

一种三相降压型谐波注入整流器控制策略研究

贾强¹, 亓迎川¹, 王栋², 张丰¹

(1. 空军预警学院, 湖北 武汉 430019; 2. 中国人民解放军 94782 部队, 浙江 杭州 310000)

摘要:针对传统升压型功率因数校正(PFC)电路对后级开关管电压应力较大的问题,研究了一种降压型谐波注入三相整流器,对此拓扑结构提出了一种改进型双闭环与电压前馈相结合的控制方式。首先,分析了降压型谐波注入整流器的工作原理;其次,描述了改进型控制方式的优点;之后,设计了控制器并进行仿真实验;最后,搭建了2.4 kW的实验电路。综上,理论分析和仿真实验结果均表明,提出的新型控制方式设计合理,能达到提高功率因数、降低输入侧电流谐波含量、输出低纹波稳定电压的目的。

关键词:降压型整流器;三相功率因数校正电路;三次谐波电流注入;双闭环设计

中图分类号:TM461 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd20866

Research on Control Strategy of a Three-phase Buck-type Harmonic Injection Rectifier

JIA Qiang¹, QI Yingchuan¹, WANG Dong², ZHANG Feng¹

(1. Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, Hubei, China;

2. No.94782 Unit, the PLA, Hangzhou 310000, Zhejiang, China)

Abstract: In order to solve the problem that the voltage stress of the rear switching tube is large in the traditional Boost-type power factor correction (PFC) circuit, a Buck-type harmonic injection three-phase rectifier was exploited and an improved double closed-loop control and voltage feedforward control method for the topology was proposed. Firstly, the working principle of the Buck-type harmonic injection rectifier was analyzed. Next, the advantages of the improved control method was described. Then, the controller and perform simulation experiment was designed. Finally, a 2.4 kW experiment circuit was built. From the above, theoretical analysis and experiment results show that the new control methods have design rationality, which can improve the power factor, reduce the harmonic content of the input current and output a stable low ripple voltage.

Key words: Buck-type rectifier; three-phase power factor correction (PFC) circuit; three harmonic current injection; double closed loop design

在工业装备、应用及生活用电中,各供电系统基本都是将工频三相380 V交流电进行整流后使用^[1-2],而前级整流部分大多都采用三相桥式不控整流电路作为基础结构,结合升压型变换器构成升压型功率因数校正(power factor correction, PFC)电路进行整流^[3-4]。三相桥式不控整流电路较强的非线性特性给微电网带来了非常严重的谐波污染,尤其对油机供电系统等对谐波电流敏感度较高的小容量供电系统影响巨大^[5];同时升压型PFC电路又对后级变换电路的开关管应力要求较高,使开关管选型困难,且成本上升^[6]。

针对以上迫切的应用需求,降压型PFC电路越来越受到国内外学者的关注,尤其对于三相PFC电路,更是研究的热点,因此也衍生出了许多三相降压型PFC电路拓扑。谐波电流注入型电路作为近几年新提出的三相降压型PFC电路拓扑,其主要是利用中点电流回注方式实现电流补偿,由于其具有效率高、损耗小、控制简单且后级电路电压应力较小等优点而受到国内外学者的关注^[7-8]。

文献[9-10]介绍了一种新型三相降压型谐波注入整流器拓扑结构,该拓扑结构主要具有以下几方面优点:1)在大大提高功率因数、降低谐波

基金项目:空军预警学院雷达士官学校2019年度科研预研基金重点项目(JK2019Y004)

作者简介:贾强(1994—),男,硕士,Email:512422798@qq.com

含量的同时,能降低输出电压纹波;2)降压型电路拓扑,输出电压较低可控,对后级应用电路开关管电压应力要求较低,大大降低了后级电路的应用成本;3)只有两只高频开关管,电路热损耗较低,对散热器要求较低,整体体积较小,可高度集成。文献[11-13]分别在上述拓扑结构的基础上提出了隔离型、双向型、交错型三类三相降压型谐波注入整流拓扑结构。隔离型拓扑实现了输入输出隔离,且可通过调节变压器变比来调节输出电压,但损耗较严重,效率较低;双向型拓扑能够实现能量AC-DC和DC-AC的双向流动,但可控功率器件较多,且需单独控制,控制较为复杂;交错型拓扑是将两个相同的谐波注入整流器的输入侧平行并联,输出电感交错连接,提高了电路的冗余度、可靠性和稳定性,但系统结构较复杂、成本较高,对其他方面性能改进优化较小。因此本文选取基本的三相降压型谐波注入整流器作为研究对象,重点研究其控制策略及控制器设计。

国内外针对该三相降压型谐波注入整流器的控制策略也展开了广泛的研究。文献[14]介绍的控制策略减小了扇区切换边缘处的电流畸变,降低了输入电流谐波含量,但该控制结构中可控器件较多,成本较高、控制较复杂,且需考虑前后开关管的控制时延问题。文献[15]提出了输入LC滤波虚拟电阻阻尼控制策略,改善了网侧电流畸变,但这种控制策略主要是改变了输入滤波策略,对电路的输出动态性能改善不明显。文献[16]结合后级电路应用,研究了一种可降低输入侧电流谐波含量的控制方式,但输入侧电流畸变还较明显。

本文在详细分析上述文献的基础上,主要对三相降压型谐波注入整流器的工作原理、电流注入回路进行详细地分析,并提出了一种改进型双闭环控制方式,对控制器进行了设计,经仿真和实验电路验证,该控制方式控制效果较好,能实现单位功率因数、改善输入电流谐波含量、输出低纹波稳定电压。

1 主电路拓扑结构

三相降压型谐波注入整流器拓扑结构如图1所示。其主要包括输入LC滤波部分、谐波电流注入部分和降压整流部分。输入滤波部分主要是滤除输入电流中的高频谐波成分;谐波电流注入部分主要是来控制谐波回注,合理控制三组双

向开关管的导通时序可以实现谐波电流回注,提高电路功率因数;降压整流部分可以实现降压,控制高频开关管可输出低纹波稳定电压。

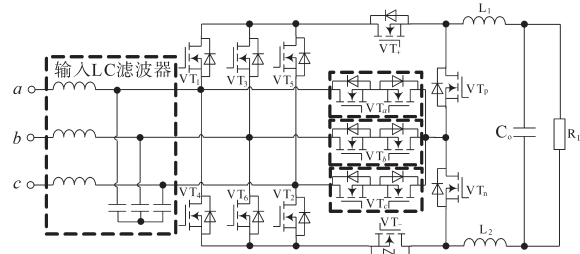


图1 三相降压型谐波注入整流器拓扑结构

Fig.1 Three-phase Buck-type harmonic injection rectifier Topology

2 原理分析

对整流电路而言,注入电流的获取主要有两个途径,即外部提供和线路内部自身获取。前者较直观但复杂度和成本较高,此处选取第2种方式^[14]。分析发现,对于三相降压型谐波注入整流器,其中点电流 i_E 是一个较为理想的3次谐波源,可作为3次谐波电流源注入到输入端。

为了方便分析,先做如下假设:

- 1)有源开关元件与二极管均视为理想开关,忽略其导通压降;
- 2)忽略输入滤波电感上的低频电压降落,即令 $u_{C_{in}} = u_{a,b,c}$;
- 3)输出电感电流恒定。

下面以区间 $u_a > u_b > u_c$ 为例,对整流器的电流注入通路进行分析,其简化等效电路图如图2所示。

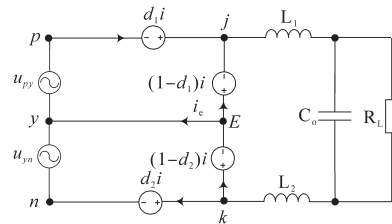


图2 $u_a > u_b > u_c$ 时的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of rectifier $u_a > u_b > u_c$

对于三相降压型谐波注入整流器,其输出电压 u_o 是两相线电压的函数,受不控整流器桥输出电压最小值的影响,因此,有下式:

$$0 < u_o < \sqrt{\frac{3}{2}} u_{l-1,rms} \quad (1)$$

式中: $u_{l-1,rms}$ 为线电压的有效值。

可以看出,三相降压型谐波注入整流器的输

出电压可以实现全范围电压可调。式(1)可进一步简化为相电压的峰值形式,即

$$0 < u_o < \sqrt{\frac{3}{2}} u_{1-L,rms} = \frac{3}{\sqrt{2}} u_{\text{phase}} = \frac{3}{2} \hat{u}_{\text{phase}} \quad (2)$$

即

$$0 < u_o < \frac{3}{2} \hat{u}_{\text{phase}} \quad (3)$$

式中: u_{phase} 为三相电源的相电压; $\hat{u}_{\text{phase}}$ 为相电压峰值。

将式(3)两边同时除以 $\frac{3}{2} \hat{u}_{\text{phase}}$,可得:

$$0 < \frac{2}{3} \frac{u_o}{\hat{u}_{\text{phase}}} < 1 \quad (4)$$

因此,可将式(4)中的 $\frac{2}{3} \frac{u_o}{\hat{u}_{\text{phase}}}$ 定义为调制比 M ,即

$$M = \frac{2}{3} \frac{u_o}{\hat{u}_{\text{phase}}} \quad 0 < M < 1 \quad (5)$$

假设三相电路的导纳为 G ,则三相输入电流为

$$\begin{cases} i_a = Gu_{aN} = I_m \sin(\omega_0 t) \\ i_b = Gu_{bN} = I_m \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = Gu_{cN} = I_m \sin(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (6)$$

式中: I_m 为输入电流的最大值; ω_0 为输入电流角频率。

对于三相对称降压型整流器,忽略输出直流电感电流纹波,则其输出滤波电感电流为

$$I_{DC} = \frac{3}{2} G \frac{U_m^2}{u_o} \quad (7)$$

式中: U_m 为相电压幅值; u_o 为输出电压。

设开关管 VT_+ 和 VT_- 的占空比分别为 d_1 和 d_2 ,则

$$\begin{cases} d_1 I_{DC} = i_a \\ d_2 I_{DC} = -i_c \end{cases} \quad (8)$$

综合式(6)~式(8)可得:

$$\begin{cases} d_1 I_{DC} = \frac{2}{3} \frac{u_o}{U_m^2} u_{aN} \\ d_2 I_{DC} = -\frac{2}{3} \frac{u_o}{U_m^2} u_{cN} \end{cases} \quad (9)$$

对于对称的三相Y型连接电路而言,有 $i_a + i_b + i_c = 0$,则注入电流 i_e 为

$$i_e = (1 - d_2) I_{DC} - (1 - d_1) I_{DC} = i_a + i_c = -i_b \quad (10)$$

由上述分析可知,该电路可实现将 E 点产生的3次谐波电流注入到输入电流中,使输入电流连续,只要采用合理的控制策略和调制方式即可实现输入电流正弦化。

3 系统控制策略改进及设计

3.1 改进的系统控制策略

三相降压型谐波注入整流器的控制策略主要可以分为两部分,一部分是负反馈网络,另一部分是前馈网络。将基于双闭环PI调节作为负反馈误差信号,将整流桥桥臂两端的电压作为前馈信号,之后将两者相乘与三角波调制,便可产生高频开关管的控制信号。

本文在文献[10, 16]对该整流器实现双闭环控制的基础上,对其进行改进,提出的控制系统结构如图3所示。

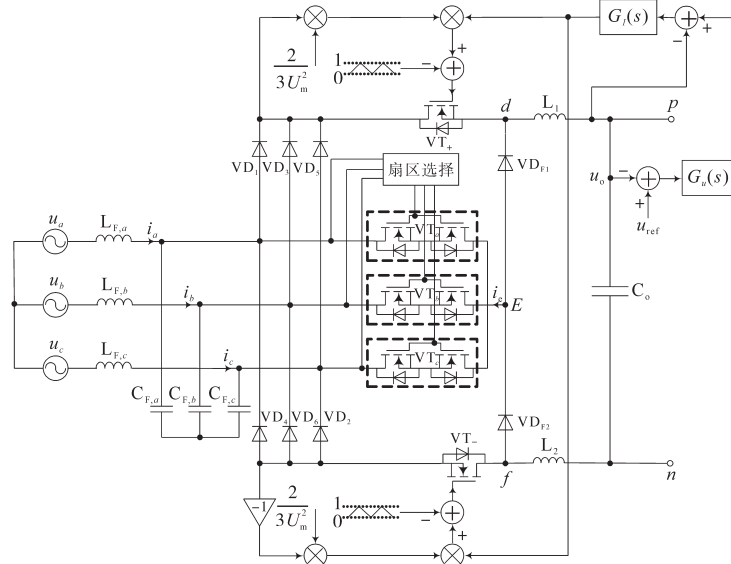


图3 改进型三相降压型谐波注入整流器控制系统结构

Fig.3 Control system structure of improved three-phase Buck-type harmonic injection rectifier

提出的控制方式主要有以下几点改进:

1) 将整流桥桥臂端电压单位化变比 $2/(3U_m^2)$ 放到了与双闭环PI控制的负反馈信号相乘之前,这种方式是先将整流桥桥臂端电压单位化,这将更好地利用双闭环PI控制的负反馈信号,发挥出PI控制的优势,使双闭环PI控制参与调节电路的动、静态特性的性能更优越;

2) 将前馈控制信号和双闭环控制产生的信号由传统控制中的作差改为了相乘,这种改进经过仿真后发现,其将大大降低直流输出电感电流

的纹波,从而使输出电压更加稳定,且纹波几乎为零;

3) 改进了对高频开关管的调制方式,并根据占空比不同导致的电路工作状态不同,分别研究了交错调制和同步调制方式,仿真发现交错调制能更好地降低输出电压纹波,同步调制能更好地降低输入电流的谐波含量。

3.2 控制系统设计

根据图3,可以设计出系统的控制结构框图如图4所示。下面对各部分控制器进行设计。

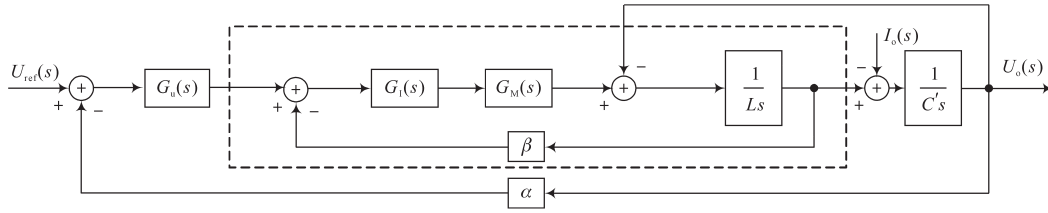


图4 双闭环控制系统原理框图

Fig.4 Principle block diagram of double closed loop control system

3.2.1 前馈网络设计

在此设计中将整流桥桥臂两端的电压采样后,根据参与调制的锯齿波峰值 U_T ,需将整流桥桥臂两端的电压进行归一化处理,在此处是将其均乘以三相相电压的幅值 $2/(3U_m^2)$ 。

3.2.2 双闭环设计

结合图3,并对电路双向开关管部分进行简化,便可得到双环控制系统原理框图,见图4。

图4中, $U_{ref}(s)$, $U_o(s)$, $I_o(s)$ 分别为参考电压信号、输出电压信号和输出电流信号; $G_u(s)$ 和 $G_i(s)$ 分别为电压外环和电流内环的校正环节; $G_m(s)$ 为PWM调制器的传递函数, $G_m(s) = K_{PWM}/(T_s s + 1)$, $K_{PWM} = u_{in_max}/U_T$, u_{in_max} 为输入电压的最大值, U_T 为锯齿波峰峰值, T_s 为开关管 VT_+ , VT_- 的导通周期; $C' = 0.5C_o$, C_o 为输出电容; α 和 β 分别为电压环和电流环反馈系数。

根据图4可以得到输出电压与给定电压之间的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_{ref}(s)} = \frac{G_u G_i K_{PWM}}{LC's^2 + G_i K_{PWM} \beta C's + G_u G_i K_{PWM} + 1} \quad (11)$$

根据开环传递函数,可得闭环传递函数的特征根方程为

$$D(s) = A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0 \quad (12)$$

其中

$$A_4 = LC'$$

$$A_3 = K_{PWM} K_{ip} \beta C's^3$$

$$A_2 = K_{PWM} K_{il} \beta C' + K_{PWM} K_{up} K_{il} (1 + \alpha)$$

$$A_1 = K_{PWM} K_{ul} K_{ip} (1 + \alpha) + K_{PWM} K_{ip} K_{il} \alpha +$$

$$K_{PWM} K_{up} K_{il}$$

$$A_0 = K_{PWM} K_{ul} K_{il} (1 + \alpha)$$

式中: K_{up} , K_{ul} 分别为电压外环比例积分系数; K_{ip} , K_{il} 分别为电流内环比例、积分系数。

闭环系统的稳定性主要由其闭环极点在S平面上的分布情况决定^[17],设系统的主导极点为

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (13)$$

式中: ξ 为系统的阻尼比; ω 为自然震荡频率。

则对于4阶系统而言,其另外两个极点离主导极点越远,则系统越稳定,设系统的两个非主导极点为

$$s_{3,4} = -n_{1,2} \xi \omega_n \quad n_{1,2} \in [5, 10] \quad (14)$$

根据所需的理想极点及非主导极点,可得到系统的理想特征根方程为

$$D_1(s) = (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s + n_1 \xi \omega_n)(s + n_2 \xi \omega_n) \quad (15)$$

该系统的超调量 σ 和上升时间 t_p 可分别表示为

$$\begin{cases} \sigma = e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \\ t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \end{cases} \quad (16)$$

根据工程实际经验,设系统的超调量 $\sigma = 0.05$, 上

升时间 $t_p=0.001$, 则根据式(16)可得系统的阻尼比 $\xi=0.7$, 自然振荡频率 $\omega_n=4350$ rad/s。取两个非主导极点的系数 $n_1=5, n_2=8$; 直流输出滤波电感 $L=305 \mu\text{H}$, 滤波电容 $C=470 \mu\text{F}$, 将上述参数代入式(15), 并根据理想的特征根方程和实际特征根方程之间的关系, 便可求出电压外环和电流内环的PI控制器参数分别为: 电流内环为比例控制, $K_{ip}=8.7 \times 10^{-3}$; 电压外环为比例积分控制, $K_{up}=78.33, K_{ui}=9.33 \times 10^4$ 。

4 仿真结果分析

综上对三相降压型谐波注入整流器的原理分析和表1所示参数, 对三相降压型谐波注入整流器在三相工频 380 V 电压输入下进行 Simulink 仿真。

表1 整流器设计参数

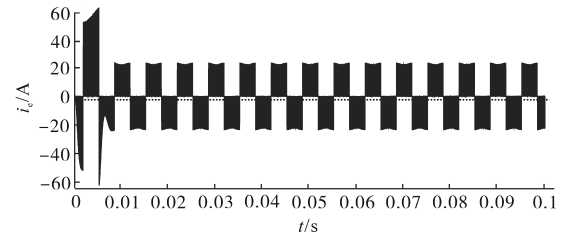
Tab.1 Design parameters of rectifier

参数	取值
输入相电压 $u_a, u_b, u_c/\text{V}$	220
开关频率 f_p/kHz	20
额定输出功率 P_o/kW	5.3
输出电压 u_o/V	400
滤波电感 $L_a, L_b, L_c/\mu\text{H}$	200
滤波电容 $C_a, C_b, C_c/\mu\text{F}$	4
直流电感 $L_{L2}/\mu\text{H}$	305
输出电容 $C_o/\mu\text{F}$	470

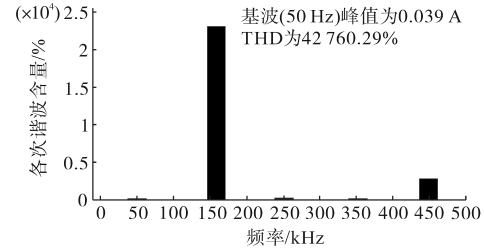
图5a所示为E点的电流波形, 由于开关管 VT_+ 和 VT_- 工作在高频状态, 故得到的中点注入电流是高频断续电流, 对其进行FFT分析, 如图5b所示, 其主要成分为3次谐波, 是一个较为理想的3次谐波电流源, 验证了理论分析的正确性。对其求平均值后如图5c中所示, 可看出得到了所需的谐波补偿注入电流。

为了验证控制方式的正确性及控制器设计的合理性, 在0.05 s时改变电路负载, 使电路的功率由8 kW变至5.3 kW, 得到其输出电压如图6所示, a相输入电压和输入电流波形如图7所示。从图6中可以看出, 在负载改变时, 电压的超调量为1.25%, 能很快稳定在400 V, 且调整时间仅为0.002 s, 说明电路具有较好的快速恢复特性和较强的稳定性。从图7可以看出, 输入电流也能在很小的波动后快速恢复正弦, 实现单位功率因数。对a相输入电流进行FFT分析后得到其各次

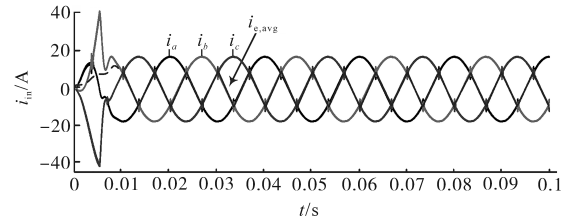
谐波占基波百分比如图8所示, 其总谐波含量为3.48%。



(a) E点的断续注入电流



(b) E点电流FFT分析



(c) 交流侧输入电流

图5 中点注入电流、FFT分析及三相交流侧电流

Fig.5 Injection current of the middle point, FFT analysis and three-phase AC side current

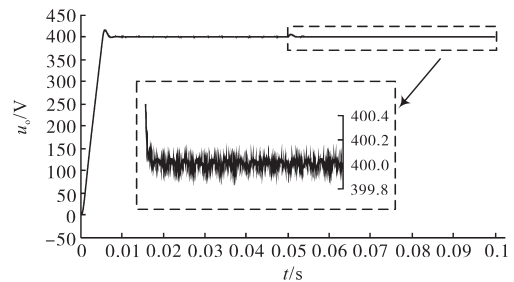


图6 变负载时输出电压波形图

Fig.6 Output voltage waveform under variable load

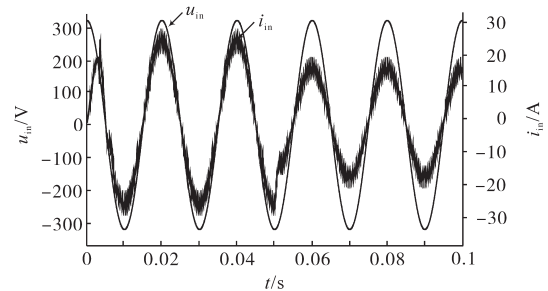


图7 变负载时a相输入电压和输入电流波形

Fig.7 Waveforms of a-phase input voltage and input current at variable load

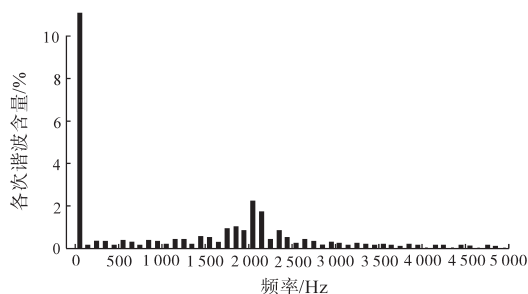


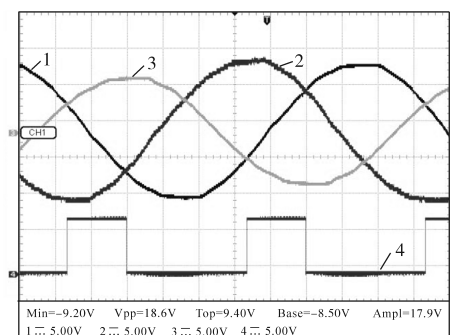
图8 a相输入电流FFT分析

Fig.8 a-phase input current FFT analysis

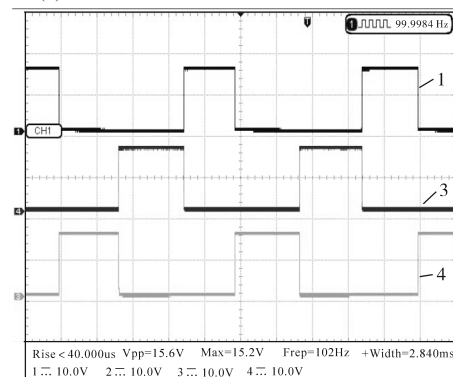
5 实验结果分析

在理论分析和电路设计的基础上,搭建了2.4 kW的实验电路,输入三相工频380 V电压,对电路进行测试。

双向开关管中每一相的两个背靠背开关管都是同时通断,并且其都是在三相电压幅值位于中间的一相导通,即每两相相差 60° ,如图9a所示。图9b为三相双向开关管的控制信号,从图中可以看出,实验波形逻辑关系和理论分析波形导通时序一致。



(a)三相输入采样电压及a相双向开关控制信号



(b)三相双向开关管控制信号

图9 双向开关管控制信号

Fig.9 Control signal of bidirectional switch tube

图10为中点注入电流波形,可看出该电流呈双极性中心对称状,与仿真波形一致,对其求平均后可近似得到3次谐波注入电流。

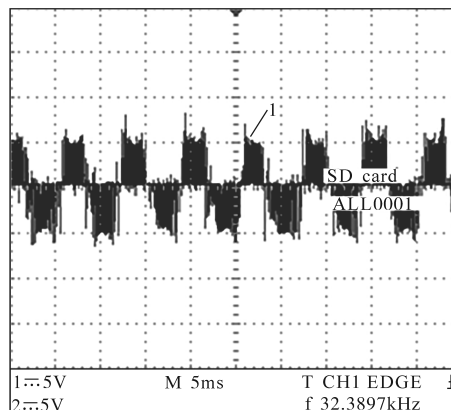
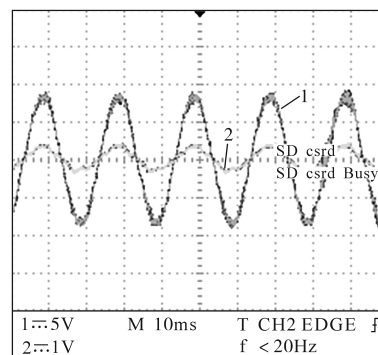


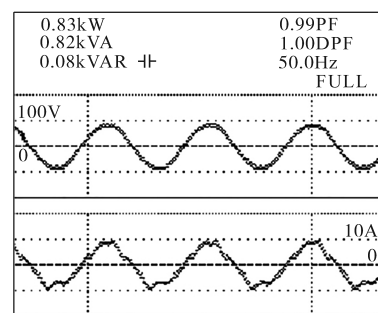
图10 中点注入电流波形

Fig.10 Injection current of the middle point

图11a为a相输入侧电压电流波形,从图中可以看出输入侧电流实现了正弦化,并很好地跟随输入电压。a相电压电流的PF测试结果如图11b所示(图中上面为电压波形,下面为电流波形),可看出功率因数为0.99,对其进行FFT分析发现谐波含量为6.2%。



(a)a相电压电流波形



(b)a相电压电流及PF测试

图11 a相电压电流波形

Fig.11 a-phase voltage and current waveforms

为进一步测试整流器的工作效率,绘制了工作效率随输出功率对应的关系曲线,如图12所示。从图中可以看出,当功率较小时,由于开关管的开关损耗和导通损耗占输出功率的比重较大,导致整流器工作效率较低。由于该整流器大多被应用于大功率场合,故需重点考虑大功率时

的整机效率。随着输出功率的逐渐增加,整流器效率也会逐渐增大,当输出功率为3 kW左右时,整流器工作效率为96.5%左右;当输出功率为5 kW左右时,整流器的工作效率可达97%左右。并且随着输出功率的增加,整流器的开关损耗和导通损耗将基本保持不变,因而效率将会进一步提高。

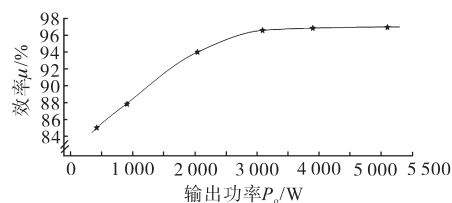


图12 整流器效率随输出功率变化曲线

Fig.12 Curve of rectifier efficiency with output power

6 结论

针对传统三相升压型PFC电路存在对后级开关管电压应力较大的问题,研究了一种新型三相降压型谐波注入整流器,并提出了一种改进型双闭环控制和电压前馈相结合的控制方式,实现了对该整流器的稳压控制,改进了整流器整体性能。仿真和实验结果均表明,该电路功率因数较高、损耗较小、效率较高、交流侧谐波含量较低,能够输出稳定的低纹波电压,并且在改变负载时具有较好的动态响应特性。

参考文献

- [1] 赵争鸣,袁立强,鲁挺,等.我国大容量电力电子技术与应用发展综述[J].电气工程学报,2015,10(4):26-34.
- [2] 陈晓东.现代电力电子及电源技术的发展[J].科技信息,2009(27):1019-1020,1086.
- [3] Michael L, Johann W K, Josef D. Sinusoidal input current discontinuous conduction mode control of the VIENNA rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8800-8812.
- [4] 李文渝.Boost型功率因数校正电路的设计与研究[D].杭州:浙江大学,2017:2-8.
- [5] 吴竞昌,孙树勤,宋文南,等.电力系统谐波[M].北京:水利电力出版社,1988:92-112.
- [6] 徐德鸿,李睿,刘昌金,等.现代整流技术-有源功率技术因数校正技术[M].北京:机械工业出版社,2013:1-27.
- [7] Kolar J W, Friedli T. The essence of three-phase PFC rectifier systems—part I [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):176-198.
- [8] 赵乐,徐大林,祝振华.三相降压型时延补偿的预测算法研究[J].电力电子技术,2014,48(11):20-22.
- [9] Soeiro T B, Vancu F, Kolar J W. Hybrid active third-harmonic current injection mains interface concept for DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):7-13.
- [10] Thomas F, Michael H, Kolar J W. The essence of three-phase PFC rectifier systems—part II [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2):543-560.
- [11] Silva M, Hensgens N, Oliver J, *et al.* Isolated SWISS-forward three-phase rectifier for aircraft applications[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-Apec, IEEE, 2014:951-958.
- [12] Schrittwieser L, Vancu M F, Kolar J W, *et al.* Control of the input characteristic and the displacement factor of uni-and bi-directional SWISS rectifier for symmetrical and unsymmetrical three-phase mains[C]//2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), IEEE, 2015: 40-47.
- [13] Munadir A A, Jaya D D, Maryam S, *et al.* Interleaved SWISS rectifiers for fast EV/PHEV battery chargers[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 2014: 3260-3265.
- [14] Lukas S, Johann W K, Thiago B S. Novel SWISS rectifier modulation scheme preventing input current distortions at sector boundaries[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5771-5785.
- [15] 姜燕,李湖胜,黄守道,等.基于SWISS整流器的新型LC滤波器阻尼控制策略[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(6):120-126.
- [16] Yoo H, Seung K S. A new circuit design and control to reduce input harmonic current for a three-phase ac machine drive system having a very small DC-link capacitor[J]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 2010:611-618.
- [17] 胡寿松.自动控制原理[M].第6版.北京:科学出版社,2013:66-115.
- [18] 陈伯时.电力拖动自动控制系统[M].第3版.北京:机械工业出版社,1992:52-87.
- [19] 李小青.基于三次谐波注入的谐波抑制技术研究[D].杭州:浙江大学.2007:16-18.

收稿日期:2019-09-13

修改稿日期:2019-10-08