

一种基于全波平衡电抗器的双反星形12脉波整流器

王景芳¹,姚绪梁¹,冯 帅¹,关 琦¹,沈 龙²,杨世彦³

(1. 哈尔滨工程大学 自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 哈尔滨电机厂有限责任公司,黑龙江 哈尔滨 150040;

3. 哈尔滨工业大学 电气工程及其自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:为了有效抑制常规双反星形整流器的输入电流谐波和输出电压脉动,提出一种基于全波平衡电抗器的双反星形12脉波整流器。所提出的12脉波整流器由常规的双反星形整流器和全波平衡电抗器组成。全波平衡电抗器中含有带副边绕组的平衡电抗器和辅助单相全波整流器,辅助单相全波整流器通过从平衡电抗器的副边绕组提取方波电流来增加2个三相半波整流桥的输出电流和电压模式,然后依据交直流两侧电流和直流侧电压的关系,将双反星形整流器的脉波数从6倍增到12,显著抑制了输入电流谐波和输出电压脉动。因流过辅助单相全波整流器的电流仅为负载电流的6.69%,相较于现有基于抽头平衡电抗器的脉波倍增方法,所提方法除具备电路结构简单可靠、易于实现和成本低廉等优点外,还具有更小的附加导通损耗,更适用于低压大功率工业场合。研制了一台功率为1.1 kW的实验样机,验证了理论分析的正确性和该方法的有效性。

关键词:双反星形整流器;全波平衡电抗器;谐波抑制;电压脉动;导通损耗

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202007031

0 引言

相比其他三相整流电路,双反星形整流器因具有更低的导通损耗、更高的转换效率而被广泛应用于电解、电镀和线圈加热等低压大功率工业场合^[1-3]。但整流器件的强非线性会使其向电网注入大量电流谐波,给电网造成严重的谐波污染;此外因电路结构的限制,输出电压脉动较大,不仅降低了直流供电质量,而且增加了直流侧滤波装置的体积和容量。

为了有效抑制输入电流谐波和输出电压脉动,国内外学者提出了多种方法^[4-9],其中增加整流器的脉波数是最有效的方法之一。目前增加整流器脉波数的方法主要有以下2种。

(1)通过移相多重联接来增加整流器的脉波数,它通过细分移相变压器输出的相数,然后经整流桥多重联接来实现整流桥脉波数的倍增。文献[10-12]给出了几种通过上述方法得到的12和24脉波整流电路,与常规双反星形整流器相比,输入电流谐波和输出电压纹波被有效抑制,但移相变压器的输出绕组数量或移相变压器的个数成倍增加,增加了移相变压器(组)设计的复杂性以及系统的体积、容量和成本。此外,绕组之间的对称性难以保证,绕组等效阻抗不一致,使得2组整流桥的输出电流不

平衡,严重情况下,电流不平衡度高达1/3,使得整流器不能正常工作^[13]。

(2)采用抽头平衡电抗器T-IPR(Tap Inter-Phase Reactor)代替常规平衡电抗器,通过T-IPR中整流器件的交替导通,在直流侧形成不经负载的方波环流,并以此抵消输入电流中的低次谐波,达到整流器脉波数倍增的效果,实现对网侧谐波的抑制^[14-15]。该方法具有电路结构简单、可靠性高和易于实现等优点。但抽头上的二极管串联在负载通路,100%的负载电流需经T-IPR才能为负载供电,使得整流器的导通损耗增加1倍,降低了系统的转换效率,在低压大功率工业场合时更为严重,因而不宜应用于低压大功率场合。

为此,本文提出一种基于全波平衡电抗器FW-IPR(Full-Wave Inter-Phase Reactor)的双反星形12脉波整流器。因双反星形变压器副边绕组联结方式的一致性较好,均衡整流桥输出电流的效果较好。FW-IPR由带副边绕组的平衡电抗器和辅助单相全波整流器ASFR(Auxiliary Single-phase Full-wave Rectifier)构成,ASFR的输出并联在负载两端,避免了串联在负载回路引起额外压降和高导通损耗。相比T-IPR方案,FW-IPR方案的附加导通损耗更小,更适用于低压大功率工业场合。

1 电路结构与工作模式

1.1 双反星形12脉波整流电路

图1为带FW-IPR的双反星形整流器,除了常规的平衡电抗器被FW-IPR取代外,其他部分与常规双反星形整流器一致。移相变压器采用双反星形变

收稿日期:2019-11-25;修回日期:2020-06-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51677036);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(3072019CF0403)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51677036) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(3072019CF0403)

压器可使得副边绕组联结方式一致,有利于均衡三相半波整流桥的输出电流。ASFR 从平衡电抗器的副边绕组提取方波电流来调制 2 个三相半波整流桥的输出电流和电压,然后依据交直流两侧电流关系和直流侧电压关系,将整流器的脉波数倍增,有效地抑制了输入电流谐波和输出电压脉动。

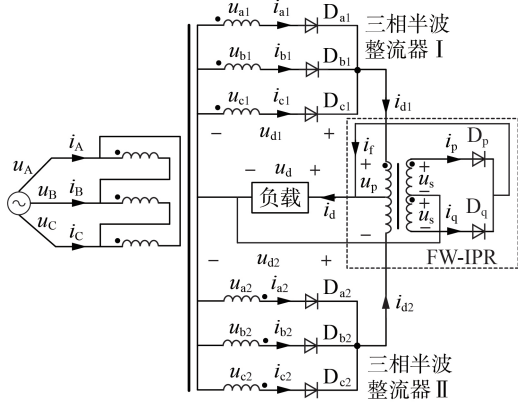


图 1 带 FW-IPR 的双反星形 12 脉波整流器的电路图

Fig.1 Circuit of double-star 12-pulse rectifier with FW-IPR

图 1 中, u_A, u_B, u_C 和 i_A, i_B, i_C 分别为电网三相输入电压和电流; u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} 和 u_{a2}, u_{b2}, u_{c2} 为双反星形变压器副边绕组的输出电压; i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} 和 i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} 为双反星形变压器副边绕组的输出电流; u_{d1} 和 i_{d1} 分别为三相半波整流器 I 的输出电压和电流; u_{d2} 和 i_{d2} 分别为三相半波整流器 II 的输出电压和电流; u_p 为 FW-IPR 中平衡电抗器原边绕组两端电压; u_s 为 ASFR 的输入电压; i_p 和 i_q 分别为流过 ASFR 中二极管 D_p 和 D_q 的电流; i_f 为 ASFR 的输出电流; u_d 和 i_d 分别为带 FW-IPR 的双反星形 12 脉波整流器的输出电压和电流。

为了便于后面的分析,对图 1 做以下假设。

(1) 三相输入电压为无畸变的三相对称电压。

$$\begin{cases} u_A = U_m \sin(\omega t) \\ u_B = U_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_C = U_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

其中, U_m 为输入相电压的幅值。

(2) 双反星形变压器原、副边绕组的匝比为 $1:k$ 。

(3) FW-IPR 原、副边绕组的匝比为:

$$N_p : N_s : N_s = 1 : m : m \quad (2)$$

其中, N_p 为 FW-IPR 原边绕组匝数; N_s 为 FW-IPR 副边绕组匝数的一半。

(4) 负载为大电感负载,负载电流可认为是恒定值 I_d 。

依据双反星形变压器原、副边绕组之间的电压关系,可得三相半波整流桥的输入电压如附录中式 (A1) 所示。如图 1 所示,若 ASFR 输入电压的绝对值 $|u_s|$ 的最大值小于 u_d 的最小值,则 ASFR 反偏且输入电流为 0, ASFR 不工作,图 1 中的整流器按常规双反

星形整流器工作,此时 2 个三相半波整流桥的输出电压表达式为:

$$\begin{cases} u_{d1} = \max(u_{a1}, u_{b1}, u_{c1}) \\ u_{d2} = \max(u_{a2}, u_{b2}, u_{c2}) \end{cases} \quad (3)$$

由于 FW-IPR 原边绕组电压的绝对值 $|u_p|$ 的周期为输入电压周期的 $1/6$,在一个周期 ($\omega t \in [0, \pi/3]$) 内,分析电压 u_d 和 $|u_p|$ 的关系即可, u_d 的表达式为:

$$u_d = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} = \frac{3U_m}{2k} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \quad \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right] \quad (4)$$

$|u_p|$ 的表达式为:

$$|u_p| = |u_{d1} - u_{d2}| = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}U_m}{k} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right] \\ -\frac{\sqrt{3}U_m}{k} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) & \omega t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (5)$$

由式 (4) 和式 (5) 可知, $\omega t = 0$ 时, $|u_p|$ 取最大值 $\sqrt{3}U_m/(2k)$, u_d 取最小值 $3\sqrt{3}U_m/(4k)$ 。由图 1 可知, $|u_s|$ 的最大值为:

$$|u_s|_{\max} = m |u_p|_{\max} = \frac{\sqrt{3}mU_m}{2k} \quad (6)$$

由式 (6) 可知,当 FW-IPR 的原、副边绕组匝比 m 为 1.5 时, $|u_s|$ 的最大值与 u_d 的最小值相等,这表明 ASFR 工作的临界匝比为 1.5。当 $m < 1.5$ 时, ASFR 不工作,故为了保证 ASFR 能正常工作, m 必须大于 1.5。

1.2 FW-IPR 的工作模式

根据 ASFR 的输入电压 u_s 与 u_d 的关系, FW-IPR 有 3 种工作模式: O 模式、P 模式、N 模式。3 种工作模式的电路示意图如附录中图 A1 所示。

(1) O 模式: 当 $|u_s| < u_d$ 时, FW-IPR 工作于 O 模式。在此模式下, ASFR 中的所有二极管均反偏,其输入电流为 0, 2 个三相半波整流桥的输出电流 i_{d1} 和 i_{d2} 均大于 0, 并一起为负载供电, 整流器按常规双反星形整流电路工作, i_{d1} 和 i_{d2} 满足:

$$i_{d1} = i_{d2} = I_d/2 \quad (7)$$

u_d 为:

$$u_d = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} \quad (8)$$

(2) P 模式: 当 $u_s > u_d$ 时, FW-IPR 工作于 P 模式。在此模式下, 二极管 D_p 正偏且导通, 输入电流 $i_p > 0$, ASFR 的输出电流 $i_f = i_p$, 三相半波整流桥 I 导通, $i_{d1} > 0$ 且与 i_f 共同为负载供电, 三相半波整流桥 II 反偏, $i_{d2} = 0$ 。在该模式下, 根据基尔霍夫电流定律和安匝平衡原理, 可得电流 i_{d1} 、 i_p 和 i_f 的关系如下:

$$\begin{cases} i_{d1} N_p/2 = i_p N_s \\ i_{d1} + i_f = i_{d1} + i_p = I_d \end{cases} \quad (9)$$

将式(2)代入式(9)可得:

$$(2N_s/N_p)i_p + i_p = 2mi_p + i_p = I_d \quad (10)$$

求解式(10)可得:

$$\begin{cases} i_f = i_p = \frac{1}{2m+1} I_d \\ i_{d1} = \frac{2m}{2m+1} I_d \end{cases} \quad (11)$$

在该模式下,根据基尔霍夫电压定律,可得电压 u_d 、 u_{d1} 和 u_{d2} 的关系如下:

$$\begin{cases} u_{d1} - \frac{N_p}{2N_s} u_d = u_d \\ u_{d1} - \frac{N_p}{N_s} u_{d2} = u_{d2} \end{cases} \quad (12)$$

将式(2)代入式(12)可得:

$$\begin{cases} u_d = \frac{2m}{2m+1} u_{d1} \\ u_{d2} = \frac{2m-1}{2m+1} u_{d1} \end{cases} \quad (13)$$

(3)N模式:当ASFR的反向输入电压 $-u_s > u_d$ 时,整流器工作于N模式。在此模式下,二极管 D_q 正偏且导通,输入电流 $i_q > 0$, $i_f = i_q$,三相半波整流桥Ⅱ导通, $i_{d2} > 0$ 且与 i_f 共同为负载供电,三相半波整流桥Ⅰ反偏, $i_{d1} = 0$ 。在该模式下,根据基尔霍夫电流定律和安匝平衡原理,可得电流 i_{d2} 、 i_q 和 i_f 的关系如下:

$$\begin{cases} i_{d2} N_p / 2 = i_q N_s \\ i_{d2} + i_f = i_{d2} + i_q = I_d \end{cases} \quad (14)$$

将式(2)代入式(14)可得:

$$(2N_s/N_p)i_q + i_q = 2mi_q + i_q = I_d \quad (15)$$

求解式(15)可得:

$$\begin{cases} i_f = i_q = \frac{1}{2m+1} I_d \\ i_{d2} = \frac{2m}{2m+1} I_d \end{cases} \quad (16)$$

在该模式下,根据基尔霍夫电压定律,可得电压 u_d 、 u_{d1} 和 u_{d2} 的关系如下:

$$\begin{cases} u_{d2} - \frac{N_p}{2N_s} u_d = u_d \\ u_{d2} - \frac{N_p}{N_s} u_{d1} = u_{d1} \end{cases} \quad (17)$$

将式(2)代入式(17)可得:

$$\begin{cases} u_d = \frac{2m}{2m+1} u_{d2} \\ u_{d1} = \frac{2m-1}{2m+1} u_{d2} \end{cases} \quad (18)$$

图2为带FW-IPR的双反星形整流器主要波形。由图2可见,最优匝比条件下,所提整流器的输入电流为12台阶波,输出电压为12脉波,所提整流器的输入、输出与标准12脉波整流器一致。

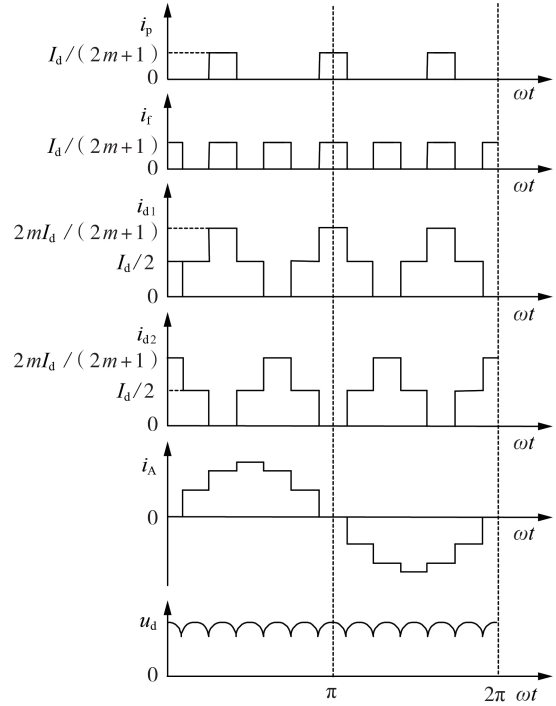


图2 带FW-IPR的双反星形12脉波整流器主要波形

Fig.2 Waveforms of double-star 12-pulse rectifier with FW-IPR

2 FW-IPR 的优化设计

通过对FW-IPR工作模式的分析可知,整流电路的输入电流和输出电压波形由三相半波整流桥的输出电流和电压决定,而三相半波整流桥的输出电流和电压波形是由FW-IPR原、副边绕组的匝比决定的,因而FW-IPR的匝比直接影响整流器的输入电流总谐波畸变率(THD)和输出电压脉动系数。为了获得使整流器输入电流THD和输出电压脉动系数最小的匝比,本节对FW-IPR的最优匝比进行分析。

2.1 输入电流THD最小时的匝比

在图1中,根据基尔霍夫电流定律和安匝平衡原理,可得输入电流 i_A 的表达式为:

$$\begin{aligned} i_A &= \frac{1}{k} (i_{a1} - i_{a2} + i_{c2} - i_{c1}) = \\ &= \frac{1}{k} (S_{a1} i_{d1} - S_{a2} i_{d2} + S_{c2} i_{d2} - S_{c1} i_{d1}) = \\ &= \frac{1}{k} [i_{d1} (S_{a1} - S_{c1}) + i_{d2} (S_{c2} - S_{a2})] \end{aligned} \quad (19)$$

其中, S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{c1} 、 S_{c2} 分别为整流器中二极管 D_{a1} 、 D_{a2} 、 D_{c1} 、 D_{c2} 的开关函数, S_{a1} 的表达式及它们之间的相位关系见附录中式(A2)。

由式(19)可知,整流器的输入电流 i_A 由 i_{d1} 和 i_{d2} 决定。如图2所示, i_{d1} 和 i_{d2} 的周期为输入电压的1/3,它们具有相同的波形,只是相位相差 60° ,为了节省篇幅,仅给出一个周期内电流 i_{d1} 的表达式,如式(20)所示。类似地,可得到 i_{d2} 的表达式。

$$i_{d1} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \theta) \cup \left[\frac{2\pi}{3} - \theta, \frac{2\pi}{3} \right] \\ \frac{1}{2} I_d & \omega t \in \left[\theta, \frac{\pi}{3} - \theta \right) \cup \left[\frac{\pi}{3} + \theta, \frac{2\pi}{3} - \theta \right) \\ \frac{2m I_d}{2m+1} & \omega t \in \left[\frac{\pi}{3} - \theta, \frac{\pi}{3} + \theta \right) \end{cases} \quad (20)$$

其中, θ 为一个周期内 ASFR 的工作模式首次发生改变时的电角度, 且满足式(21)。

$$u_d(\theta) = |u_s(\theta)| \quad (21)$$

因 $|u_s|$ 的周期为输入线电压周期的 1/6, 故 θ 满足:

$$0 \leq \theta \leq \pi/6 \quad (22)$$

将式(4)~(6)代入式(21), 并结合式(22), 可得:

$$\frac{3U_m}{2k} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3} m U_m}{k} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (23)$$

求解式(23)可得:

$$\theta = \arctan \frac{2\sqrt{3} m}{3} - \frac{\pi}{3} \quad (24)$$

由输入电流 i_A 波形的对称性可知, 仅需在 $\omega t \in [0, \pi/2]$ 内求取它的表达式, 即可求出其 THD 与 FW-IPR 原、副边绕组匝比的关系。将式(21)代入式(19), 得到 i_A 在 $\omega t \in [0, \pi/2]$ 内的表达式为:

$$i_A = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \theta) \\ \frac{I_d}{2k} & \omega t \in \left[\theta, \frac{\pi}{3} - \theta \right) \\ \frac{2m I_d}{k(2m+1)} & \omega t \in \left[\frac{\pi}{3} - \theta, \frac{\pi}{3} + \theta \right) \\ \frac{I_d}{k} & \omega t \in \left[\frac{\pi}{3} + \theta, \frac{\pi}{2} \right] \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可知, 输入电流 i_A 主要由 FW-IPR 的匝比 m 决定。图3给出了 i_A 的 THD 与 m 的关系曲线。

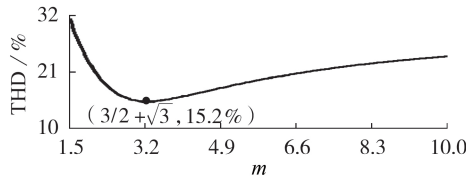


图3 i_A 的 THD 与 FW-IPR 匝比之间的关系
Fig.3 Relationship between THD of i_A and turn ratio of FW-IPR

由图3可见, 当 $m = 3/2 + \sqrt{3}$ 时, 输入电流 i_A 的 THD 获得最小值 15.2%, 这与标准 12 脉波整流器的输入电流 THD 相同。此时, θ 满足:

$$\theta = \arctan \frac{2\sqrt{3} m}{3} - \frac{\pi}{3} \bigg|_{m=3/2+\sqrt{3}} = \frac{\pi}{12} \quad (26)$$

最优匝比条件下, i_A 的傅里叶表达式为:

$$i_A = I_d \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \quad (27)$$

其中, B_n 为各次谐波的系数, 其表达式见附录中式(A3)。

在 B_n 中, 仅当 $n = 12h \pm 1$ (h 为正整数) 时, 其值不为 0, 这表明输入电流中仅含有 $12h \pm 1$ 次谐波, 所提整流器的输入特性与标准 12 脉波整流器一致。

2.2 输出电压脉动最小时的匝比

基于上述对 FW-IPR 工作模式的分析可知, 三相半波整流桥的输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 为输入线电压周期 1/3 的非标准 6 脉波, 它们具有相同的波形, 只是相位相差 60° , 依据 u_{d1} 和 u_{d2} 的相位关系, u_{d2} 的表达式可以很容易得到。为了节省篇幅, 仅给出一个周期内 u_{d1} 的表达式如下:

$$u_{d1} = \begin{cases} \frac{2m}{2m+1} \frac{\sqrt{3}}{k} U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) & \omega t \in [0, \theta) \\ \frac{\sqrt{3}}{k} U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) & \omega t \in \left[\theta, \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \\ \frac{2m}{2m+1} \frac{\sqrt{3}}{k} U_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) & \omega t \in \left[\frac{2\pi}{3} - \theta, \frac{2\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (28)$$

u_d 的表达式为:

$$u_d = (u_{d1} + u_{d2})/2 = \begin{cases} \frac{2m}{2m+1} \frac{\sqrt{3}}{k} U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) & \omega t \in [0, \theta) \\ \frac{3}{2k} U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) & \omega t \in \left[\theta, \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{3}{2k} U_m \sin(\omega t) & \omega t \in \left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \\ \frac{2m}{2m+1} \frac{\sqrt{3}}{k} U_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) & \omega t \in \left[\frac{2\pi}{3} - \theta, \frac{2\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (29)$$

由式(29)可知, 当双反星形变压器设计好后, u_d 主要由 FW-IPR 原、副边绕组的匝比 m 决定。图4给出了输出电压脉动系数与 m 之间的关系曲线。

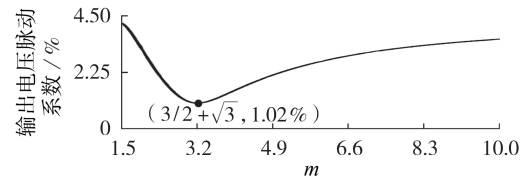


图4 输出电压脉动系数与 FW-IPR 匝比之间的关系
Fig.4 Relationship between ripple coefficient of output voltage and turn ratio of FW-IPR

由图4可见, 当 $m = 3/2 + \sqrt{3}$ 时, u_d 的脉动系数取最小值 1.02%, 此时 u_d 的表达式为:

$$u_d = \begin{cases} \frac{3\sqrt{3}+6}{(4+2\sqrt{3})k} U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{12}\right] \\ \frac{3}{2k} U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) & \omega t \in \left[\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{6}\right] \end{cases} \quad (30)$$

由式(30)可知,当 $m=3/2+\sqrt{3}$ 时,带FW-IPR的双反星形整流器的输出电压呈现为标准的12脉波特性。综上所述,当 $m=3/2+\sqrt{3}$ 时,整流器的输入电流THD和输出电压脉动系数同时取得最小值,整流器呈现标准的12脉波特性,这意味着FW-IPR完全实现了将整流器的脉波数提高1倍的目的,得到了一种双反星形12脉波整流器。

2.3 ASFR的电流等级与峰值容量

为了给ASFR的设计提供参考,下面对ASFR的电流等级和容量进行分析。ASFR的输入电流 i_p 和 i_q 具有相同的波形,只是相位相差 60° ,依据 i_p 和 i_q 的相位关系, i_q 的表达式可以很容易得到。为了节省篇幅,仅给出 i_p 的表达式如下:

$$i_p = \begin{cases} \frac{I_d}{2m+1} & \omega t \in [0, \theta) \cup \left[\frac{2\pi}{3} - \theta, \frac{2\pi}{3}\right] \\ 0 & \omega t \in \left[\theta, \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \end{cases} \quad (31)$$

ASFR的输出电流 i_f 满足:

$$i_f = i_p + i_q \quad (32)$$

i_f 的平均值 I_{f-av} 为:

$$I_{f-av} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} i_f d(\omega t)} = 6.69\% I_d \quad (33)$$

ASFR产生的导通损耗 $P_{ASFR-loss}$ 为:

$$P_{ASFR-loss} = V_D I_{f-av} = 6.69\% V_D I_d \quad (34)$$

其中, V_D 为ASFR中二极管的导通压降。

采用T-IPR产生的导通损耗 $P_{T-IPR-loss}$ 为:

$$P_{T-IPR-loss} = V_D I_d \quad (35)$$

对比式(34)和式(35)可知,相比于T-IPR方案,本文提出的FW-IPR方案所产生的导通损耗被大幅降低,从 $100\% V_D I_d$ 减小到 $6.69\% V_D I_d$,所提出的方案更适用于低压大电流工业场合。

i_f 的最大值 i_{max} 为:

$$i_{max} = \max(i_p + i_q) = \frac{I_d}{4+2\sqrt{3}} \approx 13.4\% I_d \quad (36)$$

ASFR的最大输出功率 P_{A-max} 与系统输出功率 P_d 之间的关系满足:

$$\frac{P_{A-max}}{P_d} = \frac{i_{max} u_d}{i_d u_d} = 13.4\% \quad (37)$$

由式(37)可知,ASFR的最大输出功率系统仅为系统输出功率的13.4%,且流过ASFR的平均电流仅为整流器系统输出电流的6.69%,该方法不仅易于实现,可靠性高,而且成本低。

3 实验分析

为了验证上述理论分析的正确性和FW-IPR的脉波倍增效果,搭建了一台额定输出功率为1.1 kW的实验样机,其主要电路参数如下:输入线电压为380 V,输入电压频率为50 Hz,额定输出电压为56 V,额定输出电流为20 A,负载滤波电感为10 mH,变压器漏感为0.16 mH,FW-IPR原、副边绕组匝比为1:3.23:3.23,ASFR中二极管型号为HER508,双反星形变压器匝比为1:8.1。

在上述参数条件下,图5给出了FW-IPR不工作和工作时的输入电流波形及其频谱。对比图5(a)和图5(b)可知,FW-IPR不工作时,整流器按常规双反星形整流器工作,输入电流中含有大量的 $6n \pm 1$ 次谐波,输入电流THD为25%。当FW-IPR正常工作时,整流器的脉波数增加1倍,可获得一种双反星形12脉波整流器,此时输入电流的台阶数由6提升为12,输入电流中的5、7、17、19次谐波被消除,输入电流的THD由25%降到9.03%。

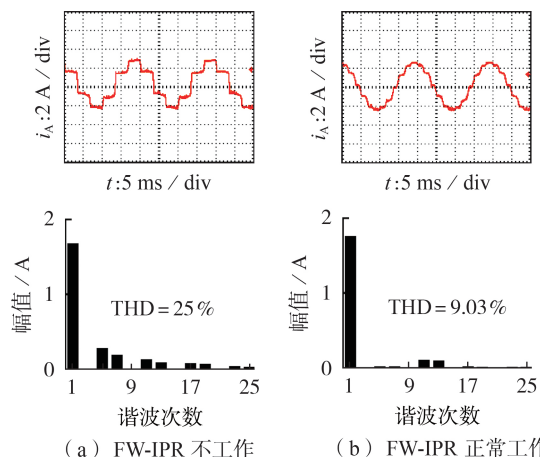


图5 FW-IPR不工作和工作时输入电流的波形及其频谱
Fig.5 Input current and its spectrum when FW-IPR works and does not work

图6给出了上述参数条件下,所提双反星形12脉波整流器直流侧的主要电流波形。由图6(a)可知,ASFR的输入电流 i_p 是频率为150 Hz的方波电流,它的最大值为2.4 A,仅为输出电流的12%,因变压器漏感的影响,略小于理论值13.4%。由图6(b)可知,其输出电流 i_f 由ASFR的输入电流 i_p 和 i_q 交错叠加在一起得到,所以其输出电流幅值与 i_p 相同,但它的频率倍增为300 Hz,输出电流的平均值倍增为1.1 A,仅为输出电流的5.5%,因变压器漏感的影响,略小于理论值6.69%。由图6(c)、(d)可知,因ASFR的调制作用,2个三相半波整流桥的输出电流是频率为150 Hz的三电平电流波,与理论分析基本一致,相比常规双反星形整流器,输出电流的状态增加。

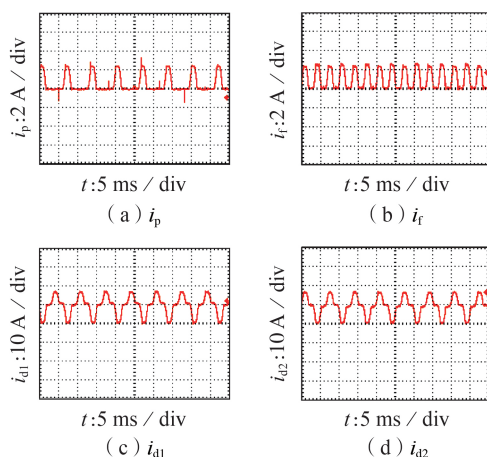


图6 双反星形12脉波整流器直流侧的主要电流波形

Fig.6 Main current waveforms at DC side of double-star 12-pulse rectifier

在上述参数条件下,图7给出了FW-IPR不工作和工作时的输出电压波形。由图7可知,FW-IPR不工作时,整流器按常规双反星形整流器工作,输出电压为6脉波,输出电压的最小值为52.11 V,最大值为58.34 V,它们之间的差值为6.23 V,输出电压的平均值为55.67 V,输出电压的有效值为55.74 V,根据输出电压脉动系数的计算公式可得输出电压脉动系数为5.01%,因变压器漏感的影响,略大于理论值4.18%;FW-IPR正常工作后,整流器的输出电压倍增为12脉波,但因变压器漏感的影响,输出电压的波形看起来没有理论上那样标准,此时输出电压的最小值为53.21 V,最大值为57.07 V,它们之间的差值为3.86 V,输出电压的平均值为56.08 V,输出电压的有效值为56.1 V,根据输出电压脉动系数的计算公式可得输出电压脉动系数为2.68%,因变压器漏感的影响,略大于理论值1.02%。对比图7(a)和7(b)可知,FW-IPR倍增了输出电压的脉波数,有效降低了输出电压的脉动,最大脉动从6.23 V减小到3.86 V,输出电压脉动系数由5.01%降低到2.68%。

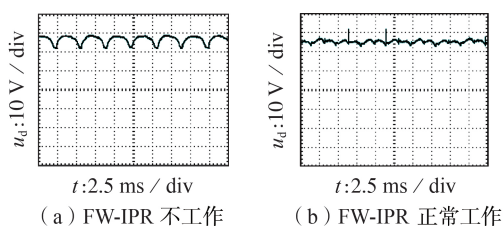
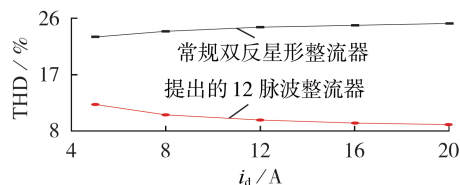


图7 FW-IPR不工作和工作时的输出电压

Fig.7 Output voltage when FW-IPR works and does not work

图8给出了不同负载条件下的输入电流 i_A 的THD与输出电流的关系曲线。可见,在较大的负载变化范围内,所提出的双反星形12脉波整流器的输入电流THD比常规双反星形整流器小1/2左右,输入电流的谐波被FW-IPR的脉波倍增作用显著抑制。

图8 i_A 的THD与输出电流的关系曲线Fig.8 Relationship between THD of i_A and output current

4 结论

为了同时降低双反星形整流器的输入电流谐波和输出电压脉动,本文提出了一种基于FW-IPR的低损耗脉波倍增方法,得到了一种更适用于低压大电流工业场合的基于FW-IPR的双反星形12脉波整流器。通过对该电路分析,得到了以下结论:

(1)为了保证ASFR能够正常工作,FW-IPR的原、副边绕组匝比必须要大于1.5;

(2)当FW-IPR的原、副边绕组取最优匝比3.23时,系统输入电流THD和输出电压脉动系数最小,此时电路的输入-输出特性与标准12脉波整流器相同;

(3)当FW-IPR的原、副边绕组取最优匝比时,流过ASFR的电流平均值仅为输出电流的6.69%,相较于T-IPR方案(100%负载电流流过T-IPR上的二极管),系统的导通损耗被显著降低;

(4)本文方法仅需在平衡电抗器的副边绕组中增加一个最大容量仅为系统输出功率的13.4%的ASFR即可实现脉波倍增功能,具有电路结构简单、易于实现、可靠性高、成本低廉等优点,在低压大功率工业场合具有较好的应用前景。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] RODRIGUEZ J R, 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.
- [2] 王景芳, 杨世彦, 杨威. 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[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(8): 115-121.
WANG Jingfang, YANG Shiyan, YANG Wei. Approximate zero-current commutation and low-harmonic double-star rectifier with circulating current extraction[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(8): 115-121.
- [3] 李世军, 罗隆福, 余双翔, 等. 电解锰新型综合节能可断流6脉波整流系统[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(7): 132-137.
LI Shijun, LUO Longfu, SHE Shuangxiang, et al. Synthetic energy-saving interruptible 6-pulse rectifier system for manganese electrolyzation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 132-137.
- [4] HAMAD M S, MASOUD M I, AHMED K H, et al. A shunt active power filter for a medium-voltage 12-pulse current source converter using open loop control compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 5840-5850.

- [5] LI Xin, XU W, DING Tianyu. Damped high passive filter—a new filtering scheme for multipulse rectifier systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(1): 117-124.
- [6] YANG Tao, BOZHKO S, ASHER G. Functional modeling of symmetrical multipulse autotransformer rectifier units for aerospace applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4704-4713.
- [7] ZHANG Yingying, ZHANG Xiaoli, CHEN Zhiwei, et al. Engineering application research of aircraft power supply characteristics based on 18-pulse rectifier power system[J]. IEEE Access, 2019, 7: 22026-22034.
- [8] 许加柱, 柏滋艺. 磁集成式 LCL 滤波器在牵引网高次谐波抑制中的应用[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5): 207-212.
- XU Jiazh, BAI Ziyi. Application of magnetic integrated LCL filter in high-order harmonic suppression for traction network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(5): 207-212.
- [9] WANG Jingfang, YANG Shiyang, YANG Wei, et al. A low harmonic double star rectifier with current injection at DC side [C]//2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai, China: IEEE, 2014: 909-913.
- [10] MOHAMADIAN S, GHANDEHARI R, SHOULAE A, et al. Sequential connection and phase control of a high-current rectifier optimized for copper electrowinning applications[C]//2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference. Eran, Iran: IEEE, 2011: 604-609.
- [11] OLIVIER G, APR G E, NGANDUI E, et al. Novel transformer connection to improve current sharing in high-current DC rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1995, 31(1): 127-133.
- [12] YAO Wenli, BLAABJERG F, ZHANG Xiaobin, et al. Zero sequence blocking transformers for multi-pulse rectifier in aerospace applications[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Pittsburgh, USA: IEEE, 2014: 999-1006.
- [13] 佟为明, 高蕾, 王胤荣. 移相变压器不对称对多脉波整流系统的影响[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(5): 62-71.
- TONG Weiming, GAO Lei, WANG Yinshen. Effect of asymmetrical phaseshift transformer on multi-pulse rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(5): 62-71.
- [14] ARRILLAGA J L, VILLABLANCA M E. Pulse doubling in parallel convertor configurations with interphase reactors[J]. IEE Proceedings B: Electric Power Applications, 1991, 138(1): 15-20.
- [15] PAN Qijun, MA Weiming, LIU Dezhi, et al. A new critical formula and mathematical model of double-tap interphase reactor in a six-phase tap-changer diode rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 479-485.

作者简介:



王景芳

王景芳(1984—),男,河北任丘人,讲师,博士,主要研究方向为大功率整流器的直流侧谐波抑制技术(E-mail: jingfangwang@hrbeu.edu.cn);

姚绪梁(1969—),男,山东龙口人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电能变换与电机驱动(E-mail: yaoxuliang@hrbeu.edu.cn);

冯帅(1994—),女,黑龙江牡丹江人,硕士研究生,主要研究方向为高性能整流技术(E-mail: ffengsf@163.com)。

(编辑 李莉)

Double-star 12-pulse rectifier based on full-wave inter-phase reactor

WANG Jingfang¹, YAO Xuliang¹, FENG Shuai¹, GUAN Qi¹, SHEN Long², YANG Shiyang³

(1. College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. Harbin Electric Machinery Factory Company, Harbin 150040, China;

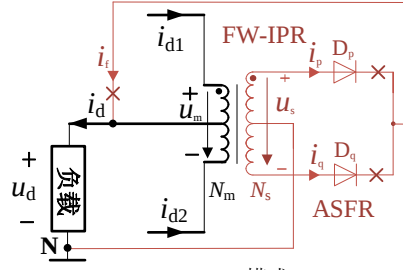
3. College of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: In order to effectively suppress the input current harmonic and output voltage ripple of the conventional double-star rectifier, the double-star 12-pulse rectifier based on full-wave inter-phase reactor is proposed, which consists of conventional double-star rectifier and full-wave inter-phase reactor. The full-wave inter-phase reactor includes inter-phase reactor with secondary winding and auxiliary single-phase full-wave rectifier. The auxiliary single-phase full-wave rectifier increases the output current and voltage mode of the two three-phase half-wave rectifier bridges by extracting the square wave current from the secondary winding of the inter-phase reactor. Then, according to the relationship between the current of both AC and DC sides and the voltage of DC side, the pulse number of double-star rectifier is extended from 6 to 12, which significantly suppresses the input current harmonics and the output voltage ripple. The current flowing through the auxiliary single-phase full-wave rectifier is only 6.69% of the load current. Compared with the existing pulse multiplication method based on tapped inter-phase reactor, the proposed method has lower conduction loss and is more suitable for low voltage and high power industrial applications, as well as the advantages of simple and reliable circuit structure, easy implementation and low cost. An experimental prototype with power of 1.1 kW is developed to verify the correctness of theoretical analysis and the effectiveness of the proposed method.

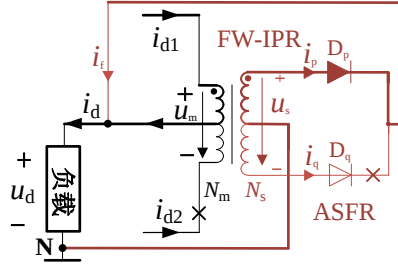
Key words: double-star rectifier; full-wave inter-phase reactor; harmonic suppression; voltage ripple; conduction loss

附录

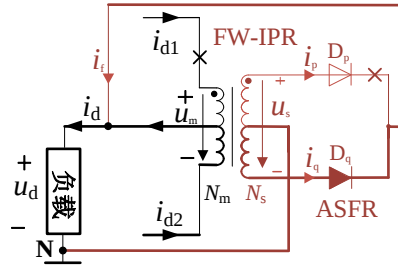
$$\begin{cases} u_{a1} = \frac{\sqrt{3}U_m}{k} \sin(\omega t + \pi/6), & u_{b1} = \frac{\sqrt{3}U_m}{k} \sin(\omega t - \pi/2), & u_{c1} = \frac{\sqrt{3}U_m}{k} \sin(\omega t + 5\pi/6) \\ u_{a2} = \frac{\sqrt{3}U_m}{k} \sin(\omega t - 5\pi/6), & u_{b2} = \frac{\sqrt{3}U_m}{k} \sin(\omega t + \pi/2), & u_{c2} = \frac{\sqrt{3}U_m}{k} \sin(\omega t - \pi/6) \end{cases} \quad (A1)$$



(a) O 模式



(b) P模式



(c) N模式

图 A1 FW-IPR 的运行模式

Fig.A1 Operating modes of FW-IPR

$$S_{a1} = \begin{cases} 1 & \omega t \in \left[0, \frac{2\pi}{3}\right] \\ 0 & \omega t \in \left(\frac{2\pi}{3}, 2\pi\right] \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{a2} = S_{a1} \angle -\pi \\ S_{c1} = S_{a1} \angle \frac{2\pi}{3} \\ S_{c2} = S_{a1} \angle -\frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (A2)$$

$$B_n = -\frac{32\sqrt{3}}{3n\pi} \sin^2 \frac{n\pi}{24} + \cos \frac{n\pi}{8} \cos \frac{n\pi}{4} \cos(n\pi) \left(2 \cos \frac{n\pi}{12} + 1\right) \times \left(\sqrt{2-\sqrt{3}} \cos \frac{5n\pi}{12} + \sqrt{2+\sqrt{3}} \cos \frac{n\pi}{12} + \sqrt{3} \cos \frac{n\pi}{6} + \sqrt{2} \cos \frac{n\pi}{4} + \cos \frac{n\pi}{3} + 1\right) \quad (A3)$$