

断续模式无桥 Boost PFC 变换器的研究

高伟俊, 陈乾宏

(江苏省新能源发电与电能变换重点实验室(南京航空航天大学自动化学院), 南京 211106)

摘要:相较于传统的 Boost PFC 变换器, 无桥 Boost PFC 变换器省略了开关管前的整流桥, 大大提高了变换器的效率。首先主要讨论电流断续模式下无桥 Boost PFC 的工作原理, 推导理想状态下其 PF 的表达式和电感的计算, 探讨实际工作中电路寄生参数对电感电流畸变的影响。然后针对 DCM Boost PFC 仅适用于中小功率场合这一缺点, 引入了交错并联技术, 提升了电路的功率量级。最后分别完成了单路 500 W 和两路交错 1 kW 的变换器样机实验, 实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词:功率因数校正; 无桥 Boost 变换器; 电流断续模式; 交错并联技术

Research of Bridgeless Boost PFC in DCM Mode

GAO Weijun, CHEN Qianhong

(Jiangsu Key-Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), Nanjing 210016, China)

Abstract: The bridgeless Boost PFC converter greatly improves the efficiency by omitting the rectifier bridge, when compared with the traditional Boost PFC converter. First, this paper mainly talk about the working principle of the bridgeless Boost PFC in discontinuous current mode, deduce the expression of PF under ideal state and discuss the influence of parasitic parameters on the current distortion of the inductance. Then, considering that discontinuous current mode(DCM) boost PFC is only applicable to small and medium-sized power, this paper introduces the interleaving technology to enhance the power level of the circuit. Finally, one 500 W single and one 1 kW interleaved prototype converter is implemented in the laboratory. The results verify the correctness of the theoretical analysis.

Keywords: power factor correction; bridgeless boost converter; discontinuous current mode(DCM); interleaving technique

有源功率因数校正变换器可以采用多种电路拓扑和控制方法^[1-3], 其中 Boost PFC 变换器应用最广泛。根据电感电流连续与否, 可将其分为 3 种工作模式, 即电流连续模式 CCM(continuous current mode)、电流临界连续模式 CRM(current critical continuous mode) 和电流断续模式 DCM(discontinuous current mode)。与 CCM 和 CRM 相比, DCM Boost PFC 具有开关管零电流开通和升压二极管无反向恢复等优点, 同时由于开关频率恒定, 因此有利于电感和电磁干扰 EMI(electro-magnetic interference)滤波器的设计。然而一个开关周期内的其电感电流平均

值为非正弦形式, 因此其功率因数 PF(power factor)相对较低, 尤其在高压输入时^[4]。由于传统 Boost PFC 变换器中整流桥的存在, 其损耗与功率成正比, 严重影响了变换器效率。为了提高效率, 无桥 PFC 的拓扑被广泛应用^[5]。相较于传统 Boost PFC, 无桥 Boost PFC 省略了整流桥, 使得每个导通时刻都只有 2 个开关器件导通, 大大提高了变换器效率。

本文针对 DCM 模式下的无桥 Boost PFC 变换器, 首先分析其工作原理, 推导 PF 表达式, 探讨实际工作寄生参数对电流畸变的影响^[6-8]; 其次, 为提高变换器的功率量级, 引入交错并联技术, 分析了交错并联无桥 Boost PFC 的工作原理^[9]; 最后, 制作了单路 500 W 和两路交错 1 kW 的样机, 实验结果

验证了理论分析的正确性。

1 DCM 无桥 Boost PFC 变换器工作原理

1.1 无桥 Boost PFC 电路特性分析

图 1 是无桥 Boost PFC 变换器主电路。相较于传统的 Boost PFC 变换器,它省略了输入端的整流桥,在提高电路效率的同时,简化了电路结构。

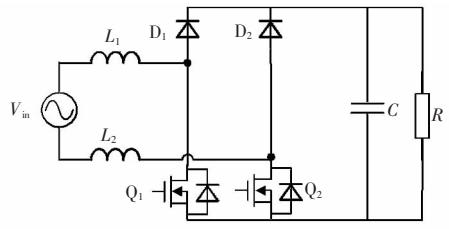


图 1 无桥 Boost PFC 主电路

Fig.1 Main circuit of bridgeless Boost PFC

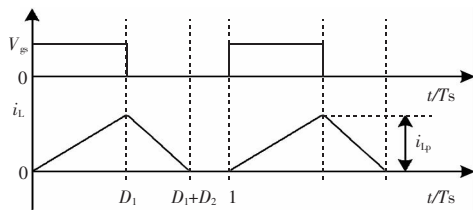


图 2 DCM 无桥 Boost PFC 电感电流波形

Fig.2 Inductor current waveform of bridgeless Boost PFC in DCM

图 2 给出了 DCM 模式下,输入电压正半周期内一个开关周期的电感电流波形。

设交流输入电压为

$$U_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

式中: \$U_m\$ 为输入交流电压幅值; \$\omega\$ 为角频率。

则在开关管 \$Q_1\$ 导通期间有

$$U_m \sin(\omega t) = L \frac{I_{Lp}}{2D_1 T} \quad (2)$$

式中: \$D_1\$ 为占空比; \$T\$ 为开关周期; \$I_{Lp}\$ 为电感电流峰值,一个开关周期内,有

$$I_{Lp} = \frac{U_m D_1 \sin(\omega t)}{2L f_s} \quad (3)$$

式中, \$f_s\$ 为开关频率。

开关管关断期间,由电感两端电压伏秒平衡可得

$$\frac{1}{2} U_m D_1 T = \frac{(U_o - U_m)}{2} D_2 T \quad (4)$$

式中: \$U_o\$ 为输出电压; \$D_2\$ 为电感电流下降为 0 时对应的占空比。由此可得

$$D_2 = \frac{U_m D_1}{U_o - U_m} = \frac{U_m \sin(\omega t)}{U_o - U_m \sin(\omega t)} D_1 \quad (5)$$

根据面积相等关系,可以得到电感电流平均值 \$I_{L,ave}\$ 与电感电流峰值的关系为

$$I_{L,ave} T = \frac{1}{2} I_{Lp} (D_1 + D_2) T \quad (6)$$

由此可得一个开关周期内电感电流平均值为

$$I_{L,ave} = \frac{1}{2} I_{Lp} (D_1 + D_2) = \frac{U_m D_1^2 \sin(\omega t)}{4L f_s (1 - \frac{U_m \sin(\omega t)}{U_o})} \quad (7)$$

由电路拓扑可知,输入电流即电感电流为

$$I_m = \frac{U_m D_1^2 \sin(\omega t)}{4L f_s (1 - \frac{U_m \sin(\omega t)}{U_o})} \quad (8)$$

DCM 模式下通常采用定占空比控制。当占空比 \$D_1\$ 固定时,由式(3)、式(7)可以看出,虽然电感电流峰值为正弦函数,但电感电流平均值即输入电流,并不是按照正弦变化的,而是发生了畸变。

半个工频周期内输入功率为

$$P_{in} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} U_m I_m dt = \frac{U_m^2 D_1^2}{4\pi L f_s} \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1 - \frac{U_m \sin(\omega t)}{U_o}} d(\omega t) \quad (9)$$

为方便计算,这里假定输入功率等于输出功率。由此可以得到输入功率因数 PF 为

$$PF = \frac{P_{in}}{\frac{\sqrt{2}}{2} U_m I_{in,rms}} = \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_m I_m d(\omega t)}{\frac{\sqrt{2}}{2} U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_m^2 d(\omega t)}} = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1 - \frac{U_m \sin(\omega t)}{U_o}} d(\omega t)}}{\sqrt{\int_0^\pi \left(\frac{\sin(\omega t)}{1 - \frac{U_m \sin(\omega t)}{U_o}} \right)^2 d(\omega t)}} \quad (10)$$

由式(10)可得输入功率因数 PF 与 \$U_m/U_o\$ 的关系,如图 3 所示。由图见, \$U_m/U_o\$ 越大,PF 越低。

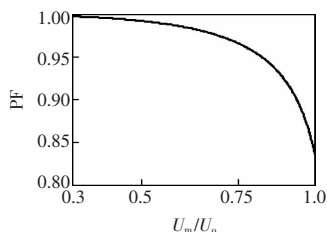


图 3 PF 与 U_m/U_o 的关系曲线

Fig.3 Relationship curve of PF and U_m/U_o .

1.2 寄生参数对电流畸变的影响

以上分析均建立在理想元器件的基础上,而实际情况中,开关管、二极管及电感中均存在一定的寄生参数,而这些寄生参数将引起输入电流畸变。开关管有 3 个寄生电容 C_{gd} 、 C_{gs} 和 C_{ds} , 其中米勒电容 C_{gd} 一般较小,可以忽略,对开关管输出电容影响较大的是 C_{ds} ,其大小与漏源极电压有关。二极管的结电容等效为电容 C_d 。由于 Boost 电感远大于电路中的寄生电感,因此寄生电感可以忽略不计。Boost 电感中的磁损和铜损等效为寄生电阻 R_s 。

DCM 模式下,考虑寄生参数的电感电流一般分为 3 个阶段: T_{on} 、 T_{off} 和 T_d ,其波形如图 4 所示。与理想情况相比其主要区别是电感电流进入 T_d 谐振阶段,开关管关断,二极管反向截止,Boost 电感与寄生电容发生高频谐振,从而引起电感电流畸变。因此本文将通过仿真实验来探讨具体的寄生参数取值对于电感电流畸变的影响。

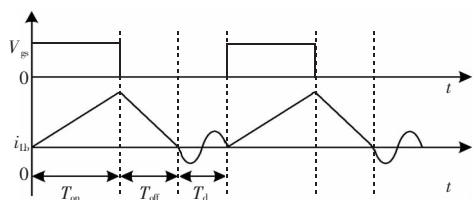


图 4 考虑寄生参数时 DCM 下电感电流波形

Fig.4 Inductor current waveform in DCM considering parasitic parameter

2 交错并联 DCM 无桥 Boost PFC 变换器工作原理

交错并联技术在传统 Boost PFC 电路中已经得

到广泛应用,本文主要介绍交错并联技术在无桥 Boost PFC 变换器中的应用。

图 5 为交错并联无桥 Boost PFC 变换器的主电路,它由两路无桥 Boost PFC 电路并联而得。在一个开关周期内,开关管 Q_1 、 Q_2 与 Q_3 、 Q_4 交替导通且相差半个开关周期。

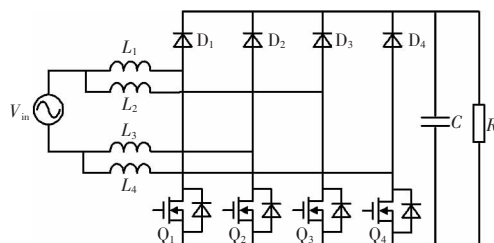


图 5 交错并联无桥 Boost PFC 变换器主电路

Fig.5 Main circuit of interleave bridgeless Boost PFC

图 6 为一个开关周期内驱动信号与电感电流波形。据此可将一个开关周期内变换器的工作模式分为如下 6 个模态。

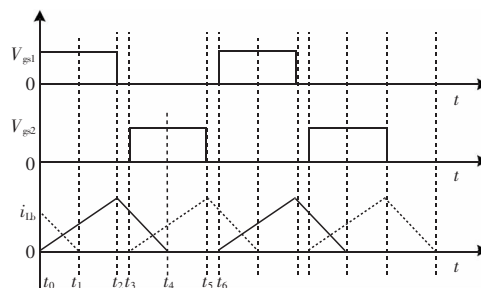


图 6 交错并联无桥 Boost PFC 电感电流波形

Fig.6 Inductor current waveform of interleave bridgeless Boost PFC in DCM

模态 1 [t_0-t_1]: Q_1 导通, Q_3 关断。 L_1 的电流线性上升; L_2 中的能量通过二极管放电。

模态 2 [t_1-t_2]: Q_1 导通, Q_3 关断。 L_1 的电流继续线性上升; L_2 的电流下降为 0。此时输出电容为负载供能。

模态 3 [t_2-t_3]: Q_1 、 Q_3 均关断。 L_1 的电流线性下降; L_2 的电流仍为 0。 L_1 的能量通过二极管放电。

模态 4 [t_3-t_4]: Q_1 关断, Q_3 导通。 L_1 的电流线性下降; L_2 的电流线性上升。负载由 L_1 供能。

模态 5 [t_4-t_5]: Q_1 关断, Q_3 导通。 L_1 的电流下降为

0, L_2 的电流继续线性上升。输出电容为负载供能。

模式 6 $[t_5-t_6]$: Q_1, Q_3 均关断。 L_1 的电流为 0; L_2 的电流线性下降。

3 实验验证

3.1 单路 DCM 仿真结果

根据第 1.2 节分析, 本文采用 Saber 仿真软件对单路 DCM 无桥 Boost PFC 进行仿真实验。设定 Boost 电路参数: 输入电压 220 Vac, 输出电压 400 Vdc, 工作频率 45 kHz, 电感 50 μ H。由于 T_d 阶段的谐振为结电容 C_d 与输出电容 C_{oss} 的等效电容与 Boost 电感的谐振, 为了方便, 这里固定输出电容 C_{oss} 容值, 通过改变结电容 C_d 和寄生电阻 R_s 的大小, 来探究其对电流畸变的影响。当不考虑寄生参数时, 仿真电路 THD=15.43%。

不同寄生参数时 Δ THD 比较结果如表 1 所示。由表可见, 当固定 $C_{oss}=400$ pF, $R_s=1 \Omega$ 时, 结电容 C_d 的变化的确对电感侧电流的畸变存在一定的影响, 且该电容越大, 电流畸变越大。这是由于寄生电容越大, 谐振时寄生在 LC 中的能量就越大, 这使得高频谐振电流增大从而导致电感侧谐波畸变变大。由表可见, 当固定 $C_{oss}=400$ pF, $C_d=100$ pF 时, 寄生电阻 R_s 越大, 电流畸变越小。这是由于 T_d 谐振阶段, R_s 对谐振能量具有一定的抑制作用, 且 R_s 越大抑制作用越强, 因此电流畸变越小。

表 1 不同寄生参数下 Δ THD 比较

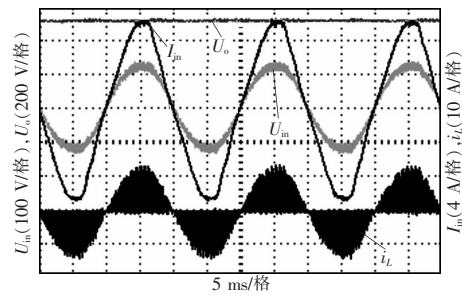
Tab.1 Comparison of Δ THD under different parasitic parameters

$C_{oss}=400$ pF, $R_s=1 \Omega$		$C_{oss}=400$ pF, $C_d=100$ pF	
C_d /pF	Δ THD/%	R_s	Δ THD/%
100	3.76	0.1	7.38
200	4.28	0.5	6.09
300	5.44	1	3.76
400	6.03	2	3.31
500	7.0	5	3.05

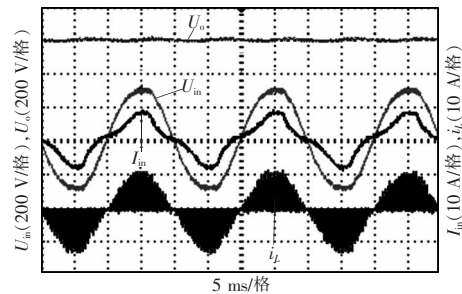
3.2 单路 DCM 实验验证

根据以上分析结果, 本文搭建了 1 台单路 500 W 和 1 台两路交错 1 kW 的原理样机。

图 7 为满载情况下输入电压为 90 V 和 220 V 时的输入电压 U_{in} 、输入电流 I_{in} 、电感电流 i_L 、输出电压 U_o 的实验波形。由电感电流 i_L 波形可以判断, 在全电压输入范围内, 电路均工作在电感电流断续模式。由输入电压及输入电流波形的比较可以看出, 其相位基本保持一致, 且输入电压越低, 输入电流越接近正弦, PF 越高, 这也与之前的理论分析一致。



(a) 输入电压 90 V



(b) 输入电压 220 V

图 7 满载时不同输入电压下 U_{in}, I_{in}, i_L, U_o 波形
Fig.7 Waveforms of U_{in}, I_{in}, i_L and U_o at full load under different input voltages

表 2 为不同输入电压下满载时的 PF 曲线与效率率值。由表中可以看出, 在输入电压较低时, 其 PF 值接近于 1, 随着输入电压的增大, 其 PF 逐渐减小, 这与理论分析的结果一致。由各点效率可以看出, 变换器的效率始终保持在 95% 以上, 在输入 260 V 时, 其效率接近 98%, 这也验证了无桥 PFC 变换器高效率的优点。

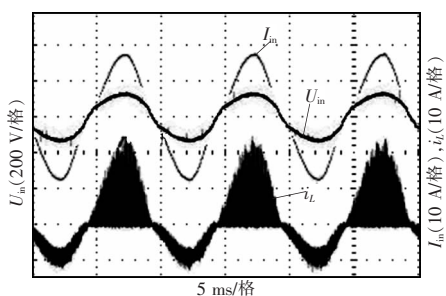
表 2 不同输入电压下 PF 与效率值

Tab.2 PF and efficiency under different input voltages

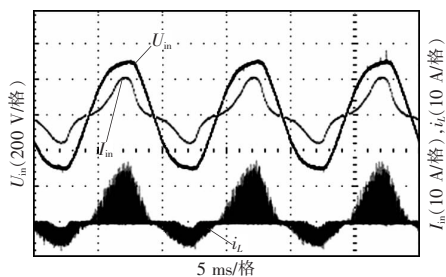
U_{in}/V	P_{in}/W	U_o/V	P_o/W	PF	$\eta/\%$
90.9	332.5	310.8	316	0.994	95.04
131.1	535.4	395.6	511	0.991	95.44
170.0	531.8	396.5	513	0.982	96.46
220.5	529.9	397.3	514	0.955	96.99
240.4	528.0	397.5	514	0.935	97.35
260.8	526.4	397.8	515	0.900	97.83

3.3 两路交错并联 DCM 实验验证

图 8 为满载情况下输入电压分别为 90 V、220 V 时的输入电压 U_{in} 、输入电流 I_{in} 、电感 L_1 电流 i_{L1} 波形。由输入电压及输入电流波形的比较可以看出,其相位基本保持一致,且输入电压越低,输入电流越接近正弦,PF 越高。



(a) 输入电压 90 V



(b) 输入电压 220 V

图 8 满载时不同输入电压下 U_{in} 、 I_{in} 、 i_{L1} 波形

Fig.8 Waveforms of U_{in} , I_{in} and i_{L1} at full load under different input voltages

表 3 为半载和满载情况下,输入电压分别为 90 V 和 220 V 时的 PF 和效率。由表和图 8 波形可以看出,两路交错并联无桥 PFC 在实现功率量级提升的同时,仍然可以保证较高的 PF 和效率。

表 3 满载情况下,输入电压分别为 90 V 和 220 V 时的 PF 和效率

Tab.3 PF and efficiency at full load with input voltages of 90 V and 220 V

U_{in}/V	P_{in}/W	U_o/V	P_o/W	PF	$\eta/\%$
88.1	529.1	391.7	499	0.984	94.3
220.0	517.3	393.8	504	0.947	97.4
94.7	1 109.9	391.1	1050	0.983	94.6
220.0	1 089.8	393.5	1063	0.925	97.5

4 结语

无桥 Boost PFC 变换器相较于传统的 PFC 变换器,具有更高的效率。本文针对电流断续模式下的无桥 Boost PFC,分析了其工作原理,探讨了在实际工作中寄生参数对电流畸变的影响。同时,为了满足大功率的需求,本文将交错并联技术应用在无桥 Boost PFC 变换器中,在提高功率量级的同时,保证变换器的高效率和高 PF。在理论分析的基础上,本文分别完成单路 500 W 和两路交错 1 kW 的样机实验,实验结果验证了其高效率的优点。

参考文献:

- [1] Qiao C, Smedley K M. A topology survey of single-stage power factor corrector with boost type input-current-shaper [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(3): 360-368 .
- [2] Wei Huai, Batarseh I. Comparison of basic converter topologies for power factor correction[C]. Proceedings of the IEEE Southeastcon, 1998:348-353.
- [3] 许化民, 阮新波, 严仰光. 单级功率因数校正 AC/DC 变换器的综述[J]. 电力电子技术, 2001, 35(1): 56-60.

Xu Huamin, Ruan Xinbo, Yan Yangguang, et al. A summary of single-stage power factor correction (PFC)AC/DC converter[J]. Power Electronics, 2001, 35(1): 56-60(in Chinese)

(下转第 182 页)

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。