

# 基于谐波注入法的高功率因数三相整流器

邓甫华, 谢少军

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省南京市 210016)

## Three-phase High Power Factor Rectifier Applying Harmonic Current Injection

DENG Fu-hua, XIE Shao-jun

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** With the widely usage of power electronic equipment, harmonic pollution of three phase rectifier has been paid more and more attention. Harmonic current injection technique is an effective method to suppress harmonics. A novel three-phase high power factor diode rectifier based on current injection is presented in this paper. The rectifier is simple in configuration and with less loss, which uses two diodes to limit third harmonic current and uses capacitors to allocate harmonic current for injection. The converter's operational principle, characteristics and design method are illustrated. Simulation and experimental results show the effectiveness of harmonic suppression and power factor improvement of the proposed scheme.

**KEY WORDS:** rectifier; current injection; passive filter; power factor correction

**摘要:** 三相整流器广泛应用于各种电力电子设备, 其谐波治理问题日益被人们所重视。谐波注入法是利用谐波电流注入整流器输入端, 整形输入电流波形以减小电网污染的有效方法。该文提出了一种新型基于三次谐波注入法的高功率因数三相整流器, 该整流器利用二极管的电流单向特性限制注入谐波电流的大小, 采用电容分流的方式调节注入谐波电流与负载的比例关系, 以获得最佳谐波抑制效果。电路结构简单, 且谐波注入电路损耗小。文章分析了该整流器的工作原理、特性及参数设计方法, 并通过仿真和实验表明该整流器具有很好的谐波抑制效果, 选取合适参数能使整流器获得接近于1的功率因数。

**关键词:** 整流器; 谐波注入; 无源滤波; 功率因数校正

## 0 引言

整流器作为电力电子变流装置的一个重要组成部分, 完成对电网输入正弦交流电压变换成直流的任务。然而, 无论是不控二极管整流电路还是相控整流电路, 工作时其输入电流都要发生畸变, 产生谐波, 使输入功率因数降低。随着电力电子技术的

发展, 整流电路的应用场合和容量日益增加, 其向电网注入的谐波电流也越来越多, 对电网的污染越来越严重, 减小整流器所产生的谐波污染成为亟待解决的问题。

降低三相整流器输入电流谐波、提高功率因数的方案主要有有源和无源两种。有源方案如PWM整流<sup>[1-2]</sup>或有源功率因数校正<sup>[3]</sup>技术等, 谐波抑制效果好, 可以获得很高的功率因数, 但其成本高、控制复杂, 且高频开关会产生高次谐波, 带来电磁干扰问题<sup>[4-5]</sup>。

传统的LC无源方案由于其效果差、成本高等缺点, 应用收到限制。一些新型无源方案如RNSIC整流器<sup>[6-7]</sup>和多脉波整流器<sup>[8-10]</sup>等, 在抑制输入电流谐波的同时, 其无源器件体积也相对减小, 但体积问题仍然是其最大的劣势。

基于无源技术的三次谐波注入法是另外一种行之有效的减小输入电流谐波的方法。三次谐波注入法最早在1969年由B. M. Bird提出<sup>[11]</sup>, 由于初期提出的方案要求苛刻, 该方法并没有得到人们的重视; 在20世纪90年代又开始有不少学者对其进行研究, 研究重点主要集中在谐波注入的实现和注入电流大小的控制。

谐波注入的实现一般采用无极性电容<sup>[12]</sup>、双向可控开关<sup>[13]</sup>或Zig-Zag变压器<sup>[14]</sup>。无极性电容体积小, 成本低, 但在电容中会流过一定的超前输入电压90°的基波电流, 使得输入电流不能与输入电压同相, 功率因数降低; 双向可控开关体积小, 但需添加驱动电路, 使电路复杂化, 成本增加, 可靠性降低; Zig-Zag变压器可以很好地实现注入谐波电流的均分, 但其体积较大。

注入电流大小的控制一般采用大功率电阻<sup>[15]</sup>

或由变压器和单相二极管整流桥构成的模拟电阻电路<sup>[12-14]</sup>实现，采用大功率电阻显然不能满足要求，文献<sup>[12,14]</sup>中由于模拟电阻电路没有与大电感相串联，所以采用有源功率因数校正的方式来减小注入谐波中的三次以外谐波。采用模拟电阻电路可以有效控制注入电流的大小，但其电路复杂，体积较大，且注入电流大小基本固定，在固定负载场合才能起到很好的效果。

通过对三次谐波注入法几种方案的分析比较后，本文提出一种新型高功率因数三相整流器，其电路结构简单，可靠性高，适用范围较广。

### 1 基于谐波注入法的整流器方案

#### 1.1 三次谐波注入法原理

三次谐波注入法的基本原理如图 1 所示，即通过在各时间段，将引入的三次谐波与 120°准方波合理组合，以达到近似正弦的效果。图 1(a)是带 LC 滤波的传统三相整流器输入相电流近似波形。图 1(c)中  $k_1 < 0, k_2 > 0$ 。可见实际注入输入侧的并非三次谐波电流，而是通过三次谐波电流与 120°准方波的分段组合来整形输入电流，使输入电流波形接近正弦。

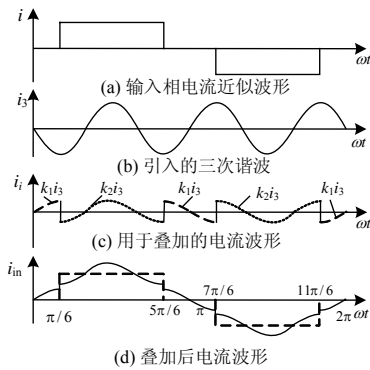


图 1 三次谐波注入法原理

Fig. 1 Theory of third-harmonic current injection

#### 1.2 新型高功率因数整流器方案

基于三次谐波注入法的新型高功率因数三相整流器如图 2 所示，相对于其他三次谐波注入法，增加了电容  $C_{N1}$ 、 $C_{N2}$  和二极管  $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$ ，却省去了繁琐的模拟电阻电路，简化了电路结构。图中电感  $L_1$ 、 $L_2$  值为  $L_I$ ，电容  $C_A$ 、 $C_B$ 、 $C_C$  值为  $C_X$ ，电容  $C_{M1}$ 、 $C_{N2}$  值为  $C_N$ 。电容  $C_{O1}$ 、 $C_{O2}$  值为  $C_O$ ，且  $C_O$  远大于  $C_X$  和  $C_N$ 。二极管  $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$  起限制注入电流大小的作用，使得电流  $i_{L1}$  在任何时刻不得小于零， $i_{L2}$  在任何时刻不得大于零。 $C_{M1}$ 、 $C_{N2}$  起分流作用，合理设计  $C_N$  与  $C_X$  的比例关系可以使得注入整流器输入

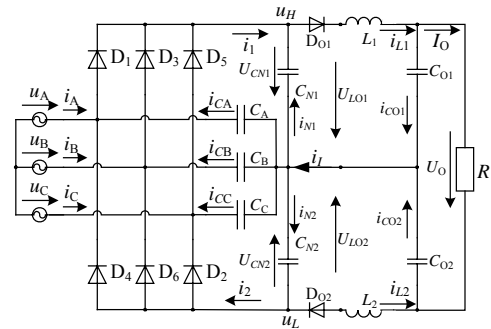


图 2 新型高功率因数三相整流器

Fig. 2 New high power factor three-phase rectifier  
端的电流大小产生最佳效果。

#### (1) 三次谐波回路分析。

整流器直流侧带 LC 滤波，若电感值足够大，使得整流器工作在连续状态，即整流二极管导通角皆为 120°，则  $u_H$ 、 $u_L$  波形如图 3 所示，为输入相电压的包络线，其表达式为

$$\begin{cases} u_H = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} u_m \left[ \frac{1}{2} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega t) \right] \\ u_L = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} u_m \left[ \frac{1}{2} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega t) \right] \end{cases} \quad (1)$$

可见  $u_H$ 、 $u_L$  除直流分量外主要谐波为三次谐波，且三次谐波幅值相等、相位相同，即  $u_{H(3)} = u_{L(3)}$ ，其中  $u_{H(3)}$ 、 $u_{L(3)}$  分别为  $u_H$ 、 $u_L$  的三次谐波分量。

由于三相输入侧不含有三次谐波电压，对于三次谐波， $u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$  相当于短路；上下桥臂可分别由电压源  $u_H$ 、 $u_L$  等效。由于直流侧电感上的电流主要由直流电流  $I_O$  和三次谐波电流  $I_{L(3)}$  叠加而成，若电感值足够大，电感电流连续，则二极管  $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$  处于常通状态，则整流器三次谐波回路可等效为图 4(a) 所示电路。

由于  $u_{H(3)} = u_{L(3)}$ ，图 4(a) 电路上下对称，即稳态时三次谐波回路电流存在如下关系：

$$\begin{cases} i_{CO1} = i_{CO2} = i_{L(3)} = i_I / 2 \\ i_{CA} = i_{CB} = i_{CC} = i_X / 3 \\ i_{M1} = i_{N2} = i_N / 2 \end{cases} \quad (2)$$

输出滤波电容值很大，对于三次谐波相当于短路，因此三次谐波回路又可简化位为图 4(b) 所示电路，图中  $\omega$  为基波角频率。

根据图 4(b)，令  $L_I / 2 = L$ ， $3C_X + 2C_N = C$ ，若要使得该回路工作在三次谐振频率处，产生三次谐波电流，则  $LC$  需满足  $9\omega^2 LC = 1$ 。同时可知

$$\frac{i_X}{i_N} = \frac{3C_X}{2C_N} \quad (3)$$

由于电容  $C_A$ 、 $C_B$ 、 $C_C$  与交流电源相连，电容

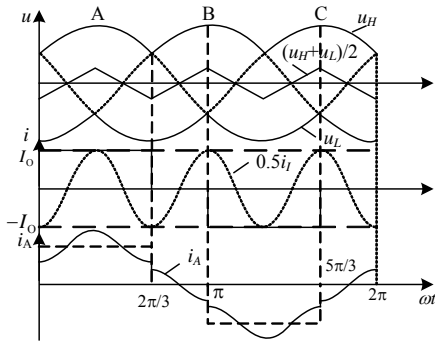
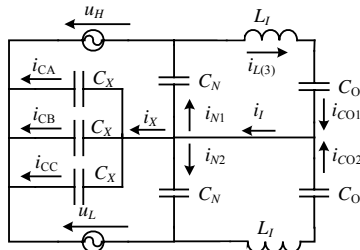
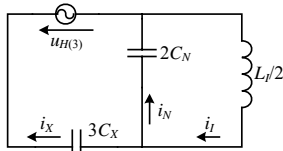


图3 整流器工作波形

Fig. 3 Waveforms of the rectifier



(a) 等效电路



(b) 简化等效电路

图4 三次谐波等效回路

Fig. 4 Third-harmonic resonant circuit

中还会流过一定的容性基波电流，该电流与电容的大小有关，在电容值很小的情况下，该电流相对于三次谐波电流较小，可以忽略。

(2) 整流器工作原理分析。

在对电路进行分析之前，先作如下假设：①输出滤波电容足够大，输出电流 $I_0$ 恒定；②电感值 $L$ 足够大，注入谐波电流三次以外的其它谐波可以忽略；③认为电容 $C_A$ 、 $C_B$ 、 $C_C$ 的电容值非常小，忽略流过其的基波电流；④电路已处于稳态，整流器输出端除直流分量外忽略三次谐波以外的高次谐波电流，即电流 $i_{CO1}$ 、 $i_{CO2}$ 、 $i_{CA}$ 、 $i_{CB}$ 、 $i_{CC}$ 、 $i_{N1}$ 、 $i_{N2}$ 满足式(2)关系。

若 $i_f$ 幅值为 $I_m$ ，由于 $LC$ 满足三次谐振，在无二极管 $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$ 限制的情形下 $I_m$ 应为无穷大，根据二极管电流只能单方向的特性，可知 $i_{L1} \geq 0$ 、 $i_{L2} \leq 0$ ，即 $I_0 + i_f/2 \geq 0$ ，已假设 $i_f$ 为三次正弦电流，可知 $i_f$ 的幅值 $I_m = 2I_0$ 。如图3(b)所示， $i_f$ 为与共模电压 $(u_H + u_L)/2$ 同相位的正弦波，即 $i_f = -2I_0 \cdot \cos 3\omega t$ 。

定义 $k$ 为谐波注入率，即 $i_X = ki_f$ ，则

$$\begin{cases} i_N = (1-k)i_f \\ i_1 = I_0 - kI_0 \cos 3\omega t \\ i_2 = I_0 + kI_0 \cos 3\omega t \end{cases} \quad (4)$$

由于三相系统的对称性，本文将A相的一个周期分为4个阶段进行分析。

I  $[0, 2\pi/3]$ 。

此阶段与A相相连的二极管 $D_1$ 导通， $i_A = i_1 - i_{CA}$ 。

II  $[2\pi/3, \pi]$ 。

此阶段与A相相连的两个二极管都不导通， $i_A = -i_{CA}$ 。

III  $[\pi, 5\pi/3]$ 。

此阶段与A相相连的二极管 $D_2$ 导通， $i_A = -i_2 - i_{CA}$ 。

IV  $[5\pi/3, 2\pi]$ 。

此阶段与II阶段情形完全相同。

由此可得A相输入电流 $i_A$ 的表达式为

$$i_A = \begin{cases} I_0 - \frac{k}{3} I_0 \cos 3\omega t, & 0 \leq \omega t < \frac{2}{3}\pi \\ \frac{2k}{3} I_0 \cos 3\omega t, & \frac{2}{3}\pi \leq \omega t < \pi, \frac{5}{3}\pi \leq \omega t < 2\pi \\ -I_0 - \frac{k}{3} I_0 \cos 3\omega t, & \pi \leq \omega t < \frac{5}{3}\pi \end{cases} \quad (5)$$

对 $i_A$ 进行傅立叶分解，其 $n$ 次谐波的幅值 $I_{A(n)}$ 为

$$I_{A(n)} = \frac{4I_0}{\pi} \left[ \frac{kn}{9-n^2} + \frac{1}{n} \right] \cos \frac{n\pi}{6} \quad (6)$$

式中 $n$ 为自然数，且 $n=6p \pm 1$  ( $p$ 为非负整数)。

由式(6)通过Matlab工具计算可以绘出图5所示的 $\eta_{THD}$ 随 $k$ 变化的关系曲线。可见当 $k=0.75$ 的时候， $\eta_{THD}$ 有最小值，约为5.08%。此时 $C_A=C_B=C_C=0.25C$ ， $C_{M1}=C_{N2}=0.125C$ 。

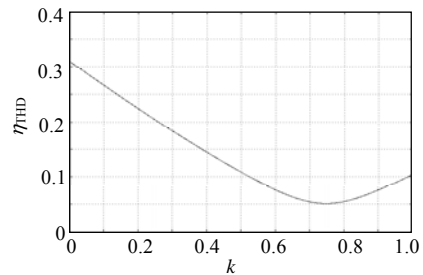


图5  $\eta_{THD}$ 与 $k$ 关系曲线

Fig. 5 Relationship between  $\eta_{THD}$  and  $k$

由式(6)知输入相电流基波有效值为

$$I_{A(1)} = \frac{4I_0}{\pi\sqrt{2}} \left( \frac{0.75}{8} + 1 \right) \cos \frac{\pi}{6} \approx 0.853I_0 \quad (7)$$

根据图3(c)可知，在假设条件下，输入相电流与相电压相位相同，由于输入输出功率平衡，若效

率为  $\eta$ ，则

$$3U_A I_{A(1)} \eta = U_O I_O \quad (8)$$

其中  $U_A$  为 A 相输入电压  $u_A$  的有效值。可得输出电压与输入电压的关系为

$$U_O = \frac{3U_A I_{A(1)} \eta}{I_O} \approx 2.558 \eta U_A \quad (9)$$

## 2 整流器特性分析和参数设计

### 2.1 整流器特性分析

上述分析是在理想情形下进行的, 实际情况下, 除  $k$  外, 其他各参数也会对整流器的特性产生一定的影响, 对于系统中无源器件的选择, 必须综合考虑性能、体积、成本等各个方面。

在整流器中, 电感  $L_1$ 、 $L_2$  同时起到对输出电压滤波和对注入电流滤波的作用。

由于 LC 工作在三次谐振频率点, 在没有  $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$  时,  $i_i$  幅值很大,  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  有正有负。 $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$  起整流作用, 电感  $L_1$ 、 $L_2$  起到滤波作用, 当  $L$  较小时, 二极管截止时间长,  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  正弦度低, 输入电流谐波含量高, 如图 6 所示。由图可见输出电压  $U_O$  为  $u_{L01}$ – $u_{L02}$  的直流分量, 可见  $U_O$  略大于传统三相整器的输出电压  $U'_O$ , 随着电感值的减小, 输出电压值略有增加。

由于  $C_A$ 、 $C_B$ 、 $C_C$  直接与输入主回路相连, 在电容中会产生一个超前于输入相电压  $90^\circ$  的基波电流, 这使得输入电流在空载或加载情形输入相电流都超前于输入相电压。且由于该电流幅值为  $U_{Am} \omega C_x$ , 随电容值的增加而增加, 其中  $U_{Am}$  为输入相电压幅值, 即随着电容值增大, 输入相电流与相电压的之间的相角差  $\phi$  增大。

根据单相功率因数  $\lambda_{PF} = \cos \phi / \sqrt{1 + \eta_{THD}^2}$  的定义可得  $L$  与  $\eta_{THD}$ 、 $\cos \phi$  及功率因数的关系如图 7 所示。可见  $L$  取值越大, 对整个系统的性能越有利, 然而也会带来体积和成本上的弊端, 需综合考虑。

对于整流器输出端差模电压, 其输出滤波电感、电容值分别为  $4L$ 、 $C_O/2$ , 由于差模电压中除直流分

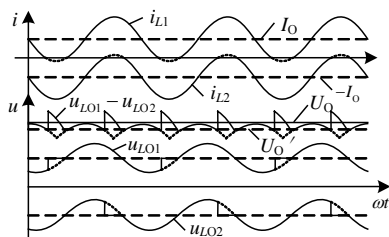


图 6 实际情况下整流器工作波形  
Fig. 6 Practical waveforms of the rectifier

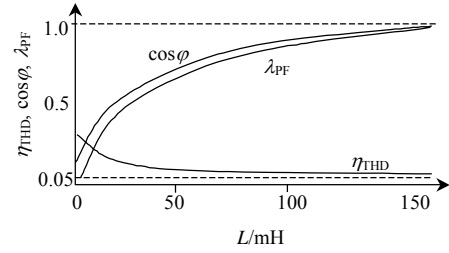


图 7  $L$  与  $\eta_{THD}$ 、 $\cos \phi$  及  $\lambda_{PF}$  的关系  
Fig. 7 Relationship among  $\eta_{THD}$ ,  $\cos \phi$  and  $\lambda_{PF}$

量外主要为六次谐波, 定义  $d$  为输出电压中六次谐波与滤波前六次谐波之比, 则  $d$  满足式(10)。要使得输出电压谐波含量较小, 要求  $d$  接近于 0。

$$d = 1 / \sqrt{(1 - 72\omega^2 LC_O)^2 + (24\omega L / R)^2} \quad (10)$$

$C_{O1}$ 、 $C_{O2}$  主要起输出电压滤波作用, 但同时它们也与三次谐波注入电路串联, 为保证其对三次谐波的影响很小,  $C_O$  必须远大于  $C$ 。

由图 6 可见, 负载电流的大小也会影响二极管  $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$  的截止时间。在其他条件不变时, 当  $I_O$  越小, 二极管  $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$  截止时间越长, 从而导致输入电流中的谐波含量也越高。

在实际电路中, 也并非负载越大, 输入电流质量越高, 由于线路阻抗  $R_L$  的限制,  $i_i$  的幅值最大为

$$I_{m(\max)} = 3\sqrt{3}U_m / 8\pi R_L \quad (11)$$

当  $I_O > I_{m(\max)} / 2$  时, 随  $I_O$  增加, 谐波注入率  $k$  偏离最佳值,  $\eta_{THD}$  随之增加。

负载电流的增加同时会引起输入电压、电流相角差的变化。在空载时, 输入相电流只含有流过  $C_A$ 、 $C_B$ 、 $C_C$  的基波电流, 所以相电流超前相电压  $90^\circ$ , 随着负载电流的增加, 这个相角差不断减小, 接近于 0。

$I_O$  与  $\eta_{THD}$ 、 $\cos \phi$  的基本关系如图 8 所示。其中  $I_{ON}$  为额定负载电流, 可见在很宽的负载范围内都能获得较高的功率因数。

由于整流器线路阻抗会产生一定的压降, 负载电流越小, 这个压降越小, 输出直流电压越高。在空载时, 整流器相当于 2 个三相带电容滤波的半桥

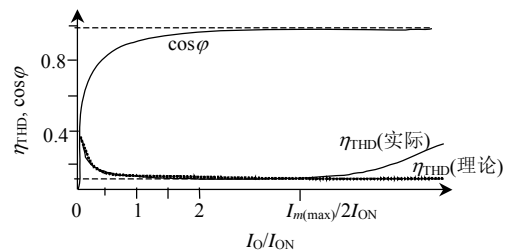


图 8  $I_O$  与  $\eta_{THD}$  的关系  
Fig. 8 Relationship between  $I_O$  and  $\eta_{THD}$   
整流器串联, 输出电压为相电压包络线的峰值, 即

$2U_m$ 。

2.2 整流器参数设计

根据IEEE Std 519-1992 规定，三相整流器的5次和7次谐波的畸变率不超过12%，11次和13次谐波的畸变率不超过5.5%， $\eta_{THD}$ 不超过15%。

功率因数 $\lambda_{PF}$ 和 $\eta_{THD}$ 及电压电流的相角差 $\phi$ 有关，由于 $\eta_{THD}$ 对 $\lambda_{PF}$ 影响较小，以最坏情况( $\eta_{THD}=15\%$ )考虑，则 $\lambda_{PF}=0.99\cos\phi$ ，可得 $C_X$ 满足式(10)。

$$C_X = \frac{2P_O \tan[\arccos(1.01PF)]}{3\eta U_m^2 \omega} \quad (12)$$

式中： $\eta$ 为整流器的效率； $P_O$ 为输出功率。由前面分析可知 $L$ 、 $C$ 满足式(13)，从而确定 $L$ 、 $C$ 的取值。

$$\begin{cases} C = 3C_X / k \\ L = 1/9\omega^2 C \end{cases} \quad (13)$$

输出滤波电容 $C_O$ 主要由式(10)确定，由于 $C_O \gg C$ ，则 $72\omega^2 LC_O \gg 1$ ， $72\omega^2 LC_O \gg 24\omega L/R$ ， $C_O$ 可近似为

$$C_O \approx 1/72\omega^2 Ld \quad (14)$$

按照此法，本文设计了一台输出功率为2kW的样机。其输入为380V50Hz三相工频电，额定负载电阻 $R_N=150\Omega$ ，要求功率因数在0.975左右，则由式(12)得 $C_X=8.6\mu F$ ，从而 $C=34.4\mu F$ ， $L=32.7\text{mH}$ 。若要求输出电压平稳， $d=0.01$ ，则由式(14)可得 $C_O=430\mu F$ 。综合考虑体积、成本因数，取 $C=40\mu F$ ， $L=28\text{mH}$ ， $C_O=470\mu F$ 。

3 整流器的仿真及实验结果

为验证上述分析的正确性，通过Saber软件对样机进行仿真分析。图9和表1分别是仿真波形和仿真结果，可见随负载增大， $\eta_{THD}$ 降低，电压电流相角差 $\phi$ 减小，功率因数增加，且在25%~200%的负载变化范围内，输出电压只有5V的变动，与分析吻合。图10是该样机的不同负载时的试验波形，其中上部分为输入相电压、相电流波形，下部分为

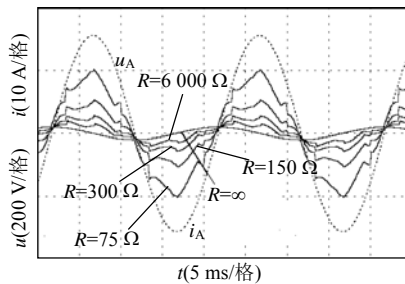


图9 A相电压、电流仿真波形

Fig. 9 Simulated voltage and current waveforms of phase A

表1 仿真结果

Tab. 1 Simulated results

$R/\Omega$	$\eta_{THD}/\%$	$\phi(^{\circ})$	$\lambda_{PF}$	$U_O/V$
$\infty$	0.3	90	0	622
600	21.2	39.7	0.753	567
300	18.4	21.9	0.928	565
150	12.9	11.1	0.973	564
75	9.0	7.7	0.991	562

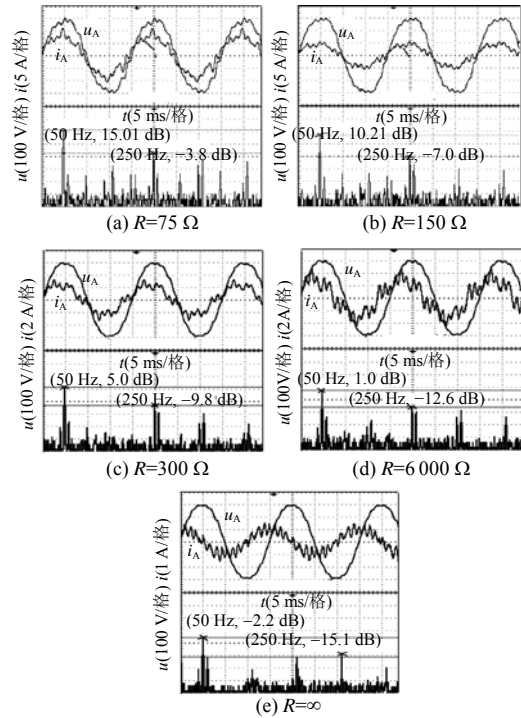


图10 不同负载时的样机试验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of the prototype for different loads

电流的频谱图，可见 $\eta_{THD}$ 、 $\phi$ 随负载的变化关系与分析及仿真结果吻合。

图11是该整流器的仿真及实验输出电压随负载电阻的变化关系曲线，其中 $R_N=150\Omega$ ，为整流器的额定负载阻抗。可见在负载变化时，输出电压基本恒定。由于线路存在一定的阻抗，实验结果比仿真结果略低，但仍比传统三相整流器高5%左右。图12是该样机的效率曲线，在额定负载时，效率可达93%，在额定负载附近效率略有降低。

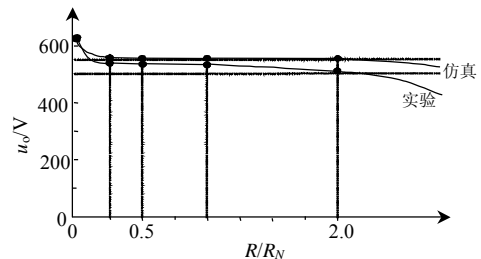


图11 输出电压与负载电阻关系曲线

Fig. 11 Relationships between the output voltage and the load resistance

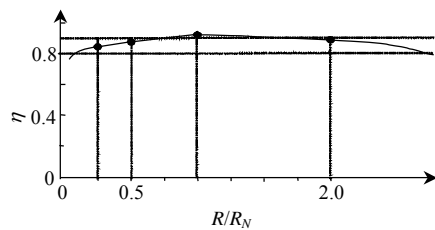


图 12 整流器效率曲线

Fig. 12 Efficiency waveform of the rectifier

## 4 结论

(1) 相对于其他谐波注入方案, 本文提出的方案结构简单、可靠性高, 虽然直流回路增加了两个二极管, 但相比采用模拟电阻电路, 效率仍较高。

(2) 传统谐波注入法注入谐波电流只与限流电阻或模拟电阻有关, 不能跟随负载变化; 而本文方法谐波注入电流与负载在很大范围内保持比例关系, 这使得该整流器在较大负载范围内都具有很好的谐波抑制效果, 且输出电压随负载变化很小。

(3) 该整流器在参数设计合理的情况下能获得接近 1 的高功率因数, 但由于输入端并联有电容, 会有一定的容性基波输入电流, 导致功率因数数值有一定限制。

(4) 无论是在成本还是维护费用上, 该整流器都具有很大优势, 在减小中大功率变流器对电网污染方面具有良好的应用前景。

## 参考文献

- [1] 鞠儒生, 陈宝贤. 一种新型 PWM 整流器[J]. 电工技术学报, 2002, 17(6): 48-52.  
Ju Rusheng, Chen Baoxian. A novel PWM rectifier[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2002, 17(6): 48-52(in Chinese).
- [2] 孙向东, 尹忠刚, 王建渊, 等. 一种新型两桥臂非对称三电 PWM 整流器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(14): 47-51.  
Sun Xiangdong, Yi Zhonggang, Wang Jianyuan, et al. Research on a novel two-arm asymmetry three-level PWM rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(14): 47-51(in Chinese).
- [3] 邓超平, 刘晓东, 凌志斌, 等. 三相单开关零电流 Cuk 型功率因数校正器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 74-79.  
Deng Chaoping, Liu Xiaodong, Ling Zhibin, et al. Study of a three-phase power factor correction based on a single zero-current switching Cuk convert[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 74-79(in Chinese).
- [4] 和军平, 陈为, 姜建国. 功率因数校正电路杂散磁场对传导干扰发射作用的分析研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 151-157.  
He Junping, Chen Wei, Jiang Jianguo. Analysis on the EMI effect of stray magnetic field from main circuit of a PFC switched mode power supply[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(14): 151-157(in Chinese).
- [5] 吕征宇, 钱照明, Green T C. 软开关 AC/DC 变换器的电磁干扰研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(7): 14-18.  
Lü Zhengyu, Qian zhaoming, Green T C. Soft switched AC/DC power convert and their EMI property improvement[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(7): 14-18(in Chinese).
- [6] Alexa D, Sirbu A, Dobrea D M. An analysis of three-phase rectifiers with near-sinusoidal input currents[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4): 884-891.
- [7] Vinatoru C S, Palagniu V, Lupea E, et al. An analysis and a simulation of static frequency converter using three-phase rectifiers with almost sinusoidal input currents[C]. IEEE SCS 2003; Iasi, Romania. 2003.
- [8] 王凤翔, 耿大勇. 移相电抗器对变流器供电系统谐波抑制的机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 54-57.  
Wang Fengxiang, Gen Dayong. Study on harmonic repression of convert-fed power system by using phase-shifting reactor [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 54-57(in Chinese).
- [9] 潘启军, 刘德志. 变抽头六相整流电路的分析[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 146-152.  
Pan Qijun, Liu Dezhi. Analysis of six-phase rectifier with tap-changer[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 146-152(in Chinese).
- [10] Chivite Zabalza F J, Forsyth A J. A simple, passive 24-pulse AC-DC converter with inherent load balancing using harmonic voltage injection[C]. IEEE PESC 2005, Recife, Brazil, 2005.
- [11] Bird B M, Marsh J F, Mclellan P R. Harmonic reduction in multiplex converters by triple-frequency current injections[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1969, 116(10): 1730-1734.
- [12] Pejovic P, Janda Z. A novel harmonic-free three-phase diode bridge rectifier applying current injection[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas, USA, 1999.
- [13] Sakkos T, Sarv V. New unity power factor diode rectifiers using ripple-power re-rectification[C]. IEEE Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, 2000.
- [14] Pejovic P. A novel low-harmonic three-phase rectifier[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(7): 955-965.
- [15] Pejovic P, Bozovic P, Shmilovitz D. Low-harmonic, three-phase rectifier that applies current injection and a passive resistance emulator [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005, 3(3): 96-100.



邓甫华

收稿日期: 2007-03-26.

作者简介:

邓甫华(1978—), 男, 硕士研究生, 从事电力电子变换技术研究, fohoho@163.com;

谢少军(1968—), 男, 教授, 博士生导师, 从事航空电源系统和功率电子变换技术研究。

(编辑 王彦骏)