

低输出电压纹波三态 PCCM CUK PFC 变换器

张 斐,许建平,舒立三,董 政

(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:提出了一种具有低输出电压纹波的三态伪连续导电模式(PCCM) CUK 功率因数校正(PFC)变换器及其控制策略。在 CUK 变换器的中间储能电容(过渡电容)上串联一个开关管,使得中间储能电容电压在一个开关周期内存在 3 个工作状态,进而获得低输出电压纹波和快速的负载动态响应速度。分析了三态 PCCM CUK PFC 变换器的工作原理,仿真验证了理论分析结果,同时通过一个 200 W 的实验电路验证了结论的正确性。结果表明三态 PCCM CUK PFC 变换器具有输入功率因数高、输出电压纹波小和动态响应速度快的优点。

关键词:功率因数校正;变换器;动态响应;低输出电压纹波;伪连续导电模式

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.01.014

0 引言

为了减小电力电子装置对电网的谐波污染,需要采用有源功率因数校正 PFC(Power Factor Correction)技术^[1]。Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、Sepic、Zeta 变换器等均可用于 PFC。Boost 变换器因具有良好的稳态性能等优点而成为 PFC 变换器的首选拓扑^[2],但其输出电压必须高于输入电压,给后级 DC/DC 变换器带来开关应力问题,且难以在宽输入电压范围内取得较高的效率^[3]。因此,研究升降压 PFC 变换器很有价值。

升降压 Buck-Boost 变换器(包括反极性 Buck-Boost、Flyback、Sepic 和 Cuk 变换器等),其开关管承受的电压应力和储能电容体积均较大^[4]。为降低开关管所承受的电压应力,文献^[5]提出了两开关 Buck-Boost 变换器,但需要复杂的控制电路^[6]。Cuk PFC 变换器具有输入输出电流连续、零输入电流纹波和宽输出电压范围等优点而得到广泛研究^[7]。

恒定开关频率的开关变换器除了可以工作于连续导电模式 CCM(Continuous Conduction Mode)和不连续导电模式 DCM(Discontinuous Conduction Mode)外,还可工作于三态伪连续导电模式 PCCM(Pseudo Continuous Conduction Mode)^[8-9]。文献^[9]指出,与 DCM 变换器相比,PCCM 变换器极大地提高了带载能力,且具有优于 CCM 和 DCM 变换器的动态响应速度。因此,文献^[10-11]提出了 PCCM Boost PFC 变换器,但其需要额外的功率开关管且降低了效率^[11];文献^[12]提出了具有较高效率的升降压型两开关 PCCM Buck-Boost PFC 变换器,但直流输出

电压含有较大的 2 倍工频纹波,实际应用时需接后级 DC/DC 变换器来消除 PFC 变换器的输出电压工频纹波并提高其对负载的动态响应速度;文献^[13-14]分别提出了电容电压空闲 CUK DC/DC 变换器和电容电压空闲 CUK PFC 变换器,但并没有研究该变换器的输出电压纹波特性和负载动态响应特性。

基于对偶原理,本文提出了具有低输出电压纹波的三态 PCCM CUK PFC 变换器。通过在中间储能电容(过渡电容)上串联一个开关管,使得 CUK PFC 变换器的中间储能电容电压在一个开关周期内存在 3 个工作状态。本文分析了三态 PCCM CUK PFC 变换器的工作过程和控制策略,并指出其可等效为 Boost 变换器与 Buck 变换器的级联。仿真和实验结果表明,该变换器具有输入功率因数高、输出电压纹波小和动态响应速度快的优点。

1 三态 PCCM CUK PFC 变换器

通过在 Boost 或 Buck-Boost PFC 变换器的储能电感两端并联开关管,为电感电流形成续流通路,可以使 Boost 或 Buck-Boost PFC 变换器工作于 PCCM 模式(电感电流在一个开关周期内存在 3 个工作状态),进而获得卓越的负载动态响应性能^[11-12]。基于 PCCM PFC 变换器独特的优点,根据对偶原理,本文提出了如图 1 所示的三态 PCCM CUK PFC 变换器。通过在中间储能电容 C_E (过渡电容)上串联一个开关管 V_{TE} ,利用开关管 V_{TE} 关断时为储能电容电压 u_{ce} 形

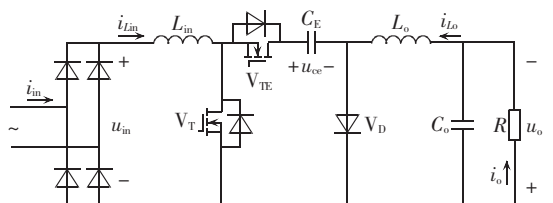


图 1 三态 PCCM CUK PFC 变换器

Fig.1 Tri-state PCCM CUK PFC converter

收稿日期:2012-12-28;修回日期:2013-10-29

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)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177140) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2682013ZT20)

成的开路状态,使储能电容电压 u_{ce} 在一个开关周期内存在 3 个工作状态,进而使 CUK PFC 变换器工作于 PCCM 模式。

在分析时假设:①开关频率 f_s 远大于线电压频率 f ;②输出电感 L_o 和输出电容 C_o 足够大,使得输出电感电流 i_{Lo} 近似为输出电流 i_o ;③在开关周期内输入电压 u_{in} 保持不变;④所有的开关管、二极管、电感和电容均为理想元件;⑤输入电感 L_{in} 和输出电感 L_o 均工作于 CCM。基于以上假设,利用 2 个功率开关管的组合方式,三态 PCCM CUK PFC 变换器在一个开关周期内存在 3 个工作模式。

a. V_T 和 V_{TE} 均导通 ($t_0 \leq t < t_1$)。

开关管 V_T 和 V_{TE} 均导通时,整流桥的对桥臂二极管导通,输入电感电流 i_{Lin} 按输入电压的比例上升;中间储能电容 C_E 通过开关管 V_T 和 V_{TE} 向输出电容 C_o 与负载 R 放电,并向输出电感 L_o 充电,此时电感电流 i_{Lo} 上升、电容电压 u_{ce} 下降。

b. V_T 导通、 V_{TE} 关断 ($t_1 \leq t < t_2$)。

开关管 V_T 导通、 V_{TE} 关断时,整流桥的对桥臂二极管导通,输入电感电流 i_{Lin} 仍然按输入电压的比例上升;由于无法形成充放电回路,中间储能电容 C_E 与电路其他部分隔离,电容电压 u_{ce} 保持不变;二极管 V_D 导通,输出电感 L_o 向输出电容 C_o 与负载 R 放电,电感电流 i_{Lo} 下降。

c. V_T 和 V_{TE} 均关断 ($t_2 \leq t < t_3$)。

开关管 V_T 和 V_{TE} 均关断时,整流桥的对桥臂二极管导通,二极管 V_D 仍然导通,输入电感电流 i_{Lin} 通过开关管 V_{TE} 的体二极管和二极管 V_D 向中间储能电容 C_E 充电,电感电流 i_{Lin} 下降,电容电压 u_{ce} 上升;输出电感 L_o 通过二极管 V_D 向输出电容 C_o 与负载 R 放电,电感电流 i_{Lo} 下降。

图 2 给出了三态 PCCM CUK PFC 变换器的稳态工作波形,其中 $d_1 T$ 、 $d_2 T$ 和 $d_3 T$ 分别表示变换器工作于 3 个工作模式的时间, Q 、 Q_E 分别表示开关管 V_T 和 V_{TE} 的驱动脉冲。由图 2 可知:

$$d_1 T + d_2 T + d_3 T = T \quad (1)$$

2 控制策略研究

在图 1 中,假设三态 PCCM CUK PFC 变换器的直流输出电压 $u_o(t)$ 稳定在 U_o ,整流后的电网输入电压 $u_{in}(t)$ 为:

$$u_{in}(t) = U_M |\sin(\omega t)| \quad (2)$$

其中, U_M 为输入电压幅值; ω 为输入电压角频率。

利用时间平均等效分析方法^[15],根据中间储能电容 C_E 的电荷平衡可得三态 PCCM CUK PFC 变换器功率级的直流稳态特性为:

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{D_E}{1-D} \quad (3)$$

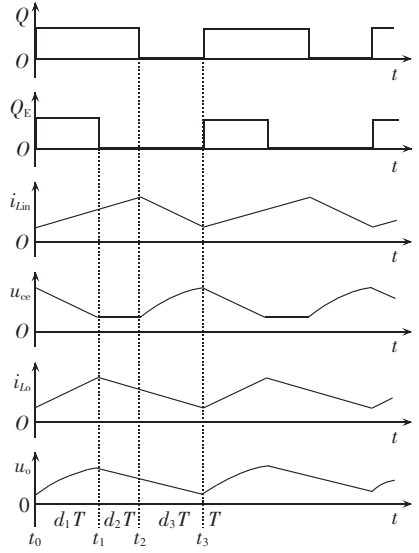


图 2 三态 PCCM CUK PFC 变换器主要波形
Fig.2 Key waveforms of tri-state PCCM CUK PFC converter

其中, U_{in} 、 I_{in} 、 I_o 分别为输入电压、输入电流、输出电流的时间平均等效值; D 、 D_E 分别为开关管 V_T 、 V_{TE} 的稳态占空比。由式(3)可知,三态 PCCM CUK PFC 变换器与传统 CUK PFC 变换器一样,其直流稳态特性由中间储能电容 C_E 的放电时间和充电时间的比值决定。

同理,利用时间平均等效分析方法,根据输入电感 L_{in} 和输出电感 L_o 的伏秒平衡可得:

$$\frac{U_{ce}}{U_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (4)$$

$$\frac{U_o}{U_{ce}} = D_E \quad (5)$$

其中, U_{ce} 为中间储能电容电压的时间平均等效值。由式(4)、(5)可知,中间储能电容的电压 $u_{ce}(t)$ 仅由输入电压 $u_{in}(t)$ 和开关管 V_T 的占空比 D 决定,而直流输出电压 $u_o(t)$ 仅由中间储能电容电压 $u_{ce}(t)$ 和开关管 V_{TE} 的占空比 D_E 决定。则根据式(3)~(5)可知,三态 PCCM CUK PFC 变换器可等效为 Boost 变换器与 Buck 变换器的级联。但是与 Boost 变换器加 Buck 变换器的级联变换器相比,三态 PCCM CUK PFC 变换器可减少一个功率二极管数量。

因此,三态 PCCM CUK PFC 变换器的控制器可由 PFC 控制环路和电压模式控制环路这 2 个独立的控制环路组成。利用前级 Boost 变换器的 PFC 控制环路来实现稳定的中间储能电容电压 $u_{ce}(t)$,同时控制输入电流 $i_{in}(t)$ 使其跟随输入电压 $u_{in}(t)$ 的波形与相位,得到单位功率因数。与此同时,后级 Buck 变换器的电压模式控制环路控制直流输出电压 $u_o(t)$ 使其在不同的负载情况下均稳定在 U_o 。值得注意的是,因为仅仅当开关管 V_T 导通时能量才能由前级 Boost 变换器流向后级 Buck 变换器,否则开关管 V_{TE}

的体二极管和二极管 V_D 将导通^[16]。因此占空比 D 和 D_E 需满足如下关系:

$$D \geq D_E \quad (6)$$

根据以上分析,可得三态 PCCM CUK PFC 变换器的控制器框图如图 3 所示,其中,L4981 等平均电流 PFC 控制器分别采样中间储能电容电压 $u_{ce}(t)$ 、输入电压 $u_{in}(t)$ 和输入电感电流 $i_{lin}(t)$,经过平均电流控制策略后得到开关管 V_T 的调制信号 u ,实现单位功率因数并稳定中间储能电容的电压;TL494 等电压模式控制器采样直流输出电压 $u_o(t)$,经过单电压 PI 控制环得到开关管 V_{TE} 的调制信号 u_E ,实现直流输出电压调节的目的。调制信号 u 和 u_E 经过逻辑保护电路后分别与同一个三角载波 U_p 进行比较,其输出经过驱动电路后分别得到开关管 V_T 和 V_{TE} 的驱动脉冲 S 和 S_E 。由图 3 可知,三态 PCCM CUK PFC 变换器的直流输出电压 $u_o(t)$ 控制环路为由 TL494 等电压模式控制器构成的高带宽电压控制环路(5 kHz)^[17],而 CCM 与 DCM CUK PFC 变换器的直流输出电压 $u_o(t)$ 控制环路为 L4981 等平均电流 PFC 控制器构成的低带宽电压控制环路(10~20 Hz)^[11],因此三态 PCCM CUK PFC 变换器的输出电压动态性能明显优于 CCM 与 DCM CUK PFC 变换器。此外,由图 3 可知,三态 PCCM CUK PFC 变换器的控制电路中含有 2 个控制芯片,增加了系统的复杂性并降低了系统的可靠性。但与传统两级 Boost+Buck PFC 变换器相比^[18],三态 PCCM CUK PFC 变换器的控制电路并没有增加复杂性,且主电路节省了 1 个功率二极管。

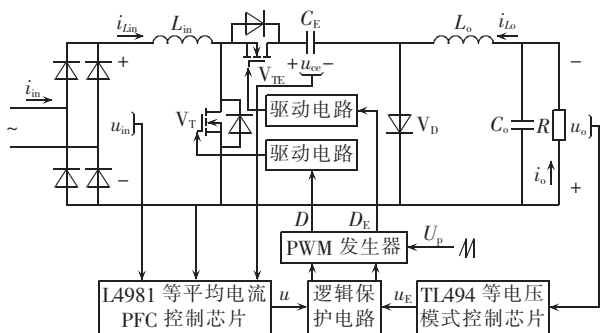


图 3 三态 PCCM CUK PFC 变换器控制框图

Fig.3 Block diagram of tri-state PCCM CUK PFC converter control

3 仿真与实验结果

3.1 实验参数

为了验证三态 PCCM CUK PFC 变换器的正确性,本文采用 MATLAB/Simulink 对工作于 CCM、DCM 和三态 PCCM 的 CUK PFC 变换器进行了仿真研究,并搭建了一台 200 W 的 CUK PFC 变换器实验样机。实验样机的主电路参数选取如下:额定负载功率 $P_o=200$ W;输入电压有效值 $U_{in,rms}$ 范围为 90~265 V;输

出储能电容 C_o 的参考直流电压 $u_o=200$ V;中间储能电容 C_E 的参考直流电压 $u_{ce}=400$ V;工作于 CCM 与 PCCM 时输入电感 $L_{in}=1$ mH;工作于 DCM 时输入电感 $L_{in}=40$ μ H;输出电感 $L_o=40$ H;输出储能电容 $C_o=470$ μ F;电网频率 $f=50$ Hz;开关频率 $f_s=70$ kHz;CCM 与 DCM 工作模式时中间储能电容 $C_E=1$ μ F;考虑到 PCCM 工作模式时中间储能电容 C_E 需要储存能量并作为等效后级 Buck 变换器的输入源,所以选择 $C_E=470$ μ F。控制环路参数选取如下:前级 PFC 电压控制环路 $K_P=10.6$ 、 $K_I=0.1$;前级 PFC 电流控制环路 $K_P=0.69$ 、 $K_I=0.01$;后级 DC/DC 电压控制环路 $K_P=6$ 、 $K_I=0.1$ 。

3.2 仿真结果

图 4 为三态 PCCM CUK PFC 变换器的储能电容电压 u_{ce} 、开关管驱动脉冲 S 和驱动脉冲 S_E 波形。由图 4 可以看出,虽然由于给定参数造成储能电容电压 u_{ce} 的充电时间较短,无法清晰看出其充电过程,但根据驱动脉冲波形可以看出变换器工作于三态 PCCM,与图 2 的理论分析相一致。

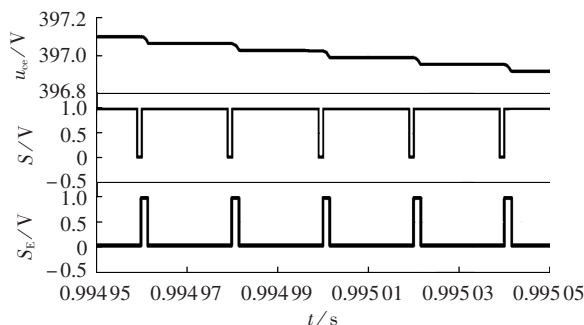


图 4 三态 PCCM CUK PFC 变换器驱动脉冲 S 、驱动脉冲 S_E 和电容电压 u_{ce} 波形动态响应波形

Fig.4 Waveforms of drive pulse S , drive pulse S_E and capacitor voltage u_{ce} of tri-state PCCM CUK PFC converter

图 5 为负载功率在 100 W 和 200 W 之间切换时,工作于 CCM、DCM 和三态 PCCM 的 CUK PFC 变换器的输出电压 u_o 动态响应波形。由于三态 PCCM CUK PFC 变换器相当于 Boost 变换器与 Buck 变换器的级联,因此由图 5 可知,与传统 CCM 和 DCM CUK PFC 变换器相比,三态 PCCM CUK PFC 变换器可减少 PFC 变换器输出电压的工频纹波,且具有最快的动态响应调整时间和最小的输出电压跌落与超调量。

3.3 实验结果

图 6 为负载输出功率为 100 W 时,CCM、DCM 和三态 PCCM CUK PFC 变换器的稳态输出电压 u_o 、整流输入电压 u_{in} 、输出电压纹波 u_{rip} 、输入电感电流 i_{lin} 波形及其频谱 i_{FFT} 分析波形。由图 6 可知,3 种工作模式下 CUK PFC 变换器均可实现稳定直流输出电压 u_o ,输入电感电流 i_{lin} 跟踪输入电压 u_{in} 波形与

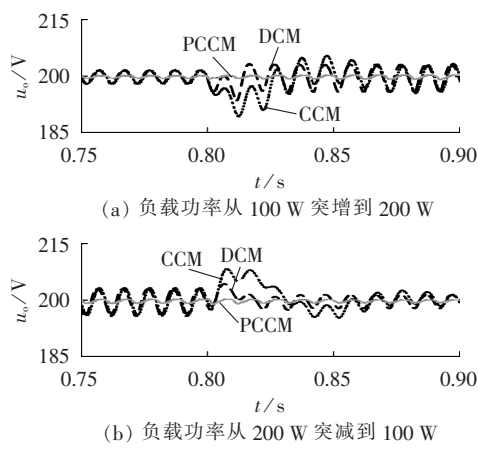


图 5 负载跳变时 CUK PFC 变换器动态响应波形
Fig.5 Waveforms of CUK PFC converter responding to load step change

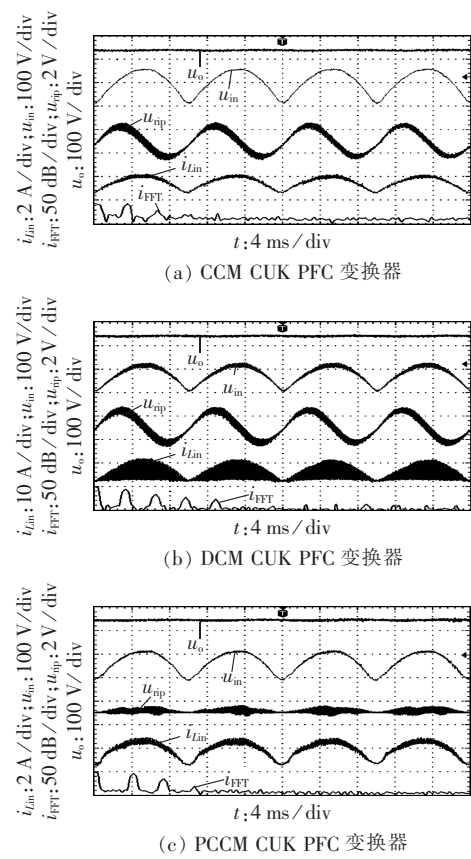


图 6 CUK PFC 变换器稳态实验波形
Fig.6 Steady-state experimental waveforms of CUK PFC converter

相位,满足 PFC 功能。由输入电感电流 i_{in} 波形及其频谱分析 i_{FFT} 波形可知,由于 DCM CUK PFC 变换器的输入电感较小,造成其输入电感电流峰值较大且其谐波含量较大,而三态 PCCM CUK PFC 变换器与 CCM CUK PFC 变换器一样,输入电感较大,可减小输入电感电流的峰值并明显地降低了其谐波含量。此外,由输出电压纹波 u_{rip} 波形可知,CCM 与 DCM CUK PFC 变换器的直流输出电压 u_o 均含有 2 倍工频纹波。但是,三态 PCCM CUK PFC 变换器的直流

输出电压纹波主要为高频开关纹波分量,极大地减小了 2 倍工频纹波。

表 1 给出了 CCM、DCM 和三态 PCCM CUK PFC 变换器随负载功率变化时的输出电压纹波 u_{rip} 、效率 η 与输入电感电流的总谐波畸变率 THD (Total Harmonic Distortion)。由表 1 可知,三态 PCCM CUK PFC 变换器的输出电压纹波最小,THD 明显低于 DCM CUK PFC 变换器,且仅在重载时其效率 η 稍低于 CCM CUK PFC 变换器。但是,当考虑到传统 CCM 与 DCM CUK PFC 变换器在实现低输出电压纹波时还需后级 DC/DC 变换器,因此,三态 PCCM CUK PFC 变换器的效率高于 CCM 与 DCM CUK PFC 变换器。

表 1 3 种工作模式下 CUK PFC 变换器输出电压纹波 u_{rip} 、效率 η 与 THD 性能对比

Tab.1 Comparison of output-voltage ripple u_{rip} , efficiency η and THD of CUK PFC converter among three operating modes

负载 功率/W	u_{rip}/V			THD/%			$\eta/\%$		
	CCM	DCM	PCCM	CCM	DCM	PCCM	CCM	DCM	PCCM
200	7.21	7.21	1.15	4.64	22.6	3.93	93.1	91.1	92.8
100	3.64	3.59	0.84	4.15	15.7	5.42	91.8	89.7	94.5

图 7 为负载功率 P_o 从 100 W 突增到 200 W 再突降到 100 W 时,CCM、DCM 和三态 PCCM CUK PFC 变换器的输出电压 u_o 和输入电流 i_{in} 的动态响

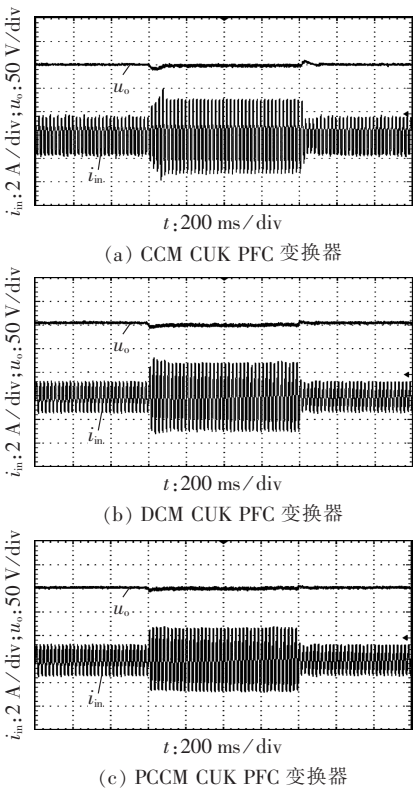


图 7 负载功率 100 W→200 W→100 W 时 CUK PFC 变换器输出电压 u_o 和输入电流 i_{in} 动态响应波形
Fig.7 Waveforms of output voltage u_o and input current i_{in} of CUK PFC converter responding to load step changes from 100 W to 200 W and from 200 W to 100 W

应波形,暂态过程中输出电压 u_o 的跌落量、超调量和调整时间(u_o 恢复到 $\pm 5\text{ V}$ 参考直流电压范围内)如表2所示。由图7和表2可知,三态PCCM CUK PFC变换器对负载的动态响应速度最快,输出电压和输入电流波动最小。

表2 3种工作模式下CUK PFC变换器暂态性能对比

Tab.2 Comparison of transient performance of CUK PFC converter among three operating modes

P_o/W	u_o 跌落量/V			u_o 超调量/V			调整时间/s		
	CCM	DCM	PCCM	CCM	DCM	PCCM	CCM	DCM	PCCM
100→200	10.44	6.25	0.91	5.55	3.40	0.52	0.0483	0.0127	0
200→100	4.44	3.32	0.56	8.50	4.55	0	0.0211	0	0

4 结论

本文提出了一种工作于PCCM的CUK PFC变换器,分析了它的工作原理和控制策略。通过在中间储能电容(过渡电容)上串联一个开关管,使电容电压在一个开关周期内存在3个工作状态,获得了低输出电压纹波和快速的负载动态响应速度。最后通过仿真和实验结果验证了该变换器具有输入功率因数高、输出电压纹波小和动态响应速度快的优点。

参考文献:

- [1] 郭晓瑞,郭吉丰. 数字滤波器及电感补偿算法在PFC中的应用[J]. 电力自动化设备,2012,32(9):90-95.
- [2] GUO Xiaorui, GUO Jifeng. Application of digital filter and inductance compensation algorithm in PFC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(9): 90-95.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 王日立,曹文思,程立雪,等. Boost结构单周期控制的有源功率因数校正电路设计[J]. 电力自动化设备,2011,31(12):114-119.
- [6] WANG Rili, CAO Wensi, CHENG Lixue, et al. Design of Boost active power factor correction circuit with one-cycle control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(12): 114-119.
- [7] ZANE R, MAKSIMOVIĆ D. Nonlinear-carrier control for high-power-factor rectifier based on up-down switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(2): 213-221.
- [8] CHEN Jingquan, MAKSIMOVIĆ D, ERICKSON R W. Analysis and design of a low-stress Buck-Boost converter in universal-input PFC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 320-329.
- [9] 肖华锋,谢少军. 用于光伏电网的交错型双管Buck-Boost变换器[J]. 中国电机工程学报,2010,30(21):7-12.
- [10] XIAO Huafeng, XIE Shaojun. An interleaving double-switch Buck-Boost converter for PV grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(21): 7-12.
- [11] TSENG C J, CHEN C L. A novel ZVT PWM CUK power-factor corrector[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1999, 46(4): 780-787.

- [12] MA Dongsheng, KI Wingham. Fast-transient PCCM switching converter with freewheel switching control[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2007, 54(9): 825-829.
- [13] VISWANATHAN K, ORUGANTI R, SRINIVASAN D. Dual-mode control of tri-state Boost converter for improved performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 790-797.
- [14] ZHANG Fei, XU Jianping. A novel PCCM Boost PFC converter with fast dynamic response[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2011, 58(9): 1-10.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] VENDRUSCULO E A, POMILIO J A. Soft commutation in capacitive idling converters[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1998, 45(3): 521-522.
- [20] VENDRUSCULO E A, POMILIO J A. Low-loss, high power factor voltage supply using a capacitive idling converter[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. [S.l.]: IEEE, 1996: 767-771.
- [21] XU Jianping. Modelling of switching DC-DC converters by time averaging equivalent circuit approach[J]. International Journal of Electronics Part 2 Discontinuous Conduction Mode, 1993, 74(3): 477-488.
- [22] ZHANG Fei, XU Jianping, YANG Ping, et al. High-efficiency capacitive idling SEPIC PFC converter with varying reference voltage for wide range of load variations[C]//IEEE Conference on Communications, Circuit and Systems (ICCCAS 2010). Chengdu, China: IEEE, 2010: 536-540.
- [23] 朱昆林,廖志清,曾旭初. 单端正激电源的系统建模和控制设计[J]. 电力电子, 2009, 3: 29-32.
- [24] ZHU Kunlin, LIAO Zhiqing, ZENG Xuchu. Modeling and controlling of a single-ended forward power supply[J]. Power Electronic, 2009, 3: 29-32.
- [25] WANG F Q, ZHANG H, MA X K. Intermediate-scale instability in two-stage power-factor correction converters[J]. IET Power Electronics, 2010, 3(3): 438-445.

作者简介:



张斐

张斐(1984-),男,山西朔州人,博士研究生,研究方向为功率因数校正变换器拓扑及其控制算法、脉冲整流器控制策略等(E-mail: 119958955@qq.com);

许建平(1963-),男,贵州遵义人,教授,博士研究生导师,研究方向为电力电子系统的数字控制技术、开关电源新颖控制技术、再生能源发电技术;

舒立三(1983-),男,湖南怀化人,硕士研究生,研究方向为电压型三态功率因数校正变换器拓扑及其控制技术;

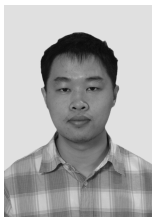
董政(1988-),男,山东烟台人,硕士研究生,研究方向为二次型功率因数校正变换器技术。

(下转第90页 continued on page 90)

- [15] PENG Z, LI Hui, SU Guijia, et al. A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 54-65.
- [16] 侯世英, 房勇, 孙韬, 等. 混合储能系统在独立光伏发电系统功率平衡中的应用[J]. 电网技术, 2011, 35(5): 183-187.
- HOU Shiyong, FANG Yong, SUN Tao, et al. Application of hybrid energy storage system in power balance of stand-alone photovoltaic power system[J]. Power System Technology, 2011, 35(5): 183-187.
- [17] KIM R Y, LAI J S. A seamless mode transfer maximum power point tracking controller for thermoelectric generator applica-

tions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2310-2318.

作者简介:



蒋 玮(1982-), 男, 江苏盐城人, 讲师, 博士, 主要研究方向为电力电子技术及其在微网中的应用 (E-mail: jiangwei@ seu.edu.cn)。

United power quality conditioner based on supercapacitor for microgrid

JIANG Wei, CHEN Wu, HU Renjie

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A UPQC(United Power Quality Conditioner) is proposed for microgrid, which is composed of supercapacitor, photovoltaic modules, Boost-Buck DC/DC converter, bidirectional DC/DC converter, shunt inverter and energy management system. Its structure is analyzed and it is proposed to generate the control instruction according to different power quality problems for grid-connected UPQC. The connecting module between supercapacitor and shunt inverter and the power charging module of supercapacitor are designed. The simulative results verify that, the proposed UPQC takes full advantage of the redundant power of photovoltaic cells and the rapid response capability of supercapacitors to solve various power quality problems of microgrid.

Key words: microgrid; photovoltaic cells; supercapacitor; energy storage; united power quality conditioner; power quality

(上接第84页 continued from page 84)

Tri-state PCCM CUK PFC converter with low output-voltage ripple

ZHANG Fei, XU Jianping, SHU Lisan, DONG Zheng

(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 tri-state PCCM(Pseudo Continuous Conduction Mode) CUK PFC(Power Factor Correction) converter with low output-voltage ripple and its control strategy are proposed. By connecting a power switch in series with the CUK capacitor, three operating states of capacitor voltage are obtained within a switching cycle, resulting in low output-voltage ripple and fast dynamic load response. The operating principle of tri-state PCCM CUK PFC converter is analyzed and verified by simulation. The experimental results of a 200 W prototype show that the tri-state PCCM CUK PFC converter has high power factor, low output-voltage ripple and fast dynamic response.

Key words: power factor correction; electric converters; dynamic response; low output-voltage ripple; pseudo continuous conduction mode