

临界连续模式单电感双输出 Buck 功率因数校正变换器

刘雪山,许建平,王楠

(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: 提出了一种临界连续模式(CRM)单电感双输出(SIDO)Buck 功率因数校正(PFC)变换器及其控制策略,并分析了其工作特性。通过对电感的分时复用控制,实现了2个输出支路的独立控制。在输入电压接近各输出支路电压情况下,控制器限制了开关管的最小关断时间,解决了工作于CRM时电感在输入电流过零点附近难以分时复用控制的问题,并抑制了电感在输入电流过零点附近的复用频率。相对于传统两级结构的多路输出PFC变换器,CRM SIDO Buck PFC变换器减少了控制器与电感的数量,降低了变换器的体积与成本,并提高了变换器的效率。实验结果验证了所提变换器高效率、高功率因数以及2个输出支路的高输出精度控制特性。

关键词: Buck; 变换器; 功率因数校正; 单电感双输出; 临界连续模式; 单级结构; 分时复用控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.010

0 引言

单电感多输出 SIMO(Single-Inductor Multiple-Output) 开关变换器可以有效地减少传统多路输出开关变换器的电感与控制芯片的数量,从而有效降低了多路输出电源的体积、重量和成本,为需要多路输出电源的现代电子设备提供了一个较为理想的电源解决方案。SIMO DC-DC 变换器引起了国内外学术界和工业界的关注^[1-5]。近年来,随着 LED 照明等领域的快速发展,多路输出 AC-DC 开关变换器得到了广泛应用^[6-7]。为了减小电力电子装置对电网的谐波污染,IEC61000-3-2 class C 对 AC-DC 变换器注入电网的各次谐波电流提出了限制要求^[8],因此,研究具有功率因数校正 PFC(Power Factor Correction) 的 SIMO PFC 变换器具有重要的意义。

单级结构 PFC 变换器仅进行一次功率变换,具有结构简单、效率高的特点,成为近年来研究的热点^[9-15]。相对于断续模式 DCM (Discontinuous Conduction Mode),临界连续模式 CRM (CRITICAL continuous conduction Mode) 单级 Buck PFC 变换器具有电流应力低的特点,非常适用于低成本、非隔离应用的 PFC 场合^[16]。为此,本文提出了一种 CRM 单电感双输出 SIDO(Single-Inductor Dual-Output) Buck PFC 变换器及其控制策略。通过对电感的分时复用控制,实现了变换器每一个输出支路的独立

控制。通过在输入电压接近各输出支路电压情况下限制开关管的最小关断时间,抑制了电感在输入电流过零点附近的复用频率,解决了在输入电流过零点附近难以分时复用控制的问题。相对传统两级结构多路输出或多个变换器实现多路输出方案^[17-18],CRM SIDO Buck PFC 变换器减少了电感与控制器的使用数量,降低了变换器的体积与成本。由于 CRM SIDO Buck PFC 变换器实现了功率的单级变换,且相对断续模式具有较低的电流应力,因此具有效率高、功率因数与双路高输出精度的特性。

1 CRM SIDO Buck PFC 变换器

图 1(a)所示为 SIDO Buck PFC 变换器主功率电路,主功率电路由二极管整流桥,输入滤波电感 L_f , 输入滤波电容 C_f , 功率开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 、 V_{T3} , 续流二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} , 电感 L 和输出电容 C_1 、 C_2 构成。2 个子 Buck 变换器 A 与 B 分时复用工作,为输出支路 A 与输出支路 B 传递能量。 V_{T2} 与 V_{T3} 为 2 个输出支路的分时复用控制开关管。若 V_{T2} 导通, V_{T3} 关断,则子 Buck 变换器 A 为输出支路 A 负载传输能量;反之,若 V_{T2} 关断, V_{T3} 导通,则子 Buck 变换器 B 为输出支路 B 负载传输能量。因此,电感 L 分时向输出支路 A 与输出支路 B 续流并传递能量。 V_{T2} 与 V_{D2} 或 V_{T3} 与 V_{D3} 串联连接可以使各个输出支路电感的续流方向单向可控。

图 1(b)所示为本文提出的 CRM 双路恒流输出 SIDO Buck PFC 变换器的控制环路,2 个输出支路均采用单环恒流控制。参考电流 i_{ref} 分别与 A、B 2 路输出电流 $k_1 i_{oa}$ 、 $k_2 i_{ob}$ 相减后,经过相应的 PI 控制环,产生误差信号 u_{e1} 、 u_{e2} 。RS 触发器接收置位端 S 的置位信号,输出 V_{T1} 的驱动信号,同时三角波产生器以

收稿日期:2014-05-19;修回日期:2015-03-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177140,61371033);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2682013ZT20);高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20130184120011)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51177140,61371033),the Fundamental Research Funds for the Central Universities (2682013ZT20) and the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education(20130184120011)

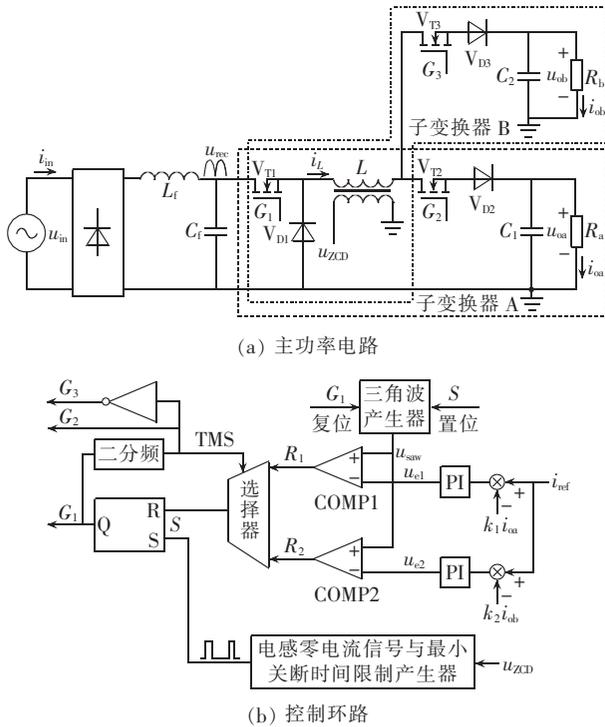


图 1 CRM SIDO Buck PFC 变换器及其控制环路
Fig.1 CRM SIDO Buck PFC converter and its control loop

固定的斜率从零开始线性上升,三角波信号 u_{saw} 同时与误差信号 u_{e1} 、 u_{e2} 进行比较,产生 R_1 、 R_2 复位信号。由分时复用信号 TMS(Timing Multiplexing Signal)给选择器提供选择信号,进而决定在一个开关周期内控制器复位信号 R_1 或 R_2 。当 $TMS=1$ 时,开关管 V_{T2} 导通, V_{T3} 关断,选择器选择复位信号 R_1 ,控制器对输出支路 A 的电流 i_{oa} 进行调节;同理,当 $TMS=0$ 时,控制器对输出支路 B 的电流 i_{ob} 进行调节。选择器的输出为 RS 触发器提供复位信号,RS 触发器复位后,开关管 V_{T1} 关断。驱动信号 G_2 二分频后产生 TMS,而 TMS(G_2)及其互补信号 G_3 分别作为开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的驱动信号。 V_{T1} 关断后,三角波产生器清零,在接收到电感零电流检测 ZCD(Zero Current Detection)信号后又重新开始线性上升,如此周而复始地实现三角波信号与误差信号 u_{e1} 、 u_{e2} 的比较,分别实现了双路电感电流 CRM 分时复用控制。

图 2 所示为半个工频周期内 CRM SIDO Buck PFC 变换器的电感电流及其分时复用控制时序。变换器在输入电压低于各支路输出电压时不存在输入电流,电感停止向输出传递能量,在此死区时间内不存在 ZCD 信号。如图 2 所示,由于支路 B 输出电压高于支路 A 输出电压,因此,支路 B 死区区间包含支路 A 死区区间。在支路 B 死区区间内,支路 A 电感仍有一部分时间向输出传输能量,此时因缺少支路 B 电感的 ZCD 信息,难以实现电感的分时复用控制。为此,本文提出一种利用开关管最小关断时间限

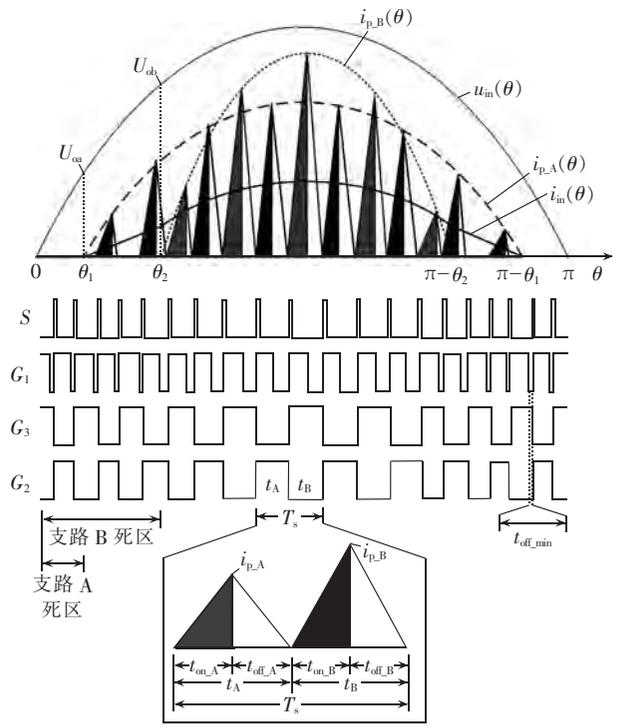


图 2 CRM SIDO Buck PFC 变换器电感电流波形及其控制时序

制的方式来实现电感在输入电流死区的分时复用控制,控制时序如图 3 所示。来自电感辅助绕组的电压信号 u_{ZCD} 与固定电压 u_{th} 比较后产生电感的续流时间信号 u_{ZCD1} ,在 V_{T1} 关断时刻,控制器内部启动最小关断时间(t_{off_min})计时电路,若电感的续流时间 t_{off} 大于 t_{off_min} ,控制器选择 u_{ZCD1} 的下降沿作为 RS 触发器的置位端信号;反之,若 t_{off} 小于 t_{off_min} ,控制器选择最小关断时间信号 u_D 的下降沿作为 RS 触发器的置位端信号。此种方式不但实现了电感在死区区内

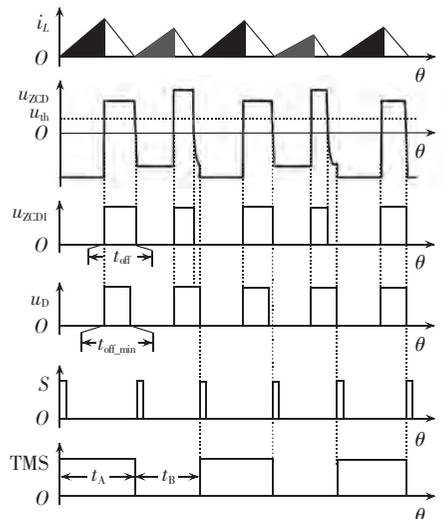


图 3 最小关断时间限制电路控制时序
Fig.3 Control sequence of minimum turn-off time limit circuit

的分时复用控制,并且降低了电感在输入电流过零点附近的复用频率,有助于提升变换器效率。

2 工作特性分析

为简化分析,做如下假设。

a. 所有的开关管、二极管、电感和电容均为理想元件。

b. $f_s \gg 2f_L$, 其中 f_L 、 f_s 分别为电网电压频率和主电感的复用频率(即开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的开关频率)。在一个开关周期内,电网输入电压可近似为恒定量。

c. 变换器的 A、B 2 个输出支路的输出电容 C_1 和 C_2 足够大,稳态工作时,变换器分别工作于支路 A 和支路 B 时,开关管 V_{T1} 的导通时间保持不变、输出电压保持不变。

d. 变换器的支路 A 输出电压小于支路 B 输出电压,即 $U_{oa} < U_{ob}$ 。变换器工作在理想 CRM 下,即电感的零电流检测延时与最小关断时间限制足够小,可以忽略。

2.1 输入电流分析

如图 2 所示,输入电压相位角 $\theta = \omega t$ 在 $(\theta_1, \pi - \theta_1)$ 区间内,电感以变化的复用时间 t_A 与 t_B 交替为 A、B 2 个输出支路传递能量,其中 ω 为输入电压的角频率, t_A 与 t_B 分别为支路 A 与支路 B 的复用时间。 t_A 与 t_B 的交替工作,构成一个复用周期 T_s 。在一个复用周期内,变换器的 A、B 2 个输出支路的电感电流峰值 $i_{pA}(\theta)$ 、 $i_{pB}(\theta)$ 分别为:

$$\begin{cases} i_{pA}(\theta) = \frac{t_{onA} U_p}{L} (\sin\theta - m_1) & \theta \in (\theta_1, \pi - \theta_1) \\ i_{pB}(\theta) = \frac{t_{onB} U_p}{L} (\sin\theta - m_2) & \theta \in (\theta_2, \pi - \theta_2) \end{cases} \quad (1)$$

其中, $m_1 = U_{oa} / U_p$, $m_2 = U_{ob} / U_p$, m_1 与 m_2 均小于 1; $\theta_1 = \arcsin m_1$, $\theta_2 = \arcsin m_2$ 分别为各输出支路的死区分界点; U_p 为输入电压峰值; t_{onA} 和 t_{onB} 分别为变换器的输出支路 A 和输出支路 B 工作时开关管 V_{T1} 的导通时间。

由式(1)可得工作于 CRM 的 SIDO Buck PFC 变换器的输出支路 A 和输出支路 B 的电感电流下降到零的时间 $t_{offA}(t)$ 与 $t_{offB}(t)$ 分别为:

$$\begin{cases} t_{offA}(\theta) = \frac{t_{onA}}{m_1} (\sin\theta - m_1) & \theta \in (\theta_1, \pi - \theta_1) \\ t_{offB}(\theta) = \frac{t_{onB}}{m_2} (\sin\theta - m_2) & \theta \in (\theta_2, \pi - \theta_2) \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)、(2)可得工作于 CRM 的 SIDO Buck PFC 变换器的复用周期为:

$$T_s(\theta) = \begin{cases} \left(\frac{t_{onA}}{m_1} + \frac{t_{onB}}{m_2} \right) \sin\theta & \theta \in (\theta_2, \pi - \theta_2) \\ \frac{t_{onA}}{m_1} \sin\theta + t_{onB} & \theta \in (\theta_1, \theta_2) \cup (\pi - \theta_2, \pi - \theta_1) \end{cases} \quad (3)$$

在 (θ_1, θ_2) 与 $(\pi - \theta_2, \pi - \theta_1)$ 内,支路 B 进入了死区,因此其关断时间为零,支路 B 的复用时间仅为开通时间 t_{onB} 。由式(1)、(3)可得工作于 CRM 的 SIDO Buck PFC 变换器的输出支路 A 和输出支路 B 的平均输入电流分别为:

$$i_{inA}(\theta) = \begin{cases} \frac{t_{inA}^2 (u_{in}(\theta) - U_{oa})}{2L \left(\frac{t_{onA}}{m_1} + \frac{t_{onB}}{m_2} \right) \sin\theta} & \theta \in (\theta_2, \pi - \theta_2) \\ \frac{t_{onA}^2 (u_{in}(\theta) - U_{oa})}{2L \left(\frac{t_{onA}}{m_1} \sin\theta + t_{onB} \right)} & \theta \in (\theta_1, \theta_2) \cup (\pi - \theta_2, \pi - \theta_1) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

$$i_{inB}(\theta) = \begin{cases} \frac{t_{onB}^2 (u_{in}(\theta) - U_{ob})}{2L \left(\frac{t_{onA}}{m_1} + \frac{t_{onB}}{m_2} \right) \sin\theta} & \theta \in (\theta_2, \pi - \theta_2) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)、(5)可得在半个工频周期内,工作于 CRM 的 SIDO Buck PFC 变换器的输出支路 A 和输出支路 B 的平均输入功率分别为:

$$\begin{cases} P_{inA} = \frac{t_{onA}^2 U_p^2}{\pi L} \left[\frac{\sqrt{1 - m_1^2} - \frac{\pi m_1}{2} + \theta_2 m_1}{\frac{t_{onA}}{m_1} + \frac{t_{onB}}{m_2}} + \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{\sin^2\theta - m_1 \sin\theta}{(t_{onA} \sin\theta)/m_1 + t_{onB}} d\theta \right] \\ P_{inB} = \frac{t_{onB}^2 U_p^2}{2\pi L \left(\frac{t_{onA}}{m_1} + \frac{t_{onB}}{m_2} \right)} \times (2\sqrt{1 - m_2^2} - \pi m_2 + 2\theta_2 m_2) \end{cases} \quad (6)$$

CRM SIDO Buck PFC 变换器输入的总功率为:

$$P_{in} = U_{oa} I_{oa} + U_{ob} I_{ob} = P_{oA} + P_{oB} = P_{inA} + P_{inB} \quad (7)$$

式(6)、(7)揭示了 CRM SIDO Buck PFC 变换器的总输入功率与各支路输入功率的关系,由此可得出每一输出支路主开关的开通时间。选取输出支路 A 与支路 B 的恒流输出电流分别为 $I_{oa} = 0.3$ A、 $I_{ob} = 0.25$ A,得到 100 V AC 与 240 V AC 输入电压条件下 CRM SIDO Buck PFC 变换器每一输出支路主开关的开通时间 (t_{onA} , t_{onB}) 与各输出支路功率 (P_{oA} , P_{oB}) 的关系,如图 4 所示。由图 4 可知,当 P_{oB} 确定的情况下,随着 P_{oA} 的增加,支路 A 开关管 V_{T1} 的开通时间 t_{onA} 随之增加。虽然 P_{oB} 不变,但在 P_{oA} 变化的同时, t_{onB} 也随之变化,揭示了 CRM SIDO Buck PFC 变换器控制量 t_{onA} 、 t_{onB} 需同时根据各支路输出功率调节的现象。

由式(4)、(5)可得 CRM SIDO Buck PFC 变换器的输入电流为:

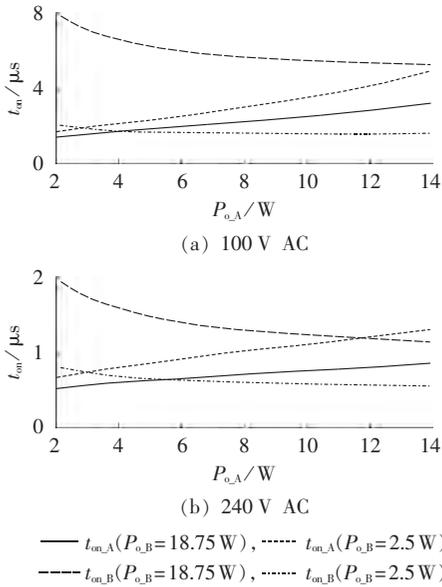


图 4 开关管 V_{T1} 的开通时间与各输出支路功率的关系

Fig.4 Relationship among $t_{on,A}$, $t_{on,B}$, $P_{o,A}$ and $P_{o,B}$

$$i_{in}(\theta) = \begin{cases} i_{in,A}(\theta) + i_{in,B}(\theta) & \theta \in (\theta_2, \pi - \theta_2) \\ i_{in,A}(\theta) & \theta \in (\theta_1, \theta_2) \cup (\pi - \theta_2, \pi - \theta_1) \\ 0 & \theta \in (0, \theta_1) \cup (\pi - \theta_1, \pi) \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可知,CRM SIDO Buck PFC 变换器的输入电流由三部分构成,其示意图如图 2 所示。

2.2 电感复用频率分析

由式(3)可知,工作于 CRM 时,电感的复用周期 $T_s(\theta)$ 由 m_1 、 m_2 以及 2 个输出支路开关管的导通时间 $t_{on,A}$ 、 $t_{on,B}$ 决定。在半个工作周期内,复用周期 $T_s(\theta)$ 随输入电压的变化而变化,输入电压越高,复用周期越大,在输入电压峰值处,即 $|\sin \theta| = 1$ 时,复用周期达到最大。其最大值为:

$$T_{s_CRM_max} = \frac{1}{f_{s_CRM_min}} = \frac{t_{on,A}}{m_1} + \frac{t_{on,B}}{m_2} \quad (9)$$

由 2.1 节分析可知,在输入、输出条件确定的情况下,CRM SIDO Buck PFC 变换器各支路开通时间仅与电感量 L 有关。选取输出支路 A 的输出电流和负载电阻分别为 $I_{oa}=0.3\text{ A}$ 和 $R_a=155\ \Omega$,输出支路 B 的输出电流和负载电阻分别为 $I_{ob}=0.25\text{ A}$ 和 $R_b=300\ \Omega$,得到 100 V AC 与 240 V AC 输入电压条件下变换器的最小复用频率 f_{s_min} 与电感量 L 的关系如图 5 所示。由图 5 可知,输入电压越大,最小复用频

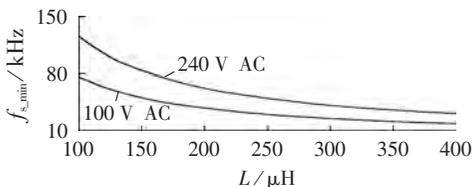


图 5 复用频率 f_{s_min} 与电感 L 的关系

Fig.5 Relationship between f_{s_min} and L

率 f_{s_min} 越高;电感量 L 的取值越大,最小复用频率 f_{s_min} 越低。最小复用频率的设计要保证最低输入电压时 $f_{s_min} > 20\text{ kHz}$,以避免进入音频范围内;由于一个复用周期内主开关管 V_{T1} 导通与关断 2 次,因此 f_{s_min} 越高, V_{T1} 开关损耗越大。合理地选取电感量 L ,可将复用频率控制在合适的范围内,从而降低开关损耗,提高变换器的效率。

3 实验结果

3.1 实验参数

本文对 CRM SIDO Buck PFC 变换器进行实验研究。电路参数选取如下:输入电压 u_{in} 为 100~240 V AC,输出支路 A 负载电阻 $R_a=155\ \Omega$,输出支路 A 输出电流 $I_{oa}=0.3\text{ A}$,输出支路 B 负载电阻 $R_b=300\ \Omega$,输出支路 B 输出电流 $I_{ob}=0.25\text{ A}$,励磁电感 L 磁芯为 RM8,主开关管 V_{T1} 型号为 7N65,分时复用控制开关管 V_{T2} 型号为 IRF3315S,功率二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 型号为 ES2J,输出滤波电容容值 $C_1=C_2=100\ \mu\text{F}$,开关管最小关断时间 $t_{off_min}=3\ \mu\text{s}$ 。2 路输出均采用恒流控制。为了防止输入电压峰值点处变换器的复用频率过高,根据图 5,选取实验参数 $L=150\ \mu\text{H}$ 。

3.2 实验结果

图 6(a)与(b)分别给出了 110 V AC 与 220 V AC 电压输入时 CRM SIDO Buck PFC 变换器的输入电压 u_{in} 与输入电流 i_{in} 的实验波形。由图 6 可知,2 种输入电压条件下,输入电流均可以跟踪输入电压的变化,实现了 PFC 功能。

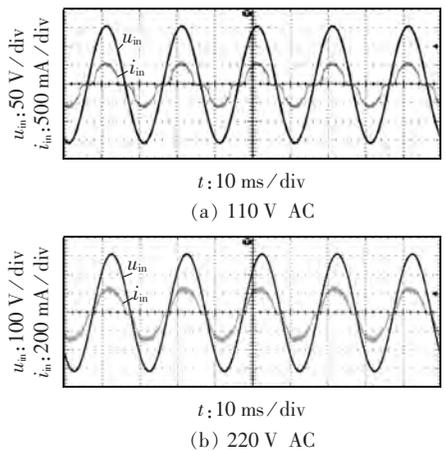


图 6 CRM SIDO Buck PFC 变换器输入电压、电流实验波形

Fig.6 Experimental waveform of u_{in} and i_{in} of CRM SIDO Buck PFC converter

图 7 给出了 CRM SIDO Buck PFC 变换器的功率因数(PF)值与输入电压的关系曲线。由图 7 可知,在 100~240 V AC 的宽输入电压范围内,变换器的功率因数均在 0.95 以上。

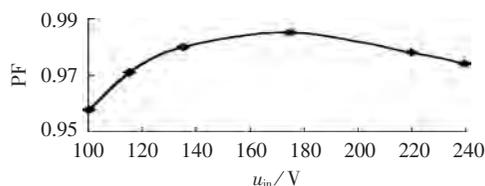


图 7 CRM SIDO Buck PFC 变换器 PF 曲线

Fig.7 PF curve of CRM SIDO Buck PFC converter

图 8 给出了 110 V AC 与 220 V AC 电压输入时 i_{in} 的谐波实验结果,图中 M 表示谐波电流与输入电流之比。由图 8 可知,输入电流的各次谐波均小于 IEC61000-3-2 class C 规定的谐波最大值限定标准,且总谐波畸变率(THD)分别为 24.4% 和 14.3%。

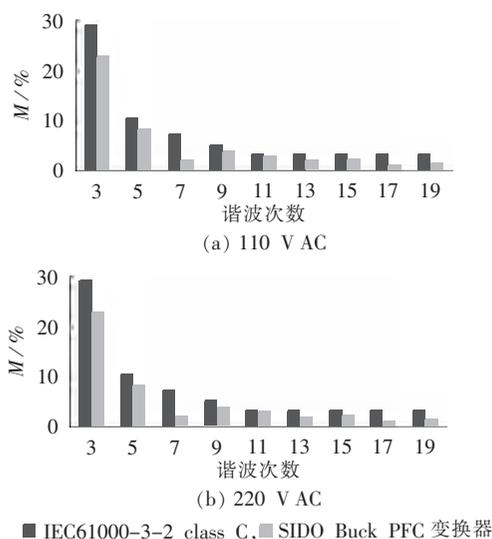
图 8 输入电流 i_{in} 的谐波分析图Fig.8 Harmonic analysis of input current i_{in}

图 9(a)与(b)分别为 110 V AC 与 220 V AC 电压输入时,CRM SIDO Buck PFC 变换器在输入电压峰值点处的电感电流 i_L 与 TMS 的实验波形。由

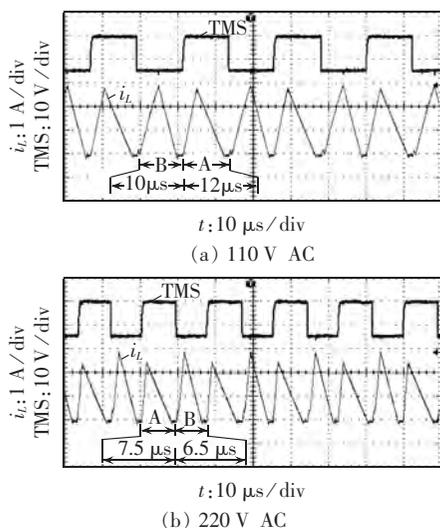


图 9 CRM SIDO Buck PFC 变换器电感电流波形

Fig.9 Waveform of i_L of CRM SIDO Buck PFC converter

图 9(a)可知,在 110 V AC 电压输入时,输出支路 A 和输出支路 B 分别以 12 μ s 和 10 μ s 的变化复用时间交替工作。当 TMS=1,电感为支路 A 传输能量;当 TMS=0,电感为支路 B 传输能量。由图 9(b)可知,在 220 V AC 电压输入时,输出支路 A 和输出支路 B 分别以 7.5 μ s 和 6.5 μ s 的变化复用时间交替工作。

图 10(a)与(b)分别给出了 110 V AC 与 220 V AC 电压输入时,CRM SIDO Buck PFC 变换器的 2 个输出支路电流的实验波形。从图中可以看出,在不同输入电压时,变换器的 2 路输出均可以实现稳定的输出。在 110 V AC 输入时,支路 A 与支路 B 的平均输出电流分别为 309 mA 与 252 mA;在 220 V AC 输入时,支路 A 与支路 B 的平均输出电流分别为 309 mA 与 258 mA。

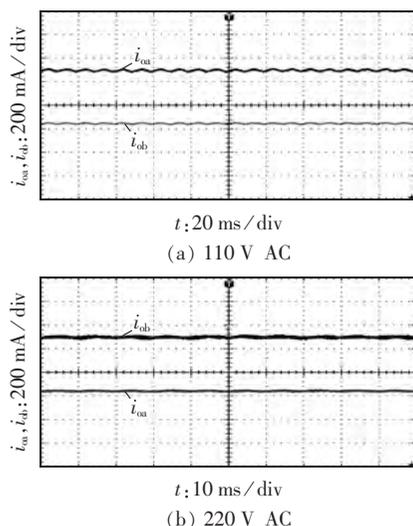


图 10 CRM SIDO Buck PFC 变换器输出电流实验波形

Fig.10 Waveform of i_{oa} and i_{ob} of CRM SIDO Buck PFC converter

表 1 给出了 100~240 V AC 电压输入时变换器的 2 路输出电流,可以看出,在宽输入电压范围条件下,CRM SIDO Buck PFC 变换器均可实现高精度恒流输出。

表 1 CRM SIDO Buck PFC 输出电流
Table 1 Output current of CRM SIDO Buck PFC converter

U_{in}/V	I_{oa}/mA	I_{ob}/mA	U_{in}/V	I_{oa}/mA	I_{ob}/mA
100	307.8	257.0	175	308.5	258.3
110	307.9	257.3	220	308.7	258.3
135	307.9	257.6	240	308.9	258.6

图 11 给出了 CRM SIDO Buck PFC 变换器的效率曲线。由图 11 可知,CRM SIDO Buck PFC 变换器的效率最高值达到了 93.01%,且在整个输入电压范围内均高于 92%。由于 CRM SIDO Buck PFC 变换器实现了输出功率单级变换,因此具有高效率

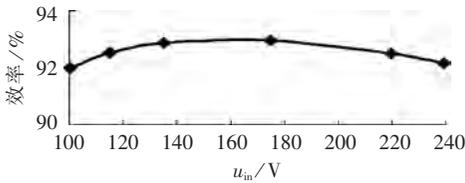


图 11 CRM SIDO Buck PFC 变换器效率曲线

Fig.11 Efficiency of CRM SIDO Buck PFC converter

特性。

4 结论

本文研究了一种单级结构 CRM SIDO Buck PFC 变换器及其控制策略,并分析了其工作特性。通过最小关断时间限制的方式解决了 CRM 情况下电感在输入电流在过零点附近难以分时复用的问题,并降低了开关频率。实验结果表明,此变换器具有高效率、高功率因数与双路高输出精度的特性,适用于需要 PFC 的多路恒流或恒压输出应用,且为其提供了一种高性能、低成本的解决方案。

参考文献:

- [1] CHANG S C, LE H P, LEE K C, et al. A single-inductor step-up DC-DC switching converter with bipolar outputs for active matrix OLED mobile display panels[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, 44(2): 509-524.
- [2] LE H P, CHAE C S, LEE K C, et al. A single-inductor switching DC-DC converter with five outputs and ordered power-distributive control[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, 42(12): 2706-2714.
- [3] MA D, KI W H, TSUI C Y, et al. Single inductor multiple output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(1): 89-100.
- [4] MA D, KI W H, TSUI C Y. A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(6): 1007-1014.
- [5] WAI R J, JHENG K H. High-efficiency single-input multiple-output DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 886-898.
- [6] WU Xinke, HU Chen, ZHANG Junming, et al. Series-parallel auto-regulated charge balancing rectifier for multi-output Light Emitting Diode(LED) driver[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1262-1268.
- [7] LUO Quanming, ZHI Shubo, ZOU Can, et al. A LED driver with dynamic high frequency sinusoidal bus voltage regulation for multi-string applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 491-500.
- [8] IEC. IEC61000-3-2 Electro Magnetic Compatibility (EMC), part 3-2: limits-limits for harmonic current emissions (equipment current $\leq 16A$ per phase)[S]. Geneva, Switzerland; IEC, 2009.
- [9] TSE C K, CHOW M H L, CHEUNG M K H. A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16

(6): 794-802.

- [10] 阎铁生, 许建平, 张斐, 等. 反激 PFC 变换器输出电压纹波分析[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(9): 41-46.
YAN Tiesheng, XU Jianping, ZHANG Fei, et al. Analysis of output voltage ripple for flyback PFC converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(9): 41-46.
- [11] 文毅, 赵清林, 邬伟扬. 并联型双耦合绕组反激式单级 PFC 变换器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(12): 116-121.
WEN Yi, ZHAO Qinglin, WU Weiyang. A parallel single-stage Boost-flyback PFC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(12): 116-121.
- [12] 赵清林, 文毅, 王亮, 等. 双绕组反激式单级 PFC 变换器及功率因数改善措施研究[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(2): 41-44.
ZHAO Qinglin, WEN Yi, WANG Liang, et al. Dual-winding flyback single-stage PFC converter and power factor improvement [J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(2): 41-44.
- [13] 沈霞, 王洪诚, 蒋林, 等. 基于反激变换器的高功率因数 LED 驱动电源设计[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(6): 140-143.
SHEN Xia, WANG Hongcheng, JIANG Lin, et al. Design of high-power-factor LED driver power supply based on fly back converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(6): 140-143.
- [14] 马红波, 郑聪, 余文松, 等. 单开关管无桥 SEPIC PFC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(4): 72-77.
MA Hongbo, ZHENG Cong, YU Wensong, et al. Single-switch bridgeless SEPIC PFC converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(4): 72-77.
- [15] 刘青移, 王大庆, 贲洪奇. 新型有源箝位 ZVS 单级 PFC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(2): 62-67.
LIU Qingyi, WANG Daqing, BEN Hongqi. Active-clamping ZVS single-stage PFC converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(2): 62-67.
- [16] LASZLO H, LIU Gang, JOVANOVIĆ M M. Design-oriented analysis and performance evaluation of Buck PFC front end [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 85-94.
- [17] ARIAS M, LAMAR D G, LINERA F F, et al. Design of a soft-switching asymmetrical half-bridge converter as second stage of an LED driver for street lighting application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1608-1621.
- [18] QU Xiaohui, WONG S C, TSE C K. Non-cascading structure for electronic ballast design for multiple LED lamps with independent brightness control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 331-340.

作者简介:



刘雪山

刘雪山(1981—),男,吉林松原人,博士研究生,研究方向为开关变换器拓扑及控制技术(E-mail: xueshan5851@163.com);

许建平(1963—),男,贵州遵义人,教授,博士研究生导师,博士,主要从事电力电子数字控制技术、开关电源新颖控制技术、可再生能源发电技术、移动信息设备电源管理技术等研究;

王楠(1990—),男,河北保定人,硕士研究生,研究方向为开关变换器拓扑及控制技术。

(下转第 82 页 continued on page 82)

mode control of Boost converter based on exact feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(30):16-23.

[20] 刘锦波,明文龙. 三态 Boost 型 DC/DC 变换器的数学模型及其输入/输出反馈线性化非线性控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2010,30(增刊 1):171-177.

LIU Jinbo, MING Wenlong. Mathematical model and its input/output feedback linearization nonlinear control method of tri-state Boost type DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010,30(Supplement 1):171-177.

作者简介:



潘月斗

潘月斗(1966—),男,吉林吉林人,副教授,博士研究生,主要研究方向为交流电动机智能控制理论、高速高精交流电动机驱动系统的计算机数字控制系统设计(E-mail: ydpan@ustb.edu.cn);

郭凯(1992—),男,湖南张家界人,硕士研究生,主要研究方向为交流异步电动机交变频的控制理论及数字化设计。

Nonlinear control of matrix converter based on state feedback linearization

PAN Yuedou, GUO Kai, CHEN Jiyi, XU Jie

(School of Automation & Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to avoid the impact of asymmetric grid-voltage and loads on the output current of MC (Matrix Converter), an MC nonlinear controller based on state feedback linearization is designed to precisely track the output current in real time. The mathematical model of MC output is built according to its topology and then transformed into a standard radiation nonlinear system by Park transformation, based on which, a state feedback linearization controller is designed. The MC with the designed controller and the traditional MC are compared by the simulation with MATLAB/Simulink, and the simulative results show that, the output current of the MC with the designed controller is effectively improved in abnormal working conditions, such as asymmetric three-phase voltage inputs, unbalanced three-phase loads. The designed controller is applied to an MC prototype and the commissioning results show its feasibility.

Key words: matrix converter; double space vector modulation; radiation nonlinear system; nonlinear system; state feedback linearization; control

(上接第 69 页 continued from page 69)

SIDO Buck PFC converter operating in critical continuous conduction mode

LIU Xueshan, XU Jianping, WANG Nan

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A kind of SIDO (Single-Inductor Dual-Output) Buck PFC (Power Factor Correction) converter operating in CRM (CRITICAL continuous conduction Mode) is proposed with the control strategy and its operating characteristics are analyzed. The time-sharing multiplexing of the single inductor is controlled to achieve the independent regulation of two output circuits. The minimum turn-off time of power switch is limited by the controller when the input voltage is close to the voltage of each output branch for facilitating the time-sharing multiplexing control and reducing the multiplexing frequency when the inductor is operating in CRM and the input current is near the zero-crossing point. Compared with the conventional two-stage multi-output PFC converter, this SIDO PFC converter has less controller and inductor, resulting in smaller size, lower cost and higher efficiency. Experimental results show the excellent control performance of the proposed converter: high efficiency, high power factor and high output accuracy.

Key words: Buck; electric converters; power factor correction; single-inductor dual-output; critical continuous conduction mode; single stage; time-sharing multiplexing control