCR^2(V_{in1} - V_{Do2})f^2} + \frac{(4D^2-1)RV_{Do1}}{8LCRf^2} \quad (27)$$

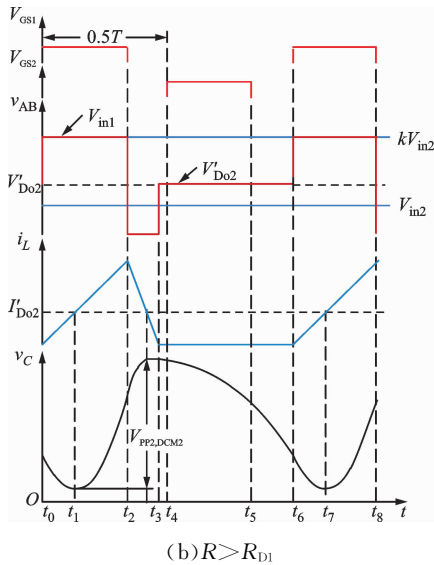
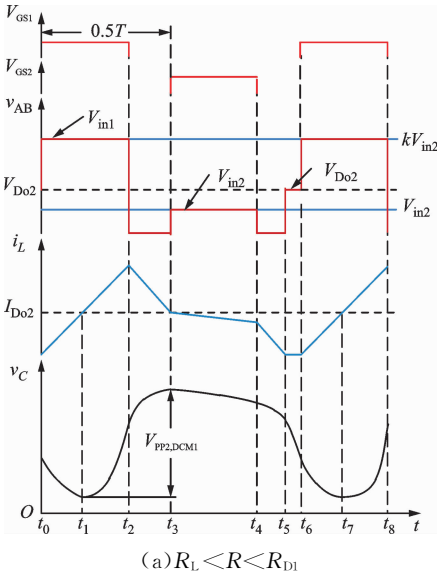


图 10 $V_{in1} = kV_{in2}$ 时 DCM 主要波形

Fig. 10 Main waveform of DCM when $V_{in1} = kV_{in2}$

式中: V_{Do2} 为 DCM1 时的输出电压

$$V_{Do2} = \frac{DR(V_{in2} + DV_{in})}{-4fL} +$$

$$\frac{\sqrt{D^2R[8fLV_{in}^2 + R(V_{in2} + DV_{in})^2]}}{4fL}$$

当 $R > R_{D1}$ 时,变换器工作于 DCM2,波形如图 10b 所示,此时对应的输出纹波电压 $V_{PP2,DCM2}$ 为

$$V_{PP2,DCM2} = \frac{V_{in1} [fLV'_{Do2} + DR(V'_{Do2} - V_{in1})]^2}{2Cf^2LR^2(V_{in1} - V'_{Do2})V'_{Do2}} \quad (28)$$

式中: V'_{Do2} 为 DCM2 时的输出电压

$$V'_{Do2} = \frac{-D^2RV_{in1} + D\sqrt{8fLR + D^2R^2V_{in1}}}{4fL}$$

4.3 $V_{in1} < kV_{in2}$

当 $R_L < R < R_{D2}$ 时,变换器工作于 DCM1,波形如图 11a 所示,此时对应的输出纹波电压 $V_{PP3,DCM1}$ 为

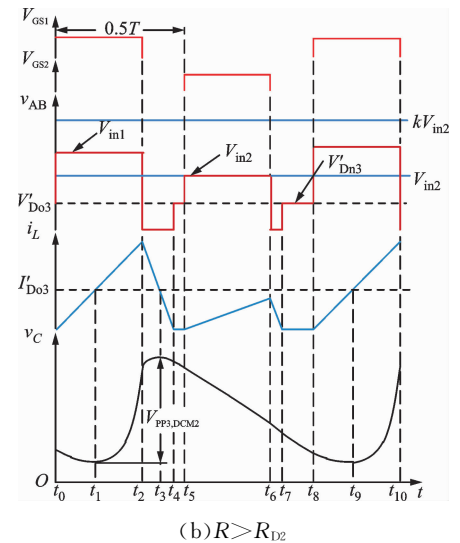
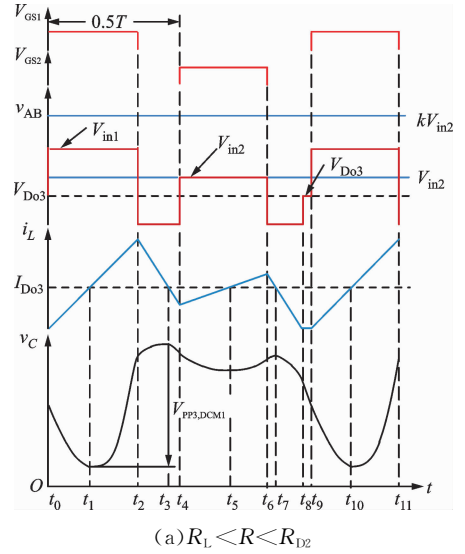


图 11 $V_{in1} < kV_{in2}$ 时 DCM 主要波形

Fig. 11 Main waveforms of DCM when $V_{in1} < kV_{in2}$

$$V_{PP3,DCM1} = \frac{V_{in1} [fLV_{Do3} + DR(V_{Do3} - V_{in1})]^2}{2Cf^2LR^2(V_{in1} - V_{Do3})V_{Do3}}$$

(29)

式中: V_{Do3} 为 DCM1 的输出电压

$$V_{Do3} = \frac{DR(V_{in2} + DV_{in})}{-4fL} + \frac{\sqrt{D^2R[8fLV_{in}^2 + R(V_{in2} + DV_{in})^2]}}{4fL}$$

当 $R > R_{D2}$ 时,变换器工作于 DCM2,波形如图 11b 所示,此时对应的输出纹波电压 $V_{PP3,DCM2}$ 为

$$V_{PP3,DCM2} = \frac{V_{in1} [fLV'_{Do3} + DR(V'_{Do3} - V_{in1})]^2}{2Cf^2LR^2(V_{in1} - V'_{Do3})V'_{Do3}}$$

(30)

式中: V'_{Do3} 为 DCM2 的输出电压

$$V'_{Do3} = \frac{-D^2RV_{in} + \sqrt{D^2R[D^2RV_{in}^2 + 8fL(V_{in1}^2 + V_{in2}^2)]}}{4fL}$$

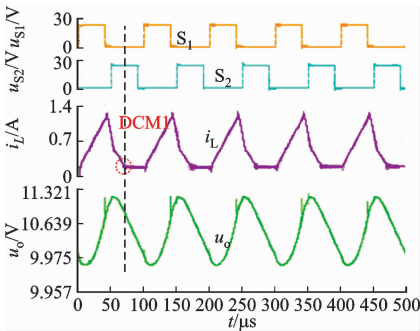
5 实验验证

为验证上述理论分析的正确性,搭建了一台实验样机进行实验验证。参数如下:输入电压 $V_{in1} = 11、15、20\text{ V}$, $V_{in2} = 10\text{ V}$,占空比 $D = 0.4$,工作频率 $f = 10\text{ kHz}$,负载电阻 $R = 10 \sim 100\text{ }\Omega$,电感 $L = 220\text{ }\mu\text{H}$,电容 $C = 60\text{ }\mu\text{F}$ 。

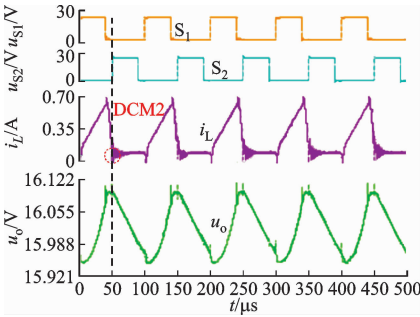
当 $V_{in1} = 20\text{ V}$ 、 $V_{in2} = 10\text{ V}$ 时,将 $L = 220\text{ }\mu\text{H}$ 代入式(5)和(7)可得 $R_L = 16.5\text{ }\Omega$, $R_{D1} = 88\text{ }\Omega$ 。当满足 $0 < R \leq 16.5\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 CCM;当满足 $16.5\text{ }\Omega < R \leq 88\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 DCM1;当满足 $R > 88\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 DCM2。

选取 R 为 10、40 和 $100\text{ }\Omega$,分别对应 CCM、DCM1 和 DCM2。实验波形如图 12 所示,实验数据与理论分析所得数据见表 1。

当 $V_{in1} = 15\text{ V}$ 、 $V_{in2} = 10\text{ V}$ 时,将 $L = 220\text{ }\mu\text{H}$ 代入式(5)和式(7)可得 $R_L = 22\text{ }\Omega$, $R_{D1} = 88\text{ }\Omega$ 。当满足 $0 < R \leq 22.0\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 CCM;当满足



(b) $R = 40\text{ }\Omega$



(c) $R = 100\text{ }\Omega$

图 12 输入电压为 $(20+10)\text{ V}$ 时的实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms with $(20+10)\text{ V}$ input voltage

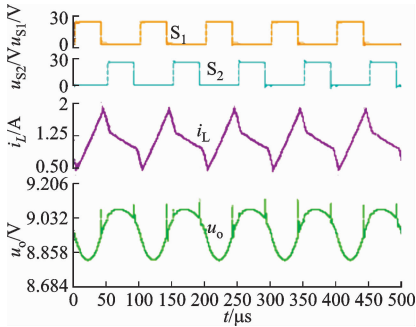
表 1 输入电压为 $(20+10)\text{ V}$ 的实验结果

Table 1 Experimental results with $(20+10)\text{ V}$ input voltage

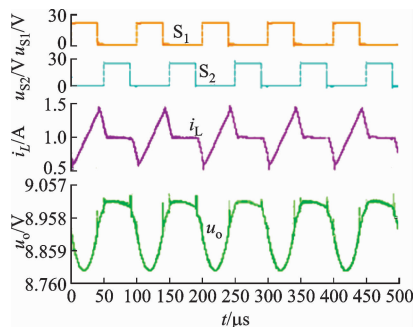
R/Ω	工作模式	理论输出 电压/V	实验输出 电压/V	理论纹波 电压/mV	实验纹波 电压/mV
10	CCM	12.000	10.884	227.0	271
40	DCM1	13.936	13.881	244.5	263
100	DCM2	16.332	16.021	155.2	160

$22.0\text{ }\Omega < R \leq 88\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 DCM1;当满足 $R > 88\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 DCM2。

选取 R 为 10、40 和 $100\text{ }\Omega$,分别对应 CCM、DCM1 和 DCM2。实验波形如图 13 所示,实验数据见表 2。



(a) $R = 10\text{ }\Omega$



(a) $R = 10\text{ }\Omega$

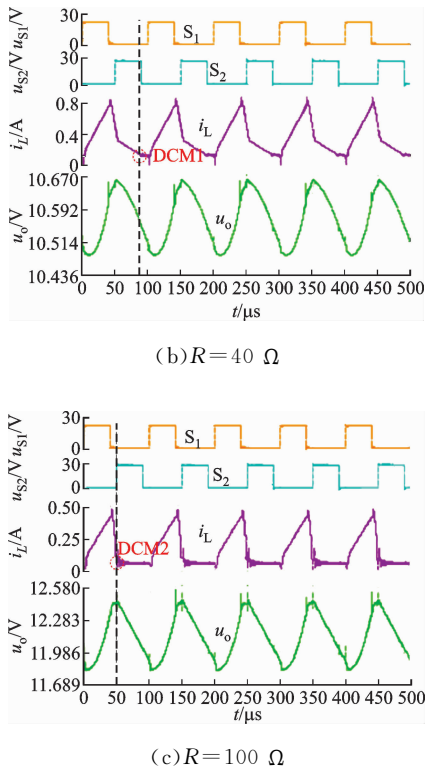


图 13 输入电压为(15+10)V 的实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms with (15+10)V input voltage

表 2 输入电压为(15+10)V 的实验结果

Table 2 Experimental results with (15+10)V input voltage

R/Ω	工作模式	理论输出电压/V	实验输出电压/V	理论纹波电压/mV	实验纹波电压/mV
10	CCM	10.000	8.945	113	146
40	DCM1	10.874	10.577	140	173
100	DCM2	12.249	12.013	116	149

当 $V_{in1}=11\text{ V}$ 、 $V_{in2}=10\text{ V}$ 时,将 $L=220\text{ }\mu\text{H}$ 代入式(5)和式(8)可得 $R_L=35.5\text{ }\Omega$ 、 $R_{D2}=58.8\text{ }\Omega$ 。当满足 $0<R\leq 35.5\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 CCM;当满足 $35.5\text{ }\Omega<R\leq 58.8\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 DCM1;当 $R>58.8\text{ }\Omega$ 时,变换器工作于 DCM2。

实验选取 $R=10$ 、 40 、 $100\text{ }\Omega$,分别对应 CCM、DCM1 和 DCM2;实验波形如图 14 所示,实验数据见表 3。

当 V_{in1} 为 $10\sim 20\text{ V}$ 、 V_{in2} 为 10 V ,占空比 $D=0.4$,工作频率 $f=10\text{ kHz}$,负载电阻 $R=10\text{ }\Omega$,电感 L 为 220 、 $300\text{ }\mu\text{H}$,电容 $C=60\text{ }\mu\text{F}$ 时,变换器工作于 CCM。理论结果与仿真数据如图 15 所示。分析图 15 可知,电感 L 固定时, V_{PP} 随 V_{in1} 的增大而增大,

在 $V_{in1}=20\text{ V}$ 处取得最大值;输入电压固定时, V_{PP} 随电感的增大而减小,当 $L=220\text{ }\mu\text{H}$ 时 V_{PP} 取得最大值,当 $L=300\text{ }\mu\text{H}$ 时 V_{PP} 取得最小值。综上所述,实验结果与理论分析一致。

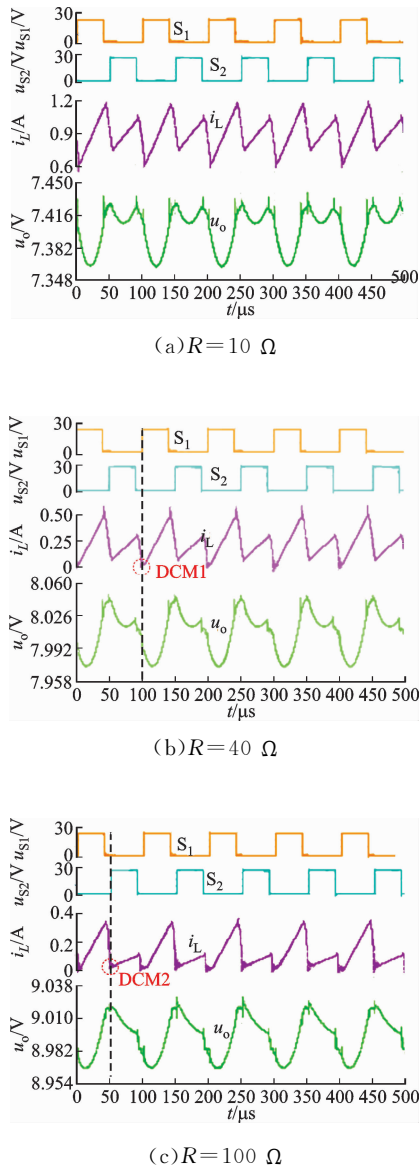


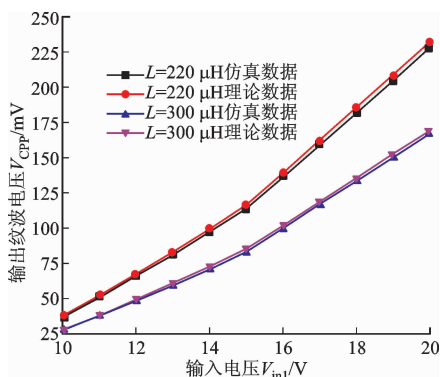
图 14 输入电压为(11+10)V 的实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms with (11+10)V input voltage

表 3 输入电压为(11+10)V 的实验结果

Table 3 Experimental results with (11+10)V input voltage

R/Ω	工作模式	理论输出电压/V	实验输出电压/V	理论纹波电压/mV	实验纹波电压/mV
10	CCM	8.400	7.399	52	63.3
40	DCM1	8.506	8.009	56	70.4
100	DCM2	9.340	8.996	55	55.7

图15 CCM时 V_{CPP} 与 V_{in1} 的关系Fig. 15 The relationship between V_{PP} and V_{in1} in CCM

6 结 论

本文对采用交错控制且满足 $D < 0.5$ 时的双输入Buck变换器的工作模式及纹波电压进行了深入研究,得到了如下结论。

(1)变换器的工作模式存在3种情况,即CCM、DCM1和DCM2,工作模式与负载大小密切相关。CCM与DCM1的临界负载为 R_L ,DCM1与DCM2的临界负载为 R_D 。当满足 $R < R_L$ 时,变换器工作在CCM;当满足 $R_L < R < R_D$ 时,变换器工作在DCM1;当满足 $R > R_D$ 时,变换器工作在DCM2。

(2)两路输入电压存在3种情况,分别是 $V_{\text{in1}} > kV_{\text{in2}}$ 、 $V_{\text{in1}} = kV_{\text{in2}}$ 和 $V_{\text{in1}} < kV_{\text{in2}}$ 。当变换器工作于CCM时,3种情况下输出电压增益相同;而在DCM1和DCM2时,3种情况又分别对应3种输出电压增益。

(3)变换器工作于CCM和DCM的临界负载 R_L 随两路输入电压压差的增大而减小。两路输入电压的压差越小,临界负载 R_L 越大,且当两路输入电压相同时,临界负载 R_L 最大。

(4)3种输入电压范围均会影响变换器的电感电流纹波及输出电压纹波的形状和幅值。两路输入电压的压差越小,电感电流纹波及输出电压纹波越小,且当两路输入电压相同时取得最小值。

本文研究所得结论对双输入DC-DC变换器的分析和设计具有指导意义。

参考文献:

[1] DOBAKHSHARI S S, FATHI S H, MILIMONFARED J. High step-up double input converter with soft switching and reduced number of semiconductors [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(10): 1995-2007.

[2] JALILZADEH T, ROSTAMI N, BABAEI E, et al. High voltage gain dual-input dual-output DC-DC converter with reduced voltage stress on semiconductors [J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2020, 48(6): 934-952.

[3] KUMARAVEL S, ACHATHUPARAMBIL N R, RAO V S, et al. Dual input-dual output DC-DC converter for solar PV/battery/ultra-capacitor powered electric vehicle application [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(13): 3351-3358.

[4] 刘明, 赵作男, 谢国民. 一种应用于分布式电源的高增益双输入DC-DC变换器 [J]. 电气传动, 2020, 50(9): 53-59.

LIU Ming, ZHAO Zuonan, XIE Guomin. A high gain dual input DC-DC converter for distributed power supply [J]. Electric Drive, 2020, 50(9): 53-59.

[5] APPIKONDA M, KALIAPERUMAL D. Modelling and control of dual input boost converter with voltage multiplier cell [J]. IET Circuits, Devices & Systems, 2019, 13(8): 1267-1276.

[6] FILSOOF K, LEHN P W. A bidirectional multiple-input multiple-output modular multilevel DC-DC converter and its control design [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 2767-2779.

[7] DUSMEZ S, LI Xiong, AKIN B. A new multiinput three-level DC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1230-1240.

[8] DANYALI S, HOSSEINI S H, GHAREHPETIAN G B. New extendable single-stage multi-input DC-DC/AC boost converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 775-788.

[9] MAJEED Y E, AHMAD I, HABIBI D. A multiple-input cascaded DC-DC converter for very small wind turbines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4414-4423.

[10] ZHANG Xinan, WANG Benfei, TAN Xiaojun, et al. Deadbeat control for single-inductor multiple-output DC-DC converter with effectively reduced cross regulation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3372-3381.

[11] SUN Xiaofeng, ZHOU Yue, WANG Wei, et al. Alternative source-port-tolerant series-connected double-input DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(5): 2733-2742.

[12] 陈剑飞, 侯世英, 孙韬, 等. 基于开关电容网络组的双输入升压变换器 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(15): 118-126.

CHEN Jianfei, HOU Shiyong, SUN Tao, et al. Doub-

- le input step-up converters based on switched-capacitor network group [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(15): 118-126.
- [13] 陈道炼, 陈亦文, 徐志望. 全桥 Boost 型多输入直流变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(27): 42-48.
- CHEN Daolian, CHEN Yiwen, XU Zhiwang. Full-bridge Boost mode multiple-input DC-DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(27): 42-48.
- [14] 罗全明, 郝玢鑫, 周维维, 等. 一种多路输入高升压 Boost 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 9-14, 22.
- LUO Quanming, ZHU Binxin, ZHOU Luowei, et al. High step-up boost converter with multiple-input [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 9-14, 22.
- [15] 孙鹏菊, 李正宇, 张冀, 等. 一种基于倍压单元的双输入高增益直流变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4694-4702.
- SUN Pengju, LI Zhengyu, ZHANG Ji, et al. Dual input high step-up DC-DC converters with voltage multiplier cells [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4694-4702.
- [16] 李艳, 阮新波, 杨东升. 一种新的双输入直流变换器 [J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 77-82.
- LI Yan, RUAN Xinbo, YANG Dongsheng. A new double-input DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 77-82.
- [17] 李艳, 阮新波, 杨东升, 等. 双输入 Buck 变换器的交错双沿调制方法 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 139-146.
- LI Yan, RUAN Xinbo, YANG Dongsheng, et al. Interleaved dual-edge modulation scheme for double-input Buck converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4): 139-146.
- [18] 杨东升, 杨敏, 阮新波. 双输入 Buck 变换器的单周期控制 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 162-171.
- YANG Dongsheng, YANG Min, RUAN Xinbo. One-cycle control for double-input Buck converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 162-171.
- [19] 李艳, 阮新波, 杨东升, 等. 双输入直流变换器的建模与闭环系统设计 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(11): 90-99.
- LI Yan, RUAN Xinbo, YANG Dongsheng, et al. Modeling and design of control system for double-input DC/DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(11): 90-99.
- [20] 刘树林, 刘健. 开关变换器分析与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 81-93.

(编辑 亢列梅)