

•电气工程•

DOI:10.12454/j.jsuese.202400149



本刊网刊

基于复合脉波倍增平衡电抗器的自耦型36脉波整流器

王景芳¹,熊鹏赢^{1,2},姚绪梁¹,刘瑜超¹,陈启明³

(1. 哈尔滨工程大学 智能科学与工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 国网河南省电力公司驻马店供电公司, 河南 驻马店 463300;
3. 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:为了有效抑制12脉波整流器的输入电流谐波,本文提出了一种具有脉波3倍增能力的复合脉波倍增平衡电抗器(HPM-IPR),并得到一种基于HPM-IPR的自耦型36脉波整流器。首先,介绍了提出的自耦型36脉波整流器的拓扑结构和HPM-IPR的绕组结构,设计了自耦变压器的绕组匝比;根据HPM-IPR输入电压的极性及其与输出电压之间的关系,分析了HPM-IPR的工作模式;HPM-IPR中,4个辅助二极管的交替导通将整流桥的输出电流增加到四电平,根据交直流侧电流关系将输入电流的台阶数由12提高到36。然后,以输入电流的总谐波失真(THD)和输出电压纹波最小为目标,分析了HPM-IPR的最优匝比,分析结果表明当HPM-IPR按最优匝比设计时,输入电流的THD可降低到原来的三分之一。接着,计算了最优匝比条件下HPM-IPR的容量,给出了HPM-IPR电感值的设计方法和4个辅助二极管的选取方法,计算结果表明HPM-IPR的容量仅为输出功率的3.7%,HPM-IPR具有容量小、成本低和易于实现的优点。随后,计算了在整流器的直流侧加入HPM-IPR前后的效率,加入HPM-IPR后会轻微降低整流器的效率。最后,搭建了一台输出功率为1.5 kW的实验样机,通过对比分析采用HPM-IPR前后整流器的输入电流THD值,验证了本文所提方案的有效性和优越性,表明该方案具有较好的应用价值。

关键词:多脉波整流;平衡电抗器;脉波倍增;谐波抑制;电能质量

中图分类号:TM721

文献标志码:A

文章编号:2096-3246(2025)06-0297-14

12脉波整流器常常作为大功率用电设备与电网的接口电路被应用于地铁牵引^[1]、船舶电力推进^[2]和金属冶炼等大功率应用场合。但整流二极管的强非线性会使得12脉波整流器向电网注入大量谐波,不仅会增加用电设备的损耗,而且会影响用电设备的正常运行^[3]。为了降低12脉波整流器的谐波含量,在IEEE519和IEC-16等谐波标准的指导下,多种抑制12脉波整流器输入电流谐波的方法被提出,例如移相多重连接脉波倍增方法^[4]、感应滤波方法^[5]、电压注入方法^[6]、直流侧谐波抑制方法^[7]和混合有源滤波方法^[8]被提出。

移相多重连接脉波倍增方法具有结构简单、易于实现和可靠性高的优点,已成为抑制12脉波整流器输入电流谐波最主要的方法之一。该方法是通过增加移相变压器的输出电压相数来提高整流器的脉波数,进而抑制输入电流谐波的。陈涛等^[9]通过采用具有3组三相输出电压的自耦变压器,获得一种自耦型18脉波

整流器,相比常规12脉波整流器,输入电流的THD降低三分之一,但输入电流的THD仍较高。Kumar等^[10]为降低了输入电流的THD提出一种采用两组移相变压器构成的24脉波整流器,相对于12脉波整流器,输入电流的THD降低了二分之一,但两组移相变压器采用隔离结构增加了整流器的体积和重量。Wu^[11]和Singh^[12]等通过增加移相自耦变压器输出电压的相数得到了24脉波整流器,有效降低整流器体积和重量。为进一步降低输入电流的THD,解决轻载条件下整流器输入电流THD过高的问题,通过进一步增加自耦变压器输出的电压相数,Singh等^[13]又提出一种基于自耦移相变压器的30脉波整流器,有效降低了轻载条件下输入电流的THD,但自耦移相变压器的结构非常复杂,不仅会增加制造的难度,而且绕组之间的对称性难以保证,会在输入电流中引入非特征次谐波。

为了在不增加移相变压器复杂度的前提下,有效

收稿日期:2024-03-05 修回日期:2024-08-07 网络出版日期:2024-08-22

基金项目:国家自然科学基金青年科学基金项目(52107084)

作者简介:王景芳(1984—),男,副教授。研究方向:大功率整流器的谐波抑制技术。E-mail:jingfangwang@hrbeu.edu.cn

降低整流器的输入电流 THD,多脉波整流器的直流侧电压注入方法^[14]、直流侧有源谐波抑制方法^[15-16]、基于双抽头变换器的脉波倍增方法^[17-18]和并联型无源脉波倍增方法被提出^[19-21]。例如:Chivite-zabalza 等^[14]提出一种直流侧带电压注入电路的 12 脉波整流器,通过直流侧电压注入电路的调制作用将输入电流台阶数增加到 24 台阶,进而实现输入电流谐波的抑制,该方案无需采用有源器件具有结构简单和可靠性高的优点,但必须在整流器的输入侧和电网电压之间串联大电感,串联的大电感不仅会增加整流器的成本,而且会降低整流器的位移因数。为解决电压注入方法的不足,Choi^[15]和 Meng^[16]等提出基于直流侧有源谐波抑制方法的 12 脉波整流器,通过在平衡电抗器的副边绕组引入辅助 PWM 整流器来注入三角波电流,进而改变整流桥的输出,最终根据交直流侧电流关系将输入电流校正为正弦波,能够获得较好的谐波抑制效果,但辅助 PWM 整流器的控制较复杂、可靠性较低。为此,Yang^[17]和王莹^[18]等提出基于双抽头变换器的多脉波整流器,双抽头变换器中二极管的交替导通增加了整流器的模式,通过最优设计抽头变换器的匝比,将 12 脉波整流器改造为 24 脉波整流器,使输入电流谐波得到有效抑制,其具有可靠性高、易于实现和成本低廉的优点,但抽头上两个二极管上的二极管串联在负载通路,会产生严重的附加导通损耗。为降低附加导通损耗,Yang^[19]、李渊^[20]、Du^[21]等研究基于并联型无源脉波倍增方法的 24 脉波整流器,利用与负载并联的辅助整流桥的交替导通,增加整流桥的输出状态,进而实现输入电流台阶数的两倍增;不仅避免了二极管串联在负载通路产生的附加导通损耗,而且辅助二极管的电流应力被有效降低;但其谐波抑制效果有限,轻载时输入电流的 THD 仍大于 5%。

为了进一步抑制输入电流谐波,使轻载时输入电流的 THD 小于 5%,王英等^[22]通过在串联型 12 脉波整流器的直流侧引入无源电压注入电路得到一种结构简单的串联型 36 脉波整流器,有效地抑制了输入电流谐波;但是,该方案必须在整流器的输入侧串联大电感,否则无法实现谐波抑制,输入侧串联的电感不仅会降低整流器的位移因数,而且会降低整流器输出电压的稳定性,此外,该方案中需采用隔离型移相变压器,这会增加整流器的体积和成本。为了降低移相变压器的体积和成本,Chivite-Zabalz 等^[23]提出一种半隔离结构的 36 脉波整流器,通过半隔离的特有连接方式,将移相变压器的体积和重量减低为原来的二分之一左右。Malek^[24]和 Wang^[25]等提出基于无源脉波 3 倍增方法的 36 脉波整流器,通过辅助二极管的交替导通

向整流器的直流侧注入方波电流,进而增加整流桥的工作模式;根据交直流侧电流关系增加整流器的输入电流台阶数;因基于电流注入的无源脉波倍增方案可直接对整流桥的输出电流进行调制,避免了无源电压注入方法存在的问题。但是,这些方案需采用隔离型移相变压器,不仅会增加整流器的体积和成本,而且不宜应用于对功率密度要求较高的工业场合,例如,多电飞机供电、海上钻井平台电力变换和移动通信电源等场合。

因此,为了进一步提高整流器的谐波抑制性能并降低移相变压器的体积,本文提出一种基于复合脉波倍增平衡电抗器(HPM-IPR)的自耦型 36 脉波整流电路。与常规自耦型 12 脉波整流器相比,仅需将直流侧的常规平衡电抗器替换为 HPM-IPR 即可将整流器脉波数由 12 脉波提高到 36 脉波,使输入电流谐波得到有效抑制,该方法具有结构简单和易于实现的优点。此外,所提出的 HPM-IPR 的容量小,所需元件少,方案性价比高。

1 电路结构及其工作模式

1.1 整流器电路结构

图 1 为所提出的基于 HPM-IPR 的自耦型 36 脉波整流器。

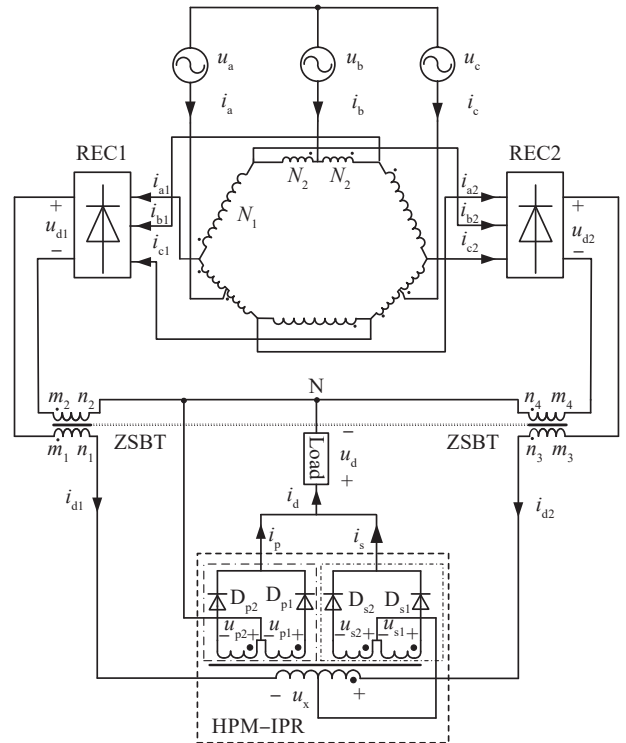


图 1 所提出的 36 脉波整流器

Fig. 1 Proposed 36-pulse rectifier

图 1 中, n_1 、 n_2 、 n_3 、 n_4 、 m_1 、 m_2 、 m_3 、 m_4 分别为 ZSBT 各个端口的名称, N 为负载 (Load) 负极端口的名称, D_{p1} 、 D_{p2} 、 D_{s1} 、 D_{s2} 为 HPM-IPR 中 4 个辅助二极管, i_a 、 i_b 、 i_c

分别为网侧a、b、c三相电源输入的电流, i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 和 i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 分别为整流桥REC1和REC2的输入电流, i_p 为流过二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 的总电流, i_s 为流过二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 的总电流, i_d 为流过负载两端的电流, i_{d1} 、 i_{d2} 分别为三相整流桥REC1、REC2输出电流, u_a 、 u_b 、 u_c 分别为网侧a、b、c三相电源输入电压, u_{d1} 、 u_{d2} 分别为三相整流桥REC1、REC2输出电压, u_d 为负载两端电压, u_{p1} 、 u_{p2} 、 u_{s1} 、 u_{s2} 、 u_x 为HPM-IPR中5个绕组两端电压, N_1 为变压器中铁芯柱上长绕组的匝数, N_2 为变压器中铁芯柱上两个相同短绕组的匝数,改变短绕组与长绕组的匝数比可以改变自耦变压器产生的两组相电压的移相角度。

如图1所示,所提出的36脉波整流器由“P”型自耦变压器、两组三相整流桥REC1和REC2、零序电流抑制电抗器(ZSBT)和HPM-IPR组成。为了给整流桥REC1和REC2提供两组幅值相等、相位相差30°的三相电压,整流器中“P”型自耦变压器的延边绕组与主绕组的匝比要满足 $N_1:N_2 = 4:(\sqrt{3}-1)$ 。

图2为“P”型自耦变压器的绕组结构,结合图2给出获取“P”型自耦变压器的绕组匝比的具体过程。

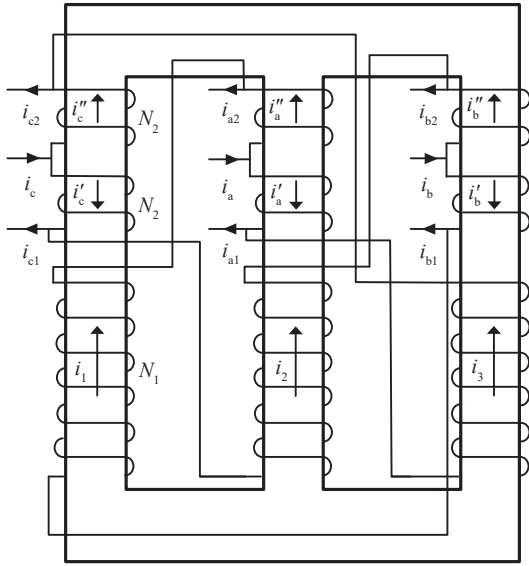


图2 “P”型自耦移相变压器绕组结构

Fig. 2 Winding structure of P-type phase-shifting transformer

图2中, i_1 、 i_2 、 i_3 分别为流过铁芯柱上匝数是 N_1 的长绕组的电流, i'_a 、 i'_b 、 i'_c 、 i''_a 、 i''_b 、 i''_c 分别为流过铁芯柱上匝数是 N_2 的短绕组的电流。

根据图2可得图3所示的“P”型自耦变压器电压关系。图3中, u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 分别为a相与b相、b相与c相、c相与a相电源之间的线电压, u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 分别为a、b、c三相整流桥REC1的输入电压, u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 分别为a、b、c三相整流桥REC2的输入电压。以a相为例,

u_{a1} 和 u_a 的电压差 u_{a1a} 与 u_{bc} 同相, u_{a2} 和 u_a 的电压差 u_{a2a} 与 u_{bc} 反相。

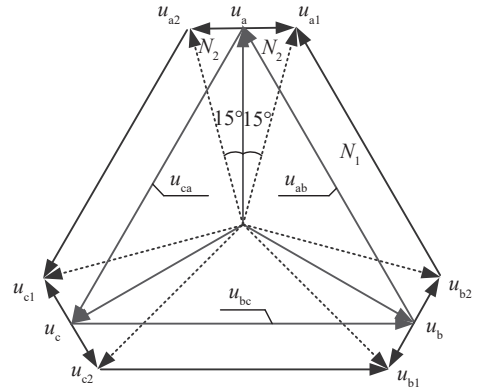


图3 “P”型自耦移相变压器电压关系

Fig. 3 Voltage relationship of P-type phase-shifting transformer

如图3所示,输入三相电压产生的两组三相电压分别超前与滞后于输入三相电压15°,根据图3计算可知电压 u_{a1} 、 u_a 、 u_{a1a} 及 u_{a1} 与 u_{b2} 的电压差 u_{a1b2} 的幅值 U_{a1} 、 U_a 、 U_{a1a} 、 U_{a1b2} 分别满足:

$$U_{a1} = \frac{U_a}{\cos 15^\circ} \quad (1)$$

$$U_{a1a} = U_a \tan 15^\circ \quad (2)$$

$$U_{a1b2} = \frac{U_{a1}}{\sin 45^\circ} = \frac{U_a}{\sin 45^\circ \cos 15^\circ} \quad (3)$$

$$N_1:N_2 = U_{a1b2}:U_{a1a} = \frac{U_a}{\sin 45^\circ \cos 15^\circ}:U_a \tan 15^\circ = 4:(\sqrt{3}-1) \quad (4)$$

根据式(4)计算可知其长绕组与短绕组的匝比满足 $N_1:N_2 = 4:(\sqrt{3}-1)$ 。

ZSBT能够有效抑制零序电流,保证整流桥REC1和REC2正常工作。如图1所示,在HPM-IPR中辅助二极管 D_{s1} 、 D_{s2} 与负载串联,构成串联环节;HPM-IPR中辅助二极管 D_{p1} 、 D_{p2} 与负载并联,构成并联环节;串联环节和并联环节中4个辅助二极管交替导通来调制并增加REC1和REC2的输出电流和电压状态。通过合理设计平衡电抗器原边与4个副边的匝比,在最优匝比情况下,能够实现将12脉波整流器改善为标准36脉波整流器。

为方便分析,HPM-IPR的串联环节的匝比 p 和并联环节的匝比 m 分别定义为:

$$\begin{cases} p = \frac{N_s}{N_x} = \frac{U_{s1}}{U_x} = \frac{U_{s2}}{U_x}, \\ m = \frac{N_p}{N_x} = \frac{U_{p1}}{U_x} = \frac{U_{p2}}{U_x} \end{cases} \quad (5)$$

式中, U_{s1} 、 U_{s2} 、 U_{p1} 、 U_{p2} 、 U_x 分别为电压 u_{s1} 、 u_{s2} 、 u_{p1} 、 u_{p2} 、 u_x 的有效值。

图 4 为 HPM-IPR 的绕组结构。图 4 中, N_{p1} 、 N_{p2} 、 N_{s1} 、 N_{s2} 、 N_x 为 HPM-IPR 中 5 个绕组的匝数。

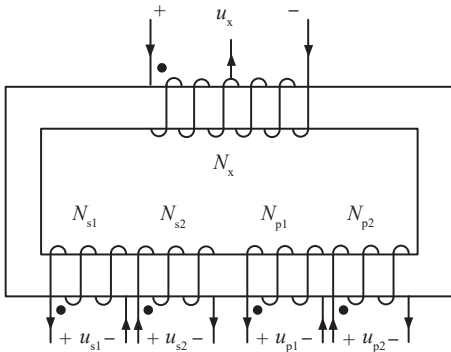


图 4 HPM-IPR 的绕组结构

Fig. 4 Winding structure of HPM-IPR

1.2 HPM-IPR 工作模式分析

根据 HPM-IPR 的电压 u_{p1} 、 u_{p2} 与整流系统输出电压 u_d 的数值关系以及 u_x 的极性可知, 所提出的整流器有如图 5 所示的 4 种工作模式。假设图 5 中的负载电感足够大, 可认为负载电流 i_d 为恒定值 I_d 。下面分别分析各模式的电路工作状态。

1) 模式 1

当 $u_{p1} < u_d$ 、 $-u_{p2} < u_d$ 且 $u_x > 0$ 时, HPM-IPR 工作在模式 1。整流桥 REC1 和 REC2 同时工作, 均未被钳位, 输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 均大于 0, 输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 均正常输出。并联环节中二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 均反偏, 流过它们的电流 i_{p1} 、 i_{p2} 均为 0, 并联环节输出总电流 i_p 为 0。串联环节中二极管 D_{s1} 导通, 流过它的电流为 i_{s1} , 串联环节输出总

电流为 i_s 。整流器经过串联在负载回路的二极管 D_{s1} 为负载供电。模式 1 下, REC1、REC2 的输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 与负载电流 I_d 的关系为:

$$\begin{cases} i_{d1} = (\frac{1}{2} + p)I_d, \\ i_{d2} = (\frac{1}{2} - p)I_d \end{cases} \quad (6)$$

因二极管 D_{p1} 、 D_{p2} 和 D_{s2} 均反偏, 流过它们的电流 i_{p1} 、 i_{p2} 、 i_{s2} 均为 0, u_{p1} 、 u_{p2} 、 u_{s2} 均不参与工作。模式 1 下, REC1、REC2 的输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 与负载电压 u_d 的关系为:

$$u_d = u_{d1} - (\frac{1}{2} - p)(u_{d1} - u_{d2}) \quad (7)$$

2) 模式 2

当 $u_{p1} < u_d$ 、 $-u_{p2} < u_d$ 且 $u_x < 0$ 时, HPM-IPR 工作在模式 2。整流桥 REC1 和 REC2 同时工作, 均未被钳位, 输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 均大于 0, 输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 均正常输出。并联环节中二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 均反偏, 流过它们的电流 i_{p1} 、 i_{p2} 均为 0, 并联环节输出总电流 i_p 为 0。串联环节中二极管 D_{s2} 导通, 流过它的电流为 i_{s2} , 串联环节输出总电流为 i_s 。整流器经过串联在负载回路的二极管 D_{s2} 为负载供电。模式 2 下, REC1、REC2 的输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 与负载电流 I_d 的关系为:

$$\begin{cases} i_{d1} = (\frac{1}{2} - p)I_d, \\ i_{d2} = (\frac{1}{2} + p)I_d \end{cases} \quad (8)$$

因二极管 D_{p1} 、 D_{p2} 和 D_{s1} 均反偏, 流过它们的电流 i_{p1} 、 i_{p2} 、 i_{s1} 均为 0, u_{p1} 、 u_{p2} 、 u_{s1} 均不参与工作。模式 2 下,

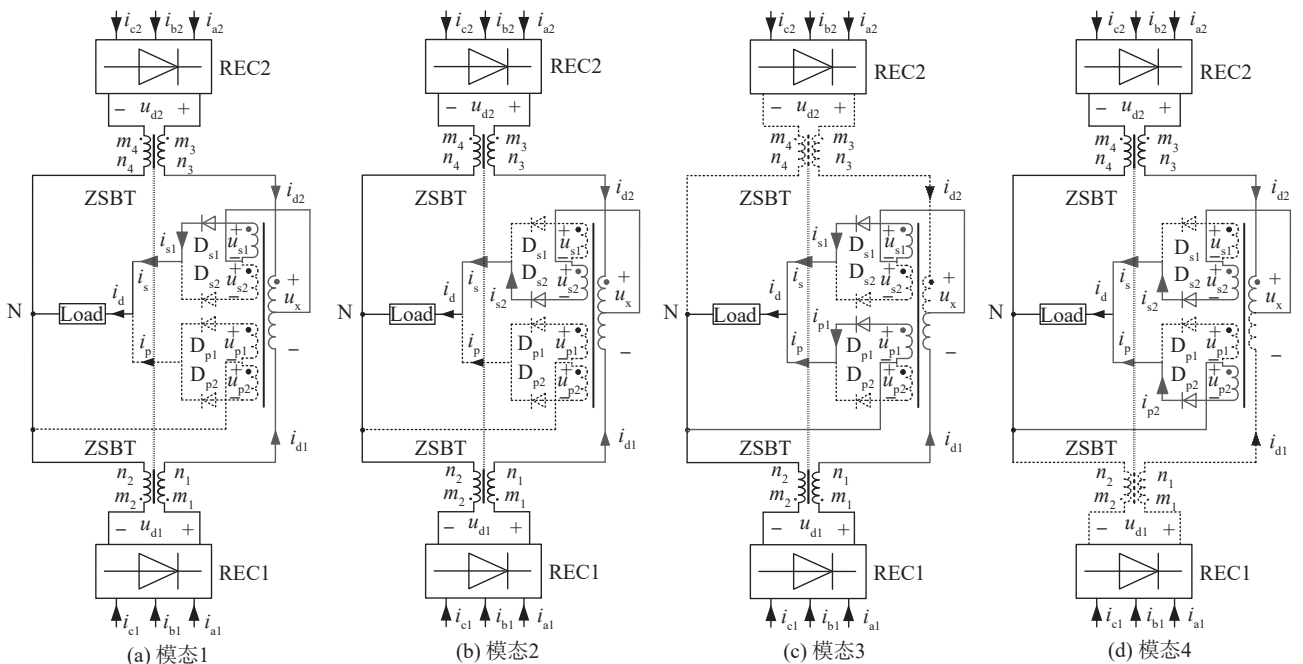


图 5 HPM-IPR 工作模式

Fig. 5 Operating modes of HPM-IPR

REC1、REC2的输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 与负载电压 u_d 的关系为:

$$u_d = u_{d2} - \left(\frac{1}{2} - p\right)(u_{d2} - u_{d1}) \quad (9)$$

3) 模式3

当 $u_{p1} > u_d$ 且 $u_x > 0$ 时,HPM-IPR工作在模式3。整流桥REC1正常工作,整流桥REC2被钳位,输出电流 i_{d1} 大于0, i_{d1} 为0,输出电压 u_{d1} 正常输出, u_{d2} 表现为被钳位后的输出。并联环节中二极管 D_{p1} 导通,流过它的电流为 i_{p1} ,并联环节输出总电流为 i_p 。串联环节中二极管 D_{s1} 导通,流过它的电流为 i_{s1} ,串联环节输出总电流为 i_s 。整流器通过与负载并联的二极管 D_{p1} 和串联在负载回路的二极管 D_{s1} 一起为负载供电。模式3下,REC1、REC2的输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 与负载电流 I_d 的关系为:

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{2m}{2m-2p+1} I_d, \\ i_{d2} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

因二极管 D_{p2} 和 D_{s2} 均反偏,流过它们的电流 i_{p2} 、 i_{s2} 均为0, u_{p2} 、 u_{s2} 均不参与工作。模式3下,REC1、REC2的输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 与负载电压 u_d 的关系为:

$$\begin{cases} u_d = \frac{2m}{2m-2p+1} u_{d1}, \\ u_{d2} = \frac{2m-2p-1}{2m-2p+1} u_{d1} \end{cases} \quad (11)$$

4) 模式4

当 $-u_{p2} > u_d$ 且 $u_x < 0$ 时,HPM-IPR工作在模式4。整流桥REC1被钳位,整流桥REC2正常工作,输出电流 i_{d1} 为0, i_{d1} 大于0,输出电压 u_{d1} 表现为被钳位后的输出, u_{d2} 正常输出。并联环节中二极管 D_{p2} 导通,流过它的电流为 i_{p2} ,并联环节输出总电流为 i_p 。串联环节中二极管 D_{s2} 导通,流过它的电流均为 i_{s2} ,串联环节输出总电流为 i_s 。整流器通过与负载并联的二极管 D_{p2} 和串联在负载回路的二极管 D_{s2} 一起为负载供电。模式4下,REC1、REC2的输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 与负载电流 I_d 的关系为:

$$\begin{cases} i_{d1} = 0, \\ i_{d2} = \frac{2m}{2m-2p+1} I_d \end{cases} \quad (12)$$

因二极管 D_{p1} 和 D_{s1} 均反偏,流过它们的电流 i_{p1} 、 i_{s1} 均为0, u_{p1} 、 u_{s1} 均不参与工作。模式4下,REC1、REC2的输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 与负载电压 u_d 的关系为:

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

2 HPM-IPR的最优匝比

通过对HPM-IPR工作模式的分析可知,匝比 p 和

m 决定着整流桥的输出电流和电压。为了获得使整流器输入电流THD和输出电压纹波最小的最优匝比,需对HPM-IPR的匝比进行优化。

2.1 输入电流THD最小时HPM-IPR的匝比

根据图2所示的移相变压器各绕组连接结构和安匝平衡原理可知网侧电流与变压器输出电流之间的关系满足:

$$\begin{cases} i_a = i_{a1} + i_{a2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(i_{c2} - i_{b2} + i_{b1} - i_{c1}), \\ i_b = i_{b1} + i_{b2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(i_{a2} - i_{c2} + i_{c1} - i_{a1}), \\ i_c = i_{c1} + i_{c2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(i_{b2} - i_{a2} + i_{a1} - i_{b1}) \end{cases} \quad (14)$$

i_{a1} 与 i_{d1} 相应的开关函数 S_{a1} 满足:

$$S_{a1} = \begin{cases} 0, & \omega t \in [0, \frac{\pi}{12}) \cup [\frac{3\pi}{4}, \frac{13\pi}{12}) \cup [\frac{7\pi}{4}, 2\pi); \\ 1, & \omega t \in [\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{4}); \\ -1, & \omega t \in [\frac{13\pi}{12}, \frac{7\pi}{4}) \end{cases} \quad (15)$$

式中, ω 为角频率, t 为时间。

三相整流桥REC1和REC2的输入电流与其输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 之间关系为:

$$\begin{cases} i_{a1} = S_{a1} i_{d1}, \\ i_{b1} = S_{b1} i_{d1}, \\ i_{c1} = S_{c1} i_{d1}, \\ i_{a2} = S_{a2} i_{d2}, \\ i_{b2} = S_{b2} i_{d2}, \\ i_{c2} = S_{c2} i_{d2} \end{cases} \quad (16)$$

式中, S_{b1} 、 S_{c1} 、 S_{a2} 、 S_{b2} 、 S_{c2} 分别为 i_{b1} 与 i_{d1} 、 i_{c1} 与 i_{d1} 、 i_{a2} 与 i_{d2} 、 i_{b2} 与 i_{d2} 、 i_{c2} 与 i_{d2} 相应的开关函数。

根据REC1和REC2输入电压的相位关系可知电流的开关函数之间满足:

$$\begin{cases} S_{b1} = S_{a1} \angle -2\pi/3, \\ S_{c1} = S_{a1} \angle 2\pi/3, \\ S_{a2} = S_{a1} \angle -\pi/6, \\ S_{b2} = S_{b1} \angle -\pi/6, \\ S_{c2} = S_{c1} \angle -\pi/6 \end{cases} \quad (17)$$

将式(15)~(17)代入式(14),可知a相输入电流为:

$$\begin{aligned} i_a = i_{d1} & \left[S_{a1} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(S_{b1} - S_{c1}) \right] + \\ & i_{d2} \left[S_{a2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(S_{c2} - S_{b2}) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

根据整流器的工作模式,整流桥REC1和REC2的输出电流 i_{d1} 、 i_{d2} 在一个周期内可分别表示为:

$$i_{d1} = \begin{cases} (\frac{1}{2} - p)I_d, \omega t \in [0, \theta) \cup [\frac{\pi}{6} - \theta, \frac{\pi}{6}); \\ 0, \omega t \in [\theta, \frac{\pi}{6} - \theta); \\ (\frac{1}{2} + p)I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} + \theta) \cup [\frac{\pi}{3} - \theta, \frac{\pi}{3}); \\ \frac{2m}{2m-2p+1}I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{6} + \theta, \frac{\pi}{3} - \theta) \end{cases} \quad (19)$$

$$i_{d2} = \begin{cases} (\frac{1}{2} + p)I_d, \omega t \in [0, \theta) \cup [\frac{\pi}{6} - \theta, \frac{\pi}{6}); \\ \frac{2m}{2m-2p+1}I_d, \omega t \in [\theta, \frac{\pi}{6} - \theta); \\ (\frac{1}{2} - p)I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} + \theta) \cup [\frac{\pi}{3} - \theta, \frac{\pi}{3}); \\ 0, \omega t \in [\frac{\pi}{6} + \theta, \frac{\pi}{3} - \theta) \end{cases} \quad (20)$$

式(19)~(20)中, θ 为在 $[0, \pi/12]$ 内首次实现 HPM-IPR 工作模式转换的电角度, 它满足:

$$u_d(\theta) = m |u_{p1}(\theta)| \quad (21)$$

式中, 电角度 θ 与匝比 m 和 p 满足:

$$\theta = \arctan\left(\frac{\sqrt{3}}{(4\sqrt{3} - 6)(m-p)}\right) \quad (22)$$

将式(19)、(20)代入式(18), 可得电流 i_a 在 1/4 周期上的表达式为:

$$i_a = \begin{cases} (\frac{8\sqrt{3}}{3} - 4)pI_d, \omega t \in [0, \theta); \\ \frac{(8\sqrt{3} - 12)m}{3(2m-2p+1)}I_d, \omega t \in [\theta, \frac{\pi}{6} - \theta); \\ \left[\frac{\sqrt{3}}{3} + (2\sqrt{3} - 4)p\right]I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{6} - \theta, \frac{\pi}{6}); \\ \left[\frac{\sqrt{3}}{3} - (2\sqrt{3} - 4)p\right]I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} + \theta); \\ \frac{(12 - 4\sqrt{3})m}{3(2m-2p+1)}I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{6} + \theta, \frac{\pi}{3} - \theta); \\ \left[1 + (2 - \frac{4\sqrt{3}}{3})p\right]I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{3} - \theta, \frac{\pi}{3}); \\ \left[1 - (2 - \frac{4\sqrt{3}}{3})p\right]I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3} + \theta); \\ \frac{4\sqrt{3}m}{3(2m-2p+1)}I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{3} + \theta, \frac{\pi}{2} - \theta); \\ \frac{2\sqrt{3}}{3}I_d, \omega t \in [\frac{\pi}{2} - \theta, \frac{\pi}{2}] \end{cases} \quad (23)$$

由式(23)可知, 输入电流 i_a 的 THD 由 HPM-IPR 的匝比 p 和 m 决定。基于式(23), 求取了输入电流 i_a 的基波分量和有效值, 再根据输入电流 i_a 的 THD 定义, 绘制了图 6 所示的输入电流的 THD 与 HPM-IPR 的匝比 p 和 m 的关系 (获得图 6 的具体过程见附录 A)。由图 6 可知, 当 HPM-IPR 的匝比 $p = 0.1630$ 、 $m = 10.750$ 时, 输入电流 i_a 的 THD 取得最小值, 为 5.040%, 此时网侧谐波被最大程度抑制。

如图 7 所示, 在 HPM-IPR 的匝比 m 和 p 存在 $\pm 10\%$ 误差的范围内, 输入电流 THD 的最大值仅为 5.446%, 与 HPM-IPR 取最优匝比 $m = 10.750$ 和 $p = 0.1630$ 时的 5.040% 相比, 输入电流的 THD 值仅增加了 0.406%。这表明当 HPM-IPR 的匝比 m 和 p 存在一定误差时, 对整流器输入电流 THD 的影响不大, 实际加工 HPM-IPR 时, 只要匝比 m 和 p 的加工误差不超过 $\pm 10\%$, 即可实现对输入电流谐波的有效抑制。

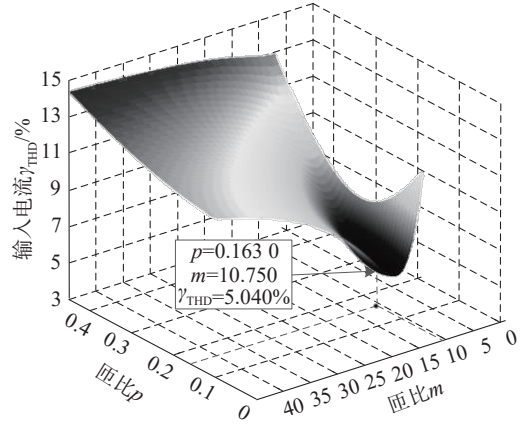


图 6 输入电流 THD 与匝比 p 和 m 的关系

Fig. 6 Relation among the input current THD, turns ratios p and m

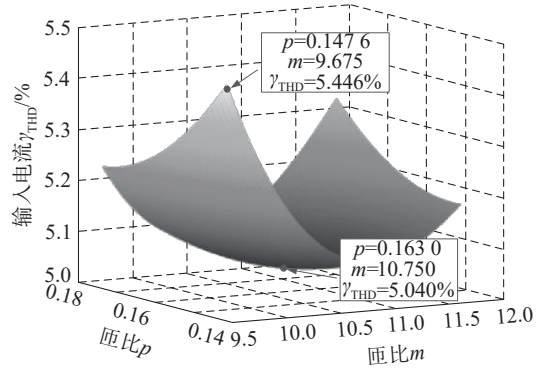


图 7 匝比 p 和 m 存在 $\pm 10\%$ 误差时整流器的输入电流 THD

Fig. 7 Input current THD of the rectifier in the presence of $\pm 10\%$ error in the turns ratios p and m

2.2 输出电压纹波最小时 HPM-IPR 的匝比

设 u_a 、 u_b 、 u_c 为:

$$\begin{cases} u_a = U \sin(\omega t), \\ u_b = U \sin(\omega t - 2\pi/3), \\ u_c = U \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (24)$$

式中, U 为输入相电压幅值。

根据图 2 所示的移相变压器绕组连接结构可得 u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 、 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 满足:

$$\begin{cases} u_{a1} = 2\sqrt{2 - \sqrt{3}} U \sin(\omega t + \pi/12), \\ u_{b1} = 2\sqrt{2 - \sqrt{3}} U \sin(\omega t - 7\pi/12), \\ u_{c1} = 2\sqrt{2 - \sqrt{3}} U \sin(\omega t + 3\pi/4) \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} u_{a2} = 2\sqrt{2-\sqrt{3}} U \sin(\omega t - \pi/12), \\ u_{b2} = 2\sqrt{2-\sqrt{3}} U \sin(\omega t - 3\pi/4), \\ u_{c2} = 2\sqrt{2-\sqrt{3}} U \sin(\omega t + 7\pi/12) \end{cases} \quad (26)$$

基于上述对HPM-IPR工作模态的分析可知REC1和REC2在 $[0, \pi/3]$ 区间上的输出电压 u_{d1} 、 u_{d2} 分别满足:

$$\begin{aligned} u_{d1} &= \begin{cases} U_m \cos(\omega t + \frac{\pi}{12}), & \omega t \in [0, \theta]; \\ \frac{2m-2p-1}{2m-2p+1} U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{12}), & \omega t \in [\theta, \frac{\pi}{6} - \theta]; \\ U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{4}), & \omega t \in [\frac{\pi}{6} - \theta, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (27) \\ u_{d2} &= \begin{cases} U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{12}), & \omega t \in [0, \frac{\pi}{6} + \theta]; \\ \frac{2m-2p-1}{2m-2p+1} U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{4}), & \omega t \in [\frac{\pi}{6} + \theta, \frac{\pi}{3} - \theta]; \\ U_m \cos(\omega t - \frac{5\pi}{12}), & \omega t \in [\frac{\pi}{3} - \theta, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (28) \end{aligned}$$

式(27)~(28)中, $U_m = 2\sqrt{6-3\sqrt{3}} U$ 。

负载电压 u_d 在 $[0, \pi/12]$ 区间上满足:

$$u_d = \begin{cases} \sqrt{3} U \cos(\omega t) + (4\sqrt{3} - 6)pU \sin(\omega t), & \omega t \in [0, \theta]; \\ \frac{4\sqrt{6-3\sqrt{3}} m}{2m-2p+1} U \cos(\omega t - \frac{\pi}{12}), & \omega t \in [\theta, \frac{\pi}{6} - \theta]; \\ \sqrt{3} U \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) - (4\sqrt{3} - 6)pU \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}), & \omega t \in [\frac{\pi}{6} - \theta, \frac{\pi}{6}] \end{cases} \quad (29)$$

由式(29)可知,负载侧输出电压的脉动系数 W 同样由HPM-IPR的匝比 p 和 m 决定。基于式(29),获得输出电压 u_d 的直流分量和有效值;随后,根据输出电压脉动系数 W 的定义,绘制图8所示的输出电压脉动系数 W 与HPM-IPR的匝比 p 和 m 的关系曲线。

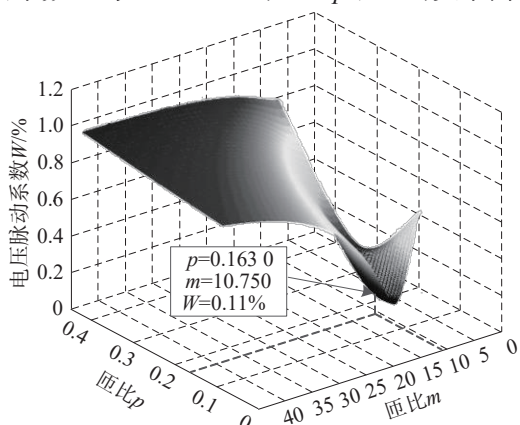


图8 输出电压脉动系数 W 与匝比 p 和 m 的关系

Fig. 8 Relation among output voltage ripple coefficient, turns ratios p and m

由图8可知,当HPM-IPR的匝比 $p = 0.1630$ 、 $m = 10.750$ 时,输出电压脉动系数 W 也取得最小值0.11%。结合输入电流THD和输出电压纹波可知,当HPM-IPR的匝比 $p = 0.1630$ 、 $m = 10.750$ 时,整流电路的谐波抑制性能最好,所提电路按标准36脉波整流电路工作。

当HPM-IPR在最优匝比条件下工作时,整流电路的主要电流和电压波形,如图9所示。

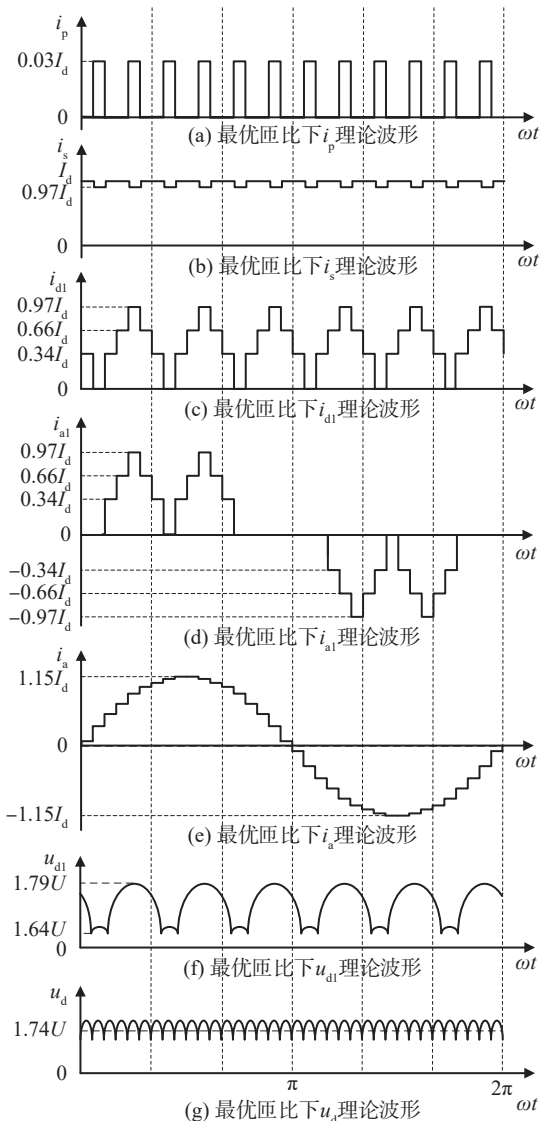


图9 整流器的主要电流和电压波形

Fig. 9 Main current and voltage waveforms of rectifier

由图9(a)可见,流过二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 的总电流 i_p ,其波形为幅值 $0.03I_d$,频率600 Hz的方波。由图9(b)可见,流过二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 的总电流 i_s ,其波形最大值为 I_d ,最小值为 $0.97I_d$,频率为600 Hz。由图9(c)可见,流出整流桥REC1的电流 i_{d1} ,其波形为幅值 $0.97I_d$,频率300 Hz的三电平直流电流。由图9(d)可见,流入整流桥REC1的电流 i_{a1} ,其波形为幅值 $0.97I_d$,频率50 Hz的

三电平直流电流。由图 9(e)可见,网侧 a 相电源的输入电流 i_a ,其波形为幅值 $1.15I_d$,频率 50 Hz 的 36 台阶近似正弦波电流。图 9(f)为整流桥 REC1 两端的电压 u_{d1} ,其波形最大值为 $1.79U$,最小值为 $1.64U$,频率为 300 Hz 的电压波形。图 9(g)为负载两端电压 u_d ,其波形为平均值 $1.74U$ 的标准 36 脉波输出电压波形。

3 HPM-IPR 的参数设计

3.1 HPM-IPR 的容量

为了明确该方法对系统容量的影响并给 HPM-IPR 的设计提供参考,在最优匝比条件下,对 HPM-IPR 的容量进行分析。

在最优匝比条件下对应的 θ 值为:

$$\theta = \arctan \frac{\sqrt{3}}{(4\sqrt{3}-6)(m-p)} \Big|_{\substack{p=0.1630 \\ m=10.750}} = \frac{\pi}{18} \quad (30)$$

HPM-IPR 一次侧电压 U_x 在一个工作周期 $[0, \pi/3]$ 内的表达式为:

$$U_x = \begin{cases} -(4\sqrt{3}-6)U \sin(\omega t), & \omega t \in [0, \frac{\pi}{18}); \\ \frac{-4\sqrt{6-3\sqrt{3}}}{2m-2p+1} U \cos(\omega t - \frac{\pi}{12}), & \omega t \in [\frac{\pi}{18}, \frac{\pi}{9}); \\ (4\sqrt{3}-6)U \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}), & \omega t \in [\frac{\pi}{9}, \frac{2\pi}{9}); \\ \frac{4\sqrt{6-3\sqrt{3}}}{2m-2p+1} U \cos(\omega t - \frac{\pi}{4}), & \omega t \in [\frac{2\pi}{9}, \frac{5\pi}{18}); \\ -(4\sqrt{3}-6)U \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}), & \omega t \in [\frac{5\pi}{18}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (31)$$

根据式(31),可得 HPM-IPR 的一次侧绕组电压 U_x 的有效值 U_{x_rms} 满足:

$$U_{x_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_x^2 d\omega t} = 0.069U_d \quad (32)$$

式中, U_d 为负载电压 u_d 的平均值。

根据 HPM-IPR 一次侧与副边绕组的关系式(5)和(32),可得串联环节电压 U_{s1} 、 U_{s2} 和并联环节电压 U_{p1} 、 U_{p2} 的有效值 U_{s1_rms} 、 U_{s2_rms} 、 U_{p1_rms} 、 U_{p2_rms} 分别满足:

$$U_{s1_rms} = U_{s2_rms} = pU_{x_rms} = 0.011U_d \quad (33)$$

$$U_{p1_rms} = U_{p2_rms} = mU_{x_rms} = 0.742U_d \quad (34)$$

串联环节电流 i_{s1} 和 i_{s2} 满足:

$$i_{s1} = \begin{cases} 0, & \omega t \in [0, \frac{\pi}{6}); \\ I_d, & \omega t \in [\frac{\pi}{6}, \frac{2\pi}{9}) \cup [\frac{5\pi}{18}, \frac{\pi}{3}); \\ \frac{2m}{2m-2p+1} I_d, & \omega t \in [\frac{2\pi}{9}, \frac{5\pi}{18}) \end{cases} \quad (35)$$

$$i_{s2} = \begin{cases} I_d, & \omega t \in [0, \frac{\pi}{18}) \cup [\frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{6}); \\ \frac{2m}{2m-2p+1} I_d, & \omega t \in [\frac{\pi}{18}, \frac{\pi}{9}); \\ 0, & \omega t \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (36)$$

并联环节电流 i_{p1} 和 i_{p2} 满足:

$$i_{p1} = \begin{cases} 0, & \omega t \in [0, \frac{2\pi}{9}) \cup [\frac{5\pi}{18}, \frac{\pi}{3}); \\ \frac{1-2p}{2m-2p+1} I_d, & \omega t \in [\frac{2\pi}{9}, \frac{5\pi}{18}) \end{cases} \quad (37)$$

$$i_{p2} = \begin{cases} 0, & \omega t \in [0, \frac{\pi}{18}) \cup [\frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{3}); \\ \frac{1-2p}{2m-2p+1} I_d, & \omega t \in [\frac{\pi}{18}, \frac{\pi}{9}) \end{cases} \quad (38)$$

由式(35)和(37)可知,在最优匝比即 $p = 0.1630$ 、 $m = 10.75$ 的条件下,流过二极管 D_{p1} 的电流 i_{p1} 最大值和流过二极管 D_{s1} 的电流 i_{s1} 最大值分别为 $0.15I_d$ 、 I_d ,则 D_{p1} 、 D_{s1} 的电流应力分别为 $0.15I_d$ 、 I_d 。

因流过二极管 D_{p2} 、 D_{s2} 的电流波形和流过二极管 D_{p1} 、 D_{s1} 的电流波形相同,所以它们的电流应力相同。

根据式(19)、(20)、(35)~(38)及有效值定义,可得 i_{d1} 、 i_{d2} 、 i_{s1} 、 i_{s2} 、 i_{p1} 和 i_{p2} 有效值 I_{d1_rms} 、 I_{d2_rms} 、 I_{s1_rms} 、 I_{s2_rms} 、 I_{p1_rms} 、 I_{p2_rms} 满足:

$$I_{d1_rms} = I_{d2_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{d1}^2 d\omega t} = 0.584I_d \quad (39)$$

$$I_{s1_rms} = I_{s2_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{s1}^2 d\omega t} = 0.7I_d \quad (40)$$

$$I_{p1_rms} = I_{p2_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{p1}^2 d\omega t} = 0.012I_d \quad (41)$$

故 HPM-IPR 的容量 $P_{\text{HPM-IPR}}$ 满足:

$$P_{\text{HPM-IPR}} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} U_{x_rms} (I_{d1_rms} + I_{d2_rms}) + U_{s1_rms} I_{s1_rms} + U_{s2_rms} I_{s2_rms} + U_{p1_rms} I_{p1_rms} + U_{p2_rms} I_{p2_rms} \right] = 3.7\% P_d \quad (42)$$

由上述分析可知,HPM-IPR 的容量很小,仅占额定功率的 3.7%,故本文所提方案适用于大功率场合。

3.2 HPM-IPR 的电感值

根据上述分析可知,输入电流 i_a 的 THD 取得最小值为 5.040% 时,HPM-IPR 的原副边绕组匝比满足 $p = 0.1630$ 、 $m = 10.750$ 。因此,HPM-IPR 的匝比要按照 $p = 0.1630$ 、 $m = 10.750$ 来设计。

在本文提出的结构中,复合脉波倍增平衡电抗器 (HPM-IPR) 具有两个功能:一是,均衡两组整流桥的输出电压瞬时值使两组整流桥能够同时工作;二是,调制并增加整流桥的输出状态,进而增加整流器的脉波数。在本文提出的整流器中 HPM-IPR 原边绕组两

端的电压为:

$$u_{x_{12}} = \begin{cases} -(4\sqrt{3}-6)U\sin(\omega t), \omega t \in [0, \frac{\pi}{12}); \\ (4\sqrt{3}-6)U\sin(\omega t - \frac{\pi}{6}), \omega t \in [\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{4}); \\ -(4\sqrt{3}-6)U\sin(\omega t - \frac{\pi}{3}), \omega t \in [\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (43)$$

根据式(43),可求得 HPM-IPR 原边绕组两端电压的基波幅值为:

$$U_{x1} = \frac{7\sqrt{3}-9}{12}U \quad (44)$$

为保证 HPM-IPR 能正常工作,参考文献[26-27]可知,在两组三相整流桥同时工作时,流过 HPM-IPR 原边绕组的电流幅值 $I_{\text{HPM-IPR}}$ 不超过负载电流 I_d 的2%,则 HPM-IPR 的原边绕组等效电感 $L_{\text{HPM-IPR}}$ 满足:

$$L_{\text{HPM-IPR}} = \frac{U_{x1}}{6\omega I_{\text{HPM-IPR}}} \geq \frac{7\sqrt{3}-9U}{72\omega \cdot (2\%I_d)} \quad (45)$$

3.3 HPM-IPR 的中二极管的选取及损耗分析

1) HPM-IPR 中二极管的电流等级

如图1所示,因所提出的整流器结构对称,所以流过 HPM-IPR 中二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 电流等级相同,流过二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 的电流等级也相同。因此,分析流过二极管 D_{p1} 和 D_{s1} 的电流等级即可。

由式(37)可知,在最优匝比即 $p = 0.1630, m = 10.750$ 的情况下,流过二极管 D_{p1} 的电流 i_{p1} 最大值为 $0.15I_d$,即二极管 D_{p1} 承受的电流应力为 $0.15I_d$,因流过二极管 D_{p2} 的电流波形和流过二极管 D_{p1} 的电流波形相同,所以它们的电流应力相同。

由式(41)可知,流过二极管 D_{p1} 的电流 i_{p1} 的有效值为 $0.012I_d$ 。根据式(41),参考文献[26],考虑2倍裕量,电流 i_{p1} 的额定电流值 I_{p1_rated} 可选为:

$$I_{p1_rated} = \frac{2}{1.57} I_{p1_rms} = 0.015I_d \quad (46)$$

由式(46)可知,二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 的电流额定值可选为 $0.015I_d$ 。

类似上述分析,由式(35)可知,在最优匝比即 $p = 0.1630, m = 10.750$ 的情况下,流过二极管 D_{s1} 的电流 i_{s1} 最大值为 I_d ,即二极管 D_{s1} 承受的电流应力为 I_d ,因流过二极管 D_{s2} 的电流波形和流过二极管 D_{s1} 的电流波形相同,所以它们的电流应力相同。

由式(40)可知,流过二极管 D_{s1} 的电流 i_{s1} 的有效值为 $0.7I_d$ 。根据式(40),考虑2倍裕量,电流 i_{s1} 的额定电流值 I_{s1_rated} 可选为:

$$I_{s1_rated} = \frac{2}{1.57} I_{s1_rms} = 0.892I_d \quad (47)$$

由式(47)可知,二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 的电流额定值可选为 $0.892I_d$ 。

2) HPM-IPR 中二极管的电压等级

如图1所示,因所提出的整流器结构对称,所以二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 两端的电压等级相同,二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 两端的电压等级也相同。因此,分析二极管 D_{p1} 和 D_{s1} 两端的电压等级即可。根据整流器的工作模式可知,在一个工作周期 $[0, \pi/3]$ 内,二极管 D_{p1} 和 D_{s1} 两端电压 u_{Dp1} 和 u_{Ds1} 的表达式分别为:

$$u_{Dp1} = \begin{cases} \frac{U_d}{1.74} (\sqrt{3} \cos(\omega t) + (4\sqrt{3}-6)(p+m)\sin(\omega t)), \\ \omega t \in [0, \frac{\pi}{18}); \\ \frac{U_d}{1.74} \frac{8\sqrt{6-3\sqrt{3}}m}{2m-2p+1} \cos(\omega t - \frac{\pi}{12}), \omega t \in [\frac{\pi}{18}, \frac{\pi}{9}); \\ \frac{U_d}{1.74} (\sqrt{3} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) - (4\sqrt{3}-6)(p+m) \cdot \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{6})), \omega t \in [\frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{6}); \\ \frac{U_d}{1.74} (\sqrt{3} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) + (4\sqrt{3}-6)(p-m) \cdot \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{6})), \omega t \in [\frac{\pi}{6}, \frac{2\pi}{9}); \\ 0, \omega t \in [\frac{2\pi}{9}, \frac{5\pi}{18}); \\ \frac{U_d}{1.74} (\sqrt{3} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) - (4\sqrt{3}-6)(p-m) \cdot \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{3})), \omega t \in [\frac{5\pi}{18}, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (48)$$

$$u_{Ds1} = \begin{cases} \frac{U_d}{1.74} (8\sqrt{3}-12)p \sin(\omega t), \omega t \in [0, \frac{\pi}{18}); \\ \frac{U_d}{1.74} \frac{8\sqrt{6-3\sqrt{3}}p}{2m-2p+1} \cos(\omega t - \frac{\pi}{12}), \omega t \in [\frac{\pi}{18}, \frac{\pi}{9}); \\ -\frac{U_d}{1.74} (8\sqrt{3}-12)p \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}), \omega t \in [\frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{6}); \\ 0, \omega t \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (49)$$

由式(48)可知,在最优匝比即 $p = 0.1630, m = 10.750$ 情况下,二极管 D_{p1} 两端的电压最大值 U_{Dp1_max} 为 $2U_d$ 。

根据参考文献[26],考虑1.5~2.0倍裕量,二极管 D_{p1} 的额定电压 U_{Dp1_rated} 选取为:

$$U_{Dp1_rated} = 1.5 \sim 2.0 U_{p1_rms} = 3 \sim 4 U_d \quad (50)$$

同理,由式(49)可知,在最优匝比即 $p = 0.1630, m = 10.750$ 情况下,二极管 D_{s1} 两端的电压最大值 U_{Ds1_max} 为 $0.03U_d$ 。

根据参考文献[26],考虑1.5~2.0倍裕量,二极管 D_{s1} 的额定电压 U_{Ds1_rated} 选取为:

$$U_{Ds1_rated} = 1.5 \sim 2.0 U_{s1_max} = 0.045 \sim 0.06 U_d \quad (51)$$

由上述分析可知,二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 应选用小电流高电压的二极管,二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 应选用大电流低压的二极管。

3)HPM-IPR 中二极管的导通损耗

类似上述分析,因所提出的整流器结构对称,仅需分析二极管 D_{p1} 和 D_{s1} 的损耗。设二极管 D_{p1} 的导通压降为 V_{p1} 、内阻为 R_{p1} ,因流过二极管的电流 I_{p1} 决定了二极管的功率损耗,参考文献[27],二极管 D_{p1} 的损耗为:

$$P_{Dp1} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi (V_{p1} I_{p1} + I_{p1}^2 R_{p1}) d\theta = V_{p1} I_{p1} + I_{p1}^2 R_{p1} \quad (52)$$

同理,可求得二极管 D_{s1} 的损耗为:

$$P_{Dsl} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi (V_{s1} I_{s1} + I_{s1}^2 R_{s1}) d\theta = V_{s1} I_{s1} + I_{s1}^2 R_{s1} \quad (53)$$

式中, V_{s1} 为二极管 D_{s1} 的导通压降, R_{s1} 为二极管 D_{s1} 导通时的内阻, i_{s1} 为流过二极管 D_{s1} 的电流。

当二极管 D_{p1} 、 D_{s1} 导通压降 V_{p1} 、 V_{s1} 均为 0.7 V 及内阻 R_{p1} 、 R_{s1} 为 1 mΩ 时,计算可得二极管 D_{p1} 的损耗 P_{Dp1} 为 0.017 5 W,二极管 D_{s1} 的损耗 P_{Dsl} 为 1.754 0 W。

4)HPM-IPR 中二极管的选型

基于上述分析可知,HPM-IPR 中二极管 D_{p1} 和 D_{p2} 的额定电流值为 $0.015I_d$ 、额定电压为 $4U_d$,二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 的额定电流值为 $0.892I_d$ 、额定电压为 $0.06U_d$,结合试验样机的输出电流 I_d 为 5 A、输出电压为 300 V,并考虑到实验室现有的元器件,在实验样机中选用额定电流为 1 A、额定电压为 1 000 V 的 1N4007 二极管构成二极管 D_{p1} 和 D_{p2} ,选用额定电流为 10 A、额定电压为 1 000 V 的 MIC10A10 二极管构成二极管 D_{s1} 和 D_{s2} ,完全可满足要求。

4 整流器的效率分析

参考文献[27]可知,计算变压器的铁损 P_{Fe} 和铜损 P_{Cu} :

$$P_{Fe} = m_c k_c B_m^\alpha f_T^\beta \quad (54)$$

$$P_{Cu} = \sum J \rho_{Cu} L_{mtli} K_i N_i I_i \quad (55)$$

式中, m_c 、 k_c 、 B_m 、 α 、 f_T 和 β 分别为变压器铁芯的重量、材料系数、最大磁通密度、磁通密度指数、变压器频率、频率指数, J 、 ρ_{Cu} 、 L_{mtli} 、 K_i 、 N_i 和 I_i 分别为铜的电流密度、电阻率、每匝平均长度、AC/DC 电阻因数、匝数、第 i 个绕组的均方根电流。

在试验样机中,自耦变压器铁芯的重量为 3.5 kg,最大磁通密度为 1.6 T,工作频率为 50 Hz。其他计算实验样机损耗所需的参数如表 1 所示。

根据式(54)、(55)及表 1,可求得加入电抗器和未加入电抗器时自耦变压器的损耗分别为 14.832 W 和 14.675 W。在试验样机中,加入的平衡电抗器的重量为

0.3 kg,工作频率为 300 Hz,为了避免磁芯饱和,其最大磁通密度选为 0.3 T,类似上述对自耦变压器的损耗的计算,可求得平衡电抗器的损耗为 3.022 W。

表 1 计算变压器的损耗的参数

Tab. 1 Parameters for calculating transformer losses

参数	数值
电阻率 $\rho_{Cu}/(\Omega \cdot m)$	2.3×10^{-8}
铜的电流密度 $J/(A \cdot mm^{-2})$	2.8
材料系数 k_c	6.754×10^{-4}
磁通密度指数 α	1.559
频率指数 β	1.651
AC/DC 电阻因数 K_i	1.05

由参考文献[27]可知计算整流器中二极管损耗为:

$$P_{Diode} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi (V_f I_d + I_d^2 R_d) d\theta = V_f I_d + I_d^2 R_d \quad (56)$$

式中, V_f 为二极管的导通压降, R_d 为二极管的导通时的等效内阻。结合试验样机的参数,根据式(56),可求得加入电抗器和未加入电抗器时整流器总的二极管损耗分别为 10.488 W 和 6.923 W。

基于上述分析可知,在给定的试验样机条件下,加入电抗器和未加入电抗器时整流器的损耗分别为 28.342 W 和 21.598 W,它们的效率分别为 98.11% 和 98.56%。加入电抗器后,整流器的效率略有降低。

5 实验验证

为了验证上述理论分析的正确性和 HPM-IPR 的脉波倍增效果,搭建了一台输出功率为 1.5 kW 的实验样机,如图 10 所示。

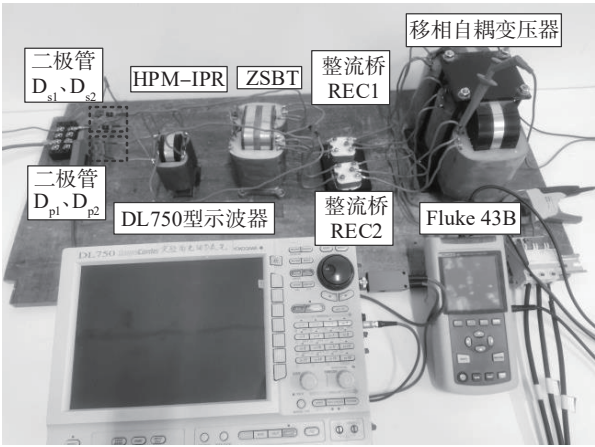


图 10 实验样机

Fig. 10 Experimental prototype

为便于对比,利用日置的 DL750 示波器测试了直流侧安装和不安装 HPM-IPR 时整流器的主要波形;利用 Fluke 43B 电能质量分析仪测试了直流侧安装和不安装 HPM-IPR 时整流器的输入电流 THD 和频谱。图 10 给出了含有日置的 DL750 示波器和 Fluke 43B 电

能质量分析仪的试验样机照片。

实验样机的具体参数如表2所示。

表2 实验样机的主要参数

参数	数值
输入线电压有效值/V	210
输入电压频率/Hz	50
额定输出电压/V	300
额定输出电流/A	5
负载滤波电感/mH	15
HPM-IPR 匝比 p	0.163
HPM-IPR 匝比 m	10.75
二极管 D_{s1} 和 D_{s2}	MIC10A10
二极管 D_{p1} 和 D_{p2}	1N4007

未安装 HPM-IPR 时,为常规的 12 脉波整流器;安装 HPM-IPR 后,被改进为 36 脉波整流器。

图 11 给出了直流侧安装和不安装 HPM-IPR 时整流器的输入电流 i_a 及其频谱。如图 11(a)、(c) 所示,直流侧无 HPM-IPR 时,所提出的整流器按照常规 12 脉波整流电路方式工作,输入电流 i_a 为 12 阶梯波,其 THD 为 10.9%。输入电流中含有较多的 11、13、23、25 次等低次谐波。如图 11(b)、(d) 所示,采用 HPM-IPR 后整流器的输入电流台阶数增加到 36,输入电流 i_a 的 THD 从 10.9% 降低到 2.1%。因自耦变压器漏感的滤波作用,输入电流的 THD 比理论 THD(5.04%)略低。

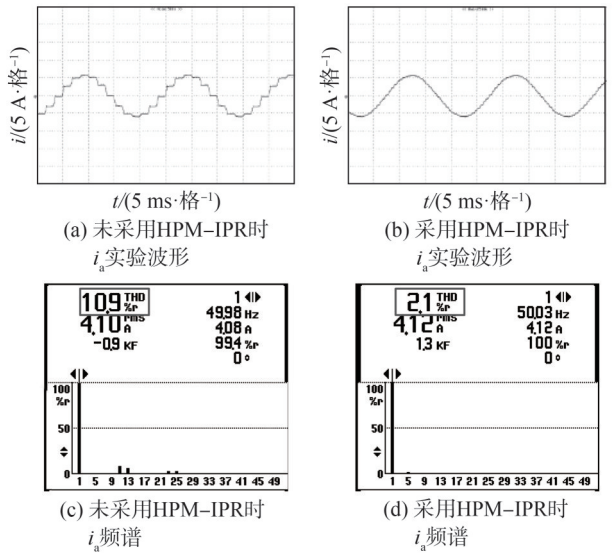


图 11 整流器的输入电流及其频谱

Fig. 11 Input current of the rectifier and its spectrums

采用 HPM-IPR 时,所提出整流器的主要电流波形如图 12 所示。由图 12(a)可知,并联环节的输出总电流 i_p 是频率为 600 Hz 的方波电流,其幅值为 0.15 A,仅为负载电流的 3%,与图 9(a)所示的理论分析结果一致。由图 12(b)可知,串联环节的输出总电流为 i_s ,因其

与 i_p 之和为负载电流,所以电流 i_p 的脉动幅值较小,与图 9(b)所示的理论分析结果一致。由图 12(c)可知,整流桥 REC1 的输出电流 i_{d1} 被调制为频率 300 Hz 三电平直流电流,与图 9(c)所示的理论分析结果一致。由图 12(d)可知,整流桥 REC1 的输入电流 i_{a1} ,与图 9(d)所示的理论波形相比较,因自耦变压器漏感的影响,实验波形较为平滑。

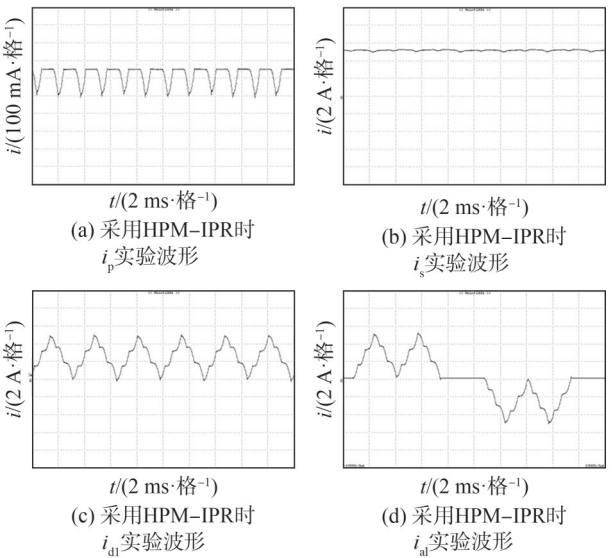


图 12 采用 HPM-IPR 时整流器的主要电流波形

Fig. 12 Main current waveforms of rectifier with HPM-IPR

为验证不同负载电流条件下 HPM-IPR 对输入电流谐波抑制性能的影响,图 13 给出了负载电流为 3~7 A 时整流器输入电流的 THD。

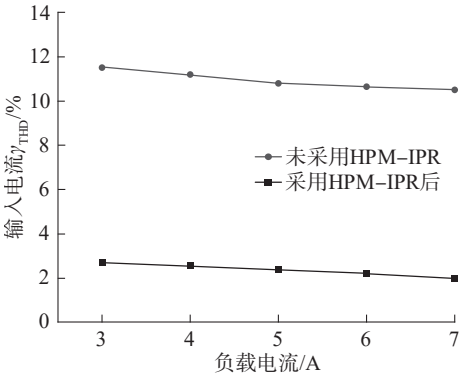


图 13 输入电流 THD 随负载电流变化曲线

Fig. 13 Input current THD variation curves with load current

如图 13 所示,采用 HPM-IPR 后,输入电流的 THD 可降低到原来的三分之一以下,在负载电流变化范围内输入电流的 THD 都小于 3%,可完全满足工业应用的要求。

6 结 论

本文提出了一种基于 HPM-IPR 的自耦型 36 脉波

整流器。先通过 HPM-IPR 的调制作用增加整流桥的输出模式,再依据交直流两侧电流关系和电压关系将整流器的脉波数由 12 提高到了 36。分析了 HPM-IPR 的工作模式,给出了输入电流 THD 和输出电压纹波最小时的 HPM-IPR 最优匝比,计算了 HPM-IPR 的容量,结果表明最优匝比条件下 HPM-IPR 的容量仅为输出功率的 3.7%。搭建了一台实验样机,实验结果表明,采用 HPM-IPR 后,输入电流从 12 台阶增加到 36 台阶,输入电流的 THD 从 10.9%降低到 2.1%,输入电流谐波被有效抑制,验证了理论分析的正确性。由上述分析可知,所提出的 HPM-IPR 方案具有辅助电路容量小、谐波抑制效果明显、成本低廉和结构简单等优点,有较好的应用价值和前景。但值得注意的是,HPM-IPR 中的辅助二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 串联在负载通路,它们承受的电流应力较大,会产生较大的导通损耗,未来的研究中,可以考虑利用 Mosfet 构成同步整流电路来替换二极管 D_{s1} 和 D_{s2} ,进而降低导通损耗。

附录见本刊网络版,扫描标题旁的二维码可阅读网络全文。

参考文献:

- [1] Huang Yujian, Lin Sheng, Wu Jianzhou, et al. Fault diagnosis method of diode open circuit in metro traction rectifier based on waveform characteristics[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(5): 195–204. [黄宇剑, 林圣, 吴鉴舟, 等. 基于波形特征的地铁牵引整流器二极管开路故障诊断方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(5): 195–204.]
- [2] Qin Mengtao, Song Wenwu, Huang Chen. Harmonic analysis of 12-pulse rectifier for ship at the DC side[J]. Ship Science and Technology, 2015, 37(2): 101–106. [秦萌涛, 宋文武, 黄琛. 舰用 12 脉波整流器直流侧谐波分析[J]. 舰船科学技术, 2015, 37(2): 101–106.]
- [3] Singh B, Gairola S, Singh B N, et al. Multipulse AC-DC converters for improving power quality: A review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 260–281.
- [4] Meng Fangang, Yang Shiyan, Yang Wei. Overview of multipulse rectifier technique[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 9–22. [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.]
- [5] Wang Juan, Wang Hongxi. Simulation study on harmonic suppression of 12-pulse rectifier system with induction filter[J]. Control Engineering of China, 2021, 28(3): 445–450. [王娟, 王洪希. 感应滤波 12 脉波整流系统谐波抑制仿真研究[J]. 控制工程, 2021, 28(3): 445–450.]
- [6] Shi Yanbo, Ge Hongjuan, Hu Yinxiao, et al. 24-pulse aviation transformer rectifier based on passive half-bridge auxiliary circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(Suppl1): 257–266. [史艳博, 葛红娟, 胡寅道, 等. 基于无源半桥辅助电路的 24 脉航空变压整流器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(增刊 1): 257–266.]
- [7] Wang Jingfang, Yao Xuliang, Feng Shuai, et al. Double-star 12-pulse rectifier based on full-wave inter-phase reactor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(7): 96–103. [王景芳, 姚绪梁, 冯帅, 等. 一种基于全波平衡电抗器的双反星形 12 脉波整流器[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(7): 96–103.]
- [8] Akagi H, Isozaki K. A hybrid active filter for a three-phase 12-pulse diode rectifier used as the front end of a medium-voltage motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 69–77.
- [9] Chen Tao, Chen Xiaoqiang, Wang Ying, et al. Novel step-up 18-pulse auto-transformer rectifier unit[J]. Power System Technology, 2021, 45(4): 1527–1535. [陈涛, 陈小强, 王英, 等. 一种新型升压 18 脉波自耦变压整流器的研究[J]. 电网技术, 2021, 45(4): 1527–1535.]
- [10] Kumar R, Singh B. A hybrid multilevel and multi-pulse power converters based adjustable speed drive[C]//Proceedings of the 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Nashville: IEEE, 2023: 4668–4673.
- [11] Wu Xiaohua, Cai Pengpeng, Zhang Xiaobin. Design and analysis of an autotransformer based 24-pulse rectifier[C]//Proceedings of the 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering. Wuhan: IEEE, 2010: 3529–3532.
- [12] Singh B, Kasal G K, Gairola S. Power quality improvement in conventional electronic load controller for an isolated power generation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(3): 764–773.
- [13] Singh B, Bhuvaneswari G, Garg V, et al. Star connected autotransformer based 30-pulse AC-DC converter for power quality improvement in vector controlled induction motor drives[C]//Proceedings of the 2006 IEEE Power India Conference. New Delhi: IEEE, 2006: 1–6.
- [14] Chivite-Zabalza F J, Forsyth A J. A simple, passive 24-pulse AC-DC converter with inherent load balancing using harmonic voltage injection[C]//Proceedings of the 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. Dresden: IEEE, 2006: 76–82.
- [15] 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.
- [16] Meng Fangang, Yang Wei, Yang Shiyan, et al. Active harmonic reduction for 12-pulse diode bridge rectifier at DC side with two-stage auxiliary circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(1): 64–73.

- [17] Yang Shiyang, Meng Fangang, Yang Wei. Optimum design of interphase reactor with double-tap changer applied to multipulse diode rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9): 3022–3029.
- [18] Wang Ying, Qiao Ming, Lian Yuxin. Research on harmonic reduction mechanism at DC link of two kinds of 24-pulse rectifiers[J]. Power Electronics, 2019, 53(8): 84–88. [王莹, 乔明, 廉玉欣. 两种24脉波整流器直流侧谐波抑制机理研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(8): 84–88.]
- [19] Yang Shiyang, Wang Jingfang, Yang Wei. A novel 24-pulse diode rectifier with an auxiliary single-phase full-wave rectifier at DC side[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1885–1893.
- [20] Li Yuan, Yang Wei, Xu Ke, et al. A novel low loss inter-phase transformation technology for multiphase rectifier system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(10): 2312–2323. [李渊, 杨威, 徐可, 等. 基于新型低损耗平衡变换技术的多相整流系统[J]. 电工技术学报, 2018, 33(10): 2312–2323.]
- [21] Du Qingxiao, Gao Lei, Liu Wei, et al. Diode open-circuit fault research on the parallel-connected 24-pulse rectifier with DC-side passive harmonic reduction circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 485–497.
- [22] Wang Ying, Wang Yalan, Chen Xiaoqiang, et al. A series-connected 36-pulse rectifier for HVDC with a dual passive harmonic injection method[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 165–176. [王英, 王亚兰, 陈小强, 等. 一种适用于HVDC带双无源谐波注入的串联型36脉波整流器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 165–176.]
- [23] Chivite-Zabalza F J, Forsyth A J. A passive 36-pulse AC-DC converter with inherent load balancing using combined harmonic voltage and current injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 1027–1035.
- [24] Malek M A, Abu Bakar Siddik M, Akther M S. A novel 36-pulse star rectifier with passive injection circuits at DC link[C]//Proceedings of the 2019 1st International Conference on Advances in Science, Engineering and Robotics Technology (ICASERT). Dhaka: IEEE, 2019: 1–6.
- [25] Wang Jingfang, Yao Xuliang, Bai Jingshi, et al. A simple 36-pulse diode rectifier with hybrid pulse multiplication inter-phase reactor at DC side[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3540–3555.
- [26] Mohan N, Undeland T M, Robbins W P. Power electronics: Converters, applications, and design[M]. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2003.
- [27] Abdollahi R, Gharehpetian G B, Davari M. A novel more electric aircraft power system rectifier based on a low-rating autotransformer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 649–659.

36-pulse Autotransformer Rectifier with Hybrid Pulse-multiplying Inter-phase Reactor

WANG Jingfang¹, XIONG Pengying^{1,2}, YAO Xuliang¹, LIU Yuchao¹, CHEN Qiming³

(1. College of Intelligent Science and Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. State Grid Henan Electric Power Company Zhumadian Power Supply Company, Henan 463000, China;

3. School of Electrical Engineering & Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract:

Objective The 12-pulse rectifier is widely used as the interface circuit between high-power electrical equipment and the power grid, particularly in applications such as subway traction, ship electric propulsion, and metal smelting. However, the strong nonlinearity of the rectifier diodes causes the 12-pulse rectifier to inject a significant amount of harmonics into the power grid, which seriously contaminates the grid. A hybrid pulse-multiplying inter-phase reactor (HPM-IPR) with pulse-tripling capability is proposed to effectively reduce the harmonics generated by the 12-pulse rectifier, resulting in the development of a 36-pulse autotransformer rectifier based on the HPM-IPR.

Methods First, the structure of the proposed HPM-IPR was introduced. It consists of an inter-phase reactor with double secondary windings and two sets of single-phase full-wave rectifier bridges. Then, the topology of the 36-pulse autotransformer rectifier with the HPM-IPR on the DC side was presented. Its main circuit employed a 12-pulse autotransformer rectifier, and the conventional inter-phase reactor in the rectifier was replaced by the HPM-IPR. The primary winding of the HPM-IPR was connected to the positive polarity output of the two three-phase rectifier bridges, while the two sets of single-phase full-wave rectifier bridges on the secondary side of the HPM-IPR were connected in series and parallel with the load, respectively. The winding voltage relationship of the P-type phase-shifting transformer was analyzed, and the winding turn ratio was designed based on the 30° phase shift requirement. Based on the polarity of the HPM-IPR input voltage and its relationship with the output voltage, the four auxiliary diodes in the two sets of single-phase full-wave rectifier bridges were operated alternately, resulting in four operating modes of the rectifier. In all working modes, one auxiliary diode was always connected in series with the load, while in two of the four modes, one auxiliary diode was connected in series and one in parallel with the load. The modulation of the four auxiliary diodes increased the output cur-

rent level of the rectifier bridge to four, and based on the AC–DC side current relationship, the number of steps in the input current increased from 12 to 36. Thereafter, the functional relationship between the turn ratio of the HPM–IPR and the input current and output voltage of the rectifier was established. Based on the definitions of the total harmonic distortion (THD) of the input current and the ripple coefficient of the output voltage, the relationship surfaces between the input current THD, output voltage ripple coefficient, and the turn ratio of the HPM–IPR were obtained. The analysis results indicated that when the HPM–IPR was designed with the optimal turn ratio, the THD of the input current was reduced to one-third of its original value. The capacity of the HPM–IPR and the voltage and current stresses of the four auxiliary diodes under the optimal turn ratio condition were calculated, and the design methods of the HPM–IPR inductance and the selection criteria for the four auxiliary diodes were determined. The calculation results revealed that the capacity of the HPM–IPR was only 3.7% of the output power. The auxiliary diodes connected in series with the load were subjected to voltage and current stresses of $0.03U_d$ and I_d , respectively, while the auxiliary diodes connected in parallel with the load experienced voltage and current stresses of $2U_d$ and $0.15I_d$, respectively. The auxiliary diodes in series with the load were selected as high-current, low-voltage diodes, whereas the auxiliary diodes in parallel with the load were selected as high-voltage, low-current diodes. The efficiency of the rectifier before and after adding the HPM–IPR on the DC side was analyzed, and the efficiency slightly decreased after adding the HPM–IPR.

Results and Discussions A 1.5 kW experimental prototype was constructed, and the input current THD of the rectifier before and after employing the HPM–IPR was compared and analyzed. The experimental results showed that after implementing the HPM–IPR, the waveform of the input current improved from 12 steps to 36 steps, and the 11th, 13th, 23rd, and 25th harmonics in the input current were almost eliminated. The input current THD decreased from 10.9% to 2.1%, and the input current harmonics were effectively suppressed. The input current THD of the rectifier was tested when the output current was 3 A, 4 A, 5 A, 6 A, and 7 A to clarify the harmonic suppression effect under various load conditions. As the load current increases, the THD of the input current slightly decreases because the filtering effect of the leakage inductance of the phase-shifting transformer becomes stronger, making the input current smoother. After using the HPM–IPR, the input current harmonics of the rectifier were effectively suppressed over a wide load range, and the input current THD was reduced to less than 3%.

Conclusions The results demonstrate that the proposed HPM–IPR increases the number of steps in the rectifier’s input current from 12 to 36 and reduces the input current THD to less than 3% over a wide load range, achieving a nearly sinusoidal input current and effectively suppressing input current harmonics. The HPM–IPR scheme exhibited good harmonic suppression performance. In addition, the equivalent capacity of the HPM–IPR was only 3.7% of the output power and did not require active devices, indicating that the proposed HPM–IPR scheme possesses advantages of small equivalent capacity, ease of implementation, and low cost, along with substantial application value.

Key words: multi-pulse rectifier; inter-phase reactor; pulse-multiplying; harmonic suppression; power quality

(编辑 赵 婧)

引用格式: Wang Jingfang,Xiong Pengying,Yao Xuliang,et al.36-pulse autotransformer rectifier with hybrid pulse-multiplying inter-phase reactor[J].Advanced Engineering Sciences,2025,57(6):297–310.[王景芳,熊鹏赢,姚绪梁,等.基于复合脉波倍增平衡电抗器的自耦型36脉波整流器[J].工程科学与技术,2025,57(6):297–310.]