

反激 PFC 变换器输出电压纹波分析

阎铁生,许建平,张 斐,周国华

(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: 详细分析了断续导电模式(DCM)反激功率因数校正(PFC)变换器和临界连续导电模式(CRM)反激 PFC 变换器实现功率因数校正的工作原理。通过推导 DCM 和 CRM 反激 PFC 变换器的输入电流的表达式,证明 2 种变换器都可以实现 PFC 功能。进一步推导 DCM 和 CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰值的表达式,揭示了工作模式对 PFC 变换器的输出电压纹波的影响,发现 CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰值比 DCM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰值小。最后通过仿真和实验验证了理论推导的正确性。

关键词: 输出电压;纹波;断续模式;临界连续模式;功率因数校正;变换器;反激

中图分类号: TN 86;TM 463

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.09.008

0 引言

为了减小电力电子装置对电网的谐波污染,满足国家以及国际组织制定的谐波标准,需要采用功率因数校正 PFC(Power Factor Correction)变换器。PFC 变换器可以分为有源和无源 2 种方式。相比于无源方式,有源方式具有输入功率因数高、体积小、成本低等优点。因此,有源 PFC 获得了越来越广泛的应用^[1-8]。

由于 PFC 变换器的输入功率是脉动的,为了保持恒定的输出电压并满足系统维持时间的要求,在其输出端一般需要并联大容量的储能电解电容,但是电解电容的纹波电流会降低 PFC 变换器的可靠性^[9]。此外,单级 PFC 变换器的输出电压将直接给负载供电,其纹波会影响负载端的最大电压和最小

电压。因此,研究 PFC 变换器输出电压的纹波是非常必要的。但是在分析输出电压纹波时,通常仅考虑了输出电流、输出电容和电网频率等因素,忽略了变换器工作模式对输出电压纹波的影响。

PFC 变换器的输出电压纹波包含两部分:一部分是由于脉动的瞬态输入功率与恒定的输出功率之间的不平衡而导致的 2 倍工频纹波,另一部分是由于输出电容的等效串联电阻 ESR(Equivalent Series Resistance)导致的开关频率纹波。对于 PFC 变换器而言,开关频率纹波比 2 倍工频纹波小很多,在计算输出电压纹波过程中可忽略不计^[10-11]。

对于需要隔离的应用场合,由于反激 PFC 变换器具有成本低、结构简单等优点而成为最常用的 PFC 变换器拓扑之一^[12-16]。根据反激 PFC 变换器开关管关断期间副边二极管电流是否持续导通,可将其工作模式分为连续导电模式 CCM(Continuous Conduction Mode)、断续导电模式 DCM(Discontinuous Conduction Mode)和临界连续导电模式 CRM(CRitical conduction Mode)。DCM 和 CRM 的反激 PFC 变换

收稿日期:2012-10-09;修回日期:2013-07-05
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)

Voltage sag detection based on weighted least-squares estimation algorithm with harmonic models

LEI He¹,GAO Shan¹,LIN Xinchun¹,KANG Yong¹,DUAN Yuping²,QIU Jun²

(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology,Huazhong University of Science and Technology,Wuhan 430074,China;

2. Wuhan Iron and Steel (Group) Corporation,Wuhan 430083,China)

Abstract: The dynamic voltage restorer should detect the grid voltage sag rapidly,for which,a detection method based on the weighted least-squares estimation algorithm with harmonic models is proposed. It detects the voltage sag accurately and rapidly by covariance resetting,even when the grid voltage contains considerable harmonic components. Since the harmonic models are built and the steady-state error contains only a few harmonic components,smaller covariance resetting threshold may be selected,which helps to rapidly detect low-depth voltage sags. Its better detection performance is verified under different experimental conditions.

Key words: dynamic voltage restorer; voltage sag detection; harmonic model; weighted least-squares estimation; covariance resetting

器可以实现 PFC 功能,因此,本文将分别详细分析 DCM 和 CRM 反激 PFC 变换器输出电压纹波的大小,揭示工作模式对 PFC 变换器输出电压纹波的影响。最后通过仿真结果和实验结果验证理论分析结果的正确性。

1 DCM 反激 PFC 变换器输出电压纹波分析

由于相对于 2 倍工频纹波,输出电压的开关频率纹波可以忽略,本文主要分析输出电压纹波的 2 倍工频纹波成分。为了简化分析,假设:

- 所有的开关管、二极管、变压器和电容均为理想元件;
- 变换器的开关频率 f 远大于电网频率 f_{Line} ;
- 变压器原边与副边匝数的比值为 N 。

1.1 DCM 反激 PFC 变换器工作原理

DCM 反激 PFC 变换器的电路框图如图 1 所示,它由整流桥 V_{D3} 、变压器 T_1 、原边开关管 V_{T1} 、副边续流二极管 V_{D1} 、输出电容 C_2 、运算放大器、光耦、PWM 脉冲产生电路等元件构成。

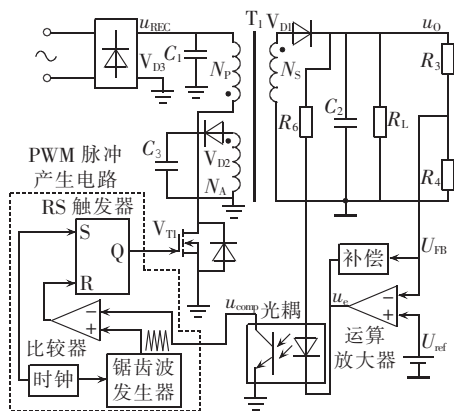


图 1 DCM 反激 PFC 变换器电路框图

Fig.1 Block diagram of DCM flyback PFC converter

通常 DCM 反激 PFC 变换器的开关频率是固定的,由 R_3 和 R_4 组成的分压网络对输出电压 u_o 采样,得到的信号 U_{FB} 和基准信号 U_{ref} 进行比较,其误差经运算放大器放大后得到副边误差信号 u_e ,光耦将副边的误差信号 u_e 传递到原边,生成的原边误差信号 u_{comp} 作为 PWM 脉冲产生电路中比较器的反向端输入信号,PWM 脉冲产生电路中比较器的正向端输入信号为锯齿波发生器产生的锯齿波。其主要波形如图 2 所示。

在每一个开关周期起始时刻,开关管 V_{T1} 导通,变压器原边电流 i_p 从零开始线性上升,变压器 T_1 储存能量;当 PWM 脉冲产生电路中比较器的正向端输入信号的锯齿波大于反向端输入信号 u_{comp} 时,开关管 V_{T1} 关断,变压器 T_1 向副边释放能量,副边续流二极管 V_{D1} 导通,变压器副边电流 i_s 从峰值线性下

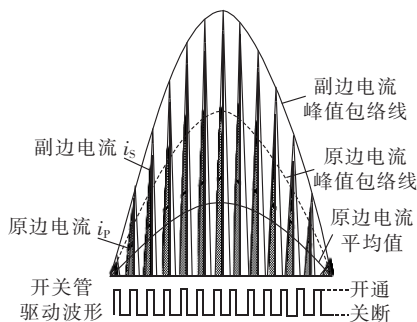


图 2 DCM 反激 PFC 变换器的主要波形

Fig.2 Main waveforms of DCM flyback PFC converter

降。由于变换器工作于 DCM,在下一个开关周期开始前,变压器的能量会完全释放到副边。为了实现 PFC 功能,需调节运算放大器的补偿电路,使得整个电压控制环路的带宽小于 20 Hz。此时,当变换器稳定工作后,PWM 脉冲产生电路中比较器的反向端输入信号 u_{comp} 在半个工频周期内是恒定值,开关管 V_{T1} 的导通时间 T_{on} 也是恒定的值,因此变压器原边峰值电流为:

$$i_{pp}(t) = \frac{T_{on} U_M |\sin(\omega t)|}{L_M} \quad (1)$$

其中, $i_{pp}(t)$ 为变压器原边电流的峰值电流, L_M 为变压器 T_1 的原边励磁电感量, U_M 为输入正弦波电压的峰值, T_{on} 为开关管 V_{T1} 的导通时间, ω 为工频的角频率。

则变压器原边的平均电流 $i_{pav}(t)$ 为:

$$i_{pav}(t) = \frac{1}{2} \frac{i_{pp}(t) T_{on}}{T} = \frac{T_{on}^2 U_M |\sin(\omega t)|}{2 L_M T} \quad (2)$$

其中, T 为开关管 V_{T1} 的开关周期。由于变压器原边平均电流是输入电流经过整流桥 V_{D3} 整流后得到的,则输入电流 $i_{in}(t)$ 可表示为:

$$i_{in}(t) = \frac{T_{on}^2 U_M \sin(\omega t)}{2 L_M T} \quad (3)$$

由式(3)可知,当输入电压峰值 U_M 、导通时间 T_{on} 、开关周期 T 和变压器励磁电感 L_M 都是固定值的情况下,输入电流的波形是正弦波。因此图 1 所示的 DCM 反激 PFC 电路可以实现 PFC 功能。

1.2 DCM 反激 PFC 变换器输出电压纹波

变压器副边电流峰值为:

$$i_{sp}(t) = \frac{N T_{on} U_M |\sin(\omega t)|}{L_M} \quad (4)$$

副边二极管导通时间 $t_D(t)$ 为:

$$t_D(t) = \frac{i_{sp}(t) L_M}{N U_O} = \frac{T_{on} U_M |\sin(\omega t)|}{N U_O} \quad (5)$$

其中, U_O 为输出电压平均值。

因此,流过 DCM 反激 PFC 变换器副边二极管 V_{D1} 的电流为:

$$i_D(t) = \frac{i_{sp}(t) t_D(t)}{2T} = \frac{U_M^2 T_{on}^2 \sin^2(\omega t)}{2 L_M U_O} \quad (6)$$

对于反激 PFC 变换器,输出电容 C_2 对流过副边二极管 V_{D1} 的电流进行滤波,输出电流 I_0 等于流过副边二极管 V_{D1} 的电流与流过输出电容 C_2 的电流的差值。由于在一个工频周期内流过 C_2 的电流平均值为 0,则输出电流 I_0 等于流过副边二极管 V_{D1} 的平均电流,即:

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{i_{sp}(t)t_D(t)}{2T} d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_M^2 T_{on}^2 \sin^2(\omega t)}{2TL_M U_0} d(\omega t) = \frac{U_M^2 T_{on}^2}{4TL_M U_0} \quad (7)$$

由于副边二极管 V_{D1} 电流的 2 倍工频分量在输出电容 C_2 上产生的电压就是输出电压纹波的 2 倍工频分量,根据傅里叶变换,流过副边二极管 V_{D1} 电流的 2 倍工频分量峰值 I_{D2} 为:

$$I_{D2} = \left| \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_D(t) \cos(2\omega t) d(\omega t) \right| = \left| \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_M^2 T_{on}^2 \sin^2(\omega t) \cos(2\omega t)}{2TL_M U_0} d(\omega t) \right| = \frac{U_M^2 T_{on}^2}{4TL_M U_0} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可以看出,流过副边二极管 V_{D1} 电流的 2 倍工频分量的峰值 I_{D2} 与输出电流 I_0 相等。则 DCM 反激 PFC 变换器输出电压纹波峰值 ΔU_0 为:

$$\Delta U_0 = \frac{2I_{D2}}{4\pi f_{line} C_0} = \frac{I_0}{2\pi f_{line} C_0} \quad (9)$$

2 CRM 反激 PFC 变换器输出电压纹波分析

2.1 CRM 反激 PFC 变换器工作原理

CRM 反激 PFC 变换器的电路框图如图 3 所示,它由整流桥 V_{D3} 、变压器 T_1 、原边开关管 V_{T1} 、副边续流二极管 V_{D1} 、输出电容 C_2 、运算放大器、光耦、PWM 脉冲产生电路、乘法器、过零检测、原边电流采样等元件构成。

CRM 反激 PFC 变换器的副边采样电路的工作

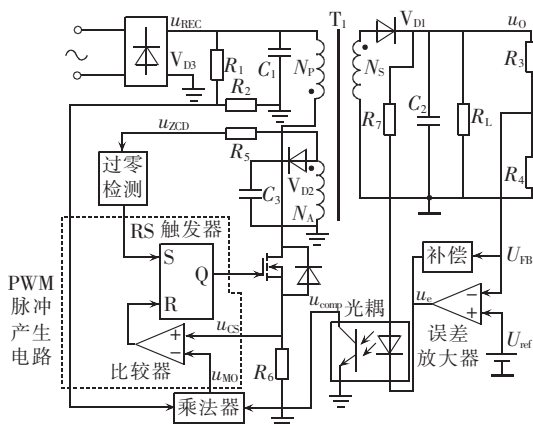


图 3 CRM 反激 PFC 变换器电路框图

Fig.3 Block diagram of CRM flyback PFC converter

原理与 DCM 反激 PFC 变换器的相同, R_3 和 R_4 组成的分压网络对输出电压 u_0 采样,得到的信号 U_{FB} 和基准信号 U_{ref} 进行比较,其误差经运算放大器放大后得到副边误差信号 u_e ,光耦将副边的误差信号传递到原边,生成的原边误差信号 u_{comp} 作为乘法器的一路输入信号。经过 R_1 和 R_2 分压得到的输入电压采样信号作为乘法器的另一路输入,乘法器的输出信号为 PWM 脉冲产生电路中比较器的反向端输入, PWM 脉冲产生电路中比较器的正向端输入信号为原边电流采样电阻 R_6 两端的电压 u_{CS} 。CRM 反激 PFC 变换器的主要波形如图 4 所示。

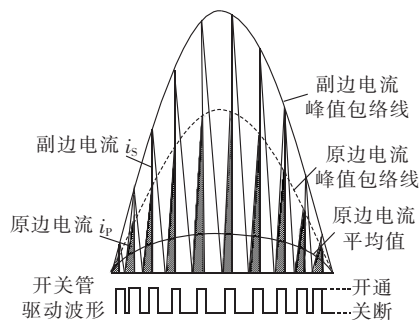


图 4 CRM 反激 PFC 变换器的主要波形

Fig.4 Main waveforms of CRM flyback PFC converter

在每一个开关周期起始时刻开关管 V_{T1} 导通,变压器原边电流 i_p 从零开始线性上升,变压器 T_1 储存能量。当 R_6 两端的电压 u_{CS} 大于乘法器输出的信号 u_{M0} 时开关管 V_{T1} 关断,变压器 T_1 向副边释放能量,副边续流二极管 V_{D1} 导通,变压器副边电流 i_s 从峰值线性下降。当变压器副边电流 i_s 下降到零时,由于变压器励磁电感和开关管 V_{T1} 寄生电容谐振,过零检测电路将检测到 u_{ZCD} 信号从高电平变为低电平,此时下一个开关周期开始。与 DCM 反激 PFC 变换器一样,为了实现 PFC 功能,整个电压控制环路的带宽小于 20 Hz。当 CRM 反激 PFC 变换器稳定工作后, PWM 脉冲产生电路中比较器反向端的输入信号 u_{comp} 在半个工频周期内是恒定值,开关管 V_{T1} 的导通时间 T_{on} 也是恒定的值。因此, CRM 反激 PFC 变换器的输入电流 $i_{in}(t)$ 同样可以用式(3)来计算,但是对于 CRM,其周期 T 不是恒定的,周期 T 为:

$$T = T_{on} + t_D(t) \quad (10)$$

CRM 反激 PFC 变换器的副边二极管导通时间 $t_D(t)$ 的计算方法与 DCM 反激 PFC 变换器相同。由式(3)、式(5)和式(10)可得 CRM 反激 PFC 变换器的输入电流 $i_{in}(t)$ 为:

$$i_{in}(t) = \frac{T_{on} U_M \sin(\omega t)}{2L_M (1 + K_R |\sin(\omega t)|)} \quad (11)$$

其中, $K_R = \frac{U_M}{NU_0}$ 。

为了便于分析输入电流的形状,将输入电流进行标么化,其基准值为 $\frac{T_{on}U_M}{2L_M(1+K_R)}$, 根据式(11)可以得到标么化后的输入电流表达式为:

$$i_{in}^*(t) = \frac{(1+K_R)\sin(\omega t)}{1+K_R|\sin(\omega t)|} \quad (12)$$

根据式(12)可以画出不同 K_R 对应的半个工频周期内的输入电流的波形,如图 5 所示。从图 5 可以看出,CRM 反激 PFC 变换器可以实现 PFC 功能,且输入电流的形状与 K_R 相关, K_R 越小,输入电流越接近正弦波,PF 值越高。

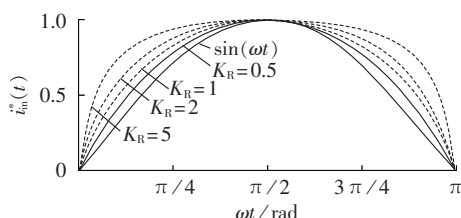


图 5 CRM 反激 PFC 变换器在半个工频周期内标么化的输入电流波形

Fig.5 Normalized input current waveform of CRM flyback PFC converter in half line cycle

2.2 CRM 反激 PFC 变换器输出电压纹波

CRM 反激 PFC 变换器的变压器副边电流峰值 i_{sp} 的计算方法与 DCM 反激 PFC 变换器相同。根据式(4)和式(10),可得流过 CRM 反激 PFC 变换器副边二极管 V_{D1} 的电流为:

$$i_D(t) = \frac{i_{sp}(t)t_D(t)}{2T} = \frac{U_M^2 T_{on} \sin^2(\omega t)}{2L_M U_0 (1+K_R |\sin(\omega t)|)} \quad (13)$$

因为输出电流 I_0 等于流过副边二极管 V_{D1} 的平均电流,则输出电流 I_0 为:

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_D(t) d(\omega t) = \frac{U_M^2 T_{on}}{2\pi L_M U_0} \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1+K_R |\sin(\omega t)|} d(\omega t) \quad (14)$$

由式(14)可以得出 T_{on} 为:

$$T_{on} = \frac{2\pi I_0 L_M U_0}{U_M^2 \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1+K_R |\sin(\omega t)|} d(\omega t)} \quad (15)$$

根据式(13)~(15),可得流过副边二极管 V_{D1} 电流的 2 倍工频分量的峰值 I_{D2} 为:

$$I_{D2} = \left| \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_D(t) \cos(2\omega t) d(\omega t) \right| = \left| \frac{U_M^2 T_{on}}{\pi L_M U_0} \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t) \cos(2\omega t)}{1+K_R |\sin(\omega t)|} d(\omega t) \right| = \left| \frac{2I_0 \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t) \cos(2\omega t)}{1+K_R |\sin(\omega t)|} d(\omega t)}{\int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1+K_R |\sin(\omega t)|} d(\omega t)} \right| \quad (16)$$

根据式(16),可得 CRM 反激 PFC 变换器输出

电压纹波峰峰值 ΔU_0 为:

$$\Delta U_0 = \frac{2I_{D2}}{4\pi f_{line} C_0} = \frac{K_2 I_0}{2\pi f_{line} C_0} \quad (17)$$

$$K_2 = \left| \frac{2 \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t) \cos(2\omega t)}{1+K_R |\sin(\omega t)|} d(\omega t)}{\int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1+K_R |\sin(\omega t)|} d(\omega t)} \right|$$

从式(17)可以看出,CRM 反激 PFC 变换器输出电压的纹波峰峰值 ΔU_0 与 K_2 成正比,根据 K_2 的表达式可以作出 K_2 与 K_R 的关系曲线图,如图 6 所示。由式(9)、式(17)和图 6 可以看出,CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰峰值小于 DCM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰峰值,且 K_R 越大,输出电压纹波峰峰值 ΔU_0 越小。

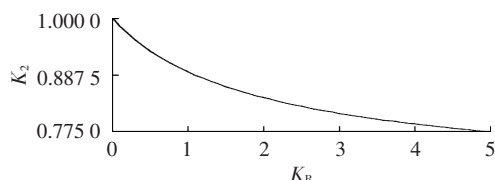


图 6 K_2 与 K_R 的关系曲线图

Fig.6 Relationship curve of K_2 and K_R

3 仿真和实验结果分析

为了验证理论分析的正确性,分别对 DCM 反激 PFC 变换器和 CRM 反激 PFC 变换器进行仿真和实验验证。电路参数选取如下:输入电压有效值 $U_{INR}=110$ V,输出电压平均值 $U_0=36$ V,输出电流 $I_0=1.5$ A,输出电容为 2 个 820 μ F 电解电容并联, $C_0=1\ 640$ μ F,变压器原边与副边匝数比 $N=2$,电网频率 $f_{line}=50$ Hz。DCM 反激 PFC 变换器的开关频率 $f=50$ kHz,原边励磁电感感量为 150 μ H;CRM 反激 PFC 变换器的原边励磁电感感量为 390 μ H。

将 DCM 反激 PFC 变换器的电路参数代入式(9),可得其输出电压纹波峰峰值的理论计算值为 2.91 V;由 CRM 反激 PFC 变换器的电路参数计算可得 $K_R=2.16$,查图 6 可得 $K_2=0.837$,代入式(17),可得其输出电压纹波峰峰值的理论计算值为 2.43 V。

采用 SIMetrix/SIMPLIS 仿真软件对 DCM 反激 PFC 变换器和 CRM 反激 PFC 变换器分别进行仿真,如图 7 和图 8 所示。由图 7 可以看出,DCM 反激 PFC 变换器的输入电流很好地跟踪了输入电压波形,实现了 PFC,其输出电压纹波峰峰值为 2.91 V。由图 8 可以看出,CRM 反激 PFC 变换器的输入电流同样也很好跟踪了输入电压波形,实现了 PFC,其输出电压纹波峰峰值为 2.43 V。仿真结果与理论计算结果一致。

图 9 和图 10 分别为 DCM 反激 PFC 变换器和 CRM 反激 PFC 变换器的实验波形。由图 9 和图 10

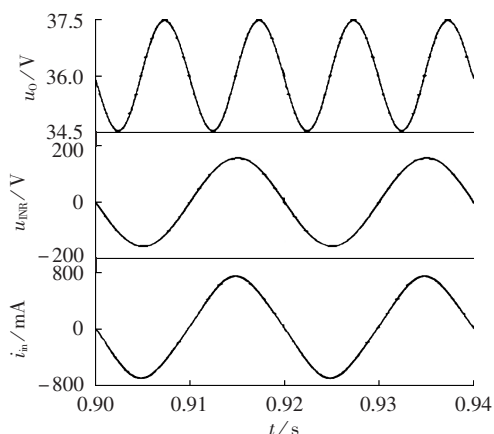


图 7 DCM 反激 PFC 变换器仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms of DCM flyback PFC converter

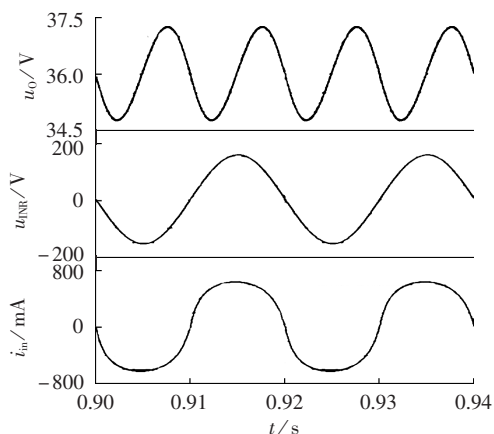
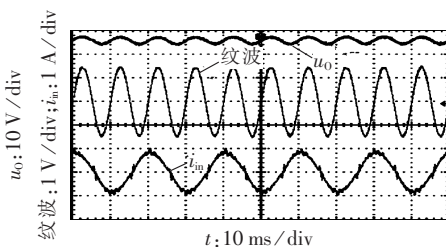
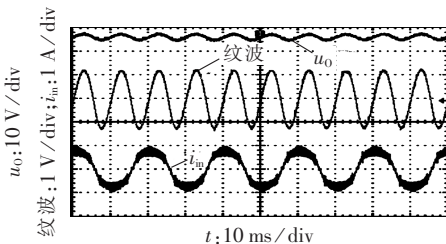


图 8 CRM 反激 PFC 变换器仿真波形

Fig.8 Simulative waveforms of CRM flyback PFC converter

图 9 DCM 反激 PFC 变换器输出电压 u_o 、输出电压纹波和输入电流 i_{in} 实验波形Fig.9 Experimental waveforms of output voltage u_o , output voltage ripple and input current i_{in} of DCM flyback PFC converter图 10 CRM 反激 PFC 输出电压 u_o 、输出电压纹波和输入电流 i_{in} 实验波形Fig.10 Experimental waveforms of output voltage u_o , output voltage ripple and input current i_{in} of CRM flyback PFC converter

可以看出,DCM 反激 PFC 变换器和 CRM 反激 PFC 变换器都可以很好地实现 PFC 功能,但是两者的输出电压纹波不同。DCM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰峰值为 2.95 V,CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰峰值为 2.5 V。实验结果与仿真结果和理论计算结果一致。

4 结论

本文详细推导和对比了 DCM 反激 PFC 变换器和 CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波,根据推导结果得出:CRM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰峰值比 DCM 反激 PFC 变换器的输出电压纹波峰峰值小。从而证明除了输出电流、输出电容和电网频率等因素外,工作模式对反激 PFC 变换器的输出电压纹波也有很大的影响。仿真和实验结果验证了理论推导的正确性。

参考文献:

- [1] GARCIA O, COBOS J A, PRIETO R, et al. Single phase power factor correction: a survey [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 749-755.
- [2] 姚凯,阮新波,冒小晶,等. 减小 DCM Boost PFC 变换器储能电容的方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 172-181.
YAO Kai, RUAN Xinbo, MAO Xiaojing, et al. A method of reducing storage capacitor of DCM Boost PFC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 172-181.
- [3] 曹建安,裴云庆,王兆安. 基于零序谐波电流注入的三相功率因数校正技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(16): 92-96.
CAO Jianan, PEI Yunqing, WANG Zhaoan. Research of 3 phase PFC technology based on injecting zero order current [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(16): 92-96.
- [4] 王日文,曹文思,程立雪,等. 减小 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.
WANG Riwen, 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.
- [5] 蒋龙浩,李岩. 单相有源功率因数校正电路的设计与仿真[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(7): 93-94.
JIANG Longhao, LI Yan. Design and simulation of single-phase active power factor correction circuit [J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(7): 93-94.
- [6] 张厚升. 基于 UC3854 的高功率因数校正器设计[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(1): 80-83.
ZHANG Housheng. Design of Boost power factor corrector based on UC3854 [J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(1): 80-83.
- [7] 赵清林,文毅,邹伟扬,等. 具有电压负反馈绕组的新颖反激式单级功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 6-11.
ZHAO Qinglin, WEN Yi, ZOU Weiyang, et al. A novel flyback single-stage PFC converter with voltage negative feedback winding [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 6-11.

- [8] 王玉斌, 厉吉文, 田召广, 等. 一种新型的基于单周控制的功率因数校正方法及实验研究[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 137-143.
WANG Yubin, LI Jiwen, TIAN Zhaoguang, et al. A new PFC method and experimental study based on one-cycle control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 137-143.
- [9] XU Dehong, ZHANG Jindong, CHEN Weiyun, et al. Evaluation of output filter capacitor current ripples in single phase PFC converter[C]//Power Conversion Conference. Osaka, Japan: IEEE, 2002: 1226-1231.
- [10] SEBASTIAN J, LAMAR D G, HERNANDO M M, et al. Steady-state analysis and modeling of power factor correctors with appreciable voltage ripple in the output-voltage feedback loop to achieve fast transient response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2555-2566.
- [11] LAMAR D, SEBASTIÁN J, ARIAS M, et al. Reduction of the output capacitor in power factor correctors by distorting the line input current[C]//Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference. Palm Springs, CA, USA: IEEE, 2010: 196-202.
- [12] SIU Kamwah, LEE Yimshu. A novel high-efficiency flyback power-factor-correction circuit with regenerative clamping and soft switching[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-Part I: Fundamental Theory and Applications, 2000, 47(3): 350-356.
- [13] LU D D C, IU H H C, PJEVALICA V. A single-stage AC/DC converter with high power factor, regulated bus voltage, and output voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 218-228.
- [14] HU Yuequan, HUBER L, JOVANOVIĆ M M. Universal-input single-stage PFC flyback with variable Boost inductance for high-brightness LED applications [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. Palm Springs, CA, USA: IEEE, 2010: 203-209.
- [15] HWU K I, YAU Y T, LEE L L. Powering LED using high-efficiency SR flyback converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(1): 376-386.
- [16] LAMAR D G, FERNANDEZ A, ARIAS M, et al. Limitations of the flyback power factor corrector as a one-stage power supply [C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007. Orlando, FL, USA: IEEE, 2007: 1343-1348.

作者简介:

阎铁生(1981-), 男, 山西洪洞人, 博士研究生, 从事开关电源拓扑及控制技术、功率因数校正变换器及其控制技术 etc 研究 (E-mail: tieshengyan@163.com);

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

Analysis of output voltage ripple for flyback PFC converter

YAN Tiesheng, XU Jianping, ZHANG Fei, ZHOU Guohua

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

Abstract: The working principle of PFC (Power Factor Correction) is analyzed for DCM (Discontinuous Conduction Mode) and CRM (CRITICAL conduction Mode) flyback PFC converters. The input current expressions of DCM and CRM flyback PFC converters are deduced respectively, which proves that both converters have PFC function. The peak-to-peak output voltage ripple expressions of both converters are further deduced, which shows the influence of operating mode on the output voltage ripple: the peak-to-peak output voltage ripple of CRM flyback PFC converter is smaller than that of DCM flyback PFC converter. Simulative and experimental results verify the correctness of theoretical analysis.

Key words: output voltage; ripple; discontinuous conduction mode; critical conduction mode; power factor correction; electric converters; flyback