

伪连续导电模式单电感双输出反激变换器

周 群¹,何莹莹²,许建平²,张 斐²

(1. 四川大学 电气信息学院,四川 成都 610065;

2. 西南交通大学 电气工程学院 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室,四川 成都 610031)

摘要:提出了一种工作于伪连续导电模式(PCCM)的单电感双输出(SIDO)反激变换器。与传统 SIDO 反激变换器相比,PCCM SIDO 反激变换器增加了 1 个续流开关管和 1 个二极管,以降低功率开关管的电压应力。采用时分复用(TDM)技术实现了每条输出支路的独立调节,使得输出支路间不存在交叉影响,提高了变换器的带载能力。给出了 PCCM SIDO 反激变换器的控制策略。仿真和实验结果表明,所提 PCCM SIDO 反激变换器能够实现 2 路电压的稳定输出,不存在交叉影响。

关键词:变换器;伪连续导电模式;反激变换器;单电感双输出;控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.010

0 引言

移动电话等便携式电子产品同时需要多个不同等级的供电电压,与多个电源独立供电方式相比,多路输出开关变换器可有效提高电源系统的效率,减小系统的体积^[1]。采用多输出绕组的多路输出开关变换器,存在电路复杂、磁性元件多、体积大,并且各路输出存在严重的交叉影响等问题^[1-4]。采用时分复用技术的单电感多输出 SIMO(Single-Inductor Multi-Output)变换器^[5-6],能实现各输出支路的精确调节,所有支路共用同一个磁性元件,减少了变换器的体积和成本,得到了广泛关注。但由于单电感多输出变换器的所有输出支路通过电感耦合,当其工作于电感电流连续导电模式 CCM(Continuous Conduction Mode)^[2,4-5]和临界连续导电模式 CRM(Critical Conduction Mode)^[5]时,输出支路间存在交叉影响;当它工作于不连续导电模式 DCM(Discontinuous Conduction Mode)时,虽然可以消除各支路间的交叉影响^[6-7],但在重载条件下存在开关管电流应力高、输出电压纹波大、负载功率范围受限等缺点^[11]。

当开关变换器工作于伪连续导电模式 PCCM(Pseudo Continuous Conduction Mode)^[12-14]时,电感电流在 1 个开关周期内存在充电、放电和续流 3 个状态,续流状态的存在提高了变换器的功率范围^[14]。文献[12]研究了工作于 PCCM 的单电感多输出 Boost 变换器,文献[15-16]将 PCCM 扩展到单电感多输出 Buck 和 Buck-Boost 变换器,但这些研究都局限于非隔离变换器,无法直接应用于输入、输出需要

隔离的场合。因此,有必要研究工作于 PCCM 的单电感多输出变换器。

反激变换器具有结构简单、可靠性高、输入输出电气隔离、易于实现多路输出等诸多优点而得到广泛应用。本文以单电感双输出 SIDO(Single-Inductor Dual-Output)反激变换器为例,研究了工作于 PCCM 的 SIMO 隔离型变换器,分析了其工作原理、工作特性和控制策略,研究结果为 3 路及以上输出的单电感多输出变换器研究提供了参考。与传统 SIDO 反激变换器^[17-18]相比,PCCM SIDO 反激变换器降低了开关管的电压应力,由于续流模态的存在,实现了各支路间的功率解耦,抑制了各支路间的交叉影响,有效提高了带载能力。最后,通过仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。

1 PCCM SIDO 反激变换器

1.1 工作原理

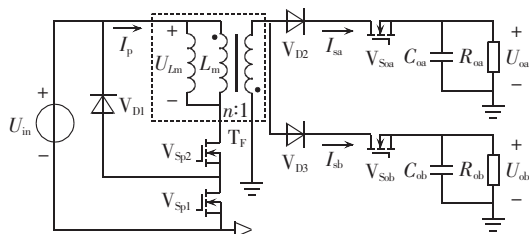
PCCM SIDO 反激变换器原理见图 1(a)。与 DCM SIDO 反激变换器^[3]相比,PCCM SIDO 反激变换器增加了续流开关管 V_{S2} 和二极管 V_{D1} 。续流开关管 V_{S2} 与功率开关管 V_{S1} 形成半桥臂结构,简化了驱动电路的设计,降低了功率开关管 V_{S1} 所承受的电压应力。变压器模型由励磁电感 L_m 和匝比为 $n:1$ 的理想变压器构成,开关管 V_{S1} 、二极管 V_{D2} 、输出电容 C_{o1} 以及开关管 V_{S2} 、二极管 V_{D3} 、输出电容 C_{o2} 分别构成变换器的输出支路 a 和输出支路 b。图 1(b)为 PCCM SIDO 反激变换器的工作时序图。

由图 1(a)和图 1(b)可知,支路 a、b 共用同 1 个变压器 T_F 。在 1 个开关周期 T 内,通过互补的时分复用信号 S_{a1} 和 S_{b1} ,使反激变压器交替工作于支路 a、b,其中,支路 a 复用时间为 T_a ,支路 b 复用时间为 T_b ,且有 $T=T_a+T_b$ 。在 T_a 内,时分复用信号 S_{a1} 为高, S_{b1} 为低,调节支路 a 输出, D_{1a} 为开关管 V_{S1} 的导通占空比, D_{2a} 为开关管 V_{S2} 的关断占空比, D_{3a} 为二极管

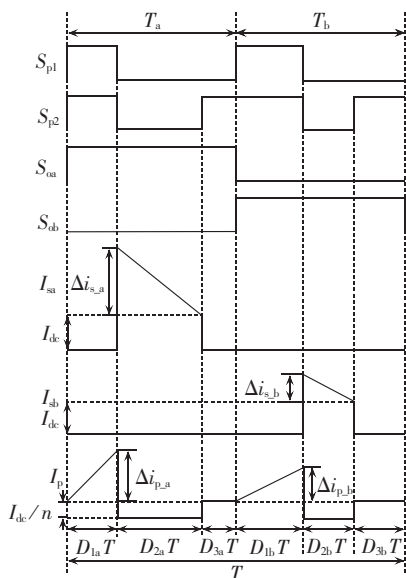
收稿日期:2013-12-20;修回日期:2014-11-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177140);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2682013ZT20);四川省青年科技基金资助项目(2013JQ0033)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177140),Fundamental Research Funds for the Central Universities(2682013ZT20) and Sichuan Science & Technology Foundation for Young Scholars(2013JQ0033)



(a) PCCM SIDO 反激变换器原理框图



(b) 工作时序图

图 1 PCCM SIDO 反激变换器及其工作时序

Fig.1 PCCM SIDO flyback converter and its operational timing sequence

V_{D1} 的续流占空比;在 T_b 内,时分复用信号 S_{ob} 为高, S_{oa} 为低,调节支路 b 输出, D_{1b} 为开关管 V_{Sp1} 的导通占空比, D_{2b} 为开关管 V_{Sp2} 的关断占空比, D_{3b} 为二极管 V_{D1} 的续流占空比。变换器工作于 PCCM,需满足 $D_{1a}T + D_{2a}T < T_a$, 且 $D_{1b}T + D_{2b}T < T_b$ 。

在 1 个开关周期内, PCCM SIDO 反激变换器存在 3 种工作时序:励磁电感充电阶段、励磁电感放电阶段和励磁电感续流阶段。下面以 T_a 时间内为例,简要叙述 PCCM SIDO 反激变换器的工作原理。

$D_{1a}T$ 阶段。开关管 V_{Sp1} 和 V_{Sp2} 同时导通,输入电压 U_{in} 给变压器原边励磁电感 L_m 充电,励磁电感电流上升。变压器副边二极管 V_{D2} 、 V_{D3} 关断,输出电容 C_{oa} 、 C_{ob} 分别为 2 路负载提供能量。

$D_{2a}T$ 阶段。开关管 V_{Sp1} 和 V_{Sp2} 同时关断,反激变压器的励磁电感 L_m 通过 V_{D2} 和 V_{D3} 向支路 a 放电,原边励磁电感电流下降,原副边匝比为 n ,则 $U_{Lm} = -nU_{oa}$ 。二极管 V_{D3} 维持关断,输出电容 C_{ob} 为支路 b 负载供电。

$D_{3a}T$ 阶段。当副边电流 I_{sa} 下降到参考值 I_{dc} 时,开关管 V_{Sp2} 导通, V_{Sp1} 继续维持关断状态,励磁电感电流通过开关管 V_{Sp2} 和二极管 V_{D1} 续流, $U_{Lm} = 0$ 。变压器副边二极管 V_{D2} 、 V_{D3} 关断,输出电容 C_{oa} 、 C_{ob} 分别

为 2 路负载提供能量。

在 T_b 时间内,支路 b 工作,同样存在与支路 a 相同的 3 个工作时序,在此不再赘述。

1.2 输出交叉影响分析

SIDO 反激变换器工作于 PCCM 时,由图 1(b)可知,励磁电感电流在再次上升之前,存在一个保持阶段,使各支路起始工作时刻励磁电感电流总等于定值 I_{dc} ,励磁电感在 T_a 、 T_b 内储能为零,实现了支路 a、b 之间的功率解耦。假设变换器效率为 1,在 T_a 起始与结束时刻,励磁电感电流等于固定值 I_{dc} ,支路 a 工作时间 T_a 内,原边电流变化量为 $\Delta i_{p,a}$,则副边电流变化量 $\Delta i_{s,a}$ 满足:

$$\Delta i_{s,a} = n \Delta i_{p,a} = \frac{n U_{in} D_{1a} T}{L_m} \quad (1)$$

因此有:

$$\frac{U_{in} D_{1a} T}{L_m} = \frac{n U_{oa} D_{2a} T}{L_m} \quad (2)$$

其中, U_{in} 为输入电压; U_{oa} 为支路 a 输出电压。整理可得:

$$D_{2a} = \frac{U_{in} D_{1a}}{n U_{oa}} \quad (3)$$

设时分复用时间比 $T_a/T = k$,则续流占空比满足:

$$D_{3a} = k - D_{1a} - D_{2a} = k - \frac{(U_{in} + n U_{oa}) D_{1a}}{n U_{oa}} \quad (4)$$

根据图 1(b)中的几何关系,联立式(1)~(3),可得支路 a 输出平均电流 I_{oa} 为:

$$I_{oa} = \frac{(I_{dc} + \Delta i_{s,a} + I_{dc}) D_{2a} T}{2T} = \frac{U_{in} D_{1a} I_{dc}}{n U_{oa}} + \frac{U_{in}^2 D_{1a}^2 T}{2 U_{oa} L_m} \quad (5)$$

同理可得,支路 b 输出平均电流 I_{ob} 为:

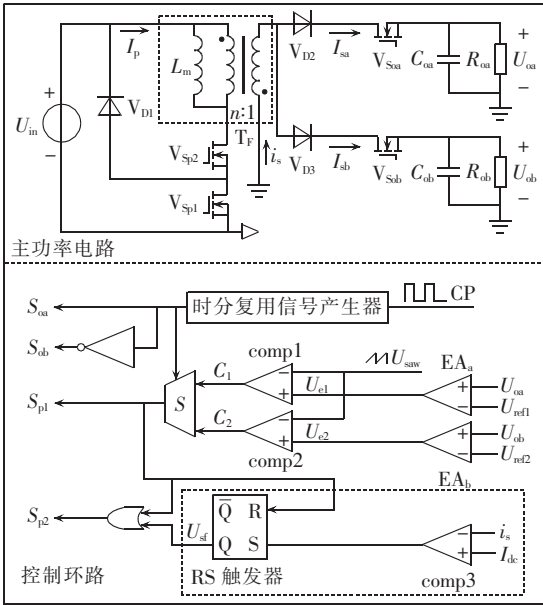
$$I_{ob} = \frac{U_{in} D_{1b} I_{dc}}{n U_{ob}} + \frac{U_{in}^2 D_{1b}^2 T}{2 U_{ob} L_m} \quad (6)$$

由以上分析,变换器工作于 PCCM,变压器励磁电感电流没有下降到零,而是通过二极管 V_{D1} 和开关管 V_{Sp2} 通路以固定值 I_{dc} 续流。由式(5)可知,当变换器参数一定时,支路 a 输出电流 I_{oa} 仅由支路 a 复用时间内开关管 V_{Sp1} 的占空比 D_{1a} 决定,而与支路 b 参数无关,支路 b 负载跳变不影响支路 a 输出电流,因而不影响支路 a 输出电压。同理,由式(6)可知,当变换器参数一定时,支路 b 输出电流 I_{ob} 仅由支路 b 复用时间内开关管 V_{Sp1} 的占空比 D_{1b} 决定,而与支路 a 参数无关,支路 a 负载跳变不影响支路 b 的输出电流和电压。因此,当 I_{dc} 为定值时,支路 a、b 之间不存在交叉影响。

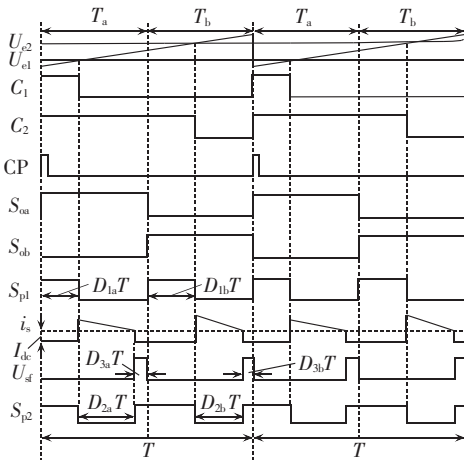
1.3 PCCM SIDO 反激变换器实现

本文基于时分复用理论^[2-3],使 SIDO 反激变换器工作于 PCCM,从而实现支路 a、b 无交叉影响稳定输出。PCCM SIDO 反激变换器控制环路及控制时序见图 2。采样输出电压信号 U_{oa} 和 U_{ob} 分别与参考

电压 U_{ref1} 和 U_{ref2} 进行比较,通过误差放大器 EA_a 和 EA_b 产生 PI 调制信号 U_{e1} 和 U_{e2} , U_{e1} 和 U_{e2} 同时与锯齿波信号 U_{saw} 进行比较产生 PWM 脉冲信号 C_1 和 C_2 。由时分复用信号产生器产生时分复用信号 S_{oa} 和 S_{ob} 并分别作为副边开关管 V_{Soa} 和 V_{Sob} 的驱动信号,以调节相应支路输出电压。当时分复用信号 $S_{oa}=1$ 时,选择器 S 输出占空比信号 C_1 作为主开关管的驱动信号 S_{pl} ,调节支路 a 输出电压 U_{oa} 。当 $S_{ob}=1$ 时,选择器 S 输出占空比信号 C_2 ,调节支路 b 输出电压 U_{ob} 。采样副边电流 i_s 与参考电流 I_{dc} 比较,当 i_s 下降到 I_{dc} 时,进入续流模式,得到续流信号 U_{sf} 。将 U_{sf} 与选择器 S 的输出 S_{pl} 作或运算后产生续流信号开关管驱动信号 S_{p2} ,使变换器工作于 PCCM。通过以上方式,实现了时分复用电压型 PCCM SIDO 反激变换器的控制。



(a) PCCM SIDO 反激变换器控制环路示意图



(b) 控制时序图

图 2 PCCM SIDO 反激变换器控制环路及时序图

Fig.2 Control loop of PCCM SIDO flyback converter and its timing sequence

根据图 1(b)中几何关系,可得支路 a 输入电流 I_{ia} 为:

$$I_{ia} = \frac{(I_{dc} + n\Delta i_{p,a} + I_{dc})D_{1a}}{2n} \quad (7)$$

联立式(1)、(5)、(7)得:

$$I_{ia} + \frac{I_{oa}}{n} = (D_{1a} + D_{2a}) \left(\frac{I_{dc}}{n} + \frac{\Delta i_{p,a}}{2} \right) \quad (8)$$

为保证变换器工作于 PCCM, D_{3a} 需大于零,由式(4)、(8)可知支路 a 应满足:

$$I_{ia} + \frac{I_{oa}}{n} < k \left(\frac{I_{dc}}{n} + \frac{\Delta i_{p,a}}{2} \right) \quad (9)$$

又由式(3)、(4)可知 $\Delta i_{p,a}$ 满足:

$$\Delta i_{p,a} = \frac{U_{in} D_{1a} T}{L_m} < \frac{k(U_{in} + nU_{oa})T}{L_m} \quad (10)$$

支路 a 的负载电流为:

$$I_{oa} = U_{oa} / R_{oa} \quad (11)$$

假设变换器效率为 1,则由能量守恒得:

$$P_{in} = U_{in} I_{ia} = P_{oa} = U_{oa} I_{oa} \quad (12)$$

联立式(9) — (12)可得:

$$\frac{U_{oa}(U_{in} + nU_{oa})}{nU_{in}R_{oa}} - \frac{kI_{dc}}{n} < \frac{k^2(U_{in} + nU_{oa})T}{2L_m} \quad (13)$$

同理,为保证变换器工作于 PCCM,支路 b 应满足:

$$\frac{U_{ob}(U_{in} + nU_{ob})}{nU_{in}R_{ob}} - \frac{(1-k)I_{dc}}{n} < \frac{(1-k)^2(U_{in} + nU_{ob})T}{2L_m} \quad (14)$$

支路 a、支路 b 必须同时满足不等式(13)和(14),才能保证变换器工作于 PCCM。对于 PCCM 变换器,可以根据负载的不同,设置不同的 I_{dc} 值,使变换器工作于 PCCM,而无需像 DCM 变换器,通过减小电感值使其在负载加重时仍工作于 DCM。因此, PCCM 变换器降低了电感电流纹波,减小了开关管的电流应力,提高了变换器的负载能力。此外,为防止续流时间过长影响变换器的效率,应使 $I_{ia} + \frac{I_{oa}}{n} > I_{dc}^{[7]}$,化简

式(13)可得支路 a 的励磁电感临界值 L_{ma} 为:

$$L_{ma} < \frac{k^2 n U_{in} R_{oa} (U_{in} + nU_{oa}) T}{2 U_{oa} (U_{in} + nU_{oa}) - 2 k U_{in} R_{oa} I_{dc}} \quad (15)$$

同理,化简式(14)可得支路 b 的励磁电感临界值,二者中取较小的值作为变压器励磁电感临界值。

将式(5)代入式(12)可得支路 a 的输出功率 P_{oa} 为:

$$P_{oa} = \frac{U_{in} D_{1a} I_{dc}}{n} + \frac{U_{in}^2 D_{1a}^2 T}{2 L_m} \quad (16)$$

令支路 a 续流时间 $D_{3a} T = 0$,可得支路 a 最大输出功率为:

$$P_{oamax} = \frac{k U_{in} U_{oa} I_{dc}}{U_{in} + nU_{oa}} + \frac{k^2 T}{2 L_m} \left(\frac{n U_{in} U_{oa}}{n U_{oa} + U_{in}} \right)^2 \quad (17)$$

同理可得支路 b 的最大输出功率为:

$$P_{obmax} = \frac{(1-k) U_{in} U_{ob} I_{dc}}{U_{in} + nU_{ob}} + \frac{(1-k)^2 T}{2 L_m} \left(\frac{n U_{in} U_{ob}}{n U_{ob} + U_{in}} \right)^2 \quad (18)$$

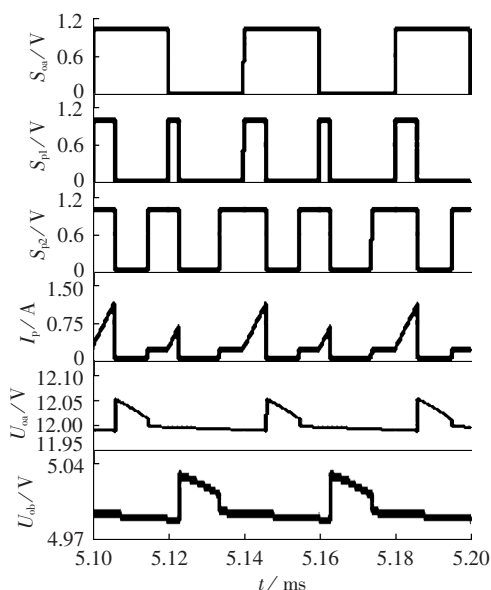
电路参数确定后,由式(17)和(18)可知,支路 a、b 的最大输出功率正比于 I_{dc} 。 I_{dc} 太小,变换器带载能力弱,系统没有足够裕量;但 I_{dc} 过大会导致续流时间过长,增加电路损耗,降低变换器效率。因此,选择 I_{dc} 时要综合考虑变换器的效率和负载功率范围。

2 仿真与实验

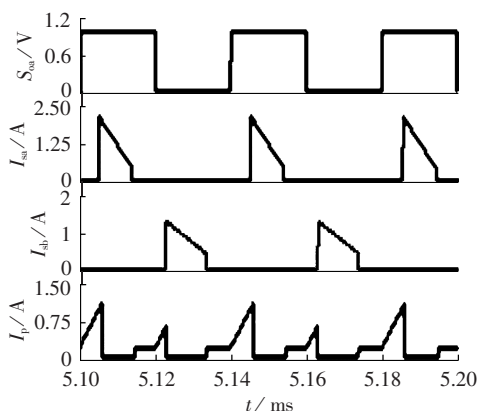
2.1 仿真结果分析

为验证理论分析的正确性,采用 PSIM 仿真软件搭建了仿真电路。电路参数选取如下:输入电压 $U_{in}=36\text{ V}$,支路 a 输出参考 $U_{ref1}=12\text{ V}$,支路 b 输出参考 $U_{ref2}=5\text{ V}$,原边励磁电感量 $L_m=250\text{ }\mu\text{H}$,原副边匝比 $n=2$,支路 a 输出滤波电容 $C_{oa}=470\text{ }\mu\text{F}$,支路 b 输出滤波电容 $C_{ob}=470\text{ }\mu\text{F}$,支路 a 输出负载电流 $I_{oa}=280\text{ mA}$,支路 b 输出负载电流 $I_{ob}=240\text{ mA}$,续流参考值 $I_{dc}=0.5\text{ A}$,开关周期 $T_s=40\text{ }\mu\text{s}$,时分复用时间比 $k=1/2$ 。

图 3 为 PCCM SIDO 反激变换器稳态仿真波形



(a) $S_{oi}, S_{pi}, S_{po}, I_p, U_{oa}$ 及 U_{ob} 波形图



(b) $S_{oi}, I_{sa}, I_{sb}, I_p$ 波形图

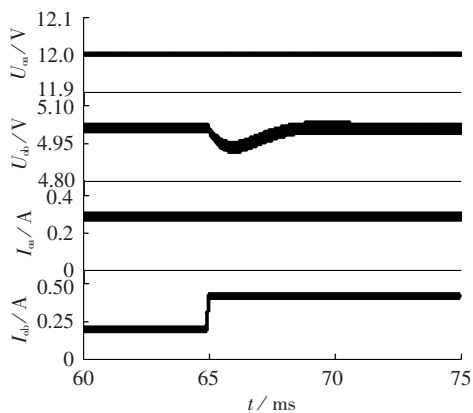
图 3 PCCM SIDO 反激变换器稳态仿真波形图

Fig.3 Simulative stable-state waveforms of PCCM SIDO flyback converter

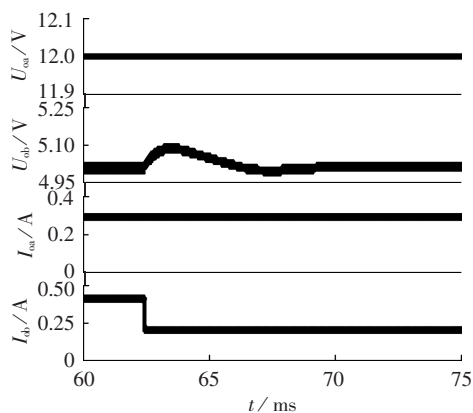
图。图 3(a)分别为时分复用信号 S_{oi} (S_{ob} 与 S_{oi} 互补,文中仅给出 S_{oi} 波形)、主开关驱动信号 S_{pi} 、续流开关管驱动信号 S_{po} 、原边电流 I_p 及 2 路输出电压 U_{oa}, U_{ob} 的仿真波形。可以看出, S_{pi} 和 S_{po} 同时为高电平时,原边电流上升,变压器励磁电感储能; S_{pi} 和 S_{po} 同时为低电平时,原边电流为零,此时能量传递转移到副边; S_{pi} 为低电平且 S_{po} 为高电平时,原边电流以恒定值续流,此时变换器工作于续流模式,且支路 a 输出电压稳定在预设的参考电压 12 V 、支路 b 输出电压稳定在预设的参考电压 5 V ,变换器可以实现 2 路电压的稳定输出。

图 3(b)为时分复用信号 S_{oi} 、副边电流 I_{sa}, I_{sb} 和原边电流 I_p 的仿真波形。可以看出,2 条支路的输出电流由时分复用信号 S_{oi} 来控制,当 S_{oi} 为高电平时,变压器工作于支路 a,调节支路 a 输出电流;当 S_{oi} 为低电平时,变压器工作于支路 b,调节支路 b 输出电流。

图 4(a)、(b)分别为支路 a 负载电流为 280 mA 时,支路 b 负载电流由 240 mA 跳变到 480 mA 和由 480 mA 跳变到 240 mA 2 种情况下的瞬态响应波形。从图 4(a)可以看出,当支路 b 负载加载时,支路



(a) 支路 b 负载电流由 240 mA 跳变到 480 mA



(b) 支路 b 负载电流由 480 mA 跳变到 240 mA

图 4 $I_{oa}=280\text{ mA}$ 、支路 b 负载跳变时的瞬态响应波形

Fig.4 Waveforms of transient response to sudden load change of branch-b, $I_{oa}=280\text{ mA}$

b 输出电压跌落,经过调节重新稳定在 5 V,支路 a 输出电压和电流没有变化;从图 4(b)可以看出,当支路 b 减载时,支路 b 输出电压上升,经过调节重新稳定在 5 V,支路 a 输出电压和电流也没有变化,说明 PCCM SIDO 反激变换器不存在交叉影响,验证了理论分析的正确性。

2.2 实验结果分析

为验证 PCCM SIDO 反激变换器理论分析和仿真结果的正确性,采用与仿真一致的电路参数,制作了实验系统。图 5 为 PCCM SIDO 反激变换器稳态实验波形图。图 5(a)所示 2 路输出电压 U_{oa} 和 U_{ob} 分别为 12 V 和 5 V,实现了 2 路恒压输出。图 5(b)依次为时分复用信号 S_{oa} 、续流开关管驱动信号 S_{p2} 、主开关驱动信号 S_{p1} 和原边电流 I_p 的波形。由图 5(b)可知,时分复用信号 S_{oa} 为高电平或低电平时,均存在与仿真一致的 3 个模式,说明 2 路均能工作于 PCCM。时分复用信号 S_{oa} 、原边电流 I_p 和副边电流 I_{sa} 、 I_{sb} 波形如图 5(c)所示,时分复用信号 S_{oa} 为高或低时,分别向支路 a 或支路 b 供电。

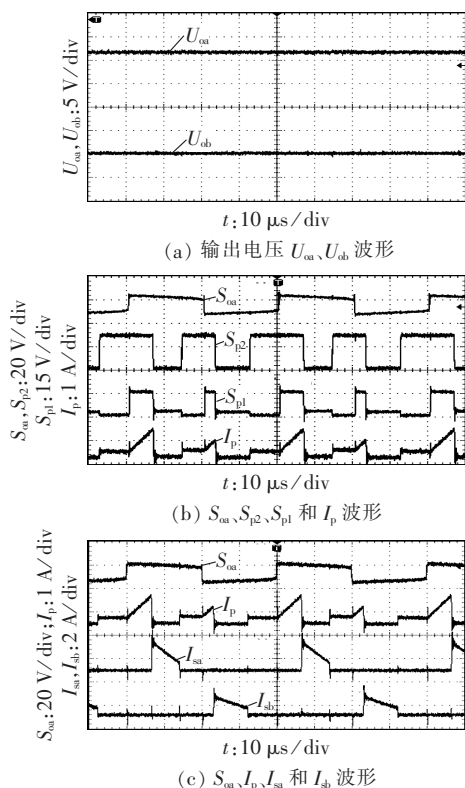


图 5 PCCM SIDO 反激变换器的稳态实验波形图
Fig.5 Experimental stable-state waveforms of PCCM SIDO flyback converter

图 6(a)、(b)分别为支路 a 负载电流为 280 mA 时,支路 b 负载电流由 240 mA 跳变到 480 mA 以及由 480 mA 跳变到 240 mA 这 2 种情况下的瞬态响应波形。由图 6 可以看出,当支路 b 负载加载或减载时,支路 a 输出电压和电流没有明显变化,说明 PCCM

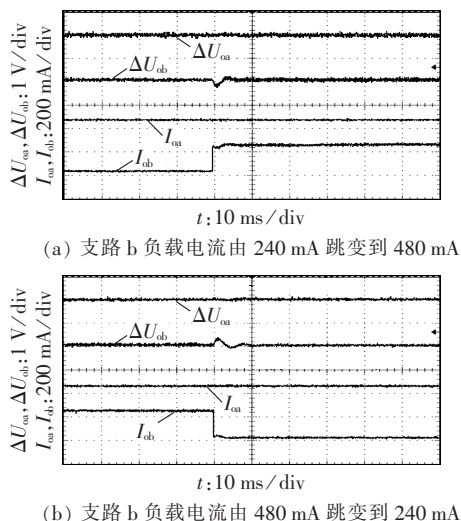


图 6 $I_{oa}=280$ mA、支路 b 负载跳变时的瞬态响应波形
Fig.6 Waveforms of transient response to sudden load change of branch-b, $I_{oa}=280$ mA

SIDO 反激变换器不存在交叉影响,证明了仿真结果的正确性。

3 结论

本文研究了 PCCM SIDO 反激变换器,通过在反激变压器原边并联续流开关管和二极管,使变压器原边励磁电感电流工作于 PCCM;分析了 PCCM SIDO 反激变换器的工作原理和工作特性,给出了控制策略;最后,通过仿真和实验结果证明了 PCCM SIDO 反激变换器具有输入输出端隔离、无交叉影响、带载能力强和开关管电压应力低等优点。

参考文献:

- [1] 甘久超,谢运祥,颜凌峰. DC/DC 变换器的多路输出技术综述[J]. 电工技术杂志, 2002(4): 1-4.
- [2] 许伟伟. 适用于便携式产品的单电感多输出直流-直流变换器的研究与设计[D]. 上海:复旦大学, 2011.
- [3] 王威. 单电感多输出开关变换器研究[D]. 成都:西南交通大学, 2009.
- [4] 陈乾宏,阮新波,严仰光. 多路输出电源中耦合电感的模型及分析[J]. 电工技术学报, 2001, 16(5): 40-45.
- [5] CHEN Qianhong, RUAN Xinbo, YAN Yangguang. Model and analysis of the coupled inductor in multi-output converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2001, 16(5): 40-45.
- [6] GODER D, SANTO H. Multiple output regulator with time sequencing: USA, 5617015 [P]. 1997-04-01.
- [7] RAJKO D. DC converter with independently controlled outputs:

- USA,7782635B2[P]. 2010-08-24.
- [7] LEE Yuhuei, HUANG Tzuchi, YANG Yaoyi. Minimized transient and steady-state cross regulation in 55-nm CMOS Single-Inductor Dual-Output (SIDO) step-down DC-DC converter[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(11):2488-2499.
- [8] PATRA P, GHOSH J, PATRA A. Control scheme for reduced cross regulation in single-inductor multiple output DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(11):5095-5104.
- [9] MA Dongsheng, KI Winghung, TSUI Chiyang. Single-inductor multiple-output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(1):89-99.
- [10] 刘雪山, 许建平, 秦明, 等. 电流型脉冲序列控制单电感双输出 Buck 变换器[J]. 电机与控制学报, 2012, 27(1):155-161.
LIU Xueshan, XU Jianping, QIN Ming, et al. Single-inductor dual-output Buck converter with current mode pulse-train control[J]. Electric Machines and Control, 2012, 27(1):155-161.
- [11] MA Dongsheng, KI Winghung, TSUI Chiyang. A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(1):1007-1014.
- [12] 张斐, 许建平, 王金平, 等. 具有快速动态响应的三态功率因数校正变换器[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(1):13-19.
ZHANG Fei, XU Jianping, WANG Jinping, et al. Tri-state Boost PFC converter with fast dynamic response[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(1):13-19.
- [13] 张斐, 许建平, 杨平, 等. 两开关伪连续导电模式 Buck-Boost 功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9):56-64.
ZHANG Fei, XU Jianping, YANG Ping, et al. Two-switch pseudo continuous conduction mode Buck-Boost power factor correction converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9):56-64.
- [14] ZHANG Fei, XU Jianping. A novel PCCM Boost PFC converter with fast dynamic response[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9):4207-4216.
- [15] YANG Yang, SUN Liang, WU Xiaobo. A single-inductor dual-output buck converter with self-adapted PCCM method[C]//IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuit. Xi'an, China: IEEE, 2009:87-90.
- [16] HUANG Minghsin, CHEN Kehorng. Single-Inductor Multi-Output (SIMO) DC-DC converters with high light-load efficiency and minimized cross-regulation for portable devices[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, 44(4):1099-1111.
- [17] LAURENCE B. Independent regulation of multiple outputs in a soft-switching multiple-output flyback converter; USA, 6606257 [P]. 2003-08-12.
- [18] VAZQUEZ N, LOPEZ H, HERNANDEZ C, et al. Multiple-output DC-to-DC based on the flyback converter[C]//IEEE International Power Electronics Congress. Morelos, Mexico: IEEE, 2008:105-108.

作者简介:



周 群

周 群(1966—),女,云南洱源人,副教授,博士,主要研究方向为电能质量的分析及控制(E-mail:zhouqunsc@163.com);

何莹莹(1989—),女,河南商丘人,硕士研究生,研究方向为开关电源技术及应用(E-mail:yingyhe1016@126.com);

许建平(1963—),男,贵州遵义人,教授,博士研究生导师,博士,从事开关变换器的控制方法、低电压大电流电路拓扑及控制策略、电源管理技术及功率因数校正技术等方面的研究(E-mail:jpxu-swjtu@163.com);

张 斐(1984—),男,山西朔州人,博士研究生,主要从事功率因数校正变换拓扑及控制技术方面的研究工作(E-mail:119958955@qq.com)。

Single-inductor dual-output flyback converter of pseudo continuous conduction mode

ZHOU Qun¹, HE Yingying², XU Jianping², ZHANG Fei²

(1. School of Electrical Engineering and Information, Sichuan University, Chengdu 610065, China; 2. Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A SIDO (Single-Inductor Dual-Output) flyback converter operating in PCCM (Pseudo Continuous Conduction Mode) is proposed. Compared with the conventional SIDO flyback converter, it applies an additional switch and an additional diode for freewheeling to reduce the voltage stress of power switch. For increasing the load capacity, TDM (Time Division Multiplex) technology is adopted to adjust each output branch independently, without any impact on another branch. Its control strategy is given. The simulative and experimental results show that, without cross effect, the output voltages of both branches are stable.

Key words: electric converters; pseudo continuous conduction mode; flyback converter; single-inductor dual-output; control