

SIDO Buck-Boost 变换器的工作模式 及稳态增益分析

谢锋¹, 皇金锋^{1,2}, 李林鸿¹

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

摘要: 单电感双输出(SIDO) Buck-Boost 变换器由于引入后级功率开关管, 其工作模式和稳态增益较传统单输出 Buck-Boost 变换器复杂的多。为给 SIDO Buck-Boost 变换器的分析设计提供理论指导, 分析了 SIDO Buck-Boost 变换器的工作模式, 将其工作模式分为连续导电模式(CCM)和不连续导电模式(DCM), 并求得了 CCM 与 DCM 的临界电感。发现 CCM SIDO Buck-Boost 变换器的输出可分为四种不同的状态, 并推导出了两条支路的稳态增益解析式, 根据该解析式获得了变换器工作于各种输出状态需满足的条件, 同时得到了变换器各支路稳态增益取得极大值的实现条件。实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 单电感双输出(SIDO) Buck-Boost 变换器; 工作模式; 临界电感; 稳态增益

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21072

Working Modes and Steady-state Gain Analysis of SIDO Buck-Boost Converter

XIE Feng¹, HUANG Jinfeng^{1,2}, LI Linhong¹

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, Shaanxi, China;
2. Shaanxi Key Laboratory of Industrial Automation, Hanzhong 723001, Shaanxi, China)

Abstract: Due to the introduction of post power switch, the working mode and steady-state gain of single-inductor dual-output (SIDO) Buck-Boost converter are more complex than that of traditional single output Buck-Boost converter. In order to provide theoretical guidance for the analysis and design of SIDO Buck-Boost converter, the working mode of SIDO Buck-Boost converter was analyzed. The working mode was divided into continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM), the critical inductances of CCM and DCM were obtained. It was found that the output of CCM SIDO Buck-Boost converter could be divided into four different states, and the steady-state gain analytical expressions of two branches were derived, according to the analytical expressions, the conditions that need to be satisfied for the converter to work in various output states were obtained. And the conditions that the steady-state gain of each branch of the converter which could obtain the maximum value were obtained. The correctness of the theoretical analysis are verified by the experimental results.

Key words: single-inductor dual-output (SIDO) Buck-Boost converter; working modes; critical inductance; steady-state gain

随着电力电子技术的飞速发展, 开关电源逐渐朝着高频、小型化和多输出的方向发展^[1-4]。单电感双输出 DC-DC 开关变换器仅使用一个电感(或高频变压器)就可以实现两路电压输出, 这需要多路电压供电的便携式电子设备提供了一个新的供电解决方案^[5-7], 因此 SIDO DC-DC 开关

变换器受到国内外研究人员的广泛关注^[8-9]。

SIDO Buck-Boost 变换器具有宽输入及宽输出的特点, 近年来, 国内外的专家学者已经做了深入的研究工作, 文献[10]提出了基于临界连续模式(critical conduction mode, CRM)的单电感双输出 Buck-Boost PFC 变换器, 通过分时复用控制

基金项目: 陕西省工业自动化重点实验室开放课题(SLGPT2019KF01-14); 陕西理工大学

人才启动基金(SLGQD1808); 陕西理工大学研究生新基金项目(SLGYCX2024)

作者简介: 谢锋(1994—), 男, 硕士研究生, Email: xiefeng5335@163.com

通讯作者: 皇金锋(1978—), 男, 博士, 副教授, Email: jfhuang2000@163.com

方法,实现了两个输出支路的独立控制。SIDO Buck-Boost 变换器还具有升降压特性,因此SIDO Buck-Boost 变换器不仅能够实现多路电压输出,而且能够实现多等级电压输出(相对于输入电源电压而言),这需要多电压等级供电的电子产品供电问题提供了一个新的思路。但变换器设计时必须满足一定的条件,才能使得变换器严格地工作在预期设计的输出状态(升压或降压输出),而目前关于这方面的研究还未见报道。

SIDO Buck-Boost 变换器的稳态增益与多个变量有关,实验结果表明,主开关和支路开关管的占空比均对变换器的稳态增益有较大影响,且与传统单输出 Buck-Boost 变换器相比,SIDO Buck-Boost 变换器两支路的稳态增益不仅与占空比有关,也与两支路的负载阻值大小有关,因此,必须深入分析 SIDO Buck-Boost 变换器的稳态增益,明确其与占空比和负载等之间的关系,以便指导 SIDO Buck-Boost 变换器产品的开发与研制。

本文深入分析了 CCM SIDO Buck-Boost 变换器的稳态增益,得到了变换器工作在各种输出状态需满足的条件,并推导出了使得变换器增益取得极大值的实现条件。总结出了变换器稳态增益与主开关管和支路开关管占空比的关系。研究结果对于需要多等级电压输出的 SIDO Buck-Boost 变换器参数设计具有指导意义。

1 SIDO Buck-Boost 变换器的工作模式

SIDO Buck-Boost 变换器电路拓扑如图 1 所示,其由储能电感 L,滤波电容 C_a 和 C_b ,主开关管 S_1 ,支路开关管 S_a 和 S_b ,二极管 VD_a 和 VD_b 以及负载电阻 R_a 和 R_b 组成,开关管 S_1, S_a 和 S_b 的占空比 D_1, D_a 和 D_b 满足 $D_1 < D_b, D_a + D_b = 1$ 。

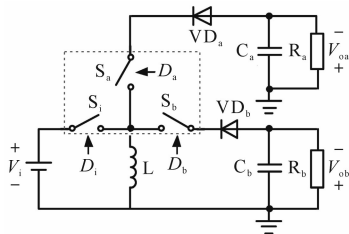


图 1 SIDO Buck-Boost 变换器电路拓扑
Fig.1 The circuit topology of SIDO Buck-Boost converter

根据最小电感电流与零的大小关系,可将SIDO Buck-Boost 变换器的工作模式分为连续导电模式和不连续导电模式,下面进行详细分析。

1)连续导电模式(CCM):CCM工作波形如图 2 所示,此时 $I_{LV} > 0$ 。在 $0 \sim t_1$ 时间段,输入电源 V_i 向电感 L 充电;在 $t_1 \sim t_2$ 时间段,电感向负载 R_b 供电的同时为电容 C_b 充电;在 $t_2 \sim t_3$ 时间段,电感向负载 R_a 供电的同时为电容 C_a 充电。图 2 中 I_{LP} 为最大电感电流, I_{LT} 为转折电感电流, I_{LV} 为最小电感电流。

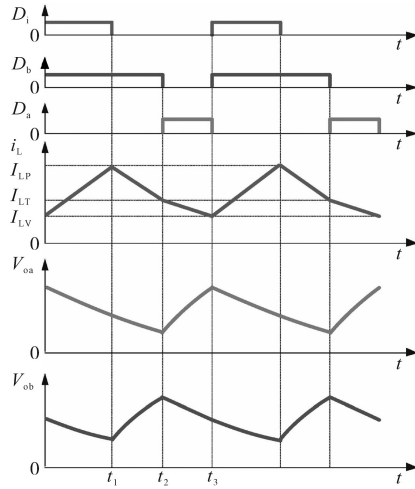


图 2 CCM 工作波形
Fig.2 Working waveforms of CCM

2)不连续导电模式(DCM):DCM工作波形如图 3 所示,此时 $I_{LV} = 0$ 。在 $0 \sim t_1$ 时间段,输入电源 V_i 向电感 L 充电;在 $t_1 \sim t_2$ 时间段,电感为负载 R_b 供电的同时为电容 C_b 充电。在 $t_2 \sim t_{2A}$ 时间段,电感电流 i_L 由 I_{LT} 开始下降,当 $i_L > I_{oa}$ 时,电感 L 为负载 R_a 供电的同时为电容 C_a 充电,直到 $i_L < I_{oa}$,电容 C_a 和电感共同向负载 R_a 供电。在 $t_{2A} \sim t_3$ 时间段,电感电流为零,负载由电容供能。

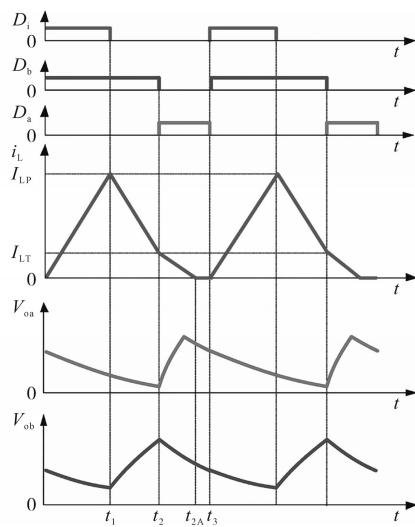


图 3 DCM 工作波形
Fig.3 Working waveforms of DCM

2 CCM SIDO Buck-Boost 变换器的稳态关系

2.1 电感电流关系

SIDO Buck-Boost 变换器稳态工作时,电感电流平均值 I_L 有如下关系成立:

$$I_L = \frac{I_o}{(1-D_i)} = \frac{I_{oa} + I_{ob}}{(1-D_i)} \quad (1)$$

又因为输出电流 $I_{oa} = V_{oa}/R_a$, $I_{ob} = V_{ob}/R_b$, 因此可得电感电流平均值为

$$I_L = \frac{V_{oa}R_b + V_{ob}R_a}{R_aR_b(1-D_i)} \quad (2)$$

式中: V_{oa} , V_{ob} 分别为支路 a 和支路 b 的输出电压; R_a 和 R_b 分别为支路 a 和支路 b 的负载电阻。

结合图 2 可得:

$$\begin{cases} I_{LP} = I_L + \frac{V_i D_i T}{2L} \\ I_{LT} = I_L + \frac{V_i D_i T}{2L} - \frac{V_{ob}(D_b - D_i)T}{L} \\ I_{LV} = I_L - \frac{V_i D_i T}{2L} \end{cases} \quad (3)$$

式中: V_i 为输入电压。

2.2 临界电感

当 SIDO Buck-Boost 变换器工作于 CCM 与 DCM 的临界状态时,最小电感电流 I_{LV} 为零,得到 CCM 与 DCM 的临界电感 L_c 为

$$L_c = \frac{V_i R_a R_b D_i (1-D_i)}{2(V_{oa} R_b + V_{ob} R_a) f} \quad (4)$$

式中: f 为开关频率。

分析式(4)可知,当 $L > L_c$ 时,变换器工作于 CCM; 当 $L < L_c$ 时,变换器工作于 DCM。

2.3 稳态增益

根据状态空间平均法^[11-12],得到 CCM SIDO Buck-Boost 变换器两条支路的稳态增益为

$$\begin{cases} M_a = \frac{D_i D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b} \\ M_b = \frac{D_i (D_b - D_i) R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b} \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$M_a = V_{oa}/V_i \quad M_b = V_{ob}/V_i$$

分析式(5)可知,SIDO Buck-Boost 变换器的稳态增益不仅与占空比有关,而且与负载阻值有关,因此 SIDO Buck-Boost 变换器在不同的占空比及负载条件下,其稳态增益会出现大于 1、小于 1 和

等于 1 的情况,即变换器两支路输出会出现升压、降压、电源电压和升降压的情况,下面对这几种情况进行详细分析。

3 CCM 稳态增益分析

SIDO Buck-Boost 变换器 CCM 时,其输出处于升压和降压状态的临界条件为主开关管 S_i 的占空比 $D_i=0.5$,下面就 $D_i < 0.5$, $D_i=0.5$ 和 $D_i > 0.5$ 这三种情况分别进行讨论。

3.1 $D_i < 0.5$ 时稳态增益分析

假设 $D_b=1$,则 $D_a=0$,此时 SIDO Buck-Boost 变换器的能量全部转移到 b 支路,因此,b 支路的稳态增益处于最大值:

$$M_{b,max} = \frac{D_i}{(1-D_i)} < 1 \quad (6)$$

因此,当主开关管 S_i 的占空比 $D_i < 0.5$ 时,无论支路开关管 S_a 和 S_b 的占空比 D_a 和 D_b 如何改变,变换器两支路必工作在降压状态。

3.2 $D_i = 0.5$ 时稳态增益分析

主开关管 S_i 的占空比 $D_i=0.5$ 时,式(5)可简化为

$$\begin{cases} M_a = \frac{0.5 D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} \\ M_b = \frac{0.5 (D_b - 0.5) R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} \end{cases} \quad (7)$$

3.2.1 升压输出状态

变换器两支路输出为升压状态时,稳态增益满足:

$$\begin{cases} M_a = \frac{0.5 D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} > 1 \\ M_b = \frac{0.5 (D_b - 0.5) R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} > 1 \end{cases} \quad (8)$$

解得式(8)两个不等式的交集为空集,因而此时变换器两支路不能同时工作在升压状态。

3.2.2 降压输出状态

变换器两支路输出为降压状态时,稳态增益满足:

$$\begin{cases} M_a = \frac{0.5 D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} < 1 \\ M_b = \frac{0.5 (D_b - 0.5) R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} < 1 \end{cases} \quad (9)$$

解得式(9)两个不等式解的交集为空集,因而此时变换器两支路不能同时工作在降压状态。

3.2.3 电源电压输出状态

变换器两支路输出为电源电压状态时,稳态增益满足:

$$\begin{cases} M_a = \frac{0.5D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} = 1 \\ M_b = \frac{0.5(D_b - 0.5)R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} = 1 \end{cases} \quad (10)$$

求解式(10)可得:

$$D_b = \frac{2R_a + R_b}{2(R_a + R_b)} \quad (11)$$

因此只需满足式(11),变换器两支路就可以工作在电源电压状态。当 $R_a = R_b$ 时,式(11)可简化为

$$D_b = 0.75 \quad (12)$$

3.2.4 升降压输出状态

变换器两支路输出为升降压状态时,(假设支路a降压,支路b升压),稳态增益满足:

$$\begin{cases} M_a = \frac{0.5D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} < 1 \\ M_b = \frac{0.5(D_b - 0.5)R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - 0.5)^2 R_b} > 1 \end{cases} \quad (13)$$

求解式(13)可得:

$$\frac{2R_a + R_b}{2(R_a + R_b)} < D_b < 1 \quad (14)$$

此时,变换器两支路分别工作在降压和升压状态。当 $R_a = R_b$ 时,式(14)可简化为

$$0.75 < D_b < 1 \quad (15)$$

3.3 $D_i > 0.5$ 时稳态增益分析

3.3.1 升压输出状态

变换器两支路输出为升压状态时,稳态增益满足:

$$\begin{cases} M_a = \frac{D_i D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b} > 1 \\ M_b = \frac{D_i (D_b - D_i) R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b} > 1 \end{cases} \quad (16)$$

求解式(16)可得:

$$\begin{cases} D_b + \frac{D_a R_a}{2R_b} - \sqrt{\frac{D_a (D_b - D_a) R_a}{R_b} + \frac{D_a^2 R_a^2}{4R_b^2}} < D_i < D_b \\ \frac{3D_b}{4} - \sqrt{\frac{D_b^2}{16} - \frac{D_a^2 R_a}{2R_b}} < D_i < D_b \end{cases} \quad (17)$$

此时变换器两支路同时处于升压状态。当 $R_a = R_b$ 时,两支路同时处于升压的条件为

$$D_b - D_i = D_a \quad (18)$$

3.3.2 升降压输出状态

变换器两支路输出为升降压状态时(假设支路a降压,支路b升压),稳态增益满足:

$$\begin{cases} M_a = \frac{D_i D_a R_a}{D_a^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b} > 1 \\ M_b = \frac{D_i (D_b - D_i) R_b}{D_a^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b} < 1 \end{cases} \quad (19)$$

求解式(19)可得:

$$\begin{cases} D_i < D_b + \frac{D_a R_a}{2R_b} - \sqrt{\frac{D_a (D_b - D_a) R_a}{R_b} + \frac{D_a^2 R_a^2}{4R_b^2}} \\ \frac{3D_b}{4} - \sqrt{\frac{D_b^2}{16} - \frac{D_a^2 R_a}{2R_b}} < D_i < D_b \end{cases} \quad (20)$$

此时变换器两支路处于升降压状态。当 $R_a = R_b$ 时,变换器两支路处于升降压状态的条件为

$$D_b - D_i \neq D_a \quad (21)$$

同理可以证明,此时不存在使得变换器两支路同时工作在降压状态的条件。也不存在使得变换器两支路同时处于电源电压状态的条件。

根据以上分析可知,当主开关管占空比 $D_i < 0.5$ 时,SIDO Buck-Boost 变换器两支路必工作在降压状态;当主开关管占空比 $D_i = 0.5$ 时,SIDO Buck-Boost 变换器两支路可以工作在电源电压状态,也可以工作在升降压状态,但不能同时工作在升压状态,也不能同时工作在降压状态;当主开关管占空比 $D_i > 0.5$ 时,SIDO Buck-Boost 变换器两支路输出可以工作在升压状态,也可以工作在升降压状态,但不能同时工作在电源电压状态,也不能同时工作在降压状态。

4 稳态增益极值分析

4.1 支路a稳态增益极值分析

将式(5)中 M_a 对 D_i 求偏导可得:

$$\frac{\partial M_a}{\partial D_i} > 0 \quad (22)$$

式(22)表明,支路a的稳态增益随着 D_i 的增大而增大。

将式(5)中 M_a 对 D_b 求偏导可得:

$$\frac{\partial M_a}{\partial D_b} = \frac{(1 - D_b)^2 D_i R_a^2}{[(1 - D_b)^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b]^2} - \frac{(2D_b - D_b^2 + D_i^2 - 2D_i) D_i R_a R_b}{[(1 - D_b)^2 R_a + (D_b - D_i)^2 R_b]^2} \quad (23)$$

令式(23)等于零,解得 D_b 为

$$D_b = 1 - \sqrt{1 - \frac{(R_a + 2D_i R_b - D_i^2 R_b)}{(R_a + R_b)}} \quad (24)$$

将 M_a 对 D_b 求二阶偏导并将式(24)代入可得:

$$\frac{\partial^2 M_a}{\partial D_b^2} \Bigg|_{D_b = 1 - \sqrt{1 - \frac{(R_a + 2D_i R_b - D_i^2 R_b)}{(R_a + R_b)}}} < 0 \quad (25)$$

由式(25)可知,当 D_b 取值满足式(24)时,支路a的稳态增益取得极大值。此时的 D_b 就是使得支路a稳态增益取得极大值的极大值点。

4.2 支路b稳态增益极值分析

将式(5)中 M_b 对 D_i 求偏导可得:

$$\frac{\partial M_b}{\partial D_i} > 0 \quad (26)$$

式(26)表明,支路b的稳态增益随着 D_i 的增大而增大。

将式(5)中 M_b 对 D_b 求偏导可得:

$$\frac{\partial M_b}{\partial D_b} = \frac{D_i(1-D_b)(1+D_b-2D_i)R_a^2}{[(1-D_b)^2 R_a + (D_b-D_i)^2 R_b]^2} - \frac{(D_b-D_i)^2 D_i R_a R_b}{[(1-D_b)^2 R_a + (D_b-D_i)^2 R_b]^2} \quad (27)$$

令式(27)等于零,解得 D_b 为

$$D_b = D_i + \sqrt{\frac{R_a(1-D_i)^2}{(R_a+R_b)}} \quad (28)$$

将 M_b 对 D_b 求二阶偏导并将式(28)代入可得:

$$\frac{\partial^2 M_b}{\partial D_b^2} \Bigg|_{D_b = D_i + \sqrt{\frac{R_a(1-D_i)^2}{(R_a+R_b)}}} < 0 \quad (29)$$

由式(29)可知,当 D_b 取值满足式(28)时,支路b稳态增益取得极大值。此时的 D_b 就是使得支路b稳态增益取得极大值的极大值点。

根据以上分析可知,SIDO Buck-Boost 变换器的稳态增益随着主开关管占空比 D_i 的增大而增大;并且两个支路开关管占空比分别存在一个极大值点,在此极大值点,变换器此支路稳态增益取得极大值。

5 实验分析

为验证理论的正确性,搭建了实验电路。

变换器参数设置如下:输入电压 $V_i=10\text{V}$,开关频率 $f=20\text{kHz}$,负载电阻 $R_a=R_b=20\Omega$,滤波电容 $C_a=C_b=40\mu\text{F}$ 。

5.1 工作模式实验分析

设定变换器的占空比为: $D_i=0.4, D_a=0.3, D_b=0.7$,将参数代入式(5)中,解得支路a和支路b两支路输出电压均为 6.67V ,再将参数代入式(4)中,可得CCM与DCM的临界电感 L_c 为 $90\mu\text{H}$ 。因此实验电感 L 分别取 1mH 和 $60\mu\text{H}$,得到实验波形如图4所示。由图4a可知,当电感取 1mH 时,最小电感电流 $I_{L\text{V}}>0$,因此变换器工作在CCM。由图4b可知,当电感取 $60\mu\text{H}$ 时,最小电感电流 $I_{L\text{V}}=0$,因此变换器工作在DCM。实验结果与理论分析一致,验证了变换器工作模式分析的正确性。

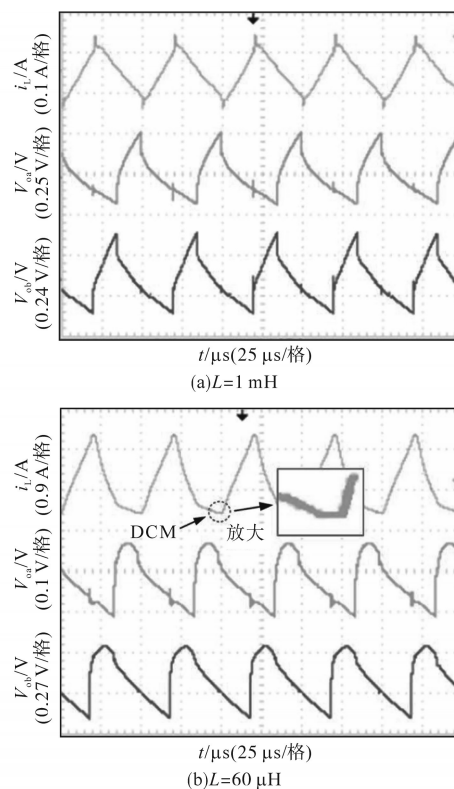


图4 工作模式实验波形

Fig.4 Experimental waveforms of working modes

5.2 稳态增益实验分析

根据主开关管占空比 D_i 取值的不同,变换器两支路将会工作在不同的状态。

分别取 $D_i=0.4, D_i=0.5$ 和 $D_i=0.6$ 三种情况进行实验,得到实验波形如图5~图7所示,实验得到的输出电压数据如表1所示。由图5可知,当 $D_i=0.4$ 时(小于0.5),变换器两支路均工作在降压状态。由图6可知,当 $D_i=0.5, D_b=0.75$ 时,变换器两支路工作在电源电压状态(由于电路损耗等原因,实际输出电压略小于电源电压); $D_i=0.5, D_b=0.85$ 时,支路a工作在降压状态,支路b工作在升压状态(变换器工作在升降压状态)。

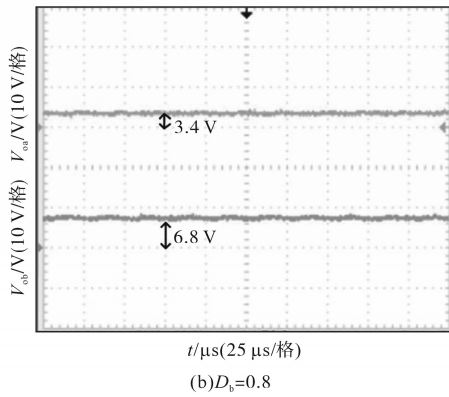
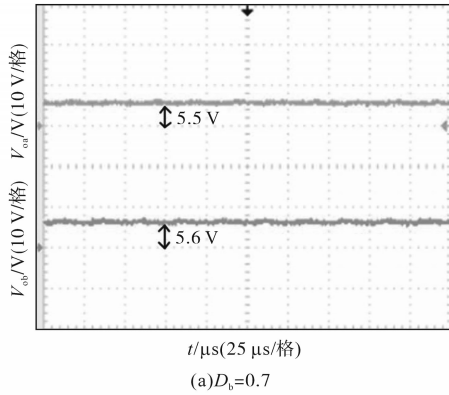


图5 $D_i=0.4$ 时稳态输出电压
Fig.5 Steady output voltage at $D_i=0.4$

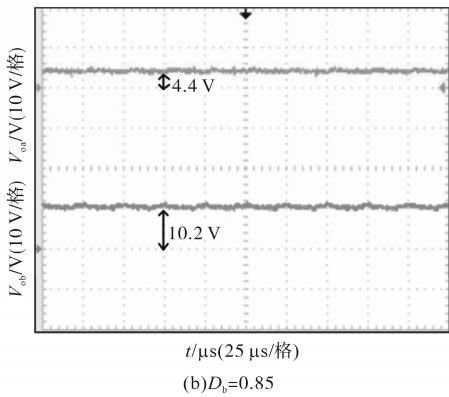
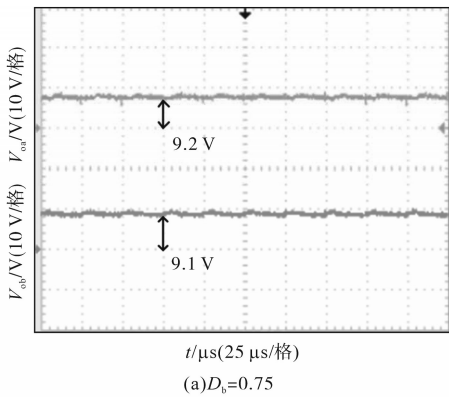


图6 $D_i=0.5$ 时稳态输出电压
Fig.6 Steady output voltage at $D_i=0.5$

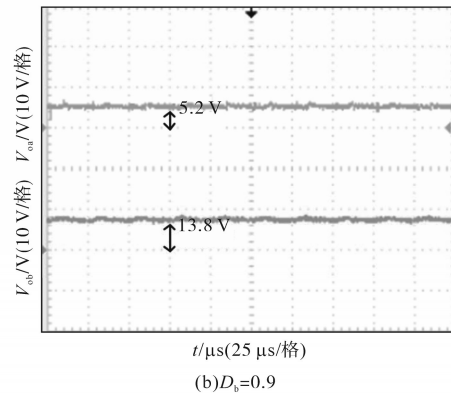
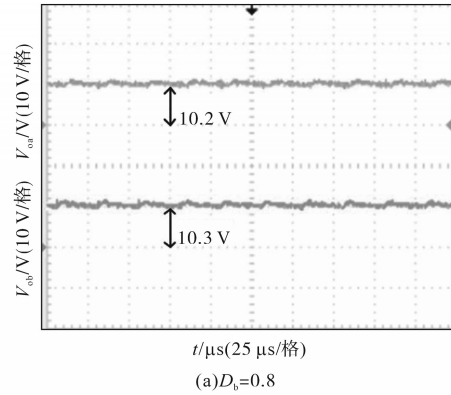


图7 $D_i=0.6$ 时变换器稳态输出电压
Fig.7 Steady output voltage at $D_i=0.6$

表1 输出电压数据

Tab.1 Output voltage data

D_i	D_b	V_{out}/V	V_{ob}/V	输出状态
0.4	0.70	5.5	5.6	降压
	0.80	3.4	6.8	降压
0.5	0.75	9.2	9.1	电源电压
	0.85	4.4	10.2	升降压
0.6	0.80	11.1	11.3	升压
	0.90	5.2	14.3	升降压

由图7可知,当 $D_i=0.6, D_b=0.8$ 时,变换器两支路工作在升压状态; $D_i=0.6, D_b=0.9$ 时,支路a工作在降压状态,支路b工作在升压状态(变换器工作在升降压状态)。

由实验结果和实验数据可得,变换器工作在CCM时,若主开关管的占空比小于0.5, SIDO Buck-Boost 变换器两支路只能工作在降压状态;若主开关管的占空比等于0.5,变换器两支路可以同时工作在电源电压状态,也可以工作在升降压状态,但不能同时工作在升压状态,也不能同时工作在降压状态;若主开关管的占空比大于0.5,变换器两支路可以同时工作在升压状态,也可以工作在升降压状态,但不能同时工作在降压

状态。

以上实验结果与理论分析一致,验证了理论分析的正确性。

6 结论

本文讨论了SIDO Buck-Boost 变换器的工作模式,深入分析了CCM时变换器的稳态增益,根据主开关管占空比取值与0.5之间关系的不同,变换器两支路的稳态增益会出现四种不同的情况。变换器两支路的稳态增益均随着主开关管占空比的增大而增大,且两支路的支路开关管占空比分别存在一个极大值点,在此极大值点,变换器此支路的输出稳态增益取得极大值。

本文分析所得结论可以为需要多电压等级输出的SIDO Buck-Boost 变换器的研制提供理论指导。

参考文献

- [1] Liu Kun, Fu Rongyao, Gao Yinghui. High-voltage repetition-frequency charging power supply for pulsed laser[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2015, 43(5): 1387-1392.
- [2] 李胜,李春叶,李辉,等. 模块化多电平高频直流变压器类方波调制[J]. 电气传动, 2019, 49(8): 43-46.
- [3] Ebrahim Babaei, Okhtay Abbasi. Structure for multi-input multi-output DC-DC boost converter [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(1): 9-19.
- [4] 李静,成咏华,季海焦. 一种改进的九电平高频逆变器[J]. 电气传动, 2019, 49(6): 43-48.
- [5] Xu Weiwei, Zhu Xiaoting, Hong Zhiliang, *et al.* Design of single-inductor dual-output switching converters with average current mode control [C]/IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Macau: IEEE, 2008: 902-905.
- [6] Nakase Y, Ido Y, Oishi T, *et al.* Wide input range from 80 mV to 3 V operation on-chip single-inductor dual-output (SIDO) DC-DC Boost converter with self-adjusting clock duty for sensor network applications[J]. Solid-state Circuits Conference, 2013, 253(4): 41-44.
- [7] Jung Young-Ho, Hong Seong-Kwan, Kwon Oh-Kyong. A low load-and cross-regulation SIDO converter using an adaptive current sensor and LDO regulator with a selectable charge pump for mobile devices[J]. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2017, 92(2): 293-301.
- [8] 周群,何莹莹,许建平,等. 伪连续导电模式单电感双输出反激变换器[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 65-70.
- [9] Jing Xiaocheng, Mok Philip K T, Lee Ming Chak. A wide-load-range constant-charge-auto-hopping control single-inductor-dual-output boost regulator with minimized cross-regulation[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(10): 2350-2362.
- [10] 刘雪山,许建平,王楠,等. 临界连续模式单电感双输出 Buck-Boost 功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2379-2387.
- [11] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [12] 孔维功,李丽荣,贾耀华. 基于数字控制 Buck 电路的 DC-DC 电源变换器仿真研究[J]. 电气传动, 2017, 47(10): 33-38.

收稿日期:2019-11-01

修改稿日期:2019-11-17