# 基于环流提取法的近似零电流换相低谐波 双反星形整流器

王景芳,杨世彦,杨 威

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:变压器的漏感使得整流器的换相不能瞬时完成,在低压大电流场合会对整流器的输入输出特性产生 较严重的影响。给出了能有效抑制输入电流谐波并消除换相压降时所需提取的直流侧环流类型,在此基础上 分析了直流侧环流对换相过程的改善机理,发现了提取的环流产生的二次换相,建立了二次换相模式下,整 流器的换相重叠角、换相压降及输入电流谐波与电路参数之间的关系表达式,分析结果表明提取的直流侧环 流不仅能显著减小输入电流谐波和换相重叠角,而且使整流器工作于近似零电流换相状态,得到了一种近似 零电流换相的低谐波整流器。研制了一台额定功率为 1.1 kW 的实验系统,实验结果验证了理论分析的正确 性及其在大电流场合的应用价值。

#### DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.08.018

#### 0 引言

二极管整流电路具有结构简单、运行可靠、价格 低廉等优点,被广泛用作各种电力电子装置与电网 的接口电路,然而二极管整流电路的强非线性会使 得大量谐波电流注入电网,产生严重的谐波污染,给 用电设备带来一系列危害。整流电路中的变压器漏 感和线路的杂散电感使得二极管换相不能瞬间完 成,产生换相重叠,引起输出电压换相压降,降低了 整流器的输出能力和系统效率。

目前解决整流器谐波污染问题的主要方法有 2 种,装设各种有源,无源以及混合型电力滤波器,但 这会使系统成本和能量损耗有所增加[1-3];改进整流 技术,使其不产生或尽量少产生谐波。后者又可分 为 PWM 整流技术<sup>[4-6]</sup>和多脉波整流技术。多脉波整 流器具有低复杂度、高可靠性、高变换效率和强过 载能力等优点,被广泛应用于大功率场合[7-9]。但常 规多脉波整流技术只能抑制有限次数的低次谐波, 而对高次谐波无能为力。为了克服常规多脉波整流 器的缺点,近些年来,国内外学者提出了各种基于直 流侧谐波抑制技术的多脉波整流系统,大多数方案 都能在对原整流系统的体积和容量不造成大的增加 的前提下主动地显著抑制输入电流谐波[9-16]。然而, 这些方案在分析时,均未考虑变压器的漏感对系统 产生的影响,也未给出直流侧的电流调制对换相过 程的影响。

在低压大电流场合,双反星形整流电路较其他 结构的整流电路能够获得更高的效率,因此被广泛 应用,然而其输入电流谐波含量很高,换相过程对系

收稿日期:2015-05-31;修回日期:2016-06-17

统的影响也更为严重<sup>[17-19]</sup>。为了有效减少双反星形整流器的输入电流谐波并显著改善整流器的换相过程,考虑变压器漏感对整流器的影响,提出了一种新的直流侧环流提取方法,并深入分析了提取的直流侧环流对换相过程的改善作用,得到了一种近似零电流换相的低谐波整流器。

## 1 考虑漏感所需提取的环流

直流侧带环流提取电路的双反星形整流器如图 1 所示。



图 1 带环流提取电路的双反星形整流器 Fig.1 Double-star rectifier with circuiting current extraction circuit

变压器的漏感用折算到变压器二次侧的集中电感 L<sub>al</sub>、L<sub>bl</sub>、L<sub>cl</sub>和 L<sub>a2</sub>、L<sub>b2</sub>、L<sub>c2</sub>来表示。

在进行理论分析之前,做以下假设:

a. 双反星形整流器的输出为大电感负载,且输出 电感足够大,输出电流纹波为零;

**b.** 双反星形整流器的输入电压为三相对称的标 准正弦波电压;

**c.** 二极管为理想器件,磁性器件与线路电阻为零; **d.** 变压器的各相漏感相同,如式(1)所示。 (1)

 $L_{a1} = L_{b1} = L_{c1} = L_{a2} = L_{b2} = L_{c2} = L_{s}$ 1.1 考虑漏感时所需提取的环流分析

如图1所示,根据安匝平衡原理和基尔霍夫电流定律,双反星形变压器输入电流和输出电流的关系为:

$$\begin{vmatrix} i_{a} = \frac{1}{k} (i_{a1} - i_{a2} + i_{c2} - i_{c1}) \\ i_{b} = \frac{1}{k} (i_{b1} - i_{b2} + i_{a2} - i_{a1}) \\ i_{c} = \frac{1}{k} (i_{c1} - i_{c2} + i_{b2} - i_{b1}) \end{vmatrix}$$
(2)

其中, k 为双反星形变压器的原、副边绕组匝比。

设平衡电抗器原、副边绕组的匝比为  $N_p: N_s =$  1:*m*,环流  $i_p$ 的参考方向如图 1 所示,由整流器结构的对称性,两三相半波整流桥的输出电流  $i_{d1}$  和  $i_{d2}$  满足下式:

$$\begin{aligned}
i_{d1} &= \frac{1}{2} i_{d} + m i_{s} \\
i_{d2} &= \frac{1}{2} i_{d} - m i_{s}
\end{aligned}$$
(3)

其中,*i*<sub>s</sub>为环流生成电路从平衡电抗器副边提取的环流。

两三相半波整流桥的输入电流和输出电流关系 分别为:

$$\begin{aligned}
& i_{a1} = S_{a1}i_{d1} \\
& i_{b1} = S_{b1}i_{d1} \\
& i_{c1} = S_{c1}i_{d1} \\
& i_{a2} = S_{a2}i_{d2} \\
& i_{b2} = S_{b2}i_{d2} \\
& i_{c2} = S_{c2}i_{d2} \\
& i_{c3} = S_{c3}i_{d2} \\
& i_{c3} = S_{c3}i_{c3} \\
& i_{c3} = S_$$

其中,*S*<sub>a1</sub>、*S*<sub>b1</sub>、*S*<sub>c1</sub>、*S*<sub>a2</sub>、*S*<sub>b2</sub>、*S*<sub>c2</sub> 为整流桥的实际开关函数,它描述了考虑变压器漏感时三相半波整流桥的输入电流和输出电流之间的关系,这与之前的其他直流侧谐波抑制方案采用理想开关函数进行分析不同。

这些实际开关函数之间满足如下相位关系:

$$S_{b1} = S_{a1} \angle -120^{\circ}$$

$$S_{c1} = S_{a1} \angle 120^{\circ}$$

$$S_{a2} = S_{a1} \angle 180^{\circ}$$

$$S_{b2} = S_{b1} \angle 180^{\circ}$$

$$S_{c2} = S_{c1} \angle 180^{\circ}$$

大电感条件下,整流器的输出电流可以认为是 恒定值  $I_d$ ,将式(3)—(5)代入(2)得输入电流  $i_a, i_b$ 和  $i_c$ ,整流器的输出电流  $I_d$ 和提取的环流  $i_s$ 之间的关 系为:

$$\begin{cases} i_{a} = 0.5A_{1}I_{d} + A_{2}mi_{s} \\ i_{b} = 0.5B_{1}I_{d} + B_{2}mi_{s} \\ i_{c} = 0.5C_{1}I_{d} + C_{2}mi_{s} \end{cases}$$
(7)

$$\begin{cases} A_{1} = (S_{a1} - S_{c1} + S_{c2} - S_{a2})/k \\ A_{2} = (S_{a1} - S_{c2} + S_{a2} - S_{c1})/k \\ B_{1} = (S_{b1} - S_{a1} + S_{a2} - S_{b2})/k \\ B_{2} = (S_{b1} + S_{b2} - S_{a1} - S_{a2})/k \\ C_{1} = (S_{c1} - S_{b1} + S_{b2} - S_{c2})/k \\ C_{2} = (S_{c1} + S_{c2} - S_{b2} - S_{b1})/k \end{cases}$$
(8)

由上面的分析可知,通过控制提取环流的大小, 可以改变两三相半波整流桥的输出电流,从而改变换 相过程和系统的输入电流。为了获得使整流器输入 电流谐波得到有效抑制的环流,设输入电流为正弦波, 输出电压的平均值等于理想直流输出电压 U<sub>40</sub>时,输 出电压的换相压降被消除,此时输入电流 i<sub>a</sub>、i<sub>b</sub>、i<sub>c</sub>,整 流器的输出电流 I<sub>d</sub> 和环流 i<sub>s</sub>之间满足如下关系:

$$I_{m}\sin(\omega t) = 0.5A_{1}I_{d} + A_{2}mi_{s}$$

$$I_{m}\sin(\omega t - 2\pi/3) = 0.5B_{1}I_{d} + B_{2}mi_{s}$$

$$I_{m}\sin(\omega t + 2\pi/3) = 0.5C_{1}I_{d} + C_{2}mi_{s}$$
(9)

其中, *I*<sub>m</sub>为整流器的输入电流;整流器的输出电流 *I*<sub>d</sub> 满足式(10)。

$$I_{\rm d} = I_{\rm d0} = \frac{U_{\rm d0}}{R} = \frac{9U_{\rm m}}{2\pi kR} \tag{10}$$

其中,U<sub>m</sub>为整流器输入电压幅值;R 为负载电阻;U<sub>d0</sub> 为变压器漏感为零时,整流器的平均输出直流电压。 解式(9)得:

$$i_{s} = \frac{0.5I_{d}[B_{1}\sin(\omega t) - A_{1}\sin(\omega t - 2\pi/3)]}{m[A_{2}\sin(\omega t - 2\pi/3) - B_{2}\sin(\omega t)]}$$
(11)  
fm需提取环流 *i\_{s}* 的波形如图 2 所示。



图 2 环流  $i_s$ 的波形 Fig.2 Waveform of circulating current  $i_s$ 

由图 2 和式(10)可知,考虑变压器漏感的影响 后,得出的所需提取的环流  $i_s$  为一个周期内具有 6 个 间断点的频率等于 150 Hz 的不规则周期波,在每个 区间  $\omega t \in \left[\frac{k\pi}{3}, \frac{k\pi}{3} + \gamma\right](k=0,1,2, \cdots; \gamma)$  为提取环 流后的换相重叠角)有以下缺点:

a.存在一个无穷型间断点,波形不规则且幅值变 化剧烈,实际实现困难;

**b.** 在这个区间的大部分区域内,环流幅值绝对值 大于 0.5*I*<sub>d</sub>/*m*,这意味着在直流侧提取的环流将使得 三相半波整流桥的输出电流为负,然而由于二极管的 单相导电性,整流桥的输出电流不能为负。

#### 1.2 环流提取电路的实现

为了便于实际电路的实现,考虑到所需提取的

i

环流  $i_s$ 存在的上述问题,将区间  $\omega t \in \left[\frac{k\pi}{3}, \frac{k\pi}{3} + \gamma\right]$ 内的电流波形用斜线段代替(如图 2 中的虚线所示), 此时注入电流波形非常接近三角波,可采用频率等于 150 Hz、幅值等于 0.5  $I_d/m$  且与环流  $i_s$ 同相位的三角 波环流  $i_s^*$ 代替所需提取的环流  $i_s$ ,三角波环流  $i_s^*$ 在 一个工频周期内的表达式为:

$$\begin{cases} \frac{3I_{d}}{m\pi}\omega t - \frac{I_{d}}{2m} & 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \\ -\frac{3I_{d}}{m\pi}\omega t + \frac{3I_{d}}{2m} & \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \\ \frac{3I_{d}}{m\pi}\omega t - \frac{5I_{d}}{2m} & \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi \\ -\frac{3I_{d}}{m\pi}\omega t + \frac{7I_{d}}{2m} & \pi \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} \\ \frac{3I_{d}}{m\pi}\omega t - \frac{9I_{d}}{2m} & \frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3} \\ -\frac{3I_{d}}{m\pi}\omega t + \frac{11I_{d}}{2m} & \frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$
(12)

为了将上述的三角波环流从整流器的直流侧提 取出来,环流提取电路采用单相全控桥结构。图 3 为环流提取电路的原理框图,其输入与平衡电抗器的 副边连接,与平衡电抗器形成有源平衡电抗器 AIPR (Active Inter-Phase Reactor),其输出与双反星形整 流器的负载并联,以实现谐波能量回馈。注入电流 的给定信号由同步单位三角波信号与直流输出电流 的平均值信号相乘得到,当系统的输入电压或负载发 生变化时,环流给定信号也相应变化,使系统在较宽 的范围内具有良好的调制效果。



图 3 环流提取电路及其控制系统框图 Fig.3 Circulating current extraction circuit and its control system

## 2 环流对换相和谐波的作用机理

# 2.1 二次换相的产生机理分析

当在平衡电抗器的副边提取三角波环流  $i_{s}^{*}$ 后, 整流器直流侧的电压和电流波形被相应地改变,如 图 4 所示。图中, $U_{2}$ 为双反星形变压器副边电压的



current injection

有效值。

如图 4 所示, 在双反星形整流器的直流侧提取 三角波环流后,由于叠加了环流在漏感上产生的压 降, 三相半桥整流器的输出电压发生了改变, 但由于 双反星形整流器结构的对称性, 非换相期间, 环流在 两三相半桥整流器输出电压上叠加的漏感压降被相 互抵消。

在平衡电抗器的副边提取三角波环流 i<sub>s</sub><sup>\*</sup>后,三 相半桥整流器 I 的输出电流 i<sub>dl</sub> 被调制为临界导通的 直流三角波电流,此时 i<sub>dl</sub> 的表达式为:

$$i_{dI} = \begin{cases} \frac{3I_{d}}{\pi} \omega t & 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \\ -\frac{3I_{d}}{\pi} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \\ \frac{3I_{d}}{\pi} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi \\ -\frac{3I_{d}}{\pi} \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) & \pi \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} \\ \frac{3I_{d}}{\pi} \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) & \frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3} \\ -\frac{3I_{d}}{\pi} \left( \omega t - 2\pi \right) & \frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$
(13)

由图 4 和上式可知,在换相时刻,提取的三角波 环流将三相半波整流器的输出电流 i<sub>dl</sub> 恰好调制为 零,改变了换相时刻半波整流器的输出电流状态,使 整流器的换相模式发生改变,整流器按照新的模式 进行换相。

下面以 a<sub>1</sub> 相和 b<sub>1</sub> 相二极管换相为例,介绍这种 新的换相模式。

如图 1 和图 4 所示,在 a<sub>1</sub> 相和 b<sub>1</sub> 相换相开始之前,三相半桥整流器的输出电流 *i*<sub>d1</sub> 通过 a<sub>1</sub> 相二极管向负载供电,在换相时刻 a<sub>1</sub> 相二极管中的电流恰好下降为零,输出电流 *i*<sub>d1</sub> 在零电流的条件下由 a<sub>1</sub> 相二极管换流到 b<sub>1</sub> 相二极管, a<sub>1</sub> 相二极管自动关断,b<sub>1</sub> 相二极管自动导通,然而当输出电流 *i*<sub>d1</sub> 流过 b<sub>1</sub> 相二极管时,其在 b<sub>1</sub> 相漏感上产生的压降使 a<sub>1</sub> 相二极管 再次承受正向电压, a<sub>1</sub> 相二极管和 b<sub>1</sub> 相二极管再次 同时导通,产生新的换相过程,直到流过 b<sub>1</sub> 相二极 管中的电流增加到与三相半桥整流器的输出电流 *i*<sub>d1</sub> 相同时,新的换相过程结束。

新的换相过程产生的原因与传统整流理论中换 相过程产生的原因完全不同。它是在换相时刻零电 流换相后立刻产生的又一次新的换相,可以称其为 "二次换相"。

#### 2.2 二次换相的换相重叠角和换相压降

由上面的分析可知,注入电流后双反星形整流器 每个工频周期发生6次二次换相,由于二次换相的产 生机理是一致的,对其中的一个二次换相过程进行分 析即可。下面以 a<sub>1</sub>相和 b<sub>1</sub>相二极管换相为例,分析 二次换相的换相重叠角和换相压降与电路参数之间 的关系表达式。

在  $a_1$  相二极管和  $b_1$  相二极管二次换相期间可得 如下等式:

$$\begin{cases} u_{a1} - L_{a1} \frac{di_{a1}}{dt} = u_{b1} - L_{b1} \frac{di_{b1}}{dt} \\ i_{d1} = i_{a1} + i_{b1} \end{cases}$$
(14)

结合式(13),可解得:

$$\begin{cases} i_{a1} = \frac{3I_{d}}{2\pi} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{\sqrt{6} U_{2}}{2X_{B}} \left[ 1 - \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ i_{b1} = \frac{3I_{d}}{2\pi} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{\sqrt{6} U_{2}}{2X_{B}} \left[ 1 - \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{cases}$$
(15)

其中, $X_{\rm B}=\omega L$ 为双反星形变压器的漏感抗。

当 b<sub>1</sub> 相二极管中的电流增加到与三相半桥整 流器的输出电流  $i_{d1}$  相同,即  $i_{b1}=i_{d1}$  时,二次换相过程 结束,设此时  $\omega t=2\pi/3+\mu$ ,由式(15)得,二次换相产 生的换相重叠角 $\mu$  满足:

$$3\mu X_{\rm B}I_{\rm d} = \sqrt{6} U_2 \pi \left(1 - \cos \mu\right)$$
 (16)

由式(16)可知,二次换相产生的换相重叠角与 变压器的漏感和负载电流成正比,与变压器的副边 电压成反比。

大多数情况下,传统整流器的换相重叠角 µ\* 在 10° 以内。据式(16)和传统的整流理论,在相同的 电路参数条件下,图 5 给出了此范围内环流提取前 后,整流器换相重叠角之间的关系曲线。



图 5 提取环流前后换相重叠角之间的关系 Fig.5 Comparison of overlap angle between with and without circuiting current extraction

由图 5 可知,电路参数相同时,直流侧提取三角 波环流后,产生的二次换相重叠角明显小于原整流器 的换相重叠角,且原系统的换相重叠角越小,注入电 流后产生的二次换相重叠角则越小。传统整流器的 换相重叠角μ\*在 10°以内时,注入电流后,换相重叠 角被减小到 1.7°以内,换相重叠角几乎被消除。

在 a<sub>1</sub> 相二极管和 b<sub>1</sub> 相二极管二次换相期间,两 三相半桥整流器的输出电压分别为:

$$u_{\rm dl} = \frac{u_{\rm al} + u_{\rm bl}}{2} - \frac{L_{\rm s}}{2} \frac{d\dot{t}_{\rm dl}}{dt}, \quad u_{\rm d2} = u_{\rm c2} - L_{\rm s} \frac{d\dot{t}_{\rm d2}}{dt} \quad (17)$$

整流器输出电压的瞬时值为:

整流器的换相压降为:

$$u_{\rm d} = \frac{u_{\rm d1} + u_{\rm d2}}{2} = \frac{u_{\rm a1} + u_{\rm b1}}{4} + \frac{u_{\rm c2}}{2} - \frac{L_{\rm s}}{4} \frac{\mathrm{d}i_{\rm d2}}{\mathrm{d}t}$$
(18)

$$\Delta U = \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\mu} (u_{d} - u_{d0}) d(\omega t) = \\ \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\mu} \left( \frac{u_{a1} - u_{b1}}{4} - \frac{L_{s}}{4} \frac{di_{d2}}{dt} \right) d(\omega t) = \\ \frac{1}{4} \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\mu} \left( L_{s} \frac{di_{d1}}{dt} - 2L_{s} \frac{di_{a1}}{dt} - L_{s} \frac{di_{d2}}{dt} \right) d(\omega t) = \\ \frac{1}{4} \left[ \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\mu} \frac{6X_{s}I_{d}}{\pi} d(\omega t) - 2 \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\mu} X_{s} di_{a1} \right] = 0$$
(19)

其中, uao为变压器漏感为零时, 整流器的输出电压。

由上式可知,二次换相产生的换相压降恒为零, 提取的三角波环流能够完全消除由变压器漏感所 引起的换相压降。

由上面的分析结果可知,从平衡电抗器副边提 取三角波环流后,整流器的换相过程被显著改善,尽 管换相重叠角没有被完全消除,但变压器漏感引起 的输出电压换相压降被完全消除,这与传统的整流 器理论完全不同。

# 2.3 二次换相对谐波抑制作用的影响

如图 3 所示,从直流侧提取三角波环流后,双反 星形变压器副边电流被调制为近似三角波的工频脉 冲电流,与标准的三角波工频脉冲电流相比其增加 了二次换相部分。为了明确二次换相部分对谐波抑 制作用的影响,下面对二次换相过程中的电流进行 分析。

在  $a_1$  相二极管和  $b_1$  相二极管二次换相期间,即  $\omega t \in \left[\frac{2\pi}{3}, \frac{2\pi}{3} + \mu\right],$  对式(15)中的  $a_1$  相电流  $i_{a1}$  求 导可以得到  $i_{a1}$  在  $\omega t = \frac{2\pi}{3} + \phi(0 < \phi < \mu)$ 处取得最大

值 i<sub>max,a1</sub>:

$$i_{\max,a1} = \frac{3I_{d}\phi}{2\pi} - \frac{\sqrt{6}U_{2}}{2X_{B}}(1 - \cos\phi)$$
(20)

由式(20)可得:

$$\frac{i_{\max,a1}}{I_d} < \frac{3\phi}{2\pi} < \frac{3\mu}{2\pi}$$
(21)

由图 4 可知,传统整流器的换相重叠角在 10° 以 内时,提取三角波环流后,整流器的换相重叠角被减 小到 1.7° 以内,由式(21)可得,此时:

$$\frac{\dot{l}_{\max,a1}}{I_{d}} < 1.5\%$$
 (22)

二次换相重叠角和其引起的电流变化都很小, 注入电流后,双反星形整流器几乎工作于零电流换 相状态,二次换相对变压器副边电流的影响可以忽 略,可认为提取环流后,变压器副边的电流被调制为 标准的工频三角波脉冲电流,可将标准的工频三角 波脉冲电流代入式(2),分析三角波注入电流对输入 电流的谐波作用抑制作用。

结合双反星形变压器副边输出电流的相位关 系,将被提取的环流调制为三角波脉冲的变压器副 边输出电流代入式(2),并用傅里叶级数展开得:

$$\begin{vmatrix} i_{a} = \sum_{n=1}^{\infty} B_{n} \sin(n\omega t) \\ i_{b} = \sum_{n=1}^{\infty} B_{n} \sin\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ i_{c} = \sum_{n=1}^{\infty} B_{n} \sin\left[n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{aligned} (23)$$

$$B_n = \frac{6I_d \left[ \sin\left(\frac{2}{3} n\pi\right) + \sin\left(\frac{1}{3} n\pi\right) \right]}{m\pi^2 n^2}$$
(24)

由式(24)可知,提取环流后,输入电流的 6k±1 次谐波得到显著抑制,系统的输入电流近似为正弦 波,输入电流的 THD 减小为 4.6%。

#### 3 实验结果

为了验证理论分析结果的正确性,研制了一台功 率为 1.1 kW 实验样机,实验样机主要参数如下:输入 线电压有效值为 380 V,变压器原副边变比为 29:6, 负载滤波电感为 15 mH,平衡电抗器变比为 1:1,环流 提取电路开关频率为 40 kHz,环流提取电路输入电 感为 1.8 mH。

图 6—8 为由 15 mH 的滤波电感和 7.5 Ω 的电 阻共同组成大电感负载时的实验波形。

图 6 分别为原双反星形整流器和直流侧带环流 提取电路的双反星形整流器的直流侧主要波形。如 图 6(a)所示,原双反星形整流器的换相重叠角为 9°, 输出电压存在换相压降,平均直流输出电压 90.4 V; 如图 6(b)所示,直流侧带环流提取电路的双反星形 整流器的换相重叠角基本被消除,与理论分析值(换 相重叠角减到 1.4°)基本一致,整流器近似零电流换 相,输出电压换相压降被消除,平均直流输出电压提 高为 90.7 V。





图 7(a)为原双反星形整流器的输入电流和电压 波形,输入电流波形近似为阶梯波,利用日置三相电 能分析仪 3196 测得此时输入电流的 THD=25.9%, 功率因数 PF=0.95;图 7(b)为提出的双反星形整流 器的输入电流和电压波形,输入电流波形近似为正 弦波,输入电流的 THD 下降为 4.73%(与理论分析 值基本一致),功率因数提高为 0.99,提取的三角波 环流有效地抑制了输入电流谐波,提高了整流器的功



图 7 环流提取前后整流器的输入电压和电流 Fig.7 Input voltage and current of rectifier with or without circuiting current

率因数。

图 8 为环流提取电路的输入、输出电压和电流 波形,环流提取电路的输入电压 u<sub>s</sub>和电流 i<sub>s</sub>为同相 位的三角波,其从主电路吸收的功率为 93 W,不到 整流器输出功率的 10%;环流提取电路的输出电流 i<sub>ps</sub>方向为正,这表明环流提取电路将提取的谐波能量 回馈给了双反星形整流器负载,避免了谐波浪费。



图 8 环流提取电路的输入和输出波形

Fig.8 Input and output waveforms of circuiting current extraction circuit

图 9 比较了原双反星形整流器和提出的双反星 形整流器在不同负载电流时的直流输出电压。





由图 9 可知,提出的双反星形整流器的直流输 出电压略大于原双反星形整流器的输出电压,这表 明提取的三角波环流消除了换相过程引起的输出电 压降。整流器直流输出电压的减小,仅由整流器的 线路和元件阻抗产生。

图 10 比较了原双反星形整流器和提出的双反 星形整流器在不同负载电流时的输入电流 THD。

由图 10 可知,提出的双反星形整流器的输入电流谐波明显小于原双反星形整流器的输入电流谐波,且能在较大负载范围内使得输入电流的 THD 维持在 5% 以内,这表明提取的环流有效地抑制了双反星形整流器的输入电流谐波。



图 10 环流提取前后整流器的输入电流 THD Fig.10 Input current THD of rectifier with or without circuiting current extraction

# 4 结论

本文提出了一种近似零电流换相的低谐波双反 星形整流器,通过对该整流器的深入分析得到以下 结论:

a. 该整流器不仅能有效抑制输入电流谐波,而 且整流器工作在近似零电流换相状态,整流器的输 入输出特性同时得到改善;

**b.**提出的双反星形整流器按照二次换相的新模 式进行换相,尽管二次换相的换相重叠角不为零,但 其产生的换相压降恒为零,这与传统的整流器换相 理论不同;

c.相同电路参数时,与传统的双反星形整流器相比,提出的双反星形整流器的换相重叠角显著减小,换相压降被完全消除;

**d.**该方案不仅能够获得较好的输入输出特性, 而且电流注入电路的容量不到系统输出功率的10%, 不会给原整流器带来大的体积、容量和成本的增加, 在大功率场合具有良好的应用前景。

#### 参考文献:

- [1] 王兆安,杨君,刘进军,等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社,2006:10-19.
- [2] DAS J C. Passive filters-potentialities and limitations[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(1):232-241.
- [3] 陈国柱,吕征宇,钱照明. 典型工业电网谐波及其混合有源滤波 抑制[J]. 电网技术,2000,24(5):59-63.
   CHEN Guozhu,LÜ Zhengyu,QIAN Zhaoming. Power harmoincs of industry and its suppression with hybrid active filter[J]. Power System Technology,2000,24(5):59-63.
- [4] 陆翔,谢运祥,桂存兵,等. 基于无源性与滑模变结构控制相结合的 VIENNA 整流器控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(10): 110-115.

LU Xiang,XIE Yunxiang,GUI Cunbing,et al. VIENNA rectifier control strategy based on passivity control and sliding mode variable structure control[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(10):110-115.

- [5] 吴凯,程启明,李明,等. 具有 V2G 功能的电动汽车快速充放电方法[J]. 电力自动化设备,2014,34(2):30-34.
  WU Kai,CHEN Qiming,LI Ming,et al. Fast charging and discharging method for electric vehicle with V2G function[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(2):30-34.
- [6] 邹高域,赵争鸣,袁立强,等. 双 PWM 变换器的系统安全工作区

及其应用[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):82-88.

ZOU Gaoyu,ZHAO Zhengming,YUAN Liqiang,et al. Systematic safe operating area of dual-PWM converter and its application [J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(3):82-88.

- [7] SINGH B,GAIROLA S,SINGH B N. Multipulse AC-DC converters for improving power quality:a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(1):260-281.
- [8] 孟凡刚,杨世彦,杨威. 多脉波整流技术综述[J]. 电力自动化设备,2012,32(2):9-22.
   MENG Fangang,YANG Shiyan,YANG Wei. Overview of multi-

pulse rectifier technique [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2):9-22.

- [9] YANG Shiyan, MENG Fangang, YANG Wei. Optimum design of inter-phase reactor with double-tap-changer applied to multipulse diode rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9): 3022-3029.
- [10] CHOI S,ENJETI P N,LEE H H,et al. A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32 (6):1304-1311.
- [11] BIELA J,HASSLER D,SCHONBERGER J, et al. Closed-loop sinusoidal input-current shaping of 12-pulse autotransformer rectifier unit with impressed output voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26(1):249-259.
- [12] VILLABLANCA M E,NADAL J I,BRAVO M A. A 12-pulse AC-DC rectifier with high-quality input/output waveforms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2007,22(5):1875-1881.
- [13] ARAUJO-VARGAS I, FORSYTH A J, CHIVITE-ZABALZA F J. Capacitor voltage-balancing techniques for a multipulse rectifier with active injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(1):185-198.
- [14] BAI Sanzhong, LUKIC S M. New method to achieve AC harmonic elimination and energy storage integration for 12-pulse diode rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013,

60(7):2547-2554.

- [15] YOUNG C M, WU S F, YEH W S, et al. A DC-side current injection method for improving AC line condition applied in the 18-pulse converter system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1):99-109.
- [16] CHEN Qianhong, MAO Lang, REN Xiaoyong, et al. Research of the current-injection-based P-type 12-pulse ATRU [C] // 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. Harbin, China: IEEE, 2012:41-46.
- [17] RODRIGUEZ J,PONTT J,SILVA C,et al. Large current rectifiers:state of the art and future trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2005,52(3):738-746.
- [18] 姚广,蒋大明.双反星形整流电路在电解中的应用[J]. 电力自动化设备,2006,26(10):54-56.
  YAO Guang,JIANG Daming. Application of double inverse star rectifying circuit in electrolysis[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(10):54-56.
- [19] AQUEVEQUE P E, WIECHMANN E P, BURGOS R P. On the efficiency and reliability of high-current rectifiers [C] // Proceedings of IEEE 41st IAS Annual Meeting. Tampa, USA: IEEE, 2006:4509-4516.

#### 作者简介:



王景芳(1984—),男,河北任丘人,博 士研究生,研究方向为大功率变流器的谐波 抑制(**E-mail**:wifyjs550@126.com);

杨世彦(1962 — ),男,黑龙江齐齐哈尔 人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为 大功率特种电源变换技术(E-mail:syyang@ hit.edu.cn);

王景芳

杨 威(1978-),男,黑龙江哈尔滨人,

副教授,博士,研究方向为电能变换及电能质量控制(E-mail: yangy@hit.edu.cn)。

# Approximate zero-current commutation and low-harmonic double-star rectifier with circulating current extraction

WANG Jingfang, YANG Shiyan, YANG Wei

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract**: The current commutation of rectifier cannot be instantly completed due to the leakage inductances of transformer, which may seriously influence its input/output performance in low-voltage and big-current applications. The type of circulating current required to effectively reduce the input current harmonic and eliminate the output voltage drop is given, based on which, the mechanism of current commutation improvement by circulating current is analyzed, the second commutation induced by the extracted circulating current harmonic and the expressions of relationship between the overlap angle, output voltage drop or input current harmonic and the circuit parameters in the mode of second commutation are established. Theoretical analysis shows that, the extracted DC-side circulating current can not only significantly reduce the input current harmonic and commutation overlap angle, but also make the rectifier operating in an approximate zero-current commutation and low-harmonic double star rectifier is obtained. A 1.1 kW experimental system is designed and the experimental results validate the correctness of theoretical analysis and the application prospect of the designed rectifier in large current condition.

Key words: double-star rectifier; harmonic analysis; zero-current commutation; circulating current; second commutation; electric rectifiers