

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210859

一种直流侧带混合谐波抑制电路的24脉波整流器

陈涛¹, 陈小强^{1,2}, 米季炯³, 王英^{1,2}

(1. 兰州交通大学自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070; 2. 光电技术与智能控制教育部重点实验室(兰州交通大学), 甘肃 兰州 730070; 3. 华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 常规12脉波整流器会对电网造成大量谐波污染。为同时提高整流器交、直流侧电能质量, 提出了一种直流侧带混合谐波抑制电路(Hybrid Harmonic Suppression Circuit, HHSC)的24脉波整流器。所提整流器由常规12脉波整流器、抽头变换器(Tapped Inter-Phase Converter, TIPC)和补偿电路(Compensation Circuit, CC)组成。TIPC的输出端与负载串联, 直接调制整流桥的输出电流和电压。CC与负载并联, 间接调制整流桥的输出电流, 然后根据交、直流两侧电流关系和直流侧电压关系, 最终使整流器输入电流接近正弦波, 输出电压由12脉波倍增至24脉波。该方法仅需小容量(仅为输出功率的2.65%)的HHSC即可有效降低输入电流谐波和输出电压纹波, 具有高谐波抑制性能、低谐波抑制代价等优点。在Matlab/Simulink中搭建仿真模型, 验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 多脉波整流器; 谐波抑制; 电流直接注入; 平衡电抗器; 电能质量

A 24-pulse rectifier with hybrid harmonic suppression circuit on the DC side

CHEN Tao¹, CHEN Xiaoqiang^{1,2}, MI Jijiong³, WANG Ying^{1,2}

(1. School of Automation & Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China; 2. Key Laboratory of Opto-Technology and Intelligent Control Ministry of Education (Lanzhou Jiaotong University), Lanzhou 730070, China; 3. School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: The conventional 12-pulse rectifier causes a lot of harmonic pollution in the grid. To improve the power quality of both AC and DC sides of the rectifier, a 24-pulse rectifier with hybrid harmonic suppression circuit (HHSC) on the DC side is proposed. The proposed rectifier consists of a conventional 12-pulse rectifier, an active-tapped inter-phase reactor (AT-IPR) and a compensation circuit (CC). The output side of the TIPC is connected in series with the load to directly modulate the output current and output voltage of the rectifier bridge; the CC is connected in parallel with the load to indirectly modulate the output current of the rectifier bridge, and then according to the current relationship between the AC and DC sides and the voltage relationship on the DC side, the input line current of rectifier is close to the sinusoidal current and output voltage is doubled from 12 to 24 pulses. This method only needs a small-capacity HHSC (only 2.65% of output power) to reduce input line current harmonics and output voltage ripple effectively, and it has the advantages of high harmonic suppression performance and low harmonic suppression cost. The simulation model of the rectifier system is built in Matlab/Simulink to verify the correctness and effectiveness of the proposed method.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51767013 and No. 52067013).

Key words: multi-pulse rectifier; harmonic suppression; direct current injection; inter-phase reactor; power quality

0 引言

多脉波整流器(Multi-Pulse Rectifier, MPR)因结构简单、可靠性高、过载能力强等诸多优点, 通常

作为前端整流器广泛运用于可变速驱动器、船舶电力推进系统和多电飞机供电系统^[1-4]。在众多MPRs中, 12脉波整流器结构最简, 运用最广^[5-8], 然而12脉波整流器输入电流中包含大量的谐波, 会对电网造成谐波污染, 导致不满足IEEE-519标准要求^[9-10]。另外, 整流器的输出电压脉动较大, 降低了直流供电质量^[11-12]。

基金项目: 国家自然科学基金项目(51767013, 52067013); 教育部光电技术与智能控制重点实验室开放课题(KFKT2020-12)

为降低 12 脉波整流器中的电流谐波，国内外学者提出了多种谐波抑制方法^[13-22]，一般可分为两类。一类是被动谐波补偿方式，该方式通过安装有源、无源或混合电力滤波器来有效补偿整流器产生的谐波。然而，在一些场合中，滤波装置的容量与整流系统功率等级相当，故会导致损耗和成本增加^[14-16]。另一类是主动谐波抑制方式，该方法通过改进整流器自身结构和控制方法力求从源头消除谐波。该方式可分为两种，一种是直流侧有源谐波抑制技术，它结合 PWM 控制技术，通过控制辅助开关变换器将直流侧电流调制为特定波形，然后根据交、直流两侧电流的对应关系，最终实现输入电流谐波的有效抑制。该方法虽然谐波治理效果显著，但不能增加输出电压的脉波数，对输出电压脉动无改善作用^[17-19]。另一种是脉波倍增方法，其实现方式有两种，一种是通过细分移相变压器的移相角来增加输出电压相数，进而增加整流器的脉波数。根据此方法，文献[20-22]分别提出了 18、20、和 24 脉波整流器，与常规 12 脉波整流器相比，它们均有效地降低了输入电流的谐波总畸变率和输出电压的纹波系数。然而，多相变压器结构复杂，绕组与整流元件个数倍增，这不仅增加了整流器的成本、体积和制造难度，而且导致谐波抑制效率急剧下降。为在尽量不增加整流器复杂性的前提下实现脉波倍增，抽头平衡电抗器 (Tapped Inter-Phase Reactor, T-IPR)被提出用于将常规 12 脉波整流器扩展到 24 脉波整流器^[23-26]。该方法利用抽头上二极管的交替导通，在直流侧调制生成不流经负载的环流，进而增加整流桥的输出电流状态，然后依据交、直流两侧电流关系和直流侧电压关系，最终将整流器的输入电流阶梯数和输出电压脉波数从 12 提高到 24，实现对输入电流谐波和输出电压纹波的

抑制。然而，该方法谐波抑制能力有限，虽然它能抵消输入电流中的 11、13 次谐波，但高次谐波的含量仍然很高，不满足相关谐波标准要求。另外，由于直流侧环流特征的局限性，整流桥输出电流没有到达零的时刻，整流器可能存在因换相重叠而导致的电压陷波问题^[27]。

为此，本文提出一种直流侧带混合谐波抑制电路(Hybrid Harmonic Suppression Circuit, HHSC)的 24 脉波整流器，它由常规 12 脉波整流器、基于有源抽头电抗器(Active-Tapped Inter-Phase Reactor, AT-IPR)的变换器(Tapped Inter-Phase Converter, TIPC)和补偿电路(Compensation Circuit, CC)组成(如图 1 所示)。与基于 T-IPR 的方案相比，CC 的引入不仅可以有效抑制整流器中高次谐波，提高谐波抑制能力，而且 CC 与 TIPC 的共同调制使得整流桥可以零电流换相，有利于避免换相重叠问题。

1 整流器拓扑及其工作模式

1.1 整流器电路结构

图 1 所示为所提出的直流侧带 HHSC 的 24 脉波整流器拓扑。除了 HHSC 取代常规平衡电抗器外，整流器几乎与常规 12 脉波整流器相同。整流器采用星形自耦变压器作为移相变压器(Auto-Transformer for Phase-Shifting, ATPS)，利用零序电流阻抗器(Zero Sequence Blocking Transformer, ZSBT)抑制三倍频电流。AT-IPR 抽头与两个共阴极二极管相连组成 TIPC，TIPC 与负载串联，产生无源环流 i_i ；CC 与负载并联，产生补偿环流 i_s 。由 i_i 与 i_s 配比形成的复合环流 i_m 首先调制定流桥(REC I, REC II)的输出电流(i_{d1} , i_{d2})，然后根据交、直流两侧电流关系和直流侧电压关系，最终降低整流器的输入电流谐波和输出电压纹波。

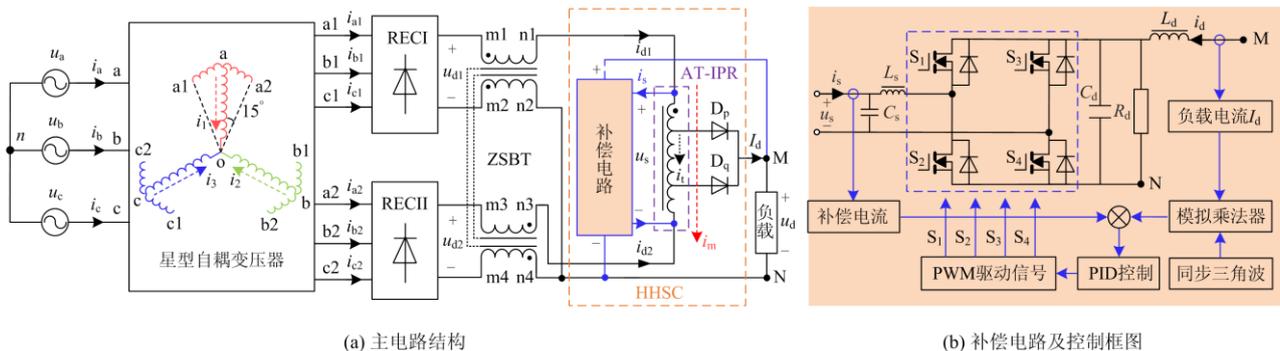


图 1 直流侧带 HHSC 的 24 脉波整流器

Fig. 1 The proposed 24-pulse rectifier with HHSC at DC side

为便于后续理论分析和计算, 先做以下假设。

1) 整流器三相输入电压为

$$\begin{cases} u_a = \sqrt{2}U_m \sin \omega t \\ u_b = \sqrt{2}U_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = \sqrt{2}U_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_m 为输入相电压有效值。

2) 图2为 AT-IPR 的绕组结构。定义 AT-IPR 的抽头匝比 a_n 为

$$0 \leq (a_n = \frac{N_t}{N_s}) \leq 0.5 \quad (2)$$

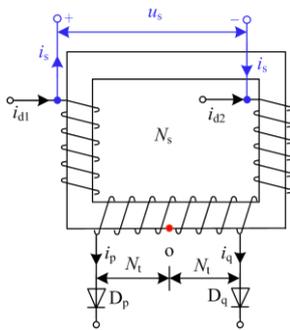


图2 AT-IPR 绕组结构

Fig. 2 Windings structure of AT-IPR

3) 忽略 ATPS 和 AT-IPR 的漏感。

4) 整流器工作在大电感负载状态, 即负载电流 i_d 可以看作一个恒定的 I_d 。

1.2 HHSC 的工作模式

由图1可以得到 HHSC 具有四种工作模式, 如图3所示。

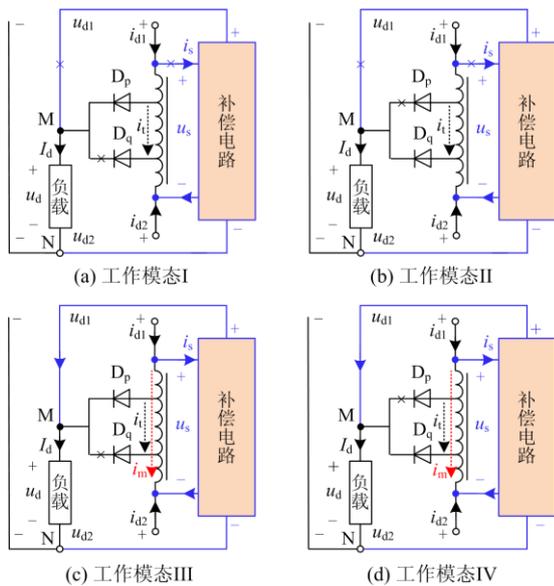


图3 HHSC 工作模式

Fig. 3 Operation mode of HHSC

由图3得到对应工作模式下直流侧电压关系及环流形式, 如表1所示。

表1 HHSC 工作模式下直流侧电压关系和环流

Table 1 Voltage relationship and circulating current

in each operation mode of HHSC

条件	工作模式	电压关系	环流形式
$u_{d1} > u_{d2}$ 且 CC 不作用	工作模式 I	$u_d = u_{d1} - (0.5 - a_n)u_s$	$i_c = a_n I_d$
$u_{d1} < u_{d2}$ 且 CC 不作用	工作模式 II	$u_d = u_{d1} - (0.5 + a_n)u_s$	$i_c = -a_n I_d$
$u_{d1} > u_{d2}$ 且 CC 作用	工作模式 III	$u_d = u_{d1} - (0.5 - a_n)u_s$	$i_m = a_n I_d + i_s$
$u_{d1} < u_{d2}$ 且 CC 作用	工作模式 IV	$u_d = u_{d1} - (0.5 + a_n)u_s$	$i_m = -a_n I_d + i_s$

2 混合谐波抑制机理分析

2.1 输入电流特性

根据 TIPC 的工作原理, 并结合表1, 直流侧复合环流 i_m 可以表示为

$$i_m = i_s + i_t = i_s + (S_p - S_q)a_n I_d \quad (3)$$

式中, S_p 和 S_q 分别为 TIPC 中 D_p 和 D_q 的开关函数, 其表达式为

$$S_p = \begin{cases} 0 & \omega t \in [\frac{k\pi}{3}, \frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3}) \\ 1 & \omega t \in [\frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3}, \frac{(k+1)\pi}{3}] \end{cases} \quad (4)$$

$$S_q = \begin{cases} 1 & \omega t \in [\frac{k\pi}{3}, \frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3}) \\ 0 & \omega t \in [\frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3}, \frac{(k+1)\pi}{3}] \end{cases}$$

式中, k 为自然数。

根据整流系统对称性, REC I 和 REC II 的输出电流由 i_m 决定, 即

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{1}{2}I_d + i_m \\ i_{d2} = \frac{1}{2}I_d - i_m \end{cases} \quad (5)$$

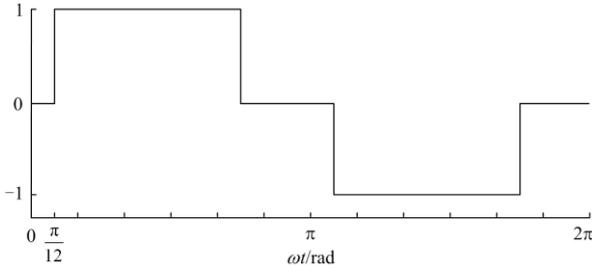
依据整流桥调制原理, REC I 和 REC II 的输入、输出电流之间满足

$$\begin{cases} i_{a1} = S_{a1}i_{d1} \\ i_{b1} = S_{b1}i_{d1} \\ i_{c1} = S_{c1}i_{d1} \end{cases}, \begin{cases} i_{a2} = S_{a2}i_{d2} \\ i_{b2} = S_{b2}i_{d2} \\ i_{c2} = S_{c2}i_{d2} \end{cases} \quad (6)$$

式中, S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 、 S_{a2} 、 S_{b2} 和 S_{c2} 分别是 a1、b1、c1、a2、b2 和 c2 相的开关函数。其中, S_{a1} 的波形如图4所示。

S_{a1} 与各开关函数之间的关系满足式(7)。

$$\begin{cases} S_{b1} = S_{a1} \angle -2\pi/3 \\ S_{c1} = S_{a1} \angle +2\pi/3 \end{cases}, \begin{cases} S_{a2} = S_{a1} \angle -\pi/6 \\ S_{b2} = S_{a1} \angle -5\pi/6 \\ S_{c2} = S_{a1} \angle +\pi/2 \end{cases} \quad (7)$$

图4 开关函数 S_{a1} Fig. 4 Switching function S_{a1}

根据图1中星形自耦变压器绕组结构关系,可以得到整流器的输入电流 i_a 为

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} + (2 - \sqrt{3})(i_{b1} + i_{c2}) \quad (8)$$

输入电流 i_a 的谐波总畸变率 THD_{ia} 可以表示为

$$THD_{ia} = \frac{\sqrt{I_a^2 - I_{af}^2}}{I_{af}} \times 100\% \quad (9)$$

式中, I_a 和 I_{af} 分别为 i_a 及其基波电流 i_{af} 的有效值,它们可借助式(10)计算。

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t} \quad (10)$$

综合上述分析,直流侧复合环流 i_m 是影响整流器输入电流特性(电流各次谐波含量和谐波总畸变率)的决定因素。

2.2 输出电压特性

同样地,依据调制原理,REC I 和 REC II 的输出电压满足

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

式中, u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 、 u_{a2} 、 u_{b2} 和 u_{c2} 为整流桥对应相的输入电压,结合式(1)和星形变压器的电压相量关系,它们可以表示为

$$\begin{cases} u_{a1} = (3 - \sqrt{3})U_m \sin(\omega t + \pi/12) \\ u_{b1} = (3 - \sqrt{3})U_m \sin(\omega t - 7\pi/12) \\ u_{c1} = (3 - \sqrt{3})U_m \sin(\omega t + 3\pi/4) \\ u_{a2} = (3 - \sqrt{3})U_m \sin(\omega t - \pi/12) \\ u_{b2} = (3 - \sqrt{3})U_m \sin(\omega t - 3\pi/4) \\ u_{c2} = (3 - \sqrt{3})U_m \sin(\omega t + 7\pi/12) \end{cases} \quad (12)$$

结合表1中电压关系和式(4),整流器的输出电压 u_d 可表示为

$$u_d = \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d2}) + (S_p - S_q)a_n(u_{d1} - u_{d2}) \quad (13)$$

结合式(7)和式(11)一式(13),得到 u_d 表达式为

$$u_d = \begin{cases} \sqrt{(126 - 72\sqrt{3})a_n^2 + \frac{9}{2}} \cdot U_m \sin(\omega t - \frac{k\pi}{3} + \arctan \frac{2 + \sqrt{3}}{2a_n}) & \omega t \in [\frac{k\pi}{3}, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12}) \\ \sqrt{(126 - 72\sqrt{3})a_n^2 + \frac{9}{2}} \cdot U_m \sin(\omega t - \frac{k\pi}{3} - \frac{\pi}{6} - \arctan \frac{2 + \sqrt{3}}{2a_n}) & \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12}, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) \\ \sqrt{(126 - 72\sqrt{3})a_n^2 + \frac{9}{2}} \cdot U_m \sin(\omega t - \frac{k\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \arctan \frac{2 + \sqrt{3}}{2a_n}) & \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{6}, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4}) \\ \sqrt{(126 - 72\sqrt{3})a_n^2 + \frac{9}{2}} \cdot U_m \sin(\omega t - \frac{k\pi}{3} - \frac{\pi}{3} - \arctan \frac{2 + \sqrt{3}}{2a_n}) & \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4}, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (14)$$

输出电压 u_d 的纹波系数 RF_u 可以表示为

$$RF_u = \frac{(u_{dmax} - u_{dmin})}{2u_{dav}} \times 100\% \quad (15)$$

式中: u_{dmax} 、 u_{dmin} 和 u_{dav} 分别为输出电压 u_d 的最大值、最小值和平均值。

根据上述分析,整流器的输出电压特性(输出电压及其纹波系数)与 a_n 有关。

2.3 CC 容量特性

图1中的 AT-IPR 的端电压可以计算为

$$u_s = u_{d1} - u_{d2} \quad (16)$$

因此,CC 的容量可表示为

$$S_{CC} = U_s I_s \quad (17)$$

式中, U_s 、 I_s 分别为 u_s 和 i_s 的有效值,可分别通过式(18)和式(10)计算。

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u^2 d\omega t} \quad (18)$$

定义 CC 的等效容量为

$$\lambda_c = \frac{S_{CC}}{P_d} \times 100\% = \frac{S_{CC}}{U_d I_d} \times 100\% \quad (19)$$

式中: P_d 为整流系统输出功率; U_d 为负载电压 u_d 的有效值。

根据上述分析,CC 的容量取决于补偿环流 i_s 。

3 混合谐波抑制策略效能及参数优化

3.1 环流部分补偿原理

根据前面分析,直流侧环流特征是抑制输入电流谐波的决定因素。在文献[19]中大电感负载下,当环流 i_p (见图5)满足特定条件(幅值为 $0.5I_d$,与 u_a 同相位,频率为 300 Hz 的三角波,且其负向过零点恰好是 u_a 的正向过零点)时,能最大程度降低输入

电流谐波。因此, 本文借鉴文献[19]中的谐波抑制思想, 提出基于环流部分补偿(Circulating Current Partial-Compensation, CCPC)策略的混合谐波抑制方法, 力争使直流侧复合环流成为上述三角波环流 i_p , 环流补偿原理如图5所示。

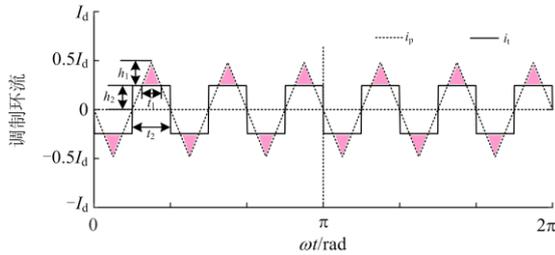


图5 环流补偿原理示意图

Fig. 5 Schematic diagram of circulating current compensation

图5中, CC产生 i_s 对 i_t 的幅值不足部分进行补偿, 即CC仅对阴影三角形部分补偿。 h_1 为 i_t 的幅值, t_2 为 i_t 的宽度(电源周期的1/12)。

图5中, i_p 的傅里叶级数展开式为

$$i_p = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4I_d}{k^2\pi^2} \sin \frac{3k\pi}{2} \sin(6k\omega t) \quad (20)$$

由式(3)可知, i_t 的幅值 h_2 取决于 a_n , 即

$$h_2 = a_n I_d \quad (21)$$

由CCPC原理可知, h_1 和 h_2 关系满足

$$0.5I_d = h_1 + h_2 \quad (22)$$

利用图5中的几何关系, t_1 满足

$$\frac{h_1}{I_d} = \frac{t_1/2}{t_2} \quad (23)$$

基于上述约束条件, 所需补偿电流 i_s 为

$$i_s = \begin{cases} i_p - i_t & |i_p| \geq |i_t| \\ 0 & |i_p| < |i_t| \end{cases} \quad (24)$$

3.2 环流配比分析及关键参数优化

根据上述分析可知, 混合谐波抑制效能取决于由 a_n 所决定的 i_t 波形以及由CC产生的 i_s 波形。因此, 本文所提混合谐波抑制的关键是设计适当的匝比 a_n 和补偿环流 i_s 。同时, 补偿环流 i_s 是在无源环流 i_t 的基础上进行叠加的, 所以, 补偿环流 i_s 的波形也取决于 a_n , 即 a_n 是环流配比的决定因素。

为探究不同环流配比下整流器的工作特性, 以 a_n 为自变量, 根据环流补偿原理对不同的 a_n 值决定的 i_t 采取与之对应的 i_s 波形进行补偿, 建立了 a_n 与 THD_{ia} 、 RF_u 和 λ_c 之间的关系, 如图6所示。

图6中, 随着 a_n 的增大, 即AT-IPR抽头向两端移动时, 无源环流 i_t 的幅值增加, 对应补偿环流 i_s 的幅值减小, 导致CC的等效容量 λ_c 降低, 输入电流的谐波总畸变率不断增大, 输出电压的纹波系

数先减小后增大。

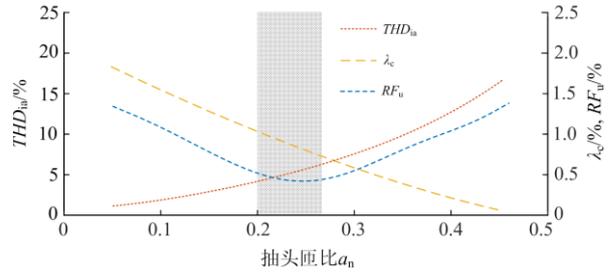


图6 a_n 与 THD_{ia} 、 RF_u 和 λ_c 的关系曲线

Fig. 6 Relationship between a_n and THD_{ia} , RF_u and λ_c

依据IEEE-519标准对电能质量的要求, 并结合文献[3]中整流器的设计准则, 给出了整流器具有良好性能的工作范围, 如图6中阴影部分所示。阴影部分满足: 整流器的 THD_{ia} 小于6%, RF_u 小于0.5%, λ_c 低于1%。

值得注意的是, 当 RF_u 取得最小值时, THD_{ia} 和 λ_c 均处于阴影部分范围内。因此, 本文将此时对应的 a_n 值作为AT-IPR的最优抽头匝比, 进而可以得到最优补偿电流 i_s 的波形。

对式(14)和式(15)推导运算, 得到 RF_u 最小值时的 a_n 值为

$$a_n = \frac{1}{2(\sqrt{6} - \sqrt{2} + 1)} \approx 0.2457 \quad (25)$$

因此, 结合式(14)、式(18)和式(25), 可以得到整流器的输出电压和输入电压的有效值满足式(26)。

$$U_d = 2.1335U_m \quad (26)$$

4 整流系统工作特性分析

4.1 主要电流特性

图5中, 定义补偿的阴影三角形部分宽度占比 G 为

$$G = \frac{t_1}{t_2} \quad (27)$$

结合环流补偿原理和式(27), 可以得到 THD_{ia} 随 G 变化的规律, 如图7所示。

由图7可知, 当 $G = 0.5086$ 时, 整流器的 THD_{ia} 值最低, 为5.37%, 此时, 对应的补偿环流参数为

$$\begin{cases} h_2 = 0.2457I_d \\ t_2 = \frac{0.02}{12} \text{ s} \\ h_1 = 0.2543I_d \\ t_1 = 0.5086 \times \frac{0.02}{12} \text{ s} \end{cases} \quad (28)$$

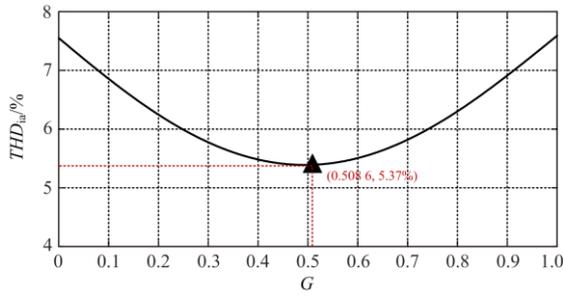


图7 整流器的 THD_{ia} 与 G 关系

Fig. 7 Relationship of G and THD_{ia} of the rectifier

结合式(25)和式(28)可知,图6中 RF_u 最小时对应的最优环流配比参数与图7中 THD_{ia} 最小时对应的参数相同。因此,当 $a_n = 0.2457$ 时,即最优环流配比下,整流器的 THD_{ia} 为 5.37%。

图8给出了最优环流配比下整流器中主要电流波形。从图8中看出,优化设计的补偿电流 i_s 波形是六倍电网频率的周期波,在 i_s 的作用下,直流侧复合环流 i_m 被调制为准三角波电流,进而影响整流桥输出电流 i_{d1} 和 i_{d2} 的波形,最终使得整流器的输入电流 i_a 接近正弦波,其谐波总畸变率为 5.37%。此外,从 i_{d1} 和 i_{d2} 波形可以看出,整流桥中二极管在换相时电流降为零,因此,所提方法能使整流桥零电流换相。

根据式(9)对最优环流配比时输入电流 i_a 进行傅里叶级数展开,得到其各次谐波含量。表2为常规12脉波整流器^[5]和所提整流器中输入电流谐波含量的对比结果。

表2 输入电流谐波含量对比

Table 2 Comparison of harmonic content in input line current

	THD_{ia}	1st	11th	13th	23rd	25th	35th	37th	47th	49th
抑制前	15.2%	$0.9886I_d$	$0.0899I_d$	$0.0760I_d$	$0.0430I_d$	$0.0395I_d$	$0.0282I_d$	$0.0267I_d$	$0.0210I_d$	$0.0202I_d$
抑制后	5.37%	$1.0160I_d$	$0.0250I_d$	$0.0110I_d$	$0.0195I_d$	$0.0236I_d$	$0.0189I_d$	$0.0161I_d$	$0.0109I_d$	$0.0109I_d$

4.2 主要电压特性

图1中 ZSBT 的端电压可表示为

$$U_{ZSBT} = 0.5(u_{m2n} - u_{m4n}) \quad (29)$$

式中, u_{m2n} 和 u_{m4n} 分别为 m2 和 m4 点电位,它们可以表示为

$$\begin{cases} u_{m2n} = S_{a1}''u_{a1} + S_{b1}''u_{b1} + S_{c1}''u_{c1} \\ u_{m4n} = S_{a2}''u_{a2} + S_{b2}''u_{b2} + S_{c2}''u_{c2} \end{cases} \quad (30)$$

其中, S_{a1}'' 、 S_{b1}'' 、 S_{c1}'' 、 S_{a2}'' 、 S_{b2}'' 和 S_{c2}'' 满足

$$\begin{cases} S_{i1}'' = 0.5(|S_{i1}| - S_{i1}) \\ S_{i2}'' = 0.5(|S_{i2}| - S_{i2}) \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (31)$$

根据式(11)一式(16)、式(25)一式(26)和式(30)一式(32),得到整流器中主要电压波形,如图

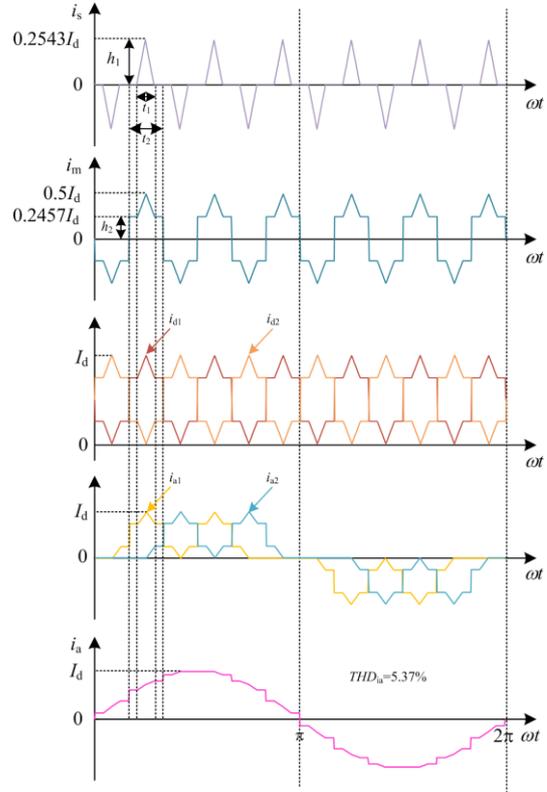


图8 整流器的主要电流波形

Fig. 8 Main current waveforms of the rectifier

从表2中可以看出,使用所提方法后,整流器的输入电流中主要包含 $12k \pm 1$ 特征次谐波,各次谐波的含量均显著降低。

9所示。

由图9可知,整流器的输出电压波形在一个电源周期内为24脉波,其电压平均值、最大值和最小值分别为 $2.1335U_m$ 、 $2.14U_m$ 和 $2.121U_m$ 。因此,通过式(15)计算得到此时的 RF_u 为 0.44%,这表明所提整流器具有更好的输出电压特性,极大地降低了后续滤波环节的体积和容量。

4.3 HHSC 容量特性

1) 基于 AT-IPR 的 TIPC 容量

根据图8和式(10),可以得到

$$I_{d1} = I_{d2} = 0.5931I_d \quad (32)$$

结合图8—图9,式(10)和式(18),可以得到 u_s 和 i_m 的有效值分别为

$$\begin{cases} U_s = 0.1707U_m = 0.08U_d \\ I_s = 0.1031I_d \\ I_m = 0.3190I_d \end{cases} \quad (33)$$

因此, 基于 AT-IPR 的 TIPC 容量可计算为

$$S_{TIPC} = 0.5 \times [(0.5 - a_n)U_s(I_{d1} + I_{d2}) + 2a_nU_sI_m] = 1.83\% P_d \quad (34)$$

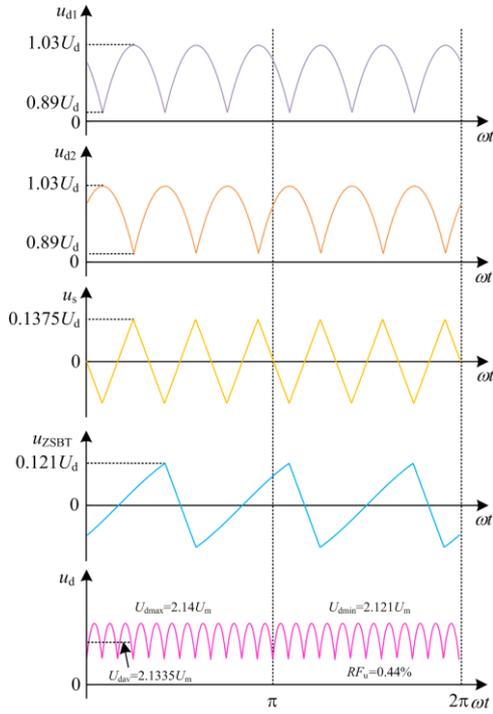


图 9 整流器的主要电压波形

Fig. 9 Main voltage waveforms of the rectifier

2) CC 的容量

$$S_{CC} = U_s I_s = 0.82\% P_d \quad (35)$$

因此, HHSC 容量仅占负载输出功率的 2.65%。

5 CC 的设计原理及控制方法

由上述分析可知, 为保证整流器的谐波抑制效能和能量转化效率, HHSC 中的 CC 应该具备两个功能: 1) 能快速跟踪整流器负载电流的变化, 及时调整补偿电流 i_s 的幅值, 使其满足图 8 中的参考电

流信号要求; 2) 能将补偿的功率(S_{cc})回馈给负载, 降低能量损失。考虑以上要实现的功能, 选用具有升压功能并可四象限运行的单相全桥 PWM 变换器作为 CC 的主电路。由于 CC 的输出端与负载并联, 而负载两端电压由整流系统主电路决定, 因此 CC 仅需一个电流控制环, 只要对电路和控制器参数(见表 3)进行合理设计后, 能使电流控制精度高, 动态响应快。

表 3 系统主要参数

Table 3 Main parameters of system

主电路参数	数值	补偿电路参数	数值
输入相电压 U_m	138 V	输入电压 U_s	24 V
输出电压 U_d	294 V	输入电流 I_s	1.03 A
输出电流 I_d	10 A	电流 i_s 频率 f_s	300 Hz
负载电阻 R_d	30 Ω	输入电感 L_s	6 mH
负载电感 L_d	10 mH	电容 $C_s(C_d)$	0.9 μ F(220 μ F)
AT-IPR 匝比 a_n	0.245 7	PID 系数/ $K_p/K_i/K_d$	15/100/10
ATPS 漏感/p.u.	0.02	变换器开关频率 f	50 kHz

图 10 为单相全桥 PWM 变换器控制电路的 Simulink 模型。PLL 锁相环检测电压信号 u_{ab} 的相位和频率, 输出 300 Hz 的同步信号, 经 Lookup Table 模块查表确定参考信号的波形, 再乘以负载电流的幅值, 得到参考电流信号; 将参考电流信号与采样电流信号做差, 通过三角波比较器产生 PWM 信号驱动开关管。

6 仿真分析与对比验证

为验证上述分析的正确性及所提混合谐波抑制方法的有效性, 基于 Matlab/Simulink 搭建了如图 1 所示的整流系统仿真模型, 其系统主要参数见表 3。

6.1 混合谐波抑制效果

在表 3 所示参数下, 分别得到常规 12 脉波整流器和所提整流器的输入电流及其频谱和输出电压, 如图 11 所示。如图 11(a)所示, 整流器运行在 12 脉波整流状态, 输入电流为 12 阶梯波, 其主要包含 $12k \pm 1$ 特征次谐波, 各次谐波的含量相对较高, THD_{ia} 为 13.8%, 由于变压器漏感的滤波作用, 其

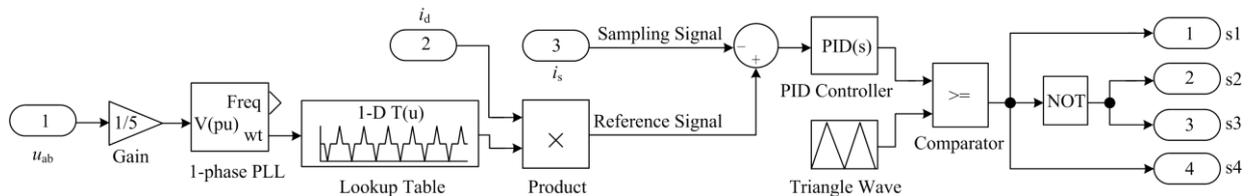


图 10 单相全桥 PWM 变换器控制电路的 Simulink 模型

Fig. 10 Simulink model of single-phase full-bridge PWM converter control circuit

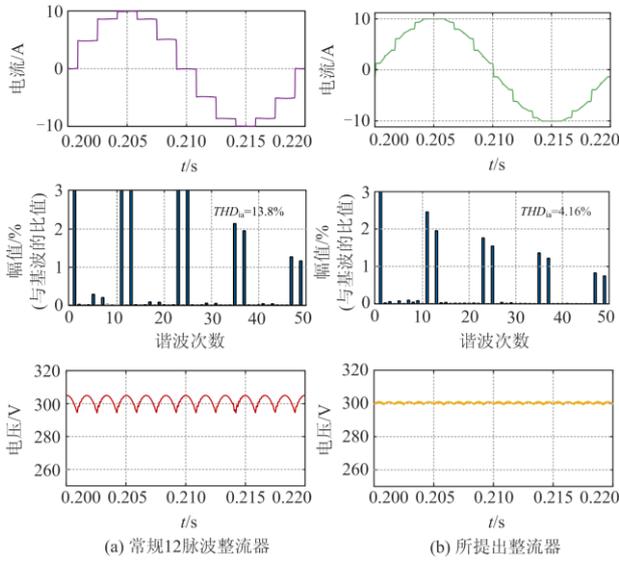


图 11 整流器的输入电流及其频谱分析和输出电压

Fig. 11 Input line current and its spectrum and output voltage

值略低于理论值(15.2%)。此外,由于结构限制,整流器的输出电压仅为 12 脉波,输出电压脉动较大。从图 11(b)中看出,一方面由于 TIPC 和 CC 的共同调制, THD_{ia} 从 13.8% 降低至 4.16%, 各次谐波的含量显著降低, 输入电流谐波得到了有效抑制, 这与表 2 中理论对比结果基本相符。另一方面, 整流器输出电压的脉波数从 12 倍增至 24, 明显降低了电压纹波。

图 12 为所提整流器中主要电流波形。图 12 中仿真实验波形与图 8 中理论分析波形一致。补偿电流 i_s 为 6 倍电网频率的周期波, 由于 HHSC 的调制, 整流桥输出电流出现零时刻, 整流桥可以实现零电流换相。

图 13 为所提整流器中主要电压波形。图 13 中仿真实验波形与图 9 中理论分析波形一致。AT-IPR 的端电压波形为 300 Hz 的三角波; 由于 ZSBT 抑制了电路中的 3 倍频电流, 导致 ZSBT 的端电压波形为 3 倍电网频率的三角波。

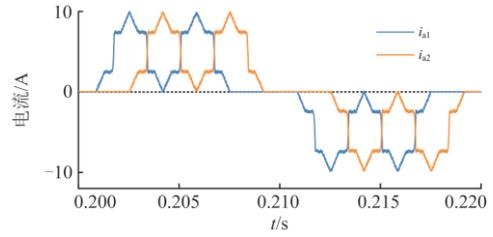
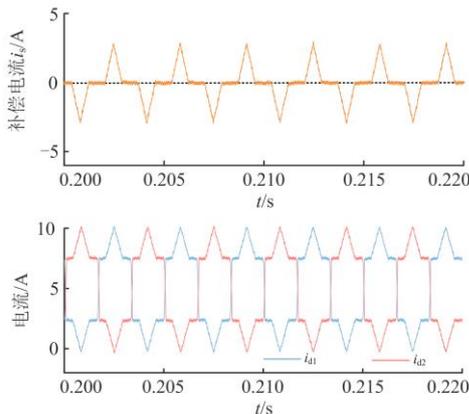


图 12 整流器中主要电流

Fig. 12 Simulation results of main currents in rectifier

图 13 整流器中主要电压

Fig. 13 Simulation results of main voltages in rectifier

6.2 额外损耗评估

所提整流器中采用 HHSC 取代了常规平衡电抗器, 因此, 额外损耗主要包括 TIPC 损耗和 CC 损耗。

1) TIPC 中二极管导通损耗

根据文献[6]中二极管损耗的计算准则, 并结合 TIPC 工作模式, 其额外导通损耗可表示为

$$P_c = 2V_d I_{av} = 2 \frac{I_d}{2} V_d = V_d I_d \quad (36)$$

式中, V_d 、 I_{av} 分别为二极管导通压降和平均电流。

2) CC 中开关管功率损耗

单相全桥 PWM 变换器运行在高开关频率下, 主要的功率损耗为开关损耗和关断损耗, 其损耗之和可表示为

$$P_s = \frac{1}{2} \times 4 \times U_{DS} I_D f_s (t_{on} + t_{off}) \quad (37)$$

式中: U_{DS} 为漏源直流电压; I_D 为漏极直流电流; t_{on} 、 t_{off} 分别为开通延迟时间和关断延迟时间。

根据器件数据手册, 选用 800 V/7.8 的 IRFPE50 作为开关管进行分析, 则式(37)中参数满足式(38)。

$$\begin{cases} t_{on} = 19 \text{ ns} \\ t_{off} = 120 \text{ ns} \end{cases}, \begin{cases} U_{DS} = 1/2 \times U_d = 147 \text{ V} \\ I_D = I_s = 1.03 \text{ A} \end{cases} \quad (38)$$

因此, 一个电源周期内的开关管损耗为 $P_s = 2.1 \text{ W}$, 其占输出功率比为: $2.1/(294 \times 10) = 0.07\%$ 。

6.3 与基于 T-IPR 的谐波抑制方法比较

图 14 为 T-IPR 的电路原理图和绕组结构图。

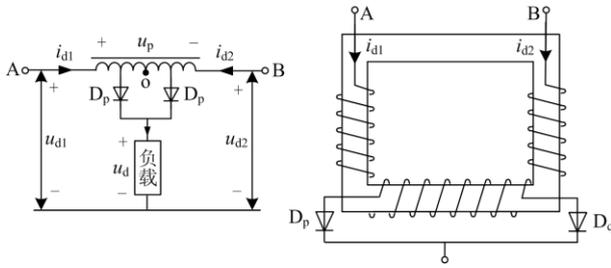


图 14 T-IPR 电路原理图与绕组结构图

Fig. 14 T-IPR circuit schematic diagram and winding structure diagram

基于本文和 T-IPR 方案相关文献的分析, 图 15 给出了常规 12 脉波整流器分别使用基于 T-IPR 的谐波抑制方法和所提方法后整流器输入电流中谐波含量对比结果。

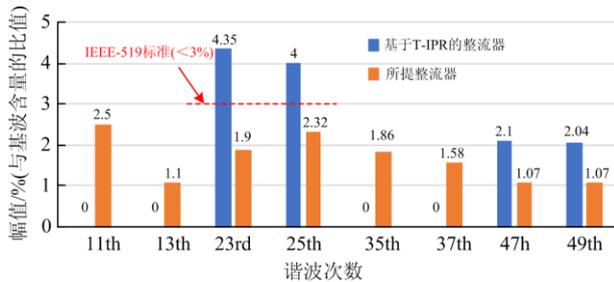


图 15 谐波含量对比结果

Fig. 15 Comparison results of harmonic contents

从表 2 和图 15 看出, 未使用谐波抑制方法的常规 12 脉波整流器输入电流中包含大量的特征次谐波,

表 4 与基于 T-IPR 的整流器谐波抑制性能对比

Table 4 Comparison of the harmonic suppression performance between the proposed rectifier and T-IPR

	电能质量		谐波抑制能力		换相重叠角	直流侧谐波抑制电路			额外损耗	
	THD_{ia}	输出电压脉波数	低次谐波	高次谐波		容量	平衡电抗器绕组抽头数	复杂度	导通损耗	开关损耗
T-IPR 方案	7.56%	24	√	×	有	$3.3\% P_d$	2	低	$V_a I_a$	0
所提方案	5.37%	24	√	√	无	$2.65\% P_d$ [见式(35)和式(36)]	2	高	$V_a I_a$	$0.07\% P_d$
结论	降低	相同	相同	提高	解决	降低	相同	增加	相同	增加

由表 4 可知, 所提方案中 AT-IPR 与 CC 并联, 复杂度增加, 二者平衡电抗器抽头数相同, 但 AT-IPR 容量更低, 仅占负载输出功率的 1.83%。由

T-IPR 方案能消除其输入电流中的 $12k \pm 1 (k = 1, 3, 5, \dots)$ 低次谐波, 但无法抑制甚至会增加 $24k \pm 1 (k = 1, 2, 3, \dots)$ 高次谐波的含量, 导致超出 IEEE-519 标准要求。例如 23rd 和 25th 谐波含量严格小于基波含量的 3%^[3]。然而, 常规 12 脉波整流器采用所提方法后, 整流器中各次电流谐波的含量均得到显著降低, 很好地满足了谐波标准要求。因此, 所提方法有更强的谐波抑制能力, 能同时抑制低次和高次谐波, 有效解决了 T-IPR 谐波抑制方法存在的抑制低次谐波会增加高次谐波的问题。

在表 3 所示的相同条件下, 得到基于 T-IPR 的整流器工作特性, 如图 16 所示。

图 16 中, 基于 T-IPR 的整流器运行在 24 脉波整流状态, 输入电流为 24 阶梯波, 其包含大量的 $24k \pm 1$ 次谐波, THD_{ia} 值为 7.13%, 因变压器漏感的影响, 其略低于理论值(7.56%)。同样, 整流器输出电压为 24 脉波, 电压脉动小。然而, 基于 T-IPR 的谐波抑制方法导致整流桥输出电流近似为矩形波, 没有到达零的时刻, 这表明基于 T-IPR 的整流器易出现换相重叠问题。

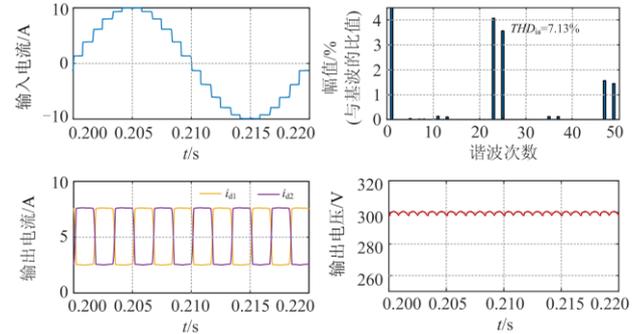


图 16 基于 T-IPR 的整流器工作特性

Fig. 16 Working performance of the rectifier with T-IPR

通过上述分析, 表 4 给出了基于 T-IPR 的整流器和所提整流器的谐波抑制性能对比结果。

于小容量($0.82\% P_d$)CC 的功率损耗仅为 $0.07\% P_d$, 其总额外损耗与 T-IPR 的方案相近。所提方案有利于避免换相重叠问题, 且能有效抑制输入电流中的

高次谐波。此外,与 T-IPR 方案相比,所提方案具有相同的输出电压脉波倍增能力,更强的输入电流谐波抑制能力, THD_{ia} 更低。

值得注意的是,由于本文所研究整流器中主要整流器件是二极管,负载电压不能改变。为实现可变电电压功能,需要级联一个斩波电路(DC-DC 变换器),可能会增加整流器的损耗。当然,使用晶闸管替代二极管可改变多脉波整流器的负载电压。但负载电压的变化会降低整流器的位移因数,而当使用额外设备提高位移因数时,也会增加功率损耗。因此,本文研究成果通常作为前端变换器运用于船舶推进、全电飞机/多电飞机和电机驱动等大功率变换系统的整流部分。

7 结语

为进一步抑制 12 脉波整流器的输入电流谐波和输出电压纹波,本文提出了一种直流侧基于 CCPC 策略的混合谐波抑制方法,得到了一种高谐波抑制性能的新型 24 脉波整流器。分析了其工作模式,明确了 HHSC 对整流器输入电流和输出电压的调制作用,推导了 AT-IPR 的最优匝比,得到了最佳环流配比,计算了磁性元件的电压、电流等级和容量,评估了整流器额外损耗。最佳环流配比条件下,HHSC 将整流器输入电流的谐波总畸变率降低至原来的 1/3 左右,输出电压的纹波系数减少至原来的 1/4,有效降低了输入电流谐波和输出电压纹波。

参考文献

- [1] DU Q, GAO L, LI Q, et al. Harmonic reduction methods at DC side of parallel-connected multipulse rectifiers: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2768-2782.
- [2] 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 Shiyang, YANG Wei. Overview of multi-pulse rectifier technique[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 9-22.
- [3] CHEN Y, SHEN J, CHEN H, et al. Evaluation on the autoconfigured multipulse AC/DC rectifiers and their application in more electric aircrafts[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(4): 1721-1739.
- [4] 李亚辉, 孙媛媛, 李可军, 等. 不平衡供电条件下多脉动整流器的谐波特性分析[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(23): 152-161.
LI Yahui, SUN Yuanyuan, LI Kejun, et al. Harmonic characteristic analysis of multi-pulse rectifier under unbalanced power supply condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(23): 152-161.
- [5] 孟凡刚, 朱春波, 高蕾, 等. 基于星形联结自耦变压器的高功率密度 12 脉波整流器研究[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(8): 1-9.
MENG Fangang, ZHU Chunbo, GAO Lei, et al. High-power density 12-pulse rectifier based on star-connected autotransformer[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(8): 1-9.
- [6] KALPANA R, SINGH B. Inclusive design and development of front-end multiphase rectifier with reduced magnetic rating and improved efficiency[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2989-3000.
- [7] 王涛, 彭国荣, 胡隽璇, 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 Junxuan, 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.
- [8] 郑春菊, 孟鑫, 周群, 等. 三相多驱动系统带移相电流控制的谐波消除方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(12): 114-123.
ZHENG Chunju, MENG Xin, ZHOU Qun, et al. Harmonic elimination method with phase-shifted current control in a three-phase multi-drive system[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(12): 114-123.
- [9] 李振华, 胡廷和, 杜亚伟, 等. 一种优化窗函数及其在电网谐波检测中的应用分析[J]. 高压电器, 2020, 56(10): 239-246, 252.
LI Zhenhua, HU Tinghe, DU Yawei, et al. Optimal window function and its application in harmonic detection of power grid[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(10): 239-246, 252.
- [10] MOHAMED A. High performance decoupled active and reactive power control for three-phase grid-tied inverters using model predictive control[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(3): 311-329.
- [11] 耿晓红, 文俊, 谈萌, 等. 高电缆化率对直流受端输电网络谐波传递特性的影响[J]. 电力建设, 2020, 41(1): 106-113.
GENG Xiaohong, WEN Jun, TAN Meng, et al. Impact of high cable rate on harmonic transfer characteristics of transmission power grid at HVDC receiving-end[J]. Electric Power Construction, 2020, 41(1): 106-113.
- [12] 袁义生, 陈旭, 毛凯翔. 基于纹波电压前馈的级联 H 桥整流器输出电压平衡策略[J]. 电力系统保护与控制,

- 2020, 48(2): 9-17.
- YUAN Yisheng, CHEN Xu, MAO Kaixiang. Output voltage balance strategy based on ripple voltage feedforward for cascaded H-bridge rectifier[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(2): 9-17.
- [13] 白雪, 高瑞雪, 闻福岳, 等. 特定次谐波注入抑制模块化多电平换流器电容电压波动[J]. *电网与清洁能源*, 2020, 36(9): 8-14.
- BAI Xue, GAO Ruixue, WEN Fuyue, et al. Suppression of capacitor voltage fluctuation of the modular multilevel converter by specific sub-harmonic injection[J]. *Power System and Clean Energy*, 2020, 36(9): 8-14.
- [14] 王雪, 高云广, 吝伶俐, 等. 有源电力滤波器的研究现状与展望[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(1): 183-192.
- WANG Xue, GAO Yunguang, LIN Lingyan, et al. Research status and prospect of active power filter[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(1): 183-192.
- [15] 杨剑锋, 王晓庆. 混合型多 APF 系统建模及共振抑制方案研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(15): 68-75.
- YANG Jianfeng, WANG Xiaoqing. Study on modeling of a hybrid multi-APFs system and resonance suppression scheme[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(15): 68-75.
- [16] 孙巍峰, 崔晨, 周晓风, 等. 调相机与特高压直流换流站交流滤波器的协调控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(7): 182-187.
- SUN Weifeng, CUI Chen, ZHOU Xiaofeng, et al. Coordinated control strategy for synchronous condenser and AC filter in UHVDC converter station[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(7): 182-187.
- [17] SHEELVANT V, KALPANA R, SINGH B. Improvement in harmonic reduction of a zigzag autoconnected transformer based 12-pulse diode bridge rectifier by current injection at dc side[J]. *IEEE Transactions on Industrial Application*, 2017, 53(6): 5634-5644.
- [18] 孟凡刚, 骆霁嵘, 高蕾, 等. 基于直流侧有源谐波抑制方法的高功率密度多脉波整流器[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(19): 134-140.
- MENG F, LUO Jiarong, GAO Lei, et al. A high power density multi-pulse rectifier based on harmonic reduction technology at DC link[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(19): 134-140.
- [19] MENG F, YANG W, YANG S, 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.
- [20] 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.
- CHEN Tao, CHEN Xiaoqiang, WANG Ying, et al. Research on a novel step-up 18-pulse auto-transformer rectifier unit[J]. *Power System Technology*, 2021, 45(4): 1527-1535.
- [21] SARAVANA P P, KALPANA R, SINGH B, et al. A 20-pulse asymmetric multiphase staggering autoconfigured transformer for power quality improvement[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(2): 917-925.
- [22] KHAN S, ZHANG X, ALI H, et al. A novel 24-pulse rectification system[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 59350-59361.
- [23] PAN Q, MA W, LIU D, 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.
- [24] LIAN Y, YANG S, XU K, et al. Harmonic reduction mechanism at DC link of two different 24-pulse rectifiers[C] // 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), August 7-10, 2017, Harbin, China: 1-6.
- [25] 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.
- [26] CHEN C, HORNG G. A new passive 28-step current shaper for three-phase rectification[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, 47(6): 1212-1219.
- [27] 刘一论, 刘进飞, 高红均. 一种抑制多馈入直流系统后续换相失败的低压限流单元参数优化策略[J]. *电力建设*, 2021, 42(5): 122-129.
- LIU Yilun, LIU Jinfei, GAO Hongjun. A method for optimizing the VDCOL parameter to suppress the subsequent commutation failure of multi-infeed HVDC system[J]. *Electric Power Construction*, 2021, 42(5): 122-129.

收稿日期: 2021-08-11; 修回日期: 2021-09-30

作者简介:

陈涛(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电能质量变换与控制及其谐波抑制; E-mail: ct0219338@163.com

陈小强(1966—), 男, 通信作者, 研究方向为大功率整流器的谐波抑制。E-mail: xqchen@mail.lzjtu.com

(编辑 姜新丽)