

# 单相 PFC 输出母线电压波动抑制与脉动功率转移技术

任玉虎<sup>1</sup>, 马凯莉<sup>2</sup>, 王慧馨<sup>1</sup>, 王正仕<sup>1</sup>

(1. 浙江大学电气工程学院, 杭州 310027; 2. 驻马店市供电公司, 驻马店 463000)

**摘要:** 采用电解电容抑制单相功率因数校正 PFC (power factor correction) 输出母线电压波动的方式受到电解电容本身寿命短、体积大等因素限制, 难以做到高功率密度以及长时间稳定性。因此, 提出一种采用双向升降压电路实现输出母线功率解耦的策略, 从而可移除母线处的电解电容。详细分析了解耦电路的基本工作状态, 并基于相关参数的设计考虑提出一种新型控制方案, 在双闭环的基础上引入输出母线电压波动加权控制, 进一步增加在功率解耦支路与输出母线之间转移的脉动功率, 减小母线电压纹波, 实验结果验证该电路及控制方案的有效性。

**关键词:** 单相 PFC; 功率解耦; 输出母线电压波动加权控制

## Technology of Single-phase PFC Output Bus Voltage Fluctuation Suppression and Ripple Power Transfer

REN Yuhu<sup>1</sup>, MA Kaili<sup>2</sup>, WANG Huixin<sup>1</sup>, WANG Zhengshi<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Zhumadian Power Supply Company, Zhumadian 463000, China)

**Abstract:** It's hard to achieve high power density and long time stability using electrolytic capacitors to suppress single-phase power factor correction (PFC) output bus voltage fluctuation. A strategy adopted a bidirectional Boost/Buck converter to decouple the power of output bus was proposed to remove the electrolytic capacitor. The basic working status of power decoupling circuit was analyzed in detail, the relevant parameters were given consideration, and a new control scheme introduced the weighted output bus voltage fluctuation control on the basis of double closed loop was proposed to further increase transferred ripple power between power decoupling branch and output bus, reduce bus voltage ripple. Experiment results are presented to verify the effectiveness of the circuit and control scheme.

**Keywords:** single-phase PFC; power decoupling; weighted output bus voltage fluctuation control

在交流供电场合, 功率因数校正 PFC (power factor correction) 电路普遍应用在电力电子装置中, 以满足 IEC61000-3-2 的谐波要求<sup>[1]</sup>。在单位功率因数下, 输入瞬时功率包含直流分量与 2 倍工频脉动分量<sup>[2]</sup>, 一般输出侧带有恒功率负载, 为了实现输入瞬时功率与输出功率的解耦, 通常采用大容量、低

成本的电解电容并联在直流母线上。然而, 电解电容由于其寿命短、稳定性差等缺点成为制约电力电子设备整体寿命的主要因素。因此, 针对如何减小输出母线解耦电容而使用使用寿命更长的薄膜电容替代, 国内外诸多学者均展开了相关研究。

文献[2]提出一种降压型双向 DC/DC 变换器, 用于实现单相 PWM 整流电路的功率解耦, 在输入功率 15 kW、输出电压纹波 2.59% 的情况下, 经过功率解耦可将输出母线电容减小至 200  $\mu\text{F}$ , 功率密度提高 1 倍, 但该电路结构并不能直接控制功率解耦支路吸收的纹波电流; 文献[3-7]采用一种升压型

收稿日期: 2015-11-26

基金项目: 浙江省公益性工业技术应用研究计划资助项目 (2015C31121)

Project Supported by Zhejiang Province Public Welfare Technology Industrial Research Project (2015C31121)

双向 DC/DC 变换器作为直流母线上的功率解耦单元,并针对其应用场合提出了相应的控制方案;文献[8]采用双向全桥 DC/DC 变换器吸收脉动功率,但该电路所需的功率器件较多,成本较高。

本文在 700 W 单相 Boost PFC 电路基础上,采用双向升降压变换器并联在直流母线上实现功率解耦,通过双闭环控制解耦支路电流跟踪母线上纹波电流,使解耦支路电容电压在合理范围内波动。为了进一步减小母线解耦电容、抑制母线电压波动,引入输出母线电压波动加权控制,并实验验证了该控制策略的可行性。

### 1 电路结构及基本工作原理

具有功率解耦功能的单相 Boost PFC 电路如图 1 所示,其主要输入输出波形如图 2 所示。对于功率解耦原理介绍如下。

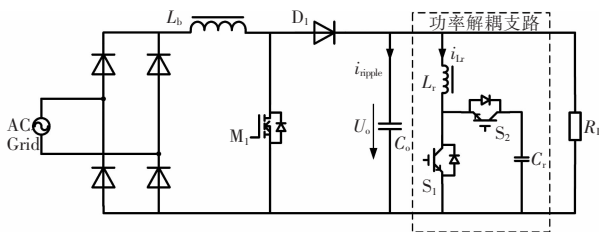


图 1 具有功率解耦功能的单相 Boost PFC 电路  
Fig.1 Single-phase Boost PFC circuit with power decoupling function

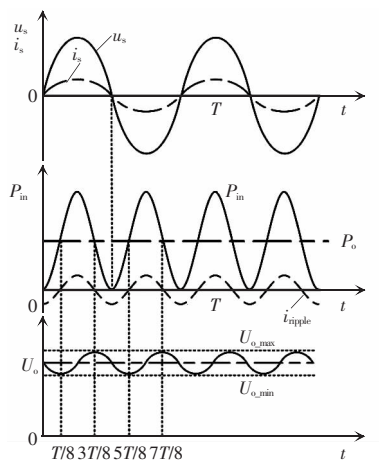


图 2 单相 Boost PFC 电路主要输入输出波形  
Fig.2 Key waveforms of input and output of single-phase Boost PFC

根据文献[2-4]的研究结果可知,当功率解耦支路没有运行时,流过输出电容  $C_o$  的脉动电流可表示为

$$i_{ripple} = p_{ripple}(t)/U_o = [p_s(t) - P_o]/U_o \quad (1)$$

式中: $p_s(t)$ 为输入瞬时功率; $P_o$ 和  $p_{ripple}$  分别为输入瞬时功率的直流分量和脉动分量。其中,

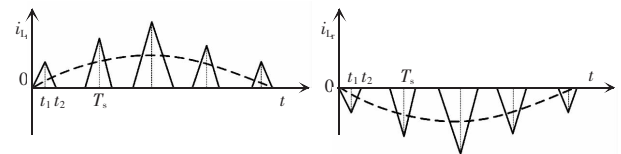
$$p_s(t) = \frac{1}{2} U_m I_m (1 - \cos(2\omega_s t)) \quad (2)$$

$$P_o = \frac{1}{2} U_m I_m \quad (3)$$

$$p_{ripple}(t) = -\frac{1}{2} U_m I_m \cos(2\omega_s t) \quad (4)$$

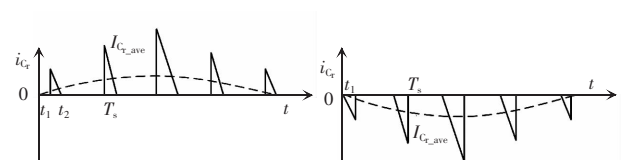
式中: $U_m$ 、 $I_m$  分别为输入电压、输入电流的幅值; $\omega_s$  为输入电压角频率。当控制功率解耦支路电感上电流平均值等于  $i_{ripple}$  时,母线电容上的电流为 0,从而实现功率解耦的功能,减小母线电容并抑制母线电压纹波。

功率解耦支路电感电流和电容电流波形如图(3)和图(4)所示。当  $i_{ripple} > 0$  时,功率解耦支路工作在 Boost 模式, $S_2$  关断, $S_1$  处于 PWM 调制状态。 $S_1$  导通时,电感  $L_r$  储能; $S_1$  关断时, $L_r$  释能,直流母线脉动能量转移到功率解耦支路电容  $C_r$  上,电容  $C_r$  电压上升。当  $i_{ripple} < 0$  时,功率解耦支路工作在 Buck 模



(a) Boost 模式 (b) Buck 模式

图 3 功率解耦支路电感电流波形  
Fig.3 Inductor current waveforms of power decoupling branch



(a) Boost 模式 (b) Buck 模式

图 4 功率解耦支路电容电流波形  
Fig.4 Capacitor current waveforms of power decoupling branch

式,  $S_1$  关断,  $S_2$  处于 PWM 调制状态, 电容  $C_r$  向直流母线回馈能量, 电容  $C_r$  电压下降。

忽略  $L_r$  上的储能以及功率器件的损耗, 脉动能量完全转移到电容  $C_r$  上, 因此有

$$\Delta E = \int_{\frac{3}{8}T}^{\frac{5}{8}T} [P_o - p_{in}(t)] dt = \frac{1}{2} C_r (V_{C_{r,h}}^2 - V_{C_{r,l}}^2) \quad (5)$$

$$C_r = \frac{P_o}{\omega_s V_{C_r} \Delta V_{C_r}} \quad (6)$$

式中,  $V_{C_{r,h}}$ 、 $V_{C_{r,l}}$ 、 $V_{C_r}$  和  $\Delta V_{C_r}$  分别为电容  $C_r$  上电压的最大值、最小值、平均值和峰峰值。为了减小功率解耦支路的开关损耗, 可使电路工作在电感电流断续模式, 即  $t_1 + t_2 \leq T_s$  ( $T_s$  为功率解耦支路开关周期), 则有

$$L_r \leq \frac{T_s [u_{C_r}(t) U_o - U_o^2]}{2 i_{\text{ripple}} u_{C_r}(t)} \quad (7)$$

另外,  $L_r$  的选择还要考虑最大电感电流  $I_{pk}$  的限制, 即

$$\begin{cases} \frac{U_o}{L_r} t_1 \leq I_{pk} \\ \frac{u_{C_r}(t) - U_o}{L_r} t_2 \leq I_{pk} \end{cases} \quad t_1 + t_2 \geq T_s \quad (8)$$

因此可以得到  $L_r$  的最小限制条件为

$$L_r \geq \frac{2 i_{\text{ripple}} T_s [u_{C_r}(t) U_o - U_o^2]}{I_{pk}^2 u_{C_r}(t)} \quad (9)$$

## 2 功率解耦支路的控制策略

图 5 为功率解耦支路的控制框图, 电路的主要控制目标是使电感  $L_r$  的电流  $i_{L_r}$  跟踪纹波电流  $i_{\text{ripple}}$ , 同时, 引入电容  $C_r$  电压闭环, 控制电容电压的平均值。由于输出母线电压的波动直接受流过电容  $C_o$  的纹波电流影响, 因此将这一波动量引入控制系统。根据图 2 所示的  $i_{\text{ripple}}$  与直流母线电压  $U_o$  之间的相位关系, 可以得到输出电压外环极性判断规则, 即

$$u_c^* = \begin{cases} u_c & u_{o\_error} > 0 \text{ \& } i_{L_r} < 0; u_{o\_error} < 0 \text{ \& } i_{L_r} < 0 \\ -u_c & u_{o\_error} < 0 \text{ \& } i_{L_r} > 0; u_{o\_error} > 0 \text{ \& } i_{L_r} < 0 \end{cases} \quad (10)$$

其最终结果是使纹波电流参考增大, 从而功率解耦支路与直流母线间转移的脉动能量增加, 电容  $C_o$  所处理的能量减小, 母线电压波动也随之得到抑制。

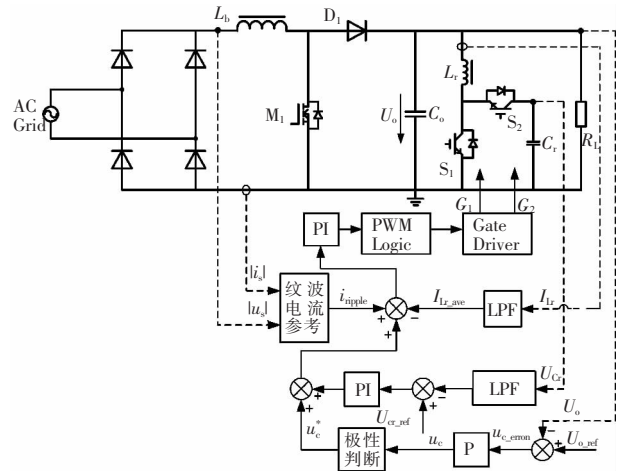


图 5 功率解耦支路控制框图

Fig.5 Control block diagram of power decoupling branch

## 3 实验结果

表 1 为实验电路的关键参数。由于实际中难以将纹波电流完全转移到功率解耦支路中, 因此直流母线上仍并联一个较小的电容  $C_o$  来解耦剩下的脉动功率。功率解耦支路正常工作时, 电容  $C_r$  上的电压要始终大于直流母线电压  $U_o$ , 同时, 为了尽可能地减小  $C_r$ , 允许其有较大的电压波动  $\Delta V_{C_r}$ , 根据式 (5) 可知, 当  $V_{C_r} = 600 \text{ V}$ 、 $\Delta V_{C_r} = 100 \text{ V}$  时,  $C_r = 35 \mu\text{F}$ , 取为  $33 \mu\text{F}$ 。

图(6)~图(8)为电路的主要输出波形, 为了便于观测输出电压  $U_o$  的纹波  $\Delta U_o$ , 采用交流耦合测量。从图中可以看出, 在不加功率解耦支路、直流母

表 1 实验电路关键参数

Tab.1 Key parameters of experimental circuit

电路参数	数值
额定输入电压/V	220
额定输出电压/V	380
额定输出功率/W	700
Boost PFC 电感 $L_b/\mu\text{H}$	1 000
直流母线电容 $C_o/\mu\text{F}$	100
功率解耦电感 $L_r/\mu\text{H}$	300
功率解耦电容 $C_r/\mu\text{F}$	33
功率解耦电路工作频率 $f_s/\text{kHz}$	30

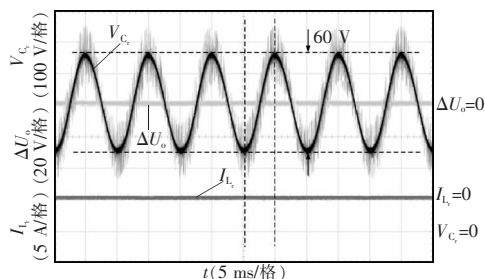


图 6 不加功率解耦支路的主要波形

Fig 6 Key waveforms without power decoupling branch

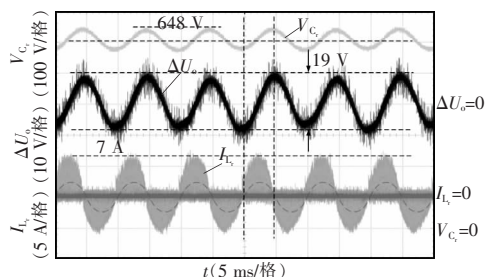


图 7 双闭环控制下的主要波形

Fig.7 Key waveforms of dual closed-loop control

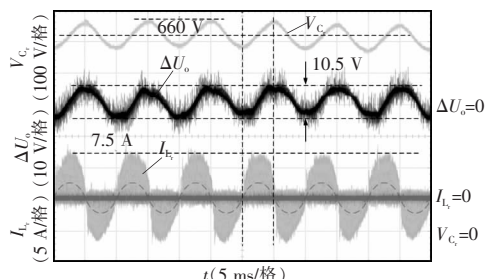


图 8 直流母线电压波动加权控制的主要波形

Fig.8 Key waveforms with weighted bus voltage fluctuation control

线电容为  $100 \mu\text{F}$  情况下, 输出电压纹波的峰峰值为  $60 \text{ V}$ ; 双闭环控制下的功率解耦支路运行时, 直流母线电压峰峰值为  $19 \text{ V}$ ; 加上直流母线电压波动加权控制, 其峰峰值减小为  $10.5 \text{ V}$ 。由此, 采用本文所提出的功率解耦控制方法, 输出母线电压纹波仅为原来的  $1/6$ , 在减小母线电容的同时, 显著地抑制了直流母线输出电压波动。

图 6~图 8 中  $V_c$ 、 $I_r$  分别为功率解耦支路电容电压与电感电流波形。当  $I_r$  大于  $0$  时, 脉动能量从直流母线电容经过电感  $L_r$  转移到电容  $C_r$  上, 电容  $C_r$  电压升高; 当  $I_r$  小于  $0$  时, 电容  $C_r$  电压下降, 脉动能量从  $C_r$  上转移到直流母线。 $C_r$  的电压波动约为

$85 \text{ V}$ , 平均值为  $600 \text{ V}$ 。加上输出电压波动加权控制后, 功率解耦支路电感电流与电容电压波动都随之增加,  $C_r$  的电压波动约为  $100 \text{ V}$ , 平均值为  $610 \text{ V}$ , 也即在功率解耦支路与直流母线之间转移的脉动能量变大, 输出电容  $C_o$  中纹波电流的低频分量变小, 直流母线电压波动也随之减小。

## 4 结语

本文针对具有功率解耦功能的单相 PFC 电路中输出母线并联的双向升降压电路, 分析了其基本工作原理, 并给出 DCM 工作状态电路关键参数的选择方法, 最后提出了一种新的控制策略, 在双闭环的基础上引入输出母线电压波动加权控制, 显著减小了母线电压纹波以及母线并联电容容值, 从而可以用薄膜电容替换电解电容, 延长电路的整体寿命。最后搭建了  $700 \text{ W}$  的实验样机, 验证了所提出的控制策略的有效性。

### 参考文献:

- [1] International Electrotechnical Commission. IEC 61000-3-2. Electromagnetic compatibility, Part 3, Section 2. Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16 \text{ A}$  per phase)[S]. Geneva, Switzerland: IEC, 2009, 4.
- [2] Wang Ruxi, Wang Fei, Boroyevich D, et al. A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5):1430-1443.
- [3] Wang Shu, Ruan Xinbo, Yao Kai, et al. A flicker-free electrolytic capacitor-less AC/DC LED driver[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11):4540-4548.
- [4] 杨洋, 阮新波, 叶志红. 无电解电容 AC/DC LED 驱动电源中减小输出电流脉动的前馈控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21):18-25.  
Yang Yang, Ruan Xinbo, Ye Zhihong. A feed-forward scheme to reduce output current ripple of an electrolytic capacitor-less AC/DC LED driver[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21):18-25(in Chinese).
- [5] Kyritsis A C, Papanikolaou N P, Tatakis E C. A novel par-

allel active filter for current pulsation smoothing on single stage grid-connected AC-PV modules[C]. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference. IEEE, 2007: 1-10.

- [6] Kyritsis A C, Papanikolaou N P, Tatakis E C. Enhanced current pulsation smoothing parallel active filter for single stage grid-connected AC-PV modules[C]. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th. IEEE, 2008:1287-1292.
- [7] 李思恺. 并联有源补偿无电解电容功率因数校正电源设计[D]. 秦皇岛:燕山大学, 2014.  
Li Sikai, Design of power factor correction power supply without electrolytic capacitor[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2014(in Chinese).
- [8] Krein P T, Balog R S, Mirjafari M. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port[J]. IEEE Transactions on Pow-

er Electronics, 2012, 27(11): 4690-4698.



任玉虎

作者简介:

任玉虎(1992-),男,硕士研究生,研究方向:双向 AC/DC、DC/DC 变换器,E-mail:renyuhu\_2013@163.com。

马凯莉(1987-),女,硕士研究生,研究方向:开关电源和光伏并网逆变器相关,E-mail:Makl\_ee@126.com。

王慧馨(1992-),女,硕士研究生,研究方向:开关电源相关,E-mail:2522927925@qq.com。

王正仕(1965-),男,通信作者,博士,副教授,研究方向:新型高性能 DC/DC 变换器、逆变器的先进数字控制、电动汽车与新能源中电能变换与应用,E-mail:wzs@zju.edu.cn。

(上接第 177 页)

nese).

- [4] Liu K H, Lin Y L. Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous mode boost converters[C]. Proceedings of the IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1989:825-829.
- [5] Smedley K M, Cuk S. One cycle control of switching converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6):625-633.
- [6] Athab H, Shadhu K. A cost effective method of reducing total harmonic distortion(THD)in single-phase boost rectifier[C]. Power Electronics and Drive Systems International Conference, Bangkok, Thailand, 2007.
- [7] 李冬, 阮新波. 高效率的 Boost 型功率因数校正预调节器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10):153-156.  
Li Dong, Ruan Xinbo. A high efficient boost converter with power factor correction[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10):153-156(in Chinese).

[8] Gusseme K, Van de S, Van den B. Input-current distortion of CCM boost PFC converters operated in DCM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2):858-865.

[9] Chan C H, Pong M H. Input current analysis of interleaved boost converters operating in discontinuous-inductor-current mode[J]. Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC), 1997:392-398.



高伟俊

作者简介:

高伟俊(1990-),男,硕士,研究方向:功率因数校正技术,E-mail:gao\_weijun@nuaa.edu.cn。

陈乾宏(1974-),女,教授,博士生导师,研究方向:功率因数校正变换器,磁集成技术以及非接触能量供电系统,E-mail:chenqh@nuaa.edu.cn。