

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.211569

一种适用于 HVDC 带双无源谐波注入的 串联型 36 脉波整流器

王英^{1,2}, 王亚兰¹, 陈小强^{1,2}, 陈涛¹, 刘笑含¹

(1. 兰州交通大学, 甘肃 兰州 730070; 2. 兰州交通大学光电技术与智能控制教育部重点实验室, 甘肃 兰州 730070)

摘要: 为了提升海上风电并网 HVDC 系统中的串联型二极管多脉波整流器的谐波抑制能力, 提出一种基于直流回路双无源注入电路的串联型 36 脉波整流器。该整流器采用两个辅助无源注入电路, 通过电流调制后产生电压注入谐波, 最终可将交流侧输入相电压由 12 阶梯波倍增至 36 阶梯波。分析了双无源注入电路工作原理及特性。在此基础上, 推导了整流器交流侧输入电压表达式。并以电压谐波畸变率最小为目标, 设计了注入变压器的匝比参数。最后结合工程应用, 讨论了辅助无源电路中二极管开路故障时系统的容错能力。理论分析及仿真结果表明, 所提出的整流器具有谐波抑制能力强、结构简单、可靠性高和鲁棒性强等优点, 更适用于高电压大功率场合。

关键词: HVDC; 串联型整流器; 双无源谐波注入; 变压器匝比设计; 故障容错; 谐波抑制

A series-connected 36-pulse rectifier for HVDC with a dual passive harmonic injection method

WANG Ying^{1,2}, WANG Yalan¹, CHEN Xiaoqiang^{1,2}, CHEN Tao¹, LIU Xiaohan¹

(1. Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China; 2. Key Laboratory of Opto-Technology and Intelligent Control Ministry of Education, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: To improve the harmonic suppression ability of series-connected diode multi-pulse rectifiers in an offshore wind power grid-connected HVDC system, a series-connected 36-pulse rectifier based on a dual passive injection circuit at the DC side is proposed. The rectifier adopts two auxiliary passive injection circuits, which generate voltage injection harmonics after current modulation, and which can double the AC input voltage waveform from 12-step to 36-step. The principle and characteristics of dual passive injection circuits are analyzed in this paper. The input voltage expression at the AC side of the rectifier is derived, and the turn ratio parameters of the injection transformers are designed to minimize the voltage harmonic distortion rate. Finally, the fault-tolerant capability of auxiliary passive circuits with diode open circuit faults is discussed. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed rectifier has the advantages of strong harmonic suppression, simple structure, high reliability, and strong robustness, and is more suitable for high-voltage and high-power application.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51867012 and No. 52067013).

Key words: HVDC; series-connected rectifier; dual passive harmonic injection; turn ratio design of transformers; failure tolerance; harmonic suppression

0 引言

当前工业发展主要基于传统化石能源, 随之而来的生态问题和能源危机日渐突出, 能源结构亟待

调整。面对能源发展现状, 提升可再生能源和清洁能源的占比成为缓解能源紧张的重要可行策略, 也符合“双碳”远景目标^[1-4]期许。其中, 风能作为绿色可再生能源, 具有环保、分布广泛的优点, 且可实现风能-电能转化的风力发电技术相对成熟, 已成为学术研究热点。由于陆地风能受占地面积等限制, 海上风能开发利用的比例不断提高^[5-9]。

近年来, 海上风电并网技术发展迅速, 近距离

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51867012, 52067013); 教育部重点实验室开放课题项目资助(KFKT2020-12); 甘肃省自然科学基金项目资助(21JR7RA280, 20JR5RA395)

海上风电场一般采用高压交流输电技术，而远距离(大于 70 km)海上风电场常采用高压直流输电(High Voltage Direct Current, HVDC)技术^[10-12]。传统风电并网方案采用基于可控器件电压源型换流器(Voltage Source Converter, VSC)，开关损耗高，且体积大、控制复杂、维护成本高，对系统稳定性干扰大。针对上述问题，国内外学者提出了基于二极管整流器的海上风电 HVDC 并网技术，并进行了可行性分析^[13-16]。

基于二极管的多脉波整流器(Multi-pulse rectifier, MPR)具有导通损耗低、鲁棒性强、维护便捷、占地面积小和经济成本低等优点^[17-21]。远海风电 HVDC 系统多采用串联型 12 脉波二极管整流器作为换流单元，然而传统 12 脉波整流器存在 $12k \pm 1$ 次谐波，故提升二极管整流器单元的谐波抑制能力成为当前研究热点^[22-25]。

目前 MPR 的谐波方法主要通过交流侧安装滤波器以补偿谐波(称为被动抑制)或在直流侧构造谐波注入电路来提升其脉波数(称为主动抑制)。针对被动抑制研究，文献[26]提出了一种交流侧有源滤波器与无源滤波器相结合的混合谐波抑制方法，谐波抑制效果显著，但有源部分控制复杂，且开关器件损耗大，不适用于高电压场合。文献[27]提出了一种交流侧加入阻尼高通滤波器的方法来抑制 MPR 的谐波，但需要给定系统无功容量等参数，设计难度较高。

在关于 MPR 的谐波抑制方法中，通过直流侧加入谐波注入电路的主动抑制方式已相对成熟^[28-30]。文献[31]提出了一种采用辅助电压源的直流侧有源注入方法，通过调制注入电流实现了输入电流的脉

波倍增。文献[32]在串联型 12 脉波 MPR 的基础上在直流侧安装了两个单相桥式谐波注入电路，同样实现了整流器脉波数倍增，但非隔离型移相变压器使得系统的安全性和可靠性降低，不适用高压大容量场合。文献[33]基于传统星三角隔离变压器的 12 脉波整流器，在直流侧加入一个单相全波整流电路作为谐波注入电路，可将整流器脉波数由 12 提升为 24，但交流侧电压谐波畸变率理论值较高，仍存在改进空间。文献[34]在 18 脉波隔离型 MPR 的基础上，在直流侧加入了两个无源谐波注入电路，将整流器脉波数由 18 提升至 30，谐波抑制效果较好，但整流桥个数较多，占用空间较大，会导致成本增加。

针对以上问题，本文提出了一种直流侧带双无源辅助谐波注入电路的串联型 36 脉波整流器，具有以下优点：

- 1) 采用隔离型移相变压器，提升了系统运行的安全性和可靠性；
- 2) 采用全无源器件，结构简单，损耗低，鲁棒性强；
- 3) 直流侧双无源谐波注入电路使得整流器输入电压由 12 脉波倍增至 36 脉波，显著降低了输入电压和电流的谐波畸变率，提高了交流侧电能质量。

1 电路工作机理分析

图 1 为基于二极管整流器的海上风电 HVDC 链路结构。为提升该系统整流部分谐波抑制能力，以串联型 12 脉波整流器为研究对象，在此基础上引入直流侧谐波注入电路来改善整流器的性能。

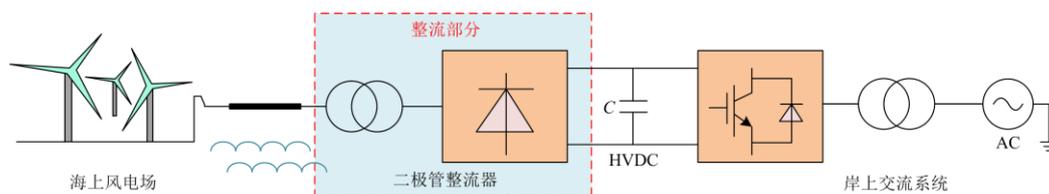


图 1 基于二极管整流器的海上风电 HVDC 链路结构

Fig. 1 Link structure of offshore wind power HVDC based on the diode rectifier

1.1 二极管整流电路结构

图 2 为基于直流侧双无源注入法的串联型 36 脉波整流电路。图 2 中，隔离变压器一次侧绕组采用串接方式，二次侧输出两组相角差为 30° 的三相电压，实现了功率传输和电气隔离。直流侧两个辅助无源注入电路(Auxiliary Passive Injection Circuit, APIC)，分别记为 APICI 和 APICII。其中，APICI 采用单相全波整流电路结构，输出侧与负载并联；APICII 采用单相桥式整流电路结构，输出侧串联在直流侧回路。APICI 和 APICII 的一次侧绕组串接，

通过向直流侧回路注入电流对单个整流桥的输出电压进行调制。在双 APICs 作用下，整流桥输出电压电平数增加至 4，通过变压器移相叠加原理，最终使得网侧输入电压波形为 36 阶梯波。此外，由于均压电容($C_1 = C_2$)的影响，输出直流侧可视为恒压负载。

图 3 为整流器拓扑中移相变压器相量图。图中，两台三相变压器分别采用星-三角、星-星结构，记一次侧绕组匝数分别为 N_a 、 N_{a0} ，二次侧绕组匝数分别为 N_1 、 N_2 。原边绕组电压为两个星形绕组电压的叠加，可形成一组频率相同、振幅相等、相位

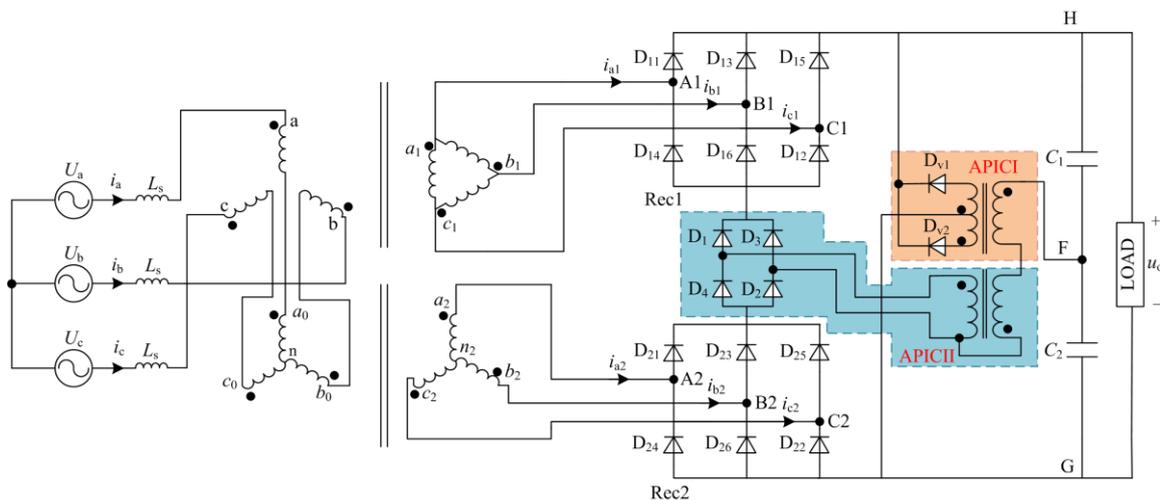


图 2 基于直流回路双无源注入电路的串联型 36 脉波整流器

Fig. 2 A series-connected 36-pulse rectifier based on dual passive injection method at DC circuit

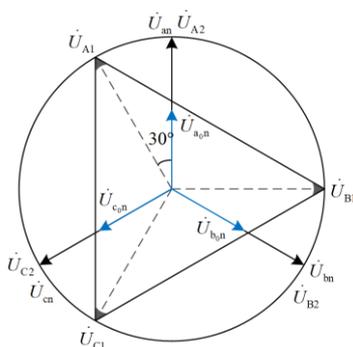


图 3 移相变压器相量图

Fig. 3 Phasor diagram of the phase-shifting transformer

依次互差 120° 的三相交流输入电压, 相量图中记为 $\dot{U}_{a1}, \dot{U}_{b1}, \dot{U}_{c1}$ 。电路工作时, 二次侧绕组可感应出两组相角差为 30° 的三相电压 ($\dot{U}_{a1}, \dot{U}_{b1}, \dot{U}_{c1}$ 和 $\dot{U}_{a2}, \dot{U}_{b2}, \dot{U}_{c2}$), 且 $\dot{U}_{a1}, \dot{U}_{b1}, \dot{U}_{c1}$ 分别超前 $\dot{U}_{a2}, \dot{U}_{b2}, \dot{U}_{c2}$ 30°。图 4 为移相变压器的绕组连接图。图 4 中各绕组匝比关系满足: $k_1 = N_1 : N_a = \sqrt{3} : 1, k_2 = N_2 : N_{a0} = 1 : 1$ 。

1.2 工作原理分析

该整流器的谐波抑制功能主要由直流侧的双 APICs 实现。分析整流器的结构可知, 由于二次侧移相变压器绕组会感应出两组相角差为 30° 的三相电压, 当其作用于三相整流桥时, 整流桥也会输出两组相角差为 30° 的纹波电流, 且两组三相整流桥为串联形式, 为使流过整流桥的电流相等, 电路工作时整流桥每个时刻都存在补偿电流差的旁路二极管, 但由于谐波注入电路的影响, 流过 APICs 中变

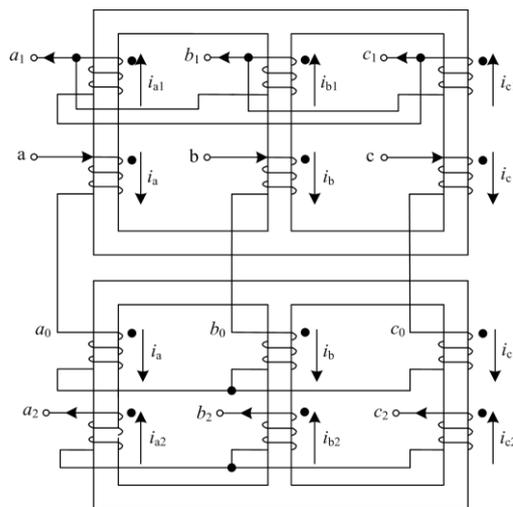


图 4 移相变压器绕组连接图

Fig. 4 Winding connection diagram of the phase-shifting transformer

压器的注入电流 i_x 与旁路二极管电流共同平衡两组整流桥的电流差。为便于分析, 将两个三相整流桥 Rec1、Rec2 等效为电流源, 其输出电流分别为 i_1, i_2 , 记流过旁路二极管的电流为 i_{DP} 。两个注入变压器的绕组匝比分别记为 $x = N_{p1} : N_v : N_v, y = N_{p2} : N_c$, 对应的端电压分别为 $u_{p1}, u_v, u_v, u_{p2}, u_c$ 。假定负载电压为 u_o , 且分析过程考虑二极管导通损耗, 记二极管正向导通压降为 U_d 。双无源注入电路作用于整流器时, 分析电压电流关系, 可知该整流器存在 4 种工作模式, 如图 5 所示。为推导交流侧输入电压波形情况, 现对 4 个工作模式下单个整流桥的输出电

压进行分析。图 6 为两组三相二极管整流桥输出电流波形。

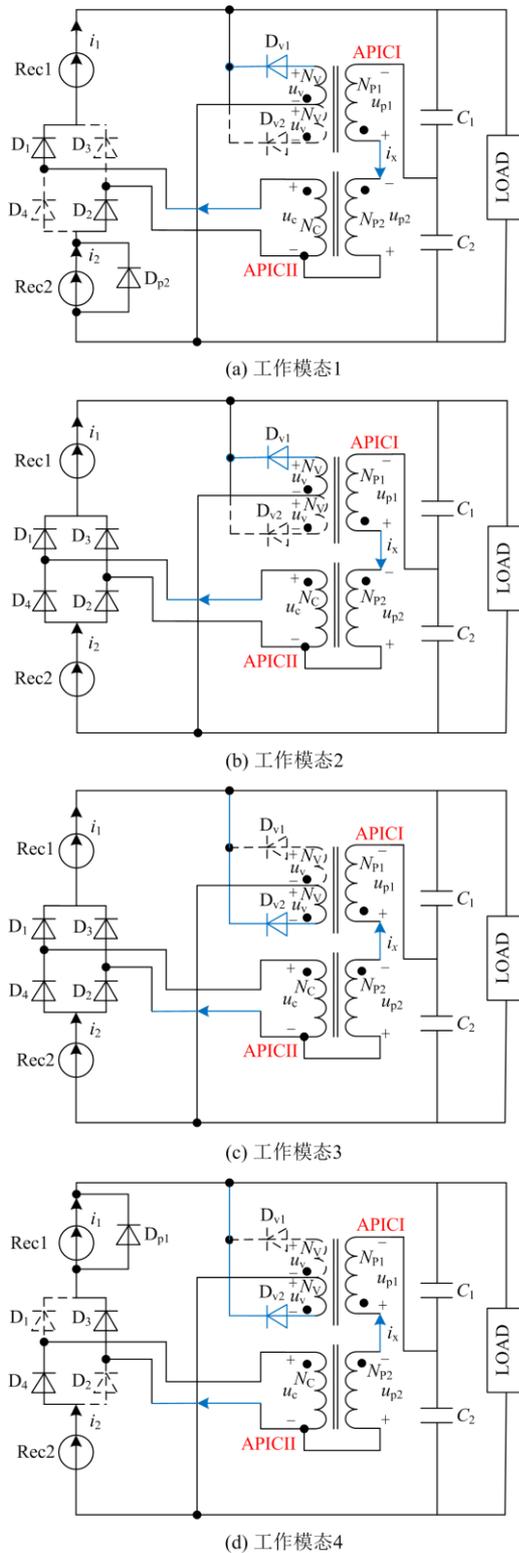


图 5 双无源注入电路下整流器工作模式
Fig. 5 Working modes of the rectifier with dual passive injection circuits

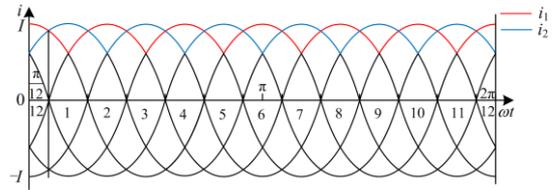


图 6 两组三相二极管整流桥输出电流
Fig. 6 Output currents of two sets of three-phase diode rectifier bridges

1) 工作模式 1

当 $i_1 > i_2$ 时(图 6 中 $\omega t = 0$ 时), APICII 中变压器绕组的电流作为注入电流, 且注入电流的大小由 APICII 中变压器匝比及 i_1 决定, 为使该整流器实现四模式运行, 由于 i_1 和 i_2 在起始时间段差值较大, 两个整流桥输出电流不平衡, 除注入变压器中绕组电流 i_x (即 $y i_1$) 外, 整流桥 Rec2 中也含旁路二极管参与补偿电流差, 则根据基尔霍夫电流定律, 可得

$$i_1 = y i_1 + i_2 + i_{DP2} \quad (1)$$

随着 i_1 和 i_2 差值减小, 注入电流足够平衡 i_1 和 i_2 的电流差, i_{DP2} 将降为零, 工作模式 1 结束, 整流器将进入工作模式 2, 假设 1/4 周期内工作模式 1 持续时间为 2δ 。由式(1)可知, i_{DP2} 与 APICII 中变压器匝比 y 有关, 即 δ 与 y 有关。当 $i_{DP2} = 0$ 时, 对式(1)化简可得

$$i_1 = y i_1 + i_2 \quad (2)$$

设 i_1 和 i_2 的幅值为 I , 则有

$$\begin{cases} i_1 = I \cos(\omega t) \\ i_2 = I \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (3)$$

结合图 6 可知, 当 $\omega t = \delta$ 时, $i_{DP2} = 0$, 结合式(2)和式(3), 可得

$$\cos \delta = y \cos \delta + \cos(\delta - \frac{\pi}{6}) \quad (4)$$

现对模式 1 中单个整流桥输出电压分析, 由图 5(a)可得

$$u_{Rec2} = U_d \quad (5)$$

2) 工作模式 2

当 $i_1 > i_2$ 且 $i_{DP2} = 0$ 时, 此时 i_1 和 i_2 绝对差值继续减小, 注入电流 i_x 足够平衡该电流差, 整流桥中不需要额外的旁路二极管补偿电流, 即电路中电流关系满足式(2), 此时 APICII 中变压器副边绕组感应电流为 $y(i_1 - i_2)$, 该电流与 i_1 不等, 故该工作模式下 APICII 中二极管将全部导通, 则 APICII 中变压器一、二次绕组端电压均为零。该过程持续到 $i_1 = i_2$ 对应时刻, 即该模式在 1/4 周期内持续相角为

($\pi/12 - \delta$)。现对模态 2 中单个整流桥输出电压分析, 由图 5(b)可得

$$u_{p1} = -xu_v = -x(u_o + U_d) \quad (6)$$

根据基尔霍夫电压定律, 可得

$$u_{\text{Rec2}} = \frac{u_o}{2} - x(u_o + U_d) + U_d \quad (7)$$

3) 工作模态 3

当 $i_1 < i_2$ 时, 由于 i_1 和 i_2 电流差和工作模态 2 中成对称关系, 该模态在 1/4 周期内持续相角时间仍为 ($\pi/12 - \delta$), 且不需要额外的旁路二极管补偿电流, 此时补偿电流差的注入电流 i_x 方向改变。此时 APICII 中变压器绕组副边感应电流为 $y(i_1 - i_2)$, 该电流与 i_2 不等, 故该工作模态下 APICII 中二极管将全部导通, 则 APICII 中变压器一、二次绕组电压均为零。现对模态 3 中单个整流桥输出电压分析。根据图 5(c)中电路连接关系, 可得

$$u_{p1} = xu_v = x(u_o + U_d) \quad (8)$$

根据基尔霍夫电压定律, 可得

$$u_{\text{Rec2}} = \frac{u_o}{2} + x(u_o + U_d) + U_d \quad (9)$$

4) 工作模态 4

当 $i_1 < i_2$ 且 i_1 与 i_2 绝对差值继续增大时, 两个整流桥输出电流不平衡, 除注入变压器中绕组电流 i_x (即 $y i_2$) 外, 整流桥 Rec1 中也含旁路二极管参与补偿电流差, 则根据基尔霍夫电流定律, 可得

$$i_2 = y i_2 + i_1 + i_{\text{DP1}} \quad (10)$$

根据电流波形的周期性, 可知 1/4 周期内工作模态 4 持续时间为 2δ 。现对模态 1 中单个整流桥输出电压分析, 由图 5(d)可得

$$u_{\text{Rec2}} = \frac{u_o}{2} + \frac{u_o}{2} + 2U_d - \frac{1}{y} \left[\frac{u_o}{2} + 2U_d - x(u_o + U_d) \right] + U_d \quad (11)$$

根据以上分析, 整理可得 Rec2 输出电压 u_{Rec2} 一个周期 $[0, \pi/3]$ 的阶梯波取值, 如表 1 所示。

同理可得 Rec1 输出电压 u_{Rec1} 一个周期 $[0, \pi/3]$ 的阶梯波取值, 如表 2 所示。

由上述分析可知, 整流桥输出电压为 6 倍频四阶梯波。

1.3 36 阶梯波形成过程分析

根据上述工作模态分析, 在此给出交流侧输入电压 u_{an} 的 36 阶梯波的理论值推导过程。结合 u_{an} 波形特点, 可对 u_{an} 在 1/4 周期内阶梯波取值进行推导, 根据周期性及对称性可知 u_{an} 在一个周期内阶梯波取值情况。在此以区间 $[\delta, \pi/12]$ 为例给出 u_{an} 的 36 阶梯波理论值的推导过程。

表 1 u_{Rec2} 在一个周期内的阶梯波取值

Table 1 Step wave values of u_{Rec2} in one period

编号	区间	u_{an} 取值
0	$[0, \delta)$	U_d
1	$[\delta, \frac{\pi}{12})$	$(\frac{1}{2} - x)u_o + (1 - x)U_d$
2	$[\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{6} - \delta)$	$(\frac{1}{2} + x)u_o + (1 + x)U_d$
3	$[\frac{\pi}{6} - \delta, \frac{\pi}{6} + \delta)$	$(1 - \frac{1}{2y} + \frac{x}{y})u_o + (3 - \frac{2}{y} + \frac{x}{y})U_d$
4	$[\frac{\pi}{6} + \delta, \frac{\pi}{4})$	$(\frac{1}{2} + x)u_o + (1 + x)U_d$
5	$[\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{3} - \delta)$	$(\frac{1}{2} - x)u_o + (1 - x)U_d$
6	$[\frac{\pi}{3} - \delta, \frac{\pi}{3}]$	U_d

表 2 u_{Rec1} 在一个周期内的阶梯波取值

Table 2 Step wave values of u_{Rec1} in one period

编号	区间	u_{an} 取值
0	$[0, \delta)$	$(1 - \frac{1}{2y} + \frac{x}{y})u_o + (3 - \frac{2}{y} + \frac{x}{y})U_d$
1	$[\delta, \frac{\pi}{12})$	$(\frac{1}{2} + x)u_o + (1 + x)U_d$
2	$[\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{6} - \delta)$	$(\frac{1}{2} - x)u_o + (1 - x)U_d$
3	$[\frac{\pi}{6} - \delta, \frac{\pi}{6} + \delta)$	U_d
4	$[\frac{\pi}{6} + \delta, \frac{\pi}{4})$	$(\frac{1}{2} - x)u_o + (1 - x)U_d$
5	$[\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{3} - \delta)$	$(\frac{1}{2} + x)u_o + (1 + x)U_d$
6	$[\frac{\pi}{3} - \delta, \frac{\pi}{3}]$	$(1 - \frac{1}{2y} + \frac{x}{y})u_o + (3 - \frac{2}{y} + \frac{x}{y})U_d$

当整流器工作在 $[\delta, \pi/12]$ 时, 由表 1、表 2 和图 2, 以直流侧电容中点 F 为参考点, 两组三相绕组与整流桥 Rec1 和 Rec2 的联结点分别记为 A1、B1、C1 和 A2、B2、C2, 与参考点 F 之间的电压分别记为 u_{A1F} 、 u_{B1F} 、 u_{C1F} 和 u_{A2F} 、 u_{B2F} 、 u_{C2F} , 则

$$\begin{cases} u_{\text{A2F}} = u_{\text{Rec2}} - \frac{u_o}{2} = -xu_o + (1 - x)U_d \\ u_{\text{B2F}} = -\frac{u_o}{2} \\ u_{\text{C2F}} = u_{\text{Rec2}} - \frac{u_o}{2} = -xu_o + (1 - x)U_d \end{cases} \quad (12)$$

联结点 A2、B2、C2 与星形三相绕组中性点 n2 之间的电压分别记为 u_{A2n2} 、 u_{B2n2} 、 u_{C2n2} , 由星形绕组中性点平衡原理, 得

$$u_{\text{A2n2}} + u_{\text{B2n2}} + u_{\text{C2n2}} = 0 \quad (13)$$

又由基尔霍夫电压定律, 可知

$$\begin{cases} u_{\text{A2n2}} = u_{\text{A2F}} - u_{\text{n2F}} \\ u_{\text{B2n2}} = u_{\text{B2F}} - u_{\text{n2F}} \\ u_{\text{C2n2}} = u_{\text{C2F}} - u_{\text{n2F}} \end{cases} \quad (14)$$

结合式(12)一式(14), 可得

$$u_{n2F} = \frac{u_{A2F} + u_{B2F} + u_{C2F}}{3} = -\left(\frac{1}{6} + \frac{2x}{3}\right)u_o + \frac{2}{3}(1-x)U_d \quad (15)$$

将式(15)代入式(14), 得

$$u_{A2n2} = \left(\frac{1}{6} - \frac{x}{3}\right)u_o - \frac{x}{3}U_d \quad (16)$$

再根据电路工作原理, 此时 u_{A1F} 、 u_{C1F} 的值为

$$u_{A1F} = u_{C1F} = \frac{u_o}{2} - U_d \quad (17)$$

由基尔霍夫电压定律, 得

$$u_{A1C1} = u_{A1F} - u_{C1F} = 0 \quad (18)$$

最后根据电磁感应原理及基尔霍夫电压定律, 可得到 $[\delta, \pi/12)$ 内对应的交流侧输入电压 u_{an} 取值, 如式(19)所示。

$$u_{an} = u_{a\alpha_0} + u_{a\alpha_n} = \frac{1}{\sqrt{3}}u_{A1C1} + u_{A2n2} = \left(\frac{1}{6} - \frac{x}{3}\right)u_o - \frac{x}{3}U_d \quad (19)$$

同理, 可求出一个周期内 u_{an} 在其他区间对应的阶梯波取值。图 7 给出了交流侧输入电压 u_{an} 的 36 阶梯波的形成过程。

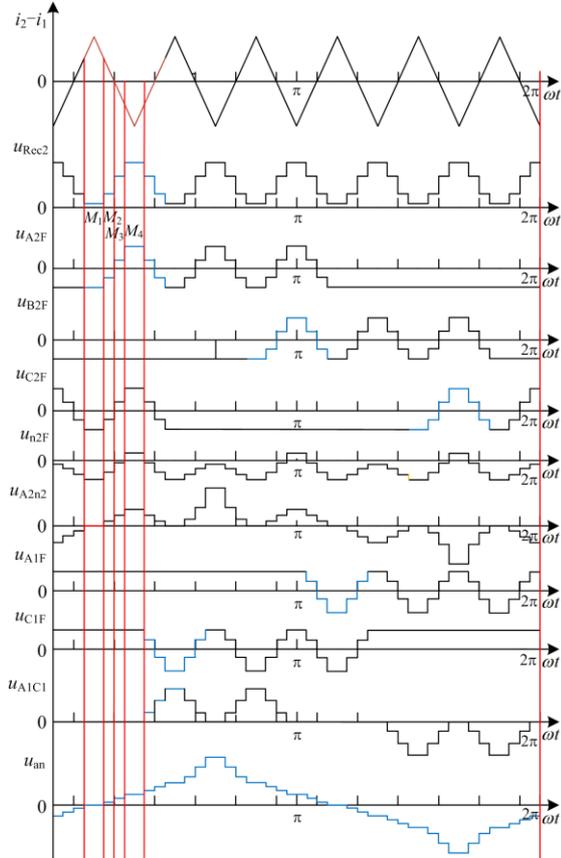


图 7 交流侧输入电压 u_{an} 的 36 阶梯波形成过程示意图
Fig. 7 Schematic diagram of the 36-step wave formation process of input voltage u_{an} at AC-side

为方便表示, 令 $\alpha = \pi/12 - \delta$ 。为便于计算和理解, 此处将相位偏移与标准正弦函数对应。通过计算, 可得到交流侧输入电压 u_{an} 在 1/4 周期 $[0, \pi/2]$ (对应图 7 中 $\omega t \in [\pi/6, 2\pi/3]$) 的阶梯波取值, 如表 3 所示。

表 3 u_{an} 在 1/4 周期内的阶梯波取值

Table 3 Step wave values of u_{an} in one quarter period		
编号	区间	u_{an} 取值
0	$[0, \delta)$	0
1	$[\delta, \delta + \alpha)$	$\left(\frac{1}{6} - \frac{x}{3}\right)u_o - \frac{x}{3}U_d$
2	$[\delta + \alpha, \delta + 2\alpha)$	$\left(\frac{1}{6} + \frac{x}{3}\right)u_o + \frac{x}{3}U_d$
3	$[\delta + 2\alpha, 3\delta + 2\alpha)$	$\left(\frac{1}{3} - \frac{1}{6y} + \frac{x}{3y}\right)u_o + \frac{1}{3}\left(2 - \frac{2}{y} + \frac{x}{y}\right)U_d$
4	$[3\delta + 2\alpha, 3\delta + 3\alpha)$	$\left(\frac{1-\sqrt{3}}{3}x + \frac{1+\sqrt{3}}{6}\right)u_o + \frac{1-\sqrt{3}}{3}xU_d$
5	$[3\delta + 3\alpha, 3\delta + 4\alpha)$	$\left(\frac{\sqrt{3}-1}{3}x + \frac{1+\sqrt{3}}{6}\right)u_o + \frac{\sqrt{3}-1}{3}xU_d$
6	$[3\delta + 4\alpha, 5\delta + 4\alpha)$	$\frac{\sqrt{3}}{3}\left(1 - \frac{1}{2y} + \frac{x}{y}\right)u_o + \frac{\sqrt{3}}{3}\left(2 - \frac{2}{y} + \frac{x}{y}\right)U_d$
7	$[5\delta + 4\alpha, 5\delta + 5\alpha)$	$\left(\frac{\sqrt{3}-2}{3}x + \frac{2+\sqrt{3}}{6}\right)u_o + \frac{\sqrt{3}-2}{3}xU_d$
8	$[5\delta + 5\alpha, 5\delta + 6\alpha)$	$\left(\frac{2-\sqrt{3}}{3}x + \frac{2+\sqrt{3}}{6}\right)u_o + \frac{2-\sqrt{3}}{3}xU_d$
9	$[5\delta + 6\alpha, \frac{\pi}{2})$	$\left(\frac{2}{3} + \frac{2x-1}{3y}\right)u_o + \frac{2}{3}\left(2 + \frac{x-2}{y}\right)U_d$

2 APICs 中注入变压器匝比优化设计

基于上述该整流器交流侧输入相电压 36 阶梯波的形成过程原理, 此部分对注入变压器匝比进行优化设计。实际工程中因系统中漏阻抗等的影响, 存在一定电能损耗, 因此可能会造成电压理论值与实际值有一定误差, 但因耦合关系复杂, 故本节做了简化分析。为了接近工程实际, 本节分析过程均以考虑二极管损耗为前提。

为使该整流器工作在低谐波状态, 即令交流侧输入电压 u_{an} 的总谐波畸变率 (Total Harmonics Distortion, THD) 最小, 由表 3 中 u_{an} 阶梯波表达式知 u_{an} 值与 APICs 中注入变压器匝比 x 、 y 值有关。对图 7 中 u_{an} 的波形进行傅里叶分解, 可计算输入绕组电压 u_{an} 的基波幅值 U_{ans1} 。再根据 u_{an} 波形的对称性, 由式(20)计算输入绕组电压 u_{an} 的有效值 U_{an} 。

$$U_{an} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{an}^2 dt} \quad (20)$$

再由式(21)电压 THD 定义, 结合表 3 中 u_{an} 的阶梯波取值可求得该整流电路交流侧输入绕组电压

的 THD 值, 用 T_v 表示。

$$T_v = \frac{\sqrt{2U_{an}^2 - U_{ans1}^2}}{U_{ans1}} \quad (21)$$

根据式(20)和式(21), 以 T_v 值最小为目标, 可得到 APICs 中注入变压器匝比参数。图 8 给出了 T_v 与工作模式 1、4 的 1/2 导通角 δ (弧度制)和匝比 x 的关系。

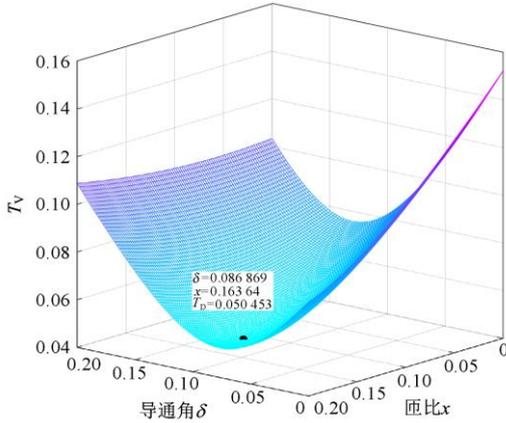


图 8 T_v 与工作模式导通角 δ 和匝比 x 的关系曲线

Fig. 8 Relation curve of T_v with the operating mode conductance angle δ and the turn ratio x

根据图 8, 可知当 $\delta = 0.0869$, $x = 0.1636$ (精度保留 4 位小数)时, 即 APICs 中注入变压器匝比 $x = 0.1636$, $y = 11.0593$ 时, T_v 达到最小值, 此时输入相电压波形畸变最小, 近似为 5.045%。

3 APICs 中二极管开路故障下系统容错分析

为更好地评估所提整流器的谐波抑制性能, 分别在两种 APICs 中二极管开路故障工况下分析系统的容错能力。

1) APICI 中二极管开路状态

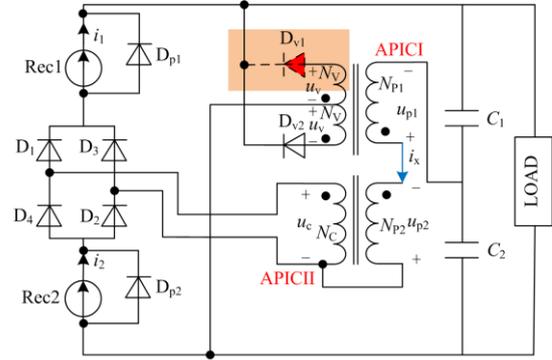
如图 9(a)所示, 当 APICI 中二极管 D_{v1} 或 D_{v2} 开路时, 分析电路工作特性可知注入变压器一次侧电压 u_{p1} 为两阶梯波, 由二极管单相全波整流电路工作特性可知, 当 D_{v1} 开路时, 注入变压器感应的电压 u_{p1} 在负半周感应到的值为 $-x(u_o + U_d)$, 但受 APICII 影响, i_x 仍有正负变化, 且 u_{p2} 承担分压, u_{p1} 在正半周的值为 $(u_o/2 + U_d)$, 其对应的波形如图 10(a)所示。此时注入的电压已不能实现调制单个整流桥输出电压为四阶梯波的效果, 但 APICII 正常工作, 仍能向电路中注入电流, 可实现将交流侧谐波电压增至 24 阶梯波。

2) APICII 中二极管开路状态

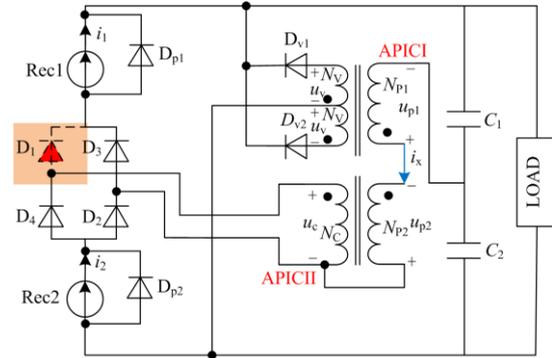
如图 9(b)所示, 当 APICII 中二极管 D_1 — D_4 中

任一二极管开路时(图 9(b)以 D_1 开路为例), 此时注入变压器绕组电流 i_x 无正负周期变化, 相当于工作模式 1 和工作模式 2 被截断, i_x 波形如图 10(b)所示。此时注入电流已无法实现调制单个整流桥输出电压为四阶梯波的效果, 但 APICII 正常工作, 仍能向电路中注入电流, 可实现将交流侧谐波电压增至 24 阶梯波。

由以上分析可知, 该整流器在 APICs 中二极管



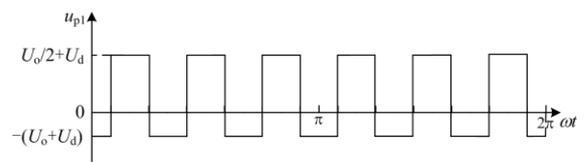
(a) 故障状态 1



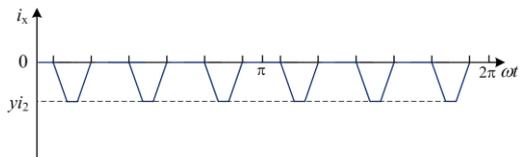
(b) 故障状态 2

图 9 APICs 中二极管开路故障状态

Fig. 9 Open circuit faults of diodes in APICs



(a) 故障状态 1 下 u_{p1} 波形图



(b) 故障状态 2 下 i_x 波形图

图 10 APICs 中二极管开路故障下电气量波形图

Fig. 10 Waveforms of electrical values under open circuit faults of diodes in APICs

开路故障下具有较好的容错能力。需要注意的是，二极管开路故障系统容错能力分析非本文研究重点。因 APICs 中不同二极管开路时对整流器工作状态影响不同，此处仅以两种最常见故障情况举例。

4 测试分析与对比

为了验证以上分析的正确性，利用 Matlab/Simulink 搭建了基于直流回路双无源注入电路的串联型 36 脉波整流器模型，并进行了仿真验证。当考虑高电压场合时，只需改变输入电压等级。为便于验证，此处以低电压等级验证整流器工作状态。仿真参数如下：

- 1) 输入相电压为 220 V，频率为 50 Hz；
- 2) 隔离变压器匝比为 $k_1 = N_1 : N_a = \sqrt{3} : 1$ ， $k_2 = N_2 : N_{a0} = 1 : 1$ ；
- 3) 负载为阻性负载，电阻为 50 Ω；
- 4) 输入电感 $L_s = 20$ mH；
- 5) 输出电容 $C_1 = C_2 = 3300$ μF (500 V)。

4.1 阻性负载下整流器工作状态验证

图 11 给出了阻性负载下所提出的串联型 36 脉波整流器的交流侧输入电压 u_{an} 的仿真波形图，观察可知， u_{an} 波形为 36 阶梯波，与理论分析一致。

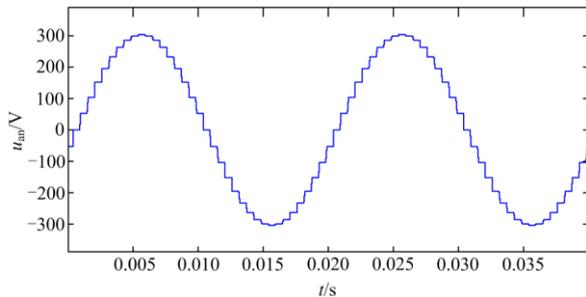


图 11 交流侧输入电压 u_{an} 波形图

Fig. 11 Waveform of input voltage u_{an} at AC-side

图 12 给出了交流侧输入电流 i_a 的波形图。图 13 为整流桥输出电压 u_{Rec2} 的波形图，为四电平阶梯波，与理论分析相符。

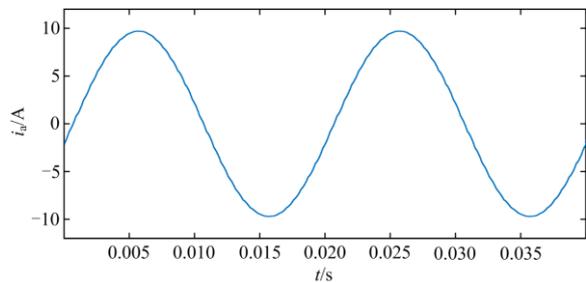


图 12 交流侧输入电流 i_a 波形图

Fig. 12 Waveform of input current i_a at AC-side

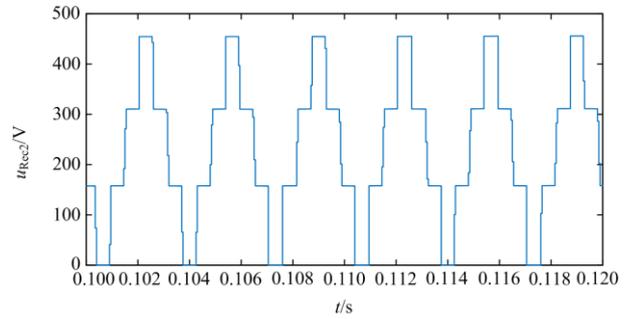


图 13 整流桥输出电压波形图

Fig. 13 Waveform of the output voltage u_{Rec2} of rectifier bridges

图 14 为 u_{an} 波形的傅里叶分解示意图，可知 APICs 作用下整流器交流侧输入电压 u_{an} 中含有 $(36k \pm 1)$ 次谐波，符合 36 脉波整流器工作特性。

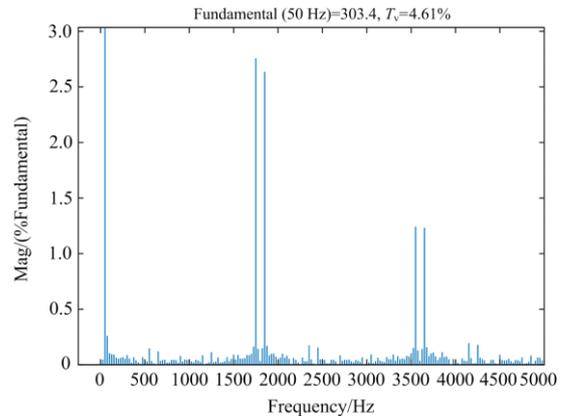


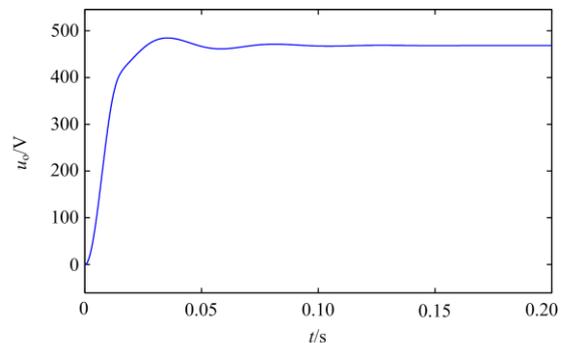
图 14 u_{an} 波形的傅里叶频谱

Fig. 14 Fourier spectrum of u_{an}

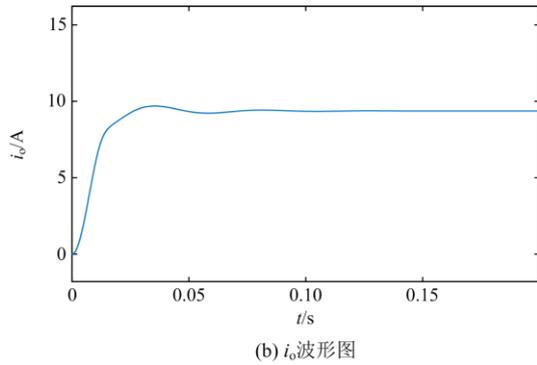
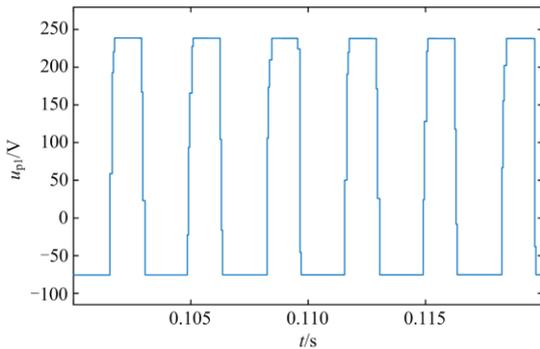
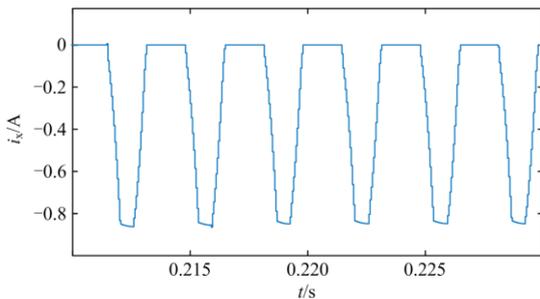
图 15 给出了整流器输出电压 u_o 及输出电流 i_o 的波形，由于并联了大电容，可实现滤波功能，故负载输出电压及输出电流几乎无纹波。

4.2 二极管开路故障下整流器容错能力验证

结合上述对 APICs 中二极管开路故障的分析，对两种故障情况给出了仿真验证。图 16 及图 17 分别为故障状态 1 下 u_{p1} 的波形图和故障状态 2 下 i_x



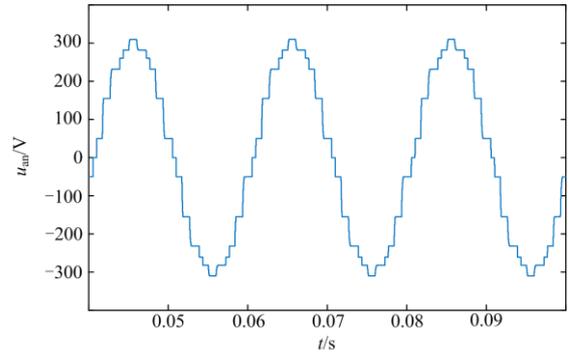
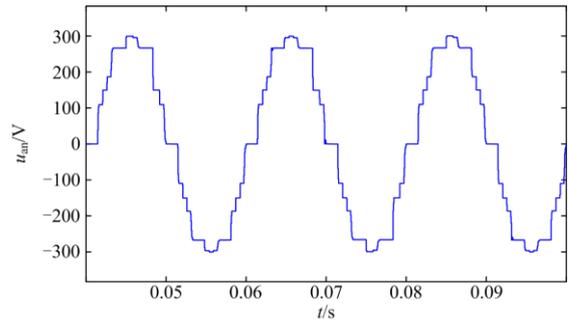
(a) u_o 波形图

(b) i_o 波形图图 15 整流器输出电压 u_o 及输出电流 i_o 波形图Fig. 15 Waveforms of output voltage u_o and output current i_o of the rectifier图 16 故障状态 1 下 u_{p1} 仿真波形图Fig. 16 Simulation waveform of u_{p1} in fault state 1图 17 故障状态 2 下 i_x 仿真波形图Fig. 17 Simulation waveform of i_x in fault state 2

的波形图。图 18 给出了两种故障状态下交流侧输入电压 u_{an} 的波形图, 仿真结果显示 u_{an} 在两种故障下 THD 值分别为 8.734%, 10.842%, 可知该整流系统在故障下有着较好的容错能力, 与上述分析相符。

4.3 测试结果对比分析

上述仿真结果与理论分析相符合, 此外, 为了说明测试结果的合理性, 对文献[29]提出的 24 脉波整流器系统进行了仿真, 其交流侧输入电压 THD 仿真值为 6.84%, 而本文所提 36 脉波整流器交流侧

(a) 故障状态 1 下 u_{an} 波形(b) 故障状态 2 下 u_{an} 波形图 18 两种故障状态下 u_{an} 波形图Fig. 18 Waveforms of u_{an} in two fault states

输入电压 THD 仿真值为 4.61%, 对比可知, 本文提出的基于 AIPCs 的串联型 36 脉波整流器进一步提升了电能质量。因实验时变压器及线路等存在漏阻抗且与仿真参数存在一定差异(例如仿真时忽略了线路漏阻抗等条件), 对交流侧电气量具有一定的滤波效果, 实验值将低于仿真结果(文献[33]中交流侧输入电压的 THD 值为 3.34%)。文献[32]提出的 36 脉波整流器交流侧相关特征电气量的 THD 值与本文分析结果一致, 其验证过程也与本部分逻辑性一致, 因而本文所提整流器具备良好的谐波抑制效果。

5 整流器适用性分析

本文基于隔离变压器的 12 脉波整流器, 采用直流侧谐波抑制方法, 提出了全无源的 36 脉波整流器, 该系统采用串联结构, 具有输出高电压、高功率、低功耗的特点, 适用于 HVDC 或蓄电池充电等场合。前言部分重点介绍了与远海风电 HVDC 应用场景, 理由为: 目前 HVDC 中换流器采用二极管器件的主要应用场合为远海风电传输, 且文献[8-12]给出了海上风电 HVDC 采用 12 脉波二极管整流器作为前端整流部分的可行性分析, 但基于传统星三角变压器结构的 12 脉波整流器电能质量无法满足

工程标准, 目前关于多脉波整流器的谐波抑制方法中, 直流侧谐波注入法理论已经较为成熟, 可作为整流系统中交直流侧滤波器的替代方案, 国内外多位学者已经做了相关研究, 文献[35-36]已对基于直流侧谐波注入法的多脉波整流器应用于 HVDC 换流站进行了分析与验证, 因而本文所提低谐波低功耗的 36 脉波整流器理论上可串接于图 1 远海风电 HVDC 系统中作为整流部分, 具备远海风电 HVDC 场合的适用性, 但实际工程应用中需要考虑电压等级以及接地点的设置问题, 例如风机输出端电压等级决定了系统接地方式等。

基于以上分析, 在此给出一种所提整流器应用于 HVDC 送端时双极性接线简化拓扑方案, 如图 19 所示。

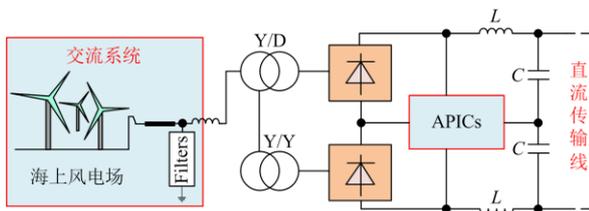


图 19 双极性 HVDC 应用下整流器拓扑示例

Fig. 19 Rectifier topology example in bipolar HVDC application

6 结论

针对传统串联型 12 脉波整流器谐波含量较高的问题, 本文提出了一种基于直流回路双无源谐波注入电路的串联型 36 脉波整流器, 分析了无源注入电路谐波抑制原理; 考虑二极管损耗, 推导了交流侧输入相电压的理论表达式, 并以其 THD 值最小为目标, 优化设计了 APICs 中注入变压器的匝比; 最后, 结合工程应用, 总结了 APICs 中二极管不同故障时所提出整流器的容错能力。本文的相关结论及展望:

1) 与常规 12 脉波整流器以及基于直流侧谐波注入法的 24 脉波整流器相比, 所设计的直流侧双无源谐波注入电路使得整流器输入相电压可倍增至 36 阶梯波, 更接近正弦波形, 波形质量显著改善; 同时, 输入电压 THD 理论值由 12 脉波整流器的 15.2% 以及 24 脉波整流器的 7.58% 降至 5.045%, 谐波抑制效果明显。

2) 所提整流器均采用无源器件, 对电网运行状态干扰性小, 既保留了基于二极管整流器的海上风电 HVDC 技术的优势, 又降低了系统谐波含量, 系统鲁棒性强。

3) 所提整流器在 APICs 中二极管故障状态下

仍具有较好的容错能力, 仍能实现整流功能, 交流侧电能质量受到一定影响, 但理论上可通过增加整流桥个数进一步提升系统的容错能力。

4) 所提出的带双无源注入电路的串联型整流器结构简单、体积小, 易于实现, 可运用于大功率海上风电并网系统中 HVDC 换流器中整流单元。

5) 本文的研究重点为整流器的谐波抑制, 故重点介绍了整流器原理及其谐波抑制方式的实现过程。后期将设计相应的样机对相关原理分析进一步验证; 且针对其具体应用于远海风电 HVDC 的实现方式(如电压等级及接地点设置等)将作为未来的研究重点。

参考文献

- [1] 赵东元, 胡楠, 傅靖, 等. 提升新能源电力系统灵活性的中国实践及发展路径研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(24): 1-8.
ZHAO Dongyuan, HU Nan, FU Jing, et al. Research on the practice and road map of enhancing the flexibility of a new generation power system in China[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(24): 1-8.
- [2] 张运洲, 鲁刚, 王芑, 等. 能源安全新战略下能源清洁化率和终端电气化率提升路径分析[J]. 中国电力, 2020, 53(2): 1-8.
ZHANG Yunzhou, LU Gang, WANG Peng, et al. Analysis on the improvement path of non-fossil energy consumption proportion and terminal electrification rate under the new energy security strategy[J]. Electric Power, 2020, 53(2): 1-8.
- [3] 帅挽澜, 朱自伟, 李雪萌, 等. 考虑风电消纳的综合能源系统“源-网-荷-储”协同优化运行[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(19): 18-26.
SHUAI Wanlan, ZHU Ziwei, LI Xueming, et al. “Source-network-load-storage” coordinated optimization operation for an integrated energy system considering wind power consumption[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(19): 18-26.
- [4] 周强, 汪宁渤, 何世恩, 等. 高弃风弃光背景下中国新能源发展总结及前景探究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(10): 146-154.
ZHOU Qiang, WANG Ningbo, HE Shien, et al. Summary and prospect of China's new energy development under the background of high abandoned new energy power[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(10): 146-154.
- [5] 文劲宇, 陈霞, 姚美齐, 等. 适用于海上风场并网的混合多端直流输电技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(2): 55-61.

- WEN Jinyu, CHEN Xia, YAO Meiqi, et al. Offshore wind power integration using hybrid multi-terminal HVDC technology[J]. *Power System Protection and Control*, 2013, 41(2): 55-61.
- [6] 郑黎明, 贾科, 毕天姝, 等. 海上风电接入柔直系统交流侧故障特征及对保护的影响分析[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(20): 20-32.
- ZHENG Liming, JIA Ke, BI Tianshu, et al. AC-side fault analysis of a VSC-HVDC transmission system connected to offshore wind farms and the impact on protection[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(20): 20-32.
- [7] 王邦彦, 王秀丽, 宁联辉. 海上风电场集电系统开关配置最优化及可靠性评估[J]. *供用电*, 2021, 38(4): 43-51.
- WANG Bangyan, WANG Xiuli, NING Lianhui. Switch configuration optimization and reliability evaluation of offshore wind farm collector system[J]. *Distribution & Utilization*, 2021, 38(4): 43-51.
- [8] 袁艺嘉, 孔明, 孙宝宝, 等. 海上换流站直流侧暂态过压应力抑制策略有效性分析[J]. *全球能源互联网*, 2021, 4(6): 602-614.
- YUAN Yijia, KONG Ming, SUN Baobao, et al. Analysis on the effectiveness of suppression strategies for transient overvoltage stress on the DC side of offshore converter station[J]. *Journal of Global Energy Interconnection*, 2021, 4(6): 602-614.
- [9] MOHAN M. A comprehensive review of DC fault protection methods in HVDC transmission systems[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2021, 6(1): 1-20.
- [10] 卓振宇, 张宁, 谢小荣, 等. 高比例可再生能源电力系统关键技术及发展挑战[J]. *电力系统自动化*, 2021, 45(9): 171-191.
- ZHUO Zhenyu, ZHANG Ning, XIE Xiaorong, et al. Key Technologies and developing challenges of power system with high proportion of renewable energy[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2021, 45(9): 171-191.
- [11] 蔡旭, 杨仁焯, 周剑桥, 等. 海上风电直流送出与并网技术综述[J]. *电力系统自动化*, 2021, 45(21): 2-22.
- CAI Xu, YANG Renxin, ZHOU Jianqiao, et al. Review on offshore wind power integration via DC transmission[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2021, 45(21): 2-22.
- [12] 刘卫东, 李奇南, 王轩, 等. 大规模海上风电柔性直流输电技术应用现状和展望[J]. *中国电力*, 2020, 53(7): 55-71.
- LIU Weidong, LI Qinan, WANG Xuan, et al. Application status and prospect of VSC-HVDC technology for large-scale offshore wind farms[J]. *Electric Power*, 2020, 53(7): 55-71.
- [13] 孟沛琰, 向往, 邸世民, 等. 大规模海上风电多电压等级混合级联直流送出系统[J]. *电力系统自动化*, 2021, 45(21): 120-128.
- MENG Peiyu, XIANG Wang, DI Shimin, et al. Hybrid cascaded HVDC transmission system with multiple voltage levels for large-scale offshore wind power[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2021, 45(21): 120-128.
- [14] LI R, YU L, XU L. Offshore AC fault protection of diode rectifier unit-based HVDC system for wind energy transmission[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(7): 5289-5299.
- [15] BERNAL-PEREZ S, ANO-VILLALBA S, BLASCO-GIMENEZ R, et al. Efficiency and fault ride-through performance of a diode-rectifier and VSC-inverter-based HVDC link for offshore wind farms[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(6): 2401-2409.
- [16] CHANG Y, 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.
- [17] LIU Jiongde, CHEN Xiaoqiang, WANG Ying, et al. A low harmonic 12-pulse rectifier based on zigzag autotransformer by current injection at DC side[J]. *Journal of Measurement Science and Instrumentation*, 2021, 12(3): 347-355.
- [18] CHEN X, CHEN T, WANG Y. Investigation on design of novel step-up 18-pulse auto-transformer rectifier[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 110639-110647.
- [19] 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. Novel step-up 18-pulse auto-transformer rectifier unit[J]. *Power System Technology*, 2021, 45(4): 1527-1535.
- [20] 孟凡刚, 杨世彦, 杨威. 多脉波整流技术综述[J]. *电力自动化设备*, 2012, 32(2): 9-22.
- MENG Fangang, YANG Shiyan, YANG Wei. Overview of multi-pulse rectifier technique[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2012, 32(2): 9-22.
- [21] 王佳荣, 张正焱, 陈小强. 计及移相角的多边形自耦变压器 12 脉波整流系统分析[J]. *铁道学报*, 2020, 42(3): 69-75.
- WANG Jiarong, ZHANG Zhenghan, CHEN Xiaoqiang. Phase-shift angle analysis on 12-pulse rectifier with polygon-connected autotransformer[J]. *Journal of the China Railway Society*, 2020, 42(3): 69-75.
- [22] 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.
- [23] 陈杰, 龚春英, 陈家伟, 等. 多脉波整流技术在风力发电中的应用[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 131-137, 144.
- CHEN Jie, GONG Chunying, CHEN Jiawei, et al. Research on multi-pulse rectification technique in wind power application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 131-137, 144.
- [24] SINGH B, SINGH B N, CHANDRA A, et al. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 641-660.
- [25] 王佳佳, 周念成, 王强钢, 等. 电网电压不平衡下串联型 12 脉波整流装置的频域谐波建模[J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 69-78.
- WANG Jiajia, ZHOU Niancheng, WANG Qianggang, et al. Frequency-domain harmonic modeling of the series 12-pulse rectifier under unbalanced voltage condition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(5): 69-78.
- [26] 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.
- [27] LI X, WANG Y, XU W. A new filtering scheme for HVDC terminals based on damped high-pass filter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(5): 2050-2057.
- [28] 王景芳, 陈安臣, 姚绪梁, 等. 一种直流侧串联辅助单相整流器的 24 脉波整流器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(23): 8120-8129.
- WANG Jingfang, CHEN Anchen, YAO Xuliang, et al. A 24-pulse rectifier with an auxiliary single-phase rectifier in series at DC side[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(23): 8120-8129.
- [29] 高蕾, 孟凡刚, 杨威, 等. 多脉波整流器直流侧无源谐波抑制机理研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(4): 69-77.
- GAO Lei, MENG Fangang, YANG Wei, et al. Harmonic reduction mechanism at DC link of multi-pulse rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(4): 69-77.
- [30] 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.
- 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.
- [31] FUKUDA S, OHTA M, IWAJI Y. An auxiliary-supply-assisted harmonic reduction scheme for 12-Pulse diode rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1270-1277.
- [32] 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.
- [33] 孟凡刚, 王琳, 高蕾, 等. 基于直流侧无源电压谐波注入法的串联型 24 脉波整流器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(6): 1180-1188.
- MENG Fangang, WANG Lin, GAO Lei, et al. A series-connected 24-pulse rectifier with passive voltage harmonic injection method at DC side[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(6): 1180-1188.
- [34] LI Q, MENG F, GAO L, et al. A 30-pulse rectifier using passive voltage harmonic injection method at DC link[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9273-9291.
- [35] DAS B P, WATSON N R, Liu Y. M-level thyristor based MLCR CSC: A comparative study[C] // IEEE International Conference on Power System Technology, October 30-November 2, 2012, Auckland, New Zealand: 1-6.
- [36] ARRILLAG J, LIU Y, PERERA L B, et al. A current reinjection scheme that adds self-commutation and pulse multiplication to the thyristor converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1593-1599.

收稿日期: 2021-11-21; 修回日期: 2022-03-05

作者简介:

王 英(1978—), 男, 通信作者, 副教授, 研究方向为电能质量管理; E-mail: wangying01@mail.lzjtu.cn

王亚兰(1995—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电能变换及谐波抑制。E-mail: 2034144054@qq.com

(编辑 周金梅)