

一种带方波电流注入电路的串联型24脉波整流器

王景芳¹,赵晨¹,姚绪梁¹,李磊¹,刘瑜超¹,陈启明²

(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. 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:为了解决常规串联型12脉波整流器输入电流谐波含量高的问题,提出了一种带方波电流注入电路(SWCI)的串联型24脉波整流器。SWCI中的单相整流桥被串联在负载通路中,它根据输入电压的极性交替导通来增加整流桥的输出电流的电平数,然后根据交直流两侧电流的对应关系,将整流器的输入电流的台阶数增加到24,进而实现对输入电流谐波的有效抑制。分析结果表明,当SWCI按最优匝比设计时,输入电流被改进为标准的24台阶波,消除了输入电流的11、13次谐波。所提SWCI方案无须采用任何有源器件,且SWCI中辅助变压器的容量仅为整流器输出功率的1.95%,故所提方案具有电路结构简单、易于实现、成本低廉等优点。为了验证理论分析的正确性,搭建了一台输出功率为2 kW的实验样机,实验结果表明采用SWCI方案后,输入电流的总谐波畸变率由12.1%降低为3.6%,谐波被有效降低。

关键词:串联型多脉波整流器;谐波抑制;电流注入;脉波倍增;电能质量

中图分类号:TM46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202311018

0 引言

与6脉波整流器相比,串联型12脉波整流器不仅能够消除输入电流中的5、7次谐波,还能够倍增整流器的输出电压,常作为用电设备,与电网的接口电路应用于中高压大功率场合,如中压调速系统、船舶电力推进、高压直流输电和风力发电^[1-5]。相比并联型12脉波整流器,2组整流桥串联避免了整流桥输出电流的不平衡,但其输入电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)仍然较高,不能满足IEEE std 519—2022对谐波的限制要求^[6-7]。

抑制串联型12脉波整流器的输入电流谐波的方法一般可以分为3种。第1种是在串联型12脉波整流器的交流侧安装滤波器来补偿谐波^[8-9]。无源滤波器结构简单,但谐波补偿能力有限;有源滤波器谐波补偿能力强,但控制复杂且昂贵。第2种是在串联型12脉波整流器的直流侧引入有源谐波抑制电路来降低输入电流谐波^[10-12]。文献[10]通过在整流桥后面直接串联开关器件来调制其输出电流,进而将整流器的输入电流调制为近似正弦波电流。但这种方式要设计较为复杂的控制方法,且对输出电压的脉动无改善作用。文献[11-12]通过在整流桥

的直流侧安装Buck-Boost变换器来调制定流器的输出电流,进而有效抑制整流器的输入电流谐波,但要安装2个Buck-Boost变换器,电路结构和控制较复杂。第3种是通过增加串联型12脉波整流器的脉波数来降低整流器的输入电流谐波。文献[13]和文献[14-17]分别通过合理增加变压器的输出相数和调整其输出的相位关系,将12脉波整流器改进为18、24脉波整流器,有效降低了整流器的输入电流THD。但随着移相变压器输出相数的增加,其结构变得越来越复杂,且整流器所需的元器件个数也越来越多,这不仅增加了整流器的设计难度,而且增加了整流器的制造成本。为了在不增加移相变压器复杂度和整流桥个数的同时,进一步抑制串联型12脉波整流器的输入电流谐波,文献[18]提出了一种在2个整流桥之间串联防波电压注入电路的24脉波整流器,它通过方波电压注入电路的调制将整流器的输入电压台阶数倍增为24,间接降低了整流器的输入电流谐波。文献[19]提出了一种直流侧带辅助电压注入电路的24脉波整流器,它通过辅助电压注入电路的调制,根据整流器的交流侧与直流侧之间的电压关系,将整流器的输入电压台阶数由12增加为24,使流过电网电压输出端与整流器移相变压器输入端之间电感的电流更接近于正弦波,进而减少串联型12脉波整流器中输入电流谐波的含量。因此,基于电压注入的整流器谐波方法是一种间接抑制整流器输入电流谐波的方法,它必须在整流器的输入侧串联3个足够大的电感,否则无法实现对整流器输入电流谐波的抑制。然而,这不仅会增加整流器的体积和成本,而且会降低整流器的位移因数。另外,因输入侧串联大电感的影响,整流器的输出电压

收稿日期:2023-05-09;修回日期:2023-09-13

在线出版日期:2023-11-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52107084);哈尔滨工程大学高水平科研引导专项“卡脖子”攻关计划(3072022QBZ0402)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52107084) and Harbin Engineering University High-level Research Guidance Special Project-“Sticking Neck” Plan(3072022QBZ0402)

特性将变得非常软,当负载电流变化时,输出电压将在较大范围内变化,无法为负载提供较稳定的直流电压。

为了解决上述基于电压注入的整流器谐波方法存在的问题,本文提出一种基于电流注入的整流器谐波抑制方法,得到了一种直流侧带方波电流注入电路(square-wave current injector, SWCI)的串联型24脉波整流器。本文提出的是一种电流注入方法,与基于直流侧电压注入的谐波抑制方法^[18-19]相比,它无须在整流器的输入侧串联大电感,解决了基于电压注入的整流器谐波抑制方法在输入侧串联电感引起的位移因数降低和输出电压特性变软的问题。此外,本文所提方法无须增加移相变压器的复杂度和整流桥个数,仅在直流侧增加少量的无源器件即可将整流器的脉波数增加1倍,具有结构简单、可靠性高、易于实现等优点。

1 电路拓扑与工作原理

1.1 24脉波整流器

本文提出的24脉波整流器由基于Zig-Zag移相变压器的串联型12脉波整流器和SWCI组成,如图1所示。SWCI包括由电容 C_1 、 C_2 与平衡电抗器IPR1组成的环流形成网络,以及由单相整流器桥与单相辅助变压器 T_1 组成的电流注入电路。环流形成网络用于阻断直流输出电压中的直流分量,为直流侧交变的环流提供通路。电流注入电路中的单相整流桥根据其输入电压的极性交替导通,从整流器的直流侧提取特定的方波电流,然后通过 T_1 将提取到的方波电流注入整流桥Rec1、Rec2的直流侧,接着根据整流器输入电流与整流桥Rec1、Rec2的输出电流之间的函数关系,使得整流器输入电流的台阶数由12增加到24。

Zig-Zag移相变压器的绕组结构图如附录A图

A1所示,其各副边绕组具有相同的匝数,绕组结构的一致性较好。为了实现 30° 移相角,移相变压器原、副边绕组的匝比应满足:

$$N:N_{11}:N_{12}:N_{21}:N_{22}=\sqrt{3}:k:\frac{\sqrt{3}-1}{2}k:k:\frac{\sqrt{3}-1}{2}k \quad (1)$$

式中: N 为Zig-Zag移相变压器的原边绕组匝数; N_{11} 和 N_{12} 、 N_{21} 和 N_{22} 为移相变压器2组副边的2个绕组的匝数; k 为移相变压器原边和副边绕组匝数之间的比例系数。

为了便于后面的分析,定义图1中 T_1 的原、副边绕组的匝比 m 为:

$$m=\frac{N_s}{N_p}=\frac{u_s}{u_p} \quad (2)$$

式中: N_p 为 T_1 原边绕组匝数; N_s 为 T_1 副边绕组匝数; u_s 为 T_1 副边绕组的输出电压,也即单相整流桥的输入电压; u_p 为 T_1 原边绕组两端的电压。

1.2 工作模态分析

在图1中,根据 u_s 极性的不同,直流侧带SWCI的24脉波整流器具有2种工作模态:P模态和N模态。P模态和N模态下的电路图如附录A图A2所示,具体分析如下。

1)P模态:当 $u_s>0$ 时,整流器工作在P模态。此时辅助二极管 D_{m2} 、 D_{m3} 导通。根据基尔霍夫电流定律(Kirchhoff's current law, KCL)和安匝平衡原理可得:

$$\begin{cases} i_p=i_{c1}+i_{c2} \\ i_{c1}=i_{c2} \\ i_{d2}=i_d-i_{c2} \\ i_{d1}=i_{d1}-i_{c1} \\ N_p i_p=N_s i_s \\ i_s=i_d \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_{d1} 、 i_{d2} 分别为整流桥Rec1、Rec2的输出电流; i_p 为流过 T_1 原边绕组的电流; i_s 为 T_1 副边绕组的输出电

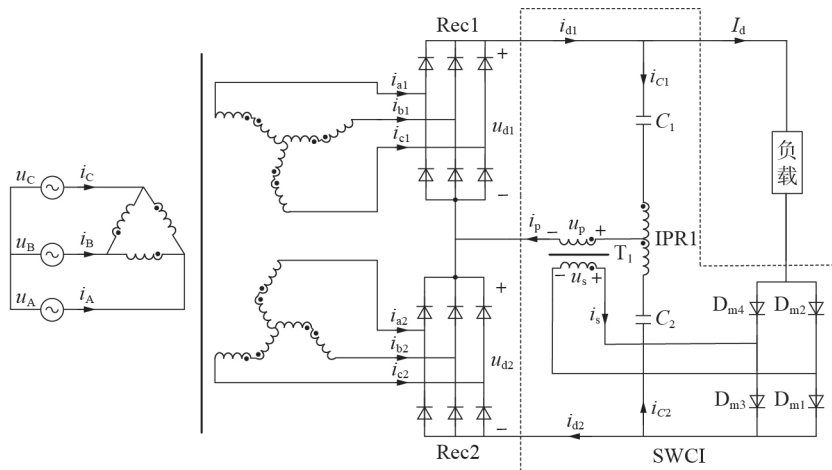


图1 直流侧带SWCI的24脉波整流器拓扑

Fig.1 Topology of 24-pulse rectifier with SWCI at DC-side

流; i_{c1} 、 i_{c2} 分别为流过电容 C_1 、 C_2 的电流; i_d 为流过负载的电流。

根据图1,假设整流器的负载为大电感负载,即整流器的输出电流恒定为 I_d 。将式(2)代入式(3),化简可得 i_{d1} 、 i_{d2} 分别为:

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{2+m}{2} I_d \\ i_{d2} = \frac{2-m}{2} I_d \end{cases} \quad (4)$$

根据基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's voltage law, KVL),可得整流器直流侧电压之间的关系满足:

$$\begin{cases} u_{d1} + u_{d2} = u_s + u_d \\ u_{d2} + u_p = \frac{u_s + u_d}{2} \\ u_{d1} - u_p = \frac{u_s + u_d}{2} \\ u_s = m u_p \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_{d1} 、 u_{d2} 分别为整流桥 Rec1、Rec2 的输出电压; u_d 为整流器的输出电压。

化简式(5)可得, u_d 与 u_{d1} 、 u_{d2} 之间的关系满足:

$$u_d = \frac{2+m}{2} u_{d1} + \frac{2-m}{2} u_{d2} \quad (6)$$

2) N 模式: 当 $u_s < 0$ 时, 整流器工作在 N 模式。因为所提整流器具有对称的电路结构, P 模式和 N 模式的工作过程相似, 同理可得 N 模式时 i_{d1} 、 i_{d2} 分别为:

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{2-m}{2} I_d \\ i_{d2} = \frac{2+m}{2} I_d \end{cases} \quad (7)$$

u_d 与 u_{d1} 、 u_{d2} 之间的关系满足:

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

由上面的分析可知, 根据 u_s 极性的不同, SWCI 工作于不同的导通状态, 整流桥 Rec1、Rec2 的输出电流拥有高、低 2 种电平状态, 同时 u_d 与 u_{d1} 、 u_{d2} 之间的关系也被改变, u_d 不再是 2 个整流桥输出电压的简单叠加。所提整流器的主要波形(最优匝比 $m=0.983$) 如图 2 所示。

2 SWCI 中单相辅助变压器的最优匝比

设整流器三相输入电压 u_A 、 u_B 、 u_C 为:

$$\begin{cases} u_A = U_m \sin(\omega t) \\ u_B = U_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_C = U_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (9)$$

式中: U_m 、 ω 分别为输入相电压的幅值、角频率。

根据 Zig-Zag 移相变压器的结构及绕组之间的

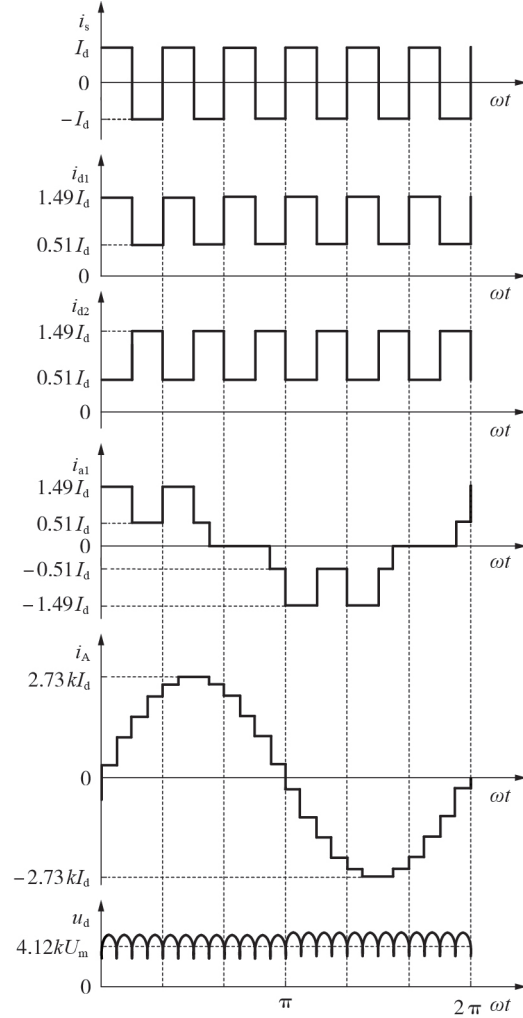


图2 整流器的主要波形

Fig.2 Main waveforms of rectifier

关系, 可得变压器的三相输出电压(即整流桥 Rec1、Rec2 的输入电压) u_{ax} 、 u_{bx} 、 u_{cx} 的表达式见附录 A 式(A1), 其中 $x=1, 2$ 分别对应整流桥 Rec1、Rec2。

基于图1, 根据 KCL 和安匝平衡原理, 可得整流器三相输入电流与整流桥 Rec1、Rec2 的输入电流之间的函数关系为:

$$\begin{cases} i_A = \frac{k}{\sqrt{3}} \left[(i_{a1} - i_{c2}) + \frac{\sqrt{3}-1}{2} (i_{b1} - i_{b2}) + \frac{\sqrt{3}+1}{2} (i_{a2} - i_{c1}) \right] \\ i_B = \frac{k}{\sqrt{3}} \left[(i_{b1} - i_{a2}) + \frac{\sqrt{3}+1}{2} (i_{b2} - i_{a1}) + \frac{\sqrt{3}-1}{2} (i_{c1} - i_{c2}) \right] \\ i_C = \frac{k}{\sqrt{3}} \left[(i_{c1} - i_{b2}) + \frac{\sqrt{3}-1}{2} (i_{a1} - i_{a2}) + \frac{\sqrt{3}+1}{2} (i_{c2} - i_{b1}) \right] \end{cases} \quad (10)$$

式中: i_A 、 i_B 、 i_C 为整流器三相输入电流; i_{ax} 、 i_{bx} 、 i_{cx} ($x=1, 2$) 分别为整流桥 Rec1、Rec2 的三相输入电流。

i_{ax} 、 i_{bx} 、 i_{cx} 与 i_{d1} 、 i_{d2} 之间的关系为:

$$\begin{cases} i_{a1} = S_{a1} i_{d1} \\ i_{b1} = S_{b1} i_{d1} \\ i_{c1} = S_{c1} i_{d1} \\ i_{a2} = S_{a2} i_{d2} \\ i_{b2} = S_{b2} i_{d2} \\ i_{c2} = S_{c2} i_{d2} \end{cases} \quad (11)$$

式中: S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 分别为电流 i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 与 i_{d1} 之间对应的开关函数; S_{a2} 、 S_{b2} 、 S_{c2} 分别为电流 i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 与 i_{d2} 之间对应的开关函数。由式(A1)可知 S_{a1} 满足:

$$S_{a1} = \begin{cases} 0 & \omega t \in \left[2h\pi + \frac{7\pi}{12}, 2h\pi + \frac{11\pi}{12} \right) \cup \\ & \left[2h\pi + \frac{19\pi}{12}, 2h\pi + \frac{23\pi}{12} \right) \\ 1 & \omega t \in \left[2h\pi, 2h\pi + \frac{7\pi}{12} \right) \cup \left[2h\pi + \frac{23\pi}{12}, 2h\pi + 2\pi \right) \\ -1 & \omega t \in \left[2h\pi + \frac{11\pi}{12}, 2h\pi + \frac{19\pi}{12} \right) \end{cases} \quad (12)$$

式中: h 为自然数。

根据开关函数之间的相位关系, 可得 Rec1 和 Rec2 的其他开关函数满足:

$$\begin{cases} S_{b1} = S_{a1} \angle -\frac{2\pi}{3} \\ S_{c1} = S_{a1} \angle \frac{2\pi}{3} \\ S_{a2} = S_{a1} \angle -\frac{\pi}{6} \\ S_{b2} = S_{a1} \angle -\frac{5\pi}{6} \\ S_{c2} = S_{a1} \angle \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (13)$$

将式(11)~(13)代入式(10), 可得整流器三相输入电流的表达式。考虑三相对称, 表达式类似, 下面以 A 相为例进行分析。A 相的输入电流 i_A 为:

$$i_A = \frac{k}{\sqrt{3}} (S_1 i_{d1} + S_2 i_{d2}) \quad (14)$$

$$\begin{cases} S_1 = S_{a1} + \frac{\sqrt{3}-1}{2} S_{b1} - \frac{\sqrt{3}+1}{2} S_{c1} \\ S_2 = \frac{\sqrt{3}+1}{2} S_{a2} - \frac{\sqrt{3}-1}{2} S_{b2} - S_{c2} \end{cases} \quad (15)$$

由式(14)、(15)可知, i_A 主要由电流 i_{d1} 和 i_{d2} 决定。根据上述对整流器工作模态的分析和图2, 可得 i_{d1} 和 i_{d2} 的表达式分别满足:

$$i_{d1} = \begin{cases} \frac{2+m}{2} I_d & \omega t \in \left[\frac{h\pi}{3}, \frac{h\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \\ \frac{2-m}{2} I_d & \omega t \in \left[\frac{h\pi}{3} + \frac{\pi}{6}, \frac{h\pi}{3} + \frac{\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (16)$$

$$i_{d2} = \begin{cases} \frac{2-m}{2} I_d & \omega t \in \left[\frac{h\pi}{3}, \frac{h\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \\ \frac{2+m}{2} I_d & \omega t \in \left[\frac{h\pi}{3} + \frac{\pi}{6}, \frac{h\pi}{3} + \frac{\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (17)$$

将式(16)、(17)代入式(14)可得 i_A 在区间 $\omega t \in [0, \pi/2]$ 的表达式为:

$$i_A = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}-1}{2} m k I_d & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{12} \right) \\ \left(\frac{\sqrt{3}+1}{2} + \frac{\sqrt{3}-3}{4} m \right) k I_d & \omega t \in \left[\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{6} \right) \\ \left(\frac{\sqrt{3}+1}{2} + \frac{3-\sqrt{3}}{4} m \right) k I_d & \omega t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{4} \right) \\ \left(\frac{\sqrt{3}+3}{2} + \frac{1-\sqrt{3}}{4} m \right) k I_d & \omega t \in \left[\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{3} \right) \\ \left(\frac{\sqrt{3}+3}{2} + \frac{\sqrt{3}-1}{4} m \right) k I_d & \omega t \in \left[\frac{\pi}{3}, \frac{5\pi}{12} \right) \\ (\sqrt{3}+1) k I_d & \omega t \in \left[\frac{5\pi}{12}, \frac{\pi}{2} \right) \end{cases} \quad (18)$$

由式(18)可知, 输入电流 i_A 与匝比 m 密切相关, 为了获得使得输入电流的谐波得到最有效抑制的匝比 m , 利用 THD 的定义得到了图3所示的匝比 m 对输入电流 THD 的影响规律曲线。

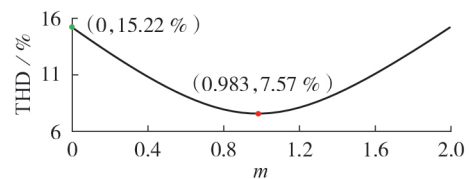


图3 输入电流 THD 随匝比 m 变化的规律
Fig.3 Variation of input current THD with turns ratio m

由图3可知, 当 T_1 按照最优匝比 ($m=0.983$) 设计时, 输入电流的谐波能得到最大限度的抑制, 输入电流的 THD 与常规 24 脉波整流器相同, 均为 7.57%, 此时, i_A 的傅里叶级数表达式为:

$$i_A = k I_d \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \quad (19)$$

$$B_n = \frac{2048}{n\pi(\sqrt{3}-2)} \sin^2 \frac{n\pi}{12} \cos \frac{n\pi}{12} \left\{ \left(2\sqrt{3}-4\sqrt{2}+2 \right) \cos^3 \frac{n\pi}{12} + \left[(\sqrt{2}-2) \times \sqrt{3} + 2\sqrt{2}-2 \right] \cos^2 \frac{n\pi}{12} + \left[(-\sqrt{2}-\frac{1}{2}) \times \sqrt{3} + 2\sqrt{2} + \frac{1}{2} \right] \cos \frac{n\pi}{12} - \frac{\sqrt{2}}{4} + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{2} \right\} \times \left(\cos \frac{n\pi}{12} + \frac{1}{2} \right) \left(\cos^2 \frac{n\pi}{12} - \frac{1}{2} \right) \left(\cos^2 \frac{n\pi}{12} - \frac{3}{4} \right)$$

由式(19)可知,除了 $n=24s\pm 1$ (s 为正整数)次谐波的幅值大于0外,其他次谐波的幅值均为0,这表明输入电流为标准的24台阶波。

在最优匝比条件下,根据整流器的工作模式和KVL,可得整流器输出电压 u_d 的表达式为:

$$u_d = 4.13kU_m \sin\left(\omega t + \frac{11\pi}{24} - \frac{h\pi}{12}\right) \quad \omega t \in \left[\frac{h\pi}{12}, \frac{\pi}{12} + \frac{h\pi}{12}\right] \quad (20)$$

由式(20)可得整流器输出电压平均值 U_d 为:

$$U_d = 4.12kU_m \quad (21)$$

由式(20)可知,在最优匝比条件下,整流器的输出电压为24脉波,这表明SWCI的调制作用倍增了整流器的输出电压脉波数。

3 单相辅助变压器的容量

为了给SWCI中单相辅助变压器 T_1 的设计提供参考,下面在最优匝比条件下对 T_1 的容量进行分析。

在图1中, T_1 原边绕组两端的电压 u_p 与电压 u_{d1} 、 u_{d2} 之间的函数关系为:

$$u_p = \frac{1}{2}(u_{d1} - u_{d2}) \quad (22)$$

根据KVL和整流器的工作模式,可得 u_p 在一个工作周期($\omega t \in [0, \pi/3]$)内的表达式为:

$$u_p = \begin{cases} \frac{3 \times (\sqrt{3} - 1)}{4} kU_m \sin(\omega t) & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{12}\right] \\ kU_m [Y_1 \cos(\omega t) + Y_2 \sin(\omega t)] & \omega t \in \left[\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{4}\right] \\ kU_m [Y_1 \sin(\omega t) + Y_2 \cos(\omega t)] & \omega t \in \left[\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (23)$$

式中: $Y_1 = \frac{3\sqrt{3}-3}{8}$; $Y_2 = \frac{3\sqrt{3}-9}{8}$ 。

由式(23)可得, u_p 的有效值 U_{p_rms} 为:

$$U_{p_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_p^2 d(\omega t)} \approx 0.0199U_d \quad (24)$$

根据 T_1 原、副边绕组之间的关系, T_1 副边绕组输出电压 u_s 的有效值 U_{s_rms} 为:

$$U_{s_rms} = mU_{p_rms} \approx 0.0195U_d \quad (25)$$

根据整流器的工作模式可知, T_1 副边绕组的输出电流 i_s 在一个工作周期($\omega t \in [0, \pi/3]$)内的表达式为:

$$i_s = \begin{cases} I_d & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right] \\ -I_d & \omega t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (26)$$

根据式(26),可得 i_s 的有效值 I_{s_rms} 为:

$$I_{s_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s^2 d(\omega t)} = I_d \quad (27)$$

根据 T_1 原、副边绕组之间的关系,流过辅助变压器原边绕组的电流 i_p 的表达式为:

$$i_p = \begin{cases} mI_d & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right] \\ -mI_d & \omega t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (28)$$

在最优匝比条件下,根据式(28),可得 i_p 的有效值 I_{p_rms} 为:

$$I_{p_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_p^2 d(\omega t)} \approx 0.983 I_d \quad (29)$$

根据式(24)、(25)、(27)、(29),可得 T_1 的等效容量 S_{T1} 为:

$$S_{T1} = \frac{1}{2}(U_{p_rms} I_{p_rms} + U_{s_rms} I_{s_rms}) \approx 0.0195U_d I_d = 1.95\% P_d \quad (30)$$

式中: P_d 为整流器的输出功率。

由式(30)可知, T_1 的等效容量仅为输出功率的1.95%,这表明 T_1 的体积和质量很小,制造成本很少。

4 SWCI中单相整流桥的电压和电流等级

根据图1,由整流器的工作模式可知,流过单相整流桥中辅助二极管 D_{m1} 的电流 i_{m1} 的表达式为:

$$i_{m1} = \begin{cases} 0 & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right] \\ I_d & \omega t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (31)$$

由式(31)可得, i_{m1} 的有效值 I_{m1_rms} 和最大值 I_{m1_max} 为:

$$\begin{cases} I_{m1_rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_d \\ I_{m1_max} = I_d \end{cases} \quad (32)$$

由整流器的工作模式可知, D_{m1} 两端的电压 u_{m1} 为:

$$u_{m1} = \begin{cases} mu_p & \omega t \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right] \\ 0 & \omega t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (33)$$

D_{m1} 在P模式时承受最大的反向电压,在最优匝比条件下,由式(33)可得 u_{m1} 的最大值 U_{m1_max} 为:

$$U_{m1_max} = U_{s_max} = 0.0339 U_d \quad (34)$$

式中: U_{s_max} 为 u_s 的最大值。

因本文所提整流器具有对称的电路结构,单相整流桥中其他二极管流过的电流和承受的电压与 D_{m1} 相同。由上面的分析可知,二极管承受的电压仅

约为整流器输出电压的3.4%，本文所提方案适用于高压大功率场合。

P模式时 D_{m1} 与 D_{m4} 为并联关系，且N模式时单相整流桥中另外2个二极管 D_{m2} 、 D_{m3} 的工作状态与 D_{m1} 、 D_{m4} 相同，故流过二极管 D_{m2} 、 D_{m3} 、 D_{m4} 的电流和承受的电压与 D_{m1} 相同。

5 实验结果

直流侧SWCI的串联型24脉波整流器的实验样机(输出功率为2 kW)见附录A图A3。实验样机的主要参数见附录A表A1。

在上述参数条件下，直流侧采用和未采用SWCI时整流器的输入电流波形及其频谱如图4所示。

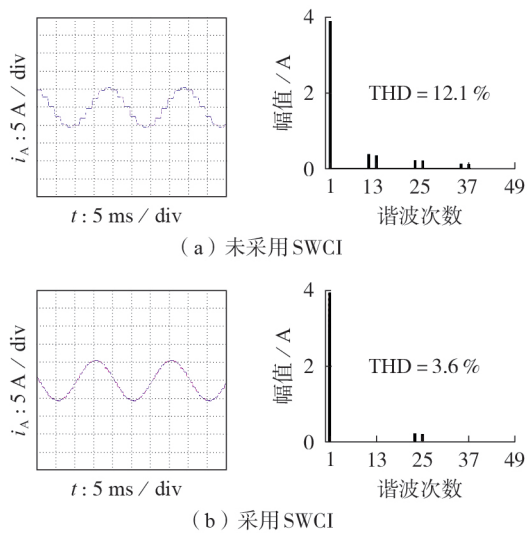


图4 整流器的输入电流及其频谱

Fig.4 Input current of rectifier and its spectrum

由图4(a)可知，当直流侧未采用SWCI时，整流器按照常规12脉波整流器工作，其输入电流的台阶数为12，输入电流中11、13次谐波的含量最高，输入电流的THD高达12.1%；由图4(b)可知，在整流器的直流侧引入SWCI后，输入电流倍增至24脉波，输入电流中的11、13次谐波被消除，输入电流谐波被有效抑制，输入电流的THD由12.1%降为3.6%。

直流侧采用和未采用SWCI时整流器的输出电压波形如图5所示。由图5(a)可知，当直流侧未采用SWCI时，整流器的输出电压为12脉波；由图5(b)

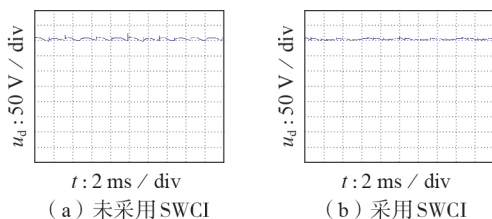


图5 整流器的输出电压

Fig.5 Output voltage of rectifier

可知，在直流侧采用SWCI后，整流器的输出电压为24脉波电压，其脉动得到有效降低，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。

图6为所提整流器的主要电流波形。

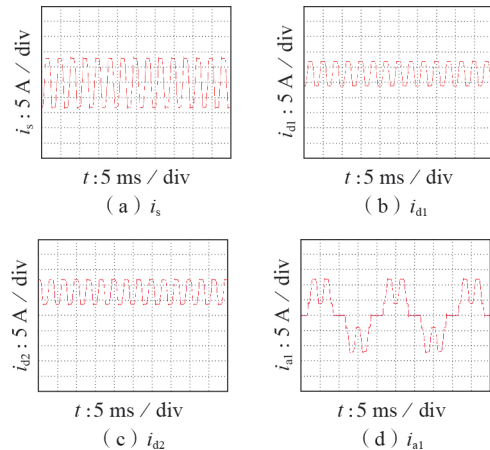


图6 所提整流器的主要电流波形

Fig.6 Main current waveforms of proposed rectifier

由图6(a)可知， i_s 是300 Hz的交流方波电流，它的幅值为8 A，与整流器的输出电流 I_d (8 A)相同，这与图2中的理论分析结果一致。由前面的分析结果可知，在最优匝比条件下，整流桥输出电流的最大值和最小值分别为 $1.49I_d$ 和 $0.51I_d$ ，即分别为11.92 A和4.08 A，此时，如图6(b)和6(c)所示，输出电流 i_{d1} 和 i_{d2} 的波形与图2中的理论波形相同，它们的最大值和最小值都分别为11.90 A和3.98 A，与理论分析结果基本一致。由图6(d)可知，整流桥Rec1的输入电流 i_{a1} 为5电平交流电，其幅值为11.90 A，与图2中的理论分析结果具有一致的波形和几乎相同的幅值 $1.49I_d$ (11.92 A)。因移相变压器漏感的影响，图6中电流波形的上升沿和下降沿都比图2中的理论分析结果更加平缓。

图7给出了负载电流分别为2.2、3.6、4.6、5.3、6.4、8 A时，所提整流器输入电流THD的变化曲线。

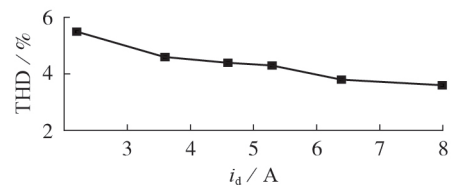


图7 不同负载条件下的输入电流THD

Fig.7 THD of input current under different load conditions

由图7可知，所提整流器具有较好的谐波抑制性能，当整流器的负载电流超过额定值的50%时，整流器输入电流的THD都小于5%，可满足大多数

工业应用的要求。

6 结论

为了同时改善串联型12脉波整流器的输入侧和输出侧的电能质量,提出了一种带SWCI的串联型24脉波整流器。理论分析和实验结果表明:

1)直流侧的SWCI将整流桥的输出电流调制为6倍输入电源频率的两电平直流电流,使得整流器按照2种新的模态工作;

2)与直流侧方波电压注入方案相比,本文所提出的直流侧方波电流注入方案,无须在交流侧串入3个足够大的电感,不仅降低了整流器的体积和制造成本,而且避免了因输入端串联大电感造成的位移因数降低的问题;

3)所提出的直流侧方波电流注入方案,无须采用任何有源器件,且SWCI中辅助变压器的容量仅为输出功率的1.95%,单相整流桥中二极管承受的最大电压仅约为整流器输出电压的3.4%,该方法具有电路结构简单、可靠性高、易于实现等优点。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] SAU S, FERNANDES B G. Modular multilevel converter based variable speed drive with reduced capacitor ripple voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3412-3421.
- [3] ZARGARI N R, CHENG Z Y, PAES R. A guide to matching medium-voltage drive topology to petrochemical applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2): 1912-1920.
- [4] CHANG Y R, CAI X. Hybrid topology of a diode-rectifier-based HVDC system for offshore wind farms[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 2116-2128.
- [5] 杨明扬, 杨志千, 蔡旭, 等. 基于二极管整流器实现风电机组直流输出的方法[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2708-2720.
YANG Mingyang, YANG Zhiqian, CAI Xu, et al. Method for realizing DC output of wind turbine based on diode rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2708-2720.
- [6] Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power and Energy Society. IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems: IEEE Std. 519-2014[S]. New York, USA: IEEE, 2014.
- [7] 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.
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.
- [8] 王涛, 彭国荣, 胡隼璇, 等. 基于谐波磁势平衡的12脉波整流器一体化滤波方法[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(8): 157-167.

WANG Tao, PENG Guorong, HU Juanxuan, et al. Integrated filtering method of 12-pulse rectifier based on harmonic magnetic potential balance[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(8): 157-167.

- [9] LI X, XU W, DING T Y. Damped high passive filter—a new filtering scheme for multipulse rectifier systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(1): 117-124.
- [10] VILLABLANCA M E, NADAL J I, CRUZAT F A, et al. Harmonic improvement in 12-pulse series-connected line-commutated rectifiers[J]. IET Power Electronics, 2009, 2(4): 466-473.
- [11] BAI S Z, 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.
- [12] BAI S Z, LUKIC S M. Unified active filter and energy storage system for an MW electric vehicle charging station[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5793-5803.
- [13] 张华强, 李泉慧, 孟凡刚, 等. 一种带隔离变压器的串联型18脉波整流器[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(12): 23-31.
ZHANG Huaqiang, LI Quanhui, MENG Fangang, et al. Series-connected 18-pulse rectifier using isolated transformer[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(12): 23-31.
- [14] VERMA M, BHATIA N, HOLDRIDGE S D, et al. Isolation techniques for medium-voltage adjustable speed drives: drive topologies for maintaining line-side performance[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2019, 25(6): 92-100.
- [15] VANDERMEULEN A, NATALI T, DIONISE T, et al. Exploring new and conventional starting methods of large medium-voltage induction motors on limited kVA sources[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(5): 4474-4482.
- [16] DUROCHER D B, THOMPSON C. Medium-voltage adjustable-speed drives upgrade: delivering operational benefits for a steel mill runout table cooling system[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2019, 25(6): 34-43.
- [17] 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.
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.
- [18] CHIVITE-ZABALZA F J, FORSYTH A J, TRAINER D R. A simple, passive 24-pulse AC-DC converter with inherent load balancing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 430-439.
- [19] MENG F G, DU Q X, WANG L, et al. A series-connected 24-pulse rectifier using passive voltage harmonic injection method at DC-link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 24(9): 8503-8512.

作者简介:

王景芳(1984—),男,讲师,博士,主要研究方向为大功率整流器的谐波抑制(**E-mail**:jingfangwang@hrbeu.edu.cn);

赵晨(1999—),男,硕士研究生,主要研究方向为大功率电力电子变换器(**E-mail**:zhaochen221b@hrbeu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Series-connected 24-pulse rectifier with square-wave current injector

WANG Jingfang¹, ZHAO Chen¹, YAO Xuliang¹, LI Lei¹, LIU Yuchao¹, CHEN Qiming²

- (1. College of Intelligent Science and Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
2. College of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: To solve the problem of high harmonic content in the input current of the conventional series-connected 12-pulse rectifier, a series-connected 24-pulse rectifier with a square-wave current injector (SWCI) is proposed. The single-phase bridge rectifier in SWCI is connected in series in the load path, and it alternately conducts according to the polarity of the input voltage to increase the number of levels of the output current of the bridge rectifier. Then, according to the corresponding relation between the currents on AC and DC sides, the number of steps of the input current of the rectifier is increased to 24, thus realizing the effective suppression of the input current harmonics. The analysis results show that when SWCI is designed with the optimal turns ratio, the input current is improved to a standard 24-step wave, eliminating the 11th and 13th harmonics. The proposed SWCI scheme does not require any active devices, and the capacity of the auxiliary transformer in SWCI is only 1.95% of the rectifier output power, so the proposed method has the advantages of simple circuit structure, easy implementation and low cost. To verify the correctness of the theoretical analysis, an experimental prototype with an output power of 2 kW is established. The experimental results show that the total harmonic distortion of the input current is reduced from 12.1% to 3.6% after adopting SWCI, and the harmonics of the input current are effectively reduced.

Key words: series-connected multi-pulse rectifier; harmonic suppression; current injection; pulse doubling; power quality

(上接第130页 continued from page 130)

Input voltage sharing control strategy of ISOP-DAB converter system considering influence of module input impedance

LI Shanshou¹, XIA Hu¹, FANG Qiansheng¹, YE Wei², WANG Hao²

- (1. Key Laboratory of Intelligent Building & Building Energy Saving, Anhui Jianzhu University, Hefei 230022, China;
2. Anhui Nari-Jiyuan Power Grid Technology Co., Ltd., Hefei 230088, China)

Abstract: In order to solve the problem of uneven output power distribution caused by the sub-module parameter inconsistency of input-series output-parallel dual active bridge (ISOP-DAB) DC converter system, an input voltage sharing control strategy of ISOP-DAB DC converter system based on input impedance is proposed. By improving the traditional single phase shift control method, a new single phase shift (NSPS) control method is obtained, which can reduce the return power. Further, based on the NSPS, the relationship between input voltage sharing, output power sharing and the input impedance of each module in the ISOP-DAB DC converter system is analyzed. By adjusting the inner shift ratio of NSPS, the amplitude of input impedance of each module is equal, so that the input voltage sharing of the system and the output power sharing of the module are realized, the return power of the dual active bridge converter is reduced, and the working power of the system is increased. The correctness and effectiveness of the proposed control strategy are verified by simulation and experiment.

Key words: dual active bridge converter; single phase shift control; input-series output-parallel; input voltage sharing; output power sharing

附录 A

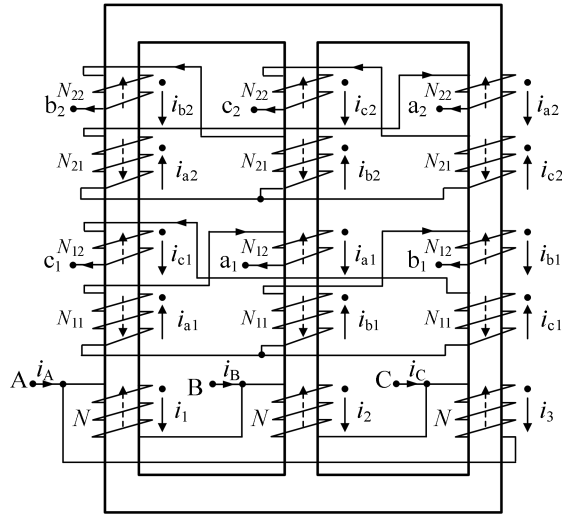


图 A1 Zig-Zag 移相变压器的绕组结构图

Fig.A1 Winding structure of Zig-Zag phase-shifting transformer

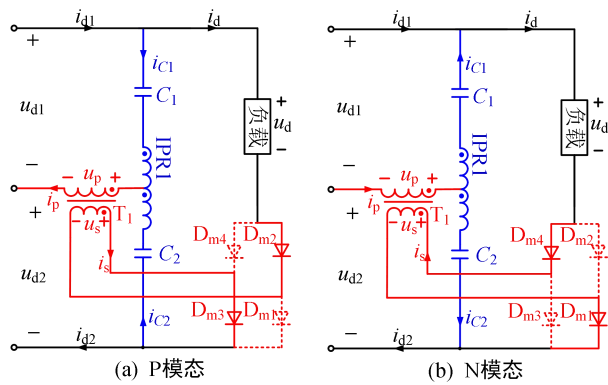


图 A2 不同模式下的电路图

Fig.A2 Circuit diagrams under different modes

$$\begin{cases} u_{a1} = \frac{\sqrt{6}}{2} kU_m \sin(\omega t + \pi/4), u_{b1} = \frac{\sqrt{6}}{2} kU_m \sin(\omega t - 5\pi/12), u_{c1} = \frac{\sqrt{6}}{2} kU_m \sin(\omega t + 11\pi/12) \\ u_{a2} = \frac{\sqrt{6}}{2} kU_m \sin(\omega t + \pi/12), u_{b2} = \frac{\sqrt{6}}{2} kU_m \sin(\omega t - 7\pi/12), u_{c2} = \frac{\sqrt{6}}{2} kU_m \sin(\omega t + 3\pi/4) \end{cases} \quad (A1)$$

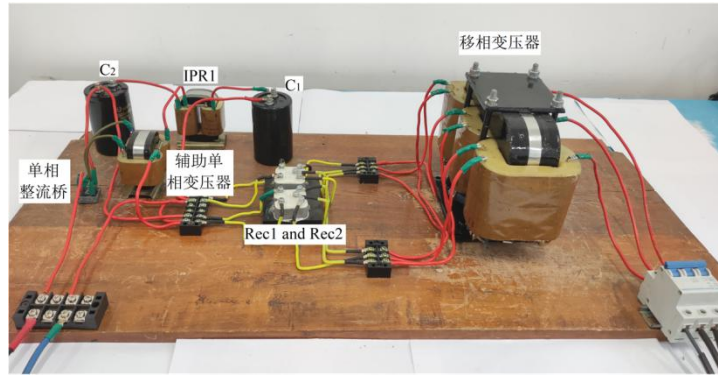


图 A3 实验样机

Fig.A3 Experimental prototype

表 A1 实验样机的主要参数

Table A1 Main parameters of experimental prototype

参数	数值
输入线电压	310 V
输入电压频率	50 Hz
输出电流	8 A
输出电压	250 V
负载滤波电感	15 mH
移相变压器原副边绕组匝比	6.928:1:0.366:1:0.366
辅助变压器的匝比 m	0.983:1
辅助整流桥的型号	KPBC2510