文章编号:1008-1542(2026)04-0436-12

三相不对称电解制氢电源优化设计

梁国壮[1],魏雨璇[1],韩沛松[2],于昕冉[1],田涵雷[3]

(1. 河北科技大学电气工程学院,河北石家庄　050018;
2. 燕山大学电气工程学院,河北秦皇岛　066000;
3. 香港科技大学工学院,香港　999077)

摘　要:为解决电解制氢对低电压、大电流、高功率密度电源的应用需求问题,提出一种基于非对称电流注入电路(asymmetric current injection circuit, ACIC)的并联型虚拟 36 脉波整流器。首先,在传统 6 脉波整流器(6-pulse rectifier, 6-PR)的直流侧集成 ACIC 模块,通过注入特定的补偿电流重塑交流输入电流波形;其次,通过平衡电抗器(interphase reactor, IR)对各 ACIC 单元进行脉波扩展,在输入端实现等效 36 脉波运行;最后,推导并优化了 ACIC 单元的关键参数,量化评估了其容量,并通过仿真验证所设计系统的有效性及性能优势。结果表明:该方案显著降低了电流谐波含量,获得近似正弦的输入电流,网侧电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)降至 4.68%,系统效率为 98.2%,相较于传统 36 脉波整流器,网侧电流的 THD 降低 0.32 个百分点,系统效率提升 3.2 个百分点。该方案在谐波抑制与能效提升方面优势显著,且并行结构设计使其兼具优异的系统容错能力和大功率扩容能力,可为电解制氢场景提供有效的解决方案。

关键词:电力电子技术;电解制氢;多脉波整流;脉波倍增;电能质量

中图分类号:TM461　　**文献标识码**:A　　**DOI**:10.7535/hbkd.2026yx04010

Optimization design of three-phase asymmetric power supply for electrolytic hydrogen production

Liang Guozhuang[1], Wei Yuxuan[1], Han Peisong[2], Yu Xinran[1], Tian Hanlei[3]

(1. School of Electrical Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang, Hebei 050018, China;
2. School of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao, Hebei 066000, China;
3. Faculty of Engineering, The Hong Kong University of Science and Technology, Hong Kong 999077, China)

Abstract: To meet the application requirements of electrolytic hydrogen production for low-voltage, high-current, and high-power-density power supplies, a parallel-type virtual 36-pulse rectifier based on an asymmetric current injection circuit(ACIC) was proposed. Firstly, an ACIC module was integrated into the DC side of a traditional 6-pulse rectifier(6-PR), and the AC

收稿日期:2025-07-26;修回日期:2025-10-31;责任编辑:冯民
基金项目:河北省自然科学基金(E2025208078)
第一作者简介:梁国壮(1968—),男,河北蠡县人,教授,硕士,主要从事电机电器及其控制、电力电子与电能变换、电气参数检测与信息处理技术方面的研究。
E-mail:Liang_gz@sohu.com
梁国壮,魏雨璇,韩沛松,等. 三相不对称电解制氢电源优化设计[J]. 河北科技大学学报,2026,47(4):436-447.
Liang Guozhuang, Wei Yuxuan, Han Peisong, et al. Optimization design of three-phase asymmetric power supply for electrolytic hydrogen production[J]. Journal of Hebei University of Science and Technology, 2026, 47(4): 436-447.

input current waveform was reshaped by injecting specific compensation currents. Subsequently, pulse-wave expansion of each ACIC unit was achieved using an interphase reactor(IR), enabling equivalent 36-pulse operation at the input side. Finally, the key parameters of the ACIC unit were derived and optimized, its capacity was quantitatively evaluated, and the effectiveness and performance advantages of the designed system were verified through simulation. The results show that this scheme significantly reduces current harmonic content, yielding an approximately sinusoidal input current. The total harmonic distortion(THD) of the grid-side current decreases to 4.68%, and the system efficiency reaches 98.2%. Compared to traditional 36-pulse rectifiers, the grid-side current THD is reduced by 0.32 percentage points, and the system efficiency is improved by 3.2 percentage points. This scheme offers significant advantages in harmonic suppression and energy efficiency enhancement. Moreover, its parallel structural design provides excellent system fault tolerance and high-power scalability, offering an effective solution for electrolytic hydrogen production scenarios.

Keywords: power electronic technology; electrolytic hydrogen production; multipulse rectification; pulse multiplication; power quality

氢能因其环境友好、高能量密度和可储存性，被视为关键的二次能源和清洁能源载体[1-2]。主流制氢技术中，可再生能源驱动的电解水制氢凭借近零碳排放、规模化制高纯氢及平抑风光间歇性的能力，成为实现“双碳”目标的关键路径[3-5]。然而，其功率转换系统在谐波抑制、效率与功率可扩展性的协同优化方面仍面临关键挑战。

制氢电源作为电解水制氢系统的核心电能转换装置，其性能直接决定制氢效率与经济性[6]。当前主流架构包括脉宽调制整流器(PWM rectifiers)与多脉波整流器(multipulse rectifiers)2 类[7]。PWM 整流器可实现低输入电流谐波(THD<5%)与低输出纹波，但其依赖高成本的大电流开关器件[8]，导致在兆瓦级电解槽应用中经济性不足。多脉波整流器凭借高功率密度和可靠性成为大功率场景的首选方案[9-10]，其性能随脉波数提升而优化。传统 12/24 脉波系统利用相移变压器消除 5 次、7 次特征谐波，但输入电流 THD 仍高于 5%[11]，难以满足 IEEE 519—2014 标准。36 脉波拓扑则通过“高频谐波抑制＋结构复杂度可控”的技术路线，突破 12/24 脉波的 THD 瓶颈[12-13]，在工程可行性、谐波抑制鲁棒性与成本间实现最优平衡[14-16]。例如：文献[17]提出基于直流侧混合电压注入 36 脉波整流器，但引入大量有源器件，增加了系统控制复杂度与故障率；文献[18]在 12 脉波整流器中采用抽头相间桥结构，改善电能质量但导致辅助二极管电流应力与导通损耗激增；文献[19]利用无源四抽头变换器实现输入电流三阶倍增，显著抑制谐波且容量需求低，但同样因辅助二极管数量与电流幅值的增加引发高损耗；文献[20]采用直流侧串联式混合脉波倍增电抗器，使 THD 降至 5%以下，但受限于串联拓扑仅适用于中低压制氢场景。

针对上述问题，本文提出一种基于非对称电流注入电路(asymmetric current injection circuit，ACIC)的并联型虚拟 36 脉波整流器拓扑，旨在实现电解水制氢系统的高功率、高成本效益与高效率运行。所提方案通过将 ACIC 与负载并联连接，显著降低二极管导通损耗，并通过脉波倍增机制将整流器等效脉波数从 6 提升至 36，其全并联架构设计进一步强化了系统容错能力，使其特别适配大电流制氢场景的严苛需求。

1　电路拓扑结构及其工作模态

1.1　多脉波整流器结构分析

图 1 为基于 ACIC 的虚拟 36 脉波整流器拓扑结构。所提出的拓扑结构由 1 个三相交流电源、3 个 6 脉波整流器、3 个 ACIC(ACIC1、ACIC2、ACIC3)以及 1 个平衡电抗器组成。如图 1 所示，ACIC1、ACIC2、ACIC3 分别由 1 个注入变压器和 2 个辅助二极管组成。

网侧三相电源(u_A、u_B、u_C)通过变压器产生 3 组三相电压，即 u_{A1}、u_{B1}、u_{C1} 和 u_{A2}、u_{B2}、u_{C2} 及 u_{A3}、u_{B3}、u_{C3}，分别与 3 组整流桥相连，3 组整流桥的直流侧输出端分别与 3 个 ACIC 相连，后经平衡电抗器并联后共同为负载供电。ACIC1 经过二次侧二极管电路将 REC1 的 6 脉波输出加倍为 12 脉波，同理，ACIC2 和 ACIC3 分别将原来的 6 脉波加倍为 12 脉波，最终，3 个 ACIC 通过平衡电抗器并联实现 36 脉波的输出。

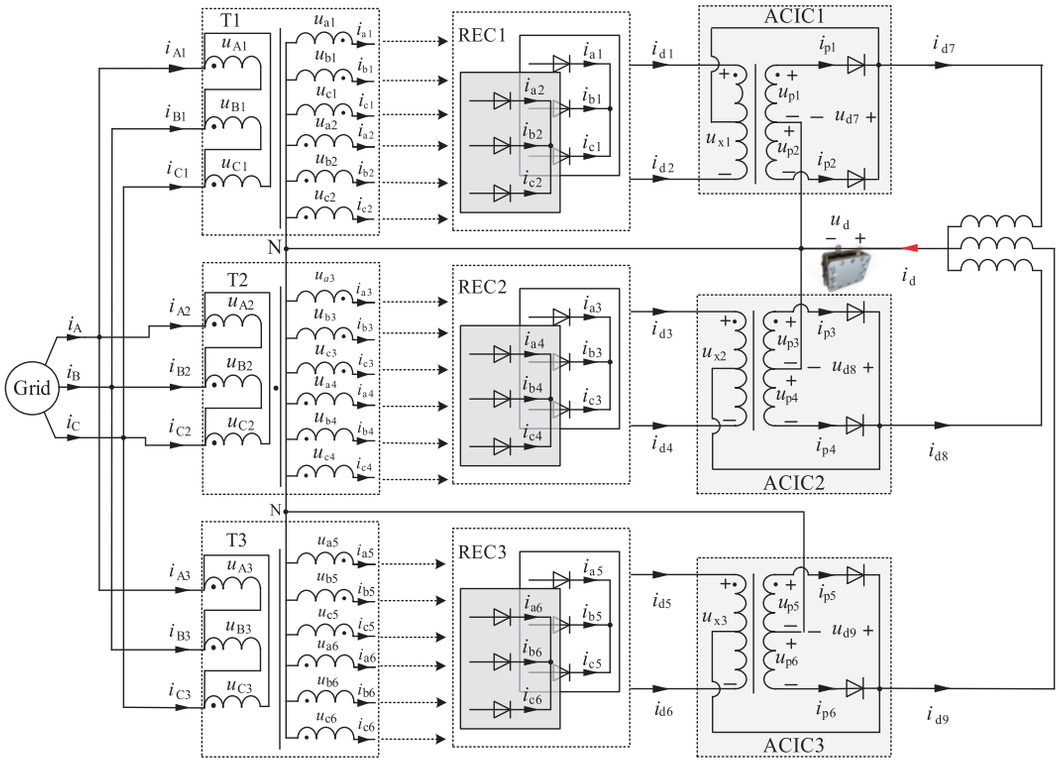
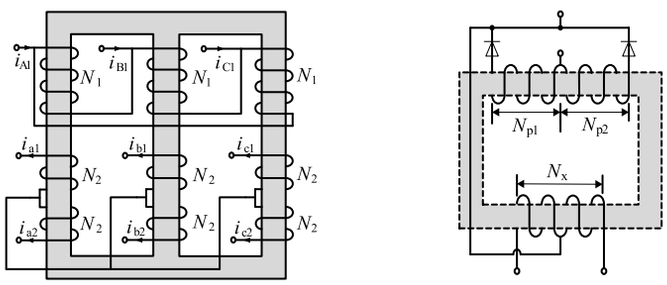


图 1 虚拟 36 脉波整流器电路拓扑图

Fig. 1 Circuit topology of virtual 36-pulse rectifier

图 2 a)为变压器 T1、T2 和 T3 的绕组结构，3 个变压器绕组结构相同，并且由于 ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 的非对称设计，隔离变压器无需进行移相设计。



a）变压器绕组结构　　b）ACIC绕组结构

图 2 绕组结构

Fig. 2 Winding structures

ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 的匝比定义如下：

$$\begin{cases} m_1 = \dfrac{u_{p1}}{u_{x1}}, \\ m_2 = \dfrac{u_{p3}}{u_{x2}}, \\ m_3 = \dfrac{u_{p5}}{u_{x3}}, \end{cases} \tag{1}$$

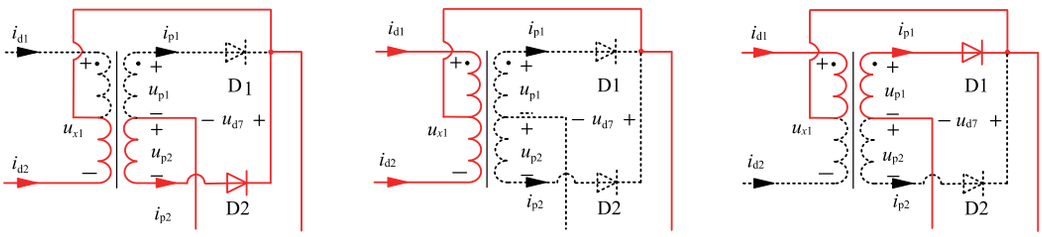
式中：u_{p1}、u_{p3}、u_{p5} 和 u_{x1}、u_{x2}、u_{x3} 分别为 ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 的二次侧绕组电压和一次侧绕组电压。图 2 b)为 ACIC 的绕组结构，图中 N_{p1}、N_{p2} 和 N_x 表示匝数，并且满足：

$$N_x : N_{p1} : N_{p2} = 1 : m_{1,2,3} : m_{1,2,3}。 \tag{2}$$

1.2 ACIC 工作模态分析

因为平衡电抗器的作用，ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 都可以独立运行，并且彼此解耦。由于篇幅所限，

本文只探讨 ACIC1 的工作模态（ACIC2 和 ACIC3 因匝比不同，模态切换角度 θ_2 和 θ_3 与 ACIC1 的 θ_1 不同，但工作原理一致）。根据输入电压 u_{p1} 与 u_{d7} 的关系，ACIC1 可以分为 3 种不同的工作模态，如图 3 所示。



a) 模态Ⅰ　　b) 模态Ⅱ　　c) 模态Ⅲ

图 3　ACIC1 的工作模态

Fig. 3　Working modes of ACIC1

模态Ⅰ：当 $-u_{p1}>u_{d7}$ 时，ACIC1 工作在模态Ⅰ。在此模态下，辅助二极管 D1 被反向偏置，辅助二极管 D2 正偏且导通，$i_{p2}>0$，$i_{d2}>0$，此时等效电路如图 3 a)所示。根据基尔霍夫电流定律（KCL）和基尔霍夫电压定律（KVL），可得输入电流及输出电压分别满足如下关系：

$$\begin{cases}\begin{cases}i_{d1}=0,\\ i_{d2}=\dfrac{2m_1}{2m_1+1}I_{d7},\end{cases}\\ \begin{cases}i_{p1}=0,\\ i_{p2}=\dfrac{1}{2m_1+1}I_{d7},\end{cases}\\ \begin{cases}u_{d7}=\dfrac{2m_1}{2m_1+1}u_{d2},\\ u_{d1}=\dfrac{2m_1-1}{2m_1+1}u_{d2}。\end{cases}\end{cases}\tag{3}$$

模态Ⅱ：当 $|u_{p1}|<u_{d7}$ 时，ACIC1 工作在模态Ⅱ。在此模态下，辅助二极管 D1、D2 均反向偏置，其输入电流为 0，i_{d1} 和 i_{d2} 均大于 0，并一起供电，此时等效电路如图 3 b)所示。同理，根据 KCL 定律和 KVL 定律，可得输入电流及输出电压分别满足如下关系：

$$\begin{cases}i_{d1}=i_{d2}=\dfrac{I_{d1}}{2},\\ i_{p1}=i_{p2}=0,\\ u_{d7}=\dfrac{u_{d1}+u_{d2}}{2}。\end{cases}\tag{4}$$

模态Ⅲ：当 $u_{p1}>u_{d7}$ 时，ACIC1 工作在模态Ⅲ。在此模态下，辅助二极管 D2 被反向偏置，辅助二极管 D1 正偏且导通，$i_{p1}>0$，$i_{d1}>0$，此时等效电路如图 3 c)所示。同理，根据 KCL 定律和 KVL 定律，可得输入电流及输出电压分别满足如下关系：

$$\begin{cases}\begin{cases}i_{d1}=\dfrac{2m_1}{2m_1+1}I_{d7},\\ i_{d2}=0,\end{cases}\\ \begin{cases}i_{p1}=\dfrac{1}{2m_1+1}I_{d7},\\ i_{p2}=0,\end{cases}\\ \begin{cases}u_{d7}=\dfrac{2m_1}{2m_1+1}u_{d1},\\ u_{d2}=\dfrac{2m_1-1}{2m_1+1}u_{d1}。\end{cases}\end{cases}\tag{5}$$

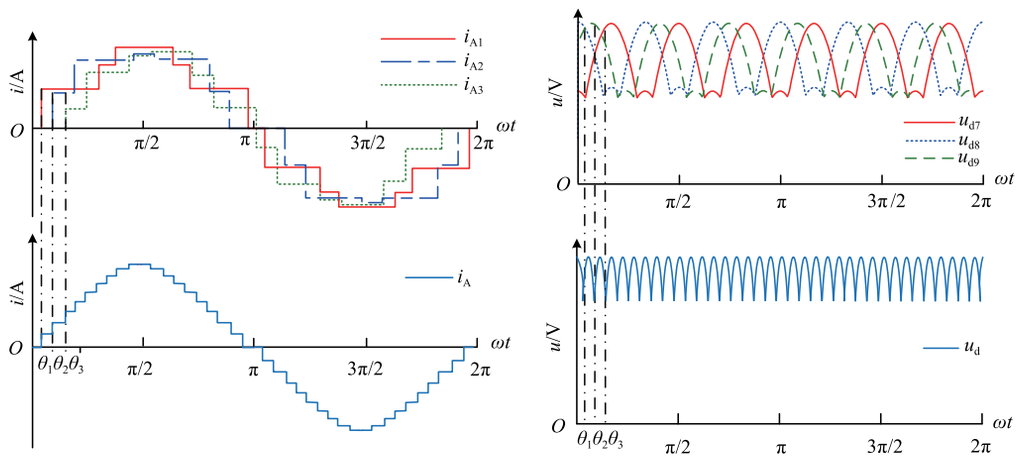
式中：u_{d1}、u_{d2}、I_{d7} 分别表示整流桥 REC1 的输出电压及 ACIC1 输出的直流电流平均值。I_{d7} 与其他输出电流平均值满足如下关系：

$$I_{d7}=I_{d8}=I_{d9}=\frac{I_d}{3}\text{。} \tag{6}$$

2 ACIC 的性能分析

2.1 ACIC 设计

图 4 为所提出变换器的理论波形，由于 ACIC 的存在，输入电流 i_A 和输出电压 u_d 的波形倍增至 36 脉波。



a）输入电流的理论波形　　b）输出电压的理论波形

图 4　脉波倍增原理

Fig. 4　Principle of pulse multiplication

从图 4 a)可以看出，所提出的制氢电源的输入电流 i_A 波形为 36 脉波，则 θ_1、θ_2 和 θ_3 的角度分别表示为

$$\begin{cases}\theta_1=\arctan\left(\dfrac{2\sqrt{3}m_1}{3}\right)-\dfrac{\pi}{3}=\dfrac{\pi}{36},\\ \theta_2=\arctan\left(\dfrac{2\sqrt{3}m_2}{3}\right)-\dfrac{\pi}{3}=\dfrac{\pi}{12},\\ \theta_3=\arctan\left(\dfrac{2\sqrt{3}m_3}{3}\right)-\dfrac{\pi}{3}=\dfrac{5\pi}{36},\end{cases} \tag{7}$$

式中：θ_1、θ_2 和 θ_3 分别为 ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 工作模式在 1 个周期内第 1 次改变时的角度，可以表示为

$$\theta_{1,2,3}=\arctan\left(\frac{2\sqrt{3}m_{1,2,3}}{3}\right)-\frac{\pi}{3}\text{。} \tag{8}$$

根据式(7)、式(8)可知，绕组 m_1、m_2 和 m_3 的匝比为

$$\begin{cases}m_1=\dfrac{\sqrt{3}\tan\left(\theta_1+\dfrac{\pi}{3}\right)}{2}=1.86,\\ m_2=\dfrac{\sqrt{3}\tan\left(\theta_2+\dfrac{\pi}{3}\right)}{2}=3.23,\\ m_3=\dfrac{\sqrt{3}\tan\left(\theta_3+\dfrac{\pi}{3}\right)}{2}=9.89\text{。}\end{cases} \tag{9}$$

由于 ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 采用了不对称设计，使得平衡电抗器两端的电压均方值出现偏差，故可能引起直流磁化问题。为有效解决该问题，对变压器 T1、T2 和 T3 进行了重新设计，旨在让电压均方值保

持相等状态。通过模态分析，能够计算出输出电压与匝数比 m_1、m_2、m_3 之间的关系分别为

$$u_{d7,d8,d9}=\begin{cases}\dfrac{2m_{1,2,3}}{2m_{1,2,3}+1}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t+\dfrac{\pi}{2}), & \omega t\in[0,\theta_{1,2,3}],\\ \dfrac{3}{2}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t+\dfrac{\pi}{3}), & \omega t\in[\theta_{1,2,3},\dfrac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3}],\\ \dfrac{2m_{1,2,3}}{2m_{1,2,3}+1}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t+\dfrac{\pi}{6}), & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3},\dfrac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3}],\\ \dfrac{3}{2}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t), & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3},\dfrac{2\pi}{3}-\theta_{1,2,3}],\\ \dfrac{2m_{1,2,3}}{2m_{1,2,3}+1}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t-\dfrac{\pi}{6}), & \omega t\in[\dfrac{2\pi}{3}-\theta_{1,2,3},\dfrac{2\pi}{3}],\end{cases}\tag{10}$$

式中 U_m 为输入相电压的幅值。

根据式(9)、式(10)可知，当 u_{d7}、u_{d8}、u_{d9} 均方根相同时，k_1、k_2、k_3 需要满足：

$$k_3:k_2:k_1=0.91:0.971:1\ 。\tag{11}$$

2.2　制氢电源的 THD 分析

根据对所提出整流器的运行模式和结构的分析，电网侧电流 i_A 可以计算为

$$i_A=\begin{cases}0, & \omega t\in[0,\theta_1],\\ \dfrac{k_1I_d}{6}, & \omega t\in[\theta_1,\theta_2],\\ \dfrac{k_1I_d}{6}+\dfrac{k_2I_d}{6}, & \omega t\in[\theta_2,\theta_3],\\ \dfrac{k_1I_d}{6}+\dfrac{k_2I_d}{6}+\dfrac{k_3I_d}{6}, & \omega t\in[\theta_3,\dfrac{\pi}{3}-\theta_3],\\ \dfrac{k_1I_d}{6}+\dfrac{k_2I_d}{6}+\dfrac{k_32m_3I_d}{6m_3+3}, & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}-\theta_3,\dfrac{\pi}{3}-\theta_2],\\ \dfrac{k_1I_d}{6}+\dfrac{k_22m_2I_d}{6m_2+3}+\dfrac{k_32m_3I_d}{6m_3+3}, & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}-\theta_2,\dfrac{\pi}{3}-\theta_1],\\ \dfrac{k_12m_1I_d}{6m_1+3}+\dfrac{k_22m_2I_d}{6m_2+3}+\dfrac{k_32m_3I_d}{6m_3+3}, & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}-\theta_1,\dfrac{\pi}{3}+\theta_1],\\ \dfrac{k_1I_d}{3}+\dfrac{k_22m_2I_d}{6m_2+3}+\dfrac{k_32m_3I_d}{6m_3+3}, & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}+\theta_1,\dfrac{\pi}{3}+\theta_2],\\ \dfrac{k_1I_d}{3}+\dfrac{k_2I_d}{3}+\dfrac{k_32m_3I_d}{6m_3+3}, & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}+\theta_2,\dfrac{\pi}{3}+\theta_3],\\ \dfrac{k_1I_d}{3}+\dfrac{k_2I_d}{3}+\dfrac{k_3I_d}{3}, & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}+\theta_3,\dfrac{\pi}{2}]。\end{cases}\tag{12}$$

结合式(9)、(11)、(12)，可得变换器输入电流的 THD 值为 4.68%。

2.3　ACIC 容量分析

根据模态分析，ACIC 的输入电压可表示为

$$u_{x1,x2,x3}=\begin{cases}\dfrac{-2\sqrt{3}}{2m_{1,2,3}+1}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t+\dfrac{\pi}{2}), & \omega t\in[0,\theta_{1,2,3}],\\ -\sqrt{3}k_{1,2,3}U_m\cos(\omega t+\dfrac{\pi}{3}), & \omega t\in[\theta_{1,2,3},\dfrac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3}],\\ \dfrac{2\sqrt{3}}{2m_{1,2,3}+1}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t+\dfrac{\pi}{6}), & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3},\dfrac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3}],\\ \sqrt{3}k_{1,2,3}U_m\cos(\omega t), & \omega t\in[\dfrac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3},\dfrac{2\pi}{3}-\theta_{1,2,3}],\\ \dfrac{-2\sqrt{3}}{2m_{1,2,3}+1}k_{1,2,3}U_m\sin(\omega t-\dfrac{\pi}{6}), & \omega t\in[\dfrac{2\pi}{3}-\theta_{1,2,3},\dfrac{2\pi}{3}]。\end{cases}\tag{13}$$

将所求最优匝比分别代入式(13),可得 ACIC 的输入电压有效值分别为

$$\begin{cases} U_{x1_rms}=0.341U_d, \\ U_{x2_rms}=0.251U_d, \\ U_{x3_rms}=0.096U_d。 \end{cases} \tag{14}$$

同理,ACIC 的输入电流计算如下:

$$i_{d1,d3,d5}=\begin{cases} 0, & \omega t\in[0,\theta_{1,2,3}]\cup[\frac{2\pi}{3}-\theta_{1,2,3},\frac{2\pi}{3}], \\ \frac{I_d}{6}, & \omega t\in[\theta_{1,2,3},\frac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3}]\cup[\frac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3},\frac{2\pi}{3}-\theta_{1,2,3}], \\ \frac{2m_{1,2,3}}{6m_{1,2,3}+3}I_d, & \omega t\in[\frac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3},\frac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3}]。 \end{cases} \tag{15}$$

将所求最优匝比代入式(15),可得输入电流 I_{d1}、I_{d3}、I_{d5} 的 rms 为

$$\begin{cases} I_{d1_rms}=I_{d2_rms}=0.170I_d, \\ I_{d3_rms}=I_{d4_rms}=0.186I_d, \\ I_{d5_rms}=I_{d6_rms}=0.215I_d。 \end{cases} \tag{16}$$

根据 ACIC 工作原理,ACIC 二次侧电流可表示为

$$i_{p1,p3,p5}=\begin{cases} 0, & \omega t\in[0,\frac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3}]\cup[\frac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3},\frac{2\pi}{3}], \\ \frac{1}{6m_{1,2,3}+3}I_d, & \omega t\in[\frac{\pi}{3}-\theta_{1,2,3},\frac{\pi}{3}+\theta_{1,2,3}]。 \end{cases} \tag{17}$$

同理,ACIC 的输出电流 I_{p1}、I_{p3}、I_{p5} 的 rms 分别为

$$\begin{cases} I_{p1_rms}=I_{p2_rms}=0.020I_d, \\ I_{p3_rms}=I_{p4_rms}=0.022I_d, \\ I_{p5_rms}=I_{p6_rms}=0.010I_d。 \end{cases} \tag{18}$$

综上,ACIC1、ACIC2、ACIC3 的容量可以计算为

$$S_{ACIC1}=\frac{1}{2}[\frac{1}{2}U_{x1_rms}I_{d1_rms}+\frac{1}{2}U_{x1_rms}I_{d2_rms}+m_1U_{x1_rms}I_{p1_rms}+m_1U_{x1_rms}I_{p2_rms}]=4.2\%, \tag{19}$$

$$S_{ACIC2}=\frac{1}{2}[\frac{1}{2}U_{x2_rms}I_{d3_rms}+\frac{1}{2}U_{x2_rms}I_{d4_rms}+m_2U_{x2_rms}I_{p3_rms}+m_2U_{x2_rms}I_{p4_rms}]=4.1\%, \tag{20}$$

$$S_{ACIC3}=\frac{1}{2}[\frac{1}{2}U_{x3_rms}I_{d5_rms}+\frac{1}{2}U_{x3_rms}I_{d6_rms}+m_3U_{x3_rms}I_{p5_rms}+m_3U_{x3_rms}I_{p6_rms}]=2.0\%。 \tag{21}$$

3 性能分析

3.1 功率器件损耗分析

本文方案采用传统的 12 脉波整流器作为前端,因此不需要重复计算损耗。ACIC 的损耗主要是功率器件的传导损耗。

流过二极管 D1 的电流有效值可以表示为

$$I_{D1_rms}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(i_{p1})^2\mathrm{d}(\omega t)}=0.02I_d。 \tag{22}$$

二极管 D1—D2 的总导通损耗为

$$P_{loss_D1-D2}=2\times0.02I_d\times V_{on}=0.04I_dV_{on}, \tag{23}$$

式中 V_{on} 是导通压降。

同理,流过二极管 D3、D5 的电流有效值分别为

$$\begin{cases} I_{D3_rms}=0.022I_d, \\ I_{D5_rms}=0.010I_d。 \end{cases} \tag{24}$$

二极管 D3—D4 的总导通损耗为

$$P_{\text{loss_D3-D4}} = 2 \times 0.022 I_{\text{d}} \times V_{\text{on}} = 0.044 I_{\text{d}} V_{\text{on}}。\tag{25}$$

二极管 D5—D6 的总导通损耗为

$$P_{\text{loss_D5-D6}} = 2 \times 0.010 I_{\text{d}} \times V_{\text{on}} = 0.020 I_{\text{d}} V_{\text{on}}。\tag{26}$$

3.2　平衡电抗器损耗分析

平衡电抗器的损耗主要分为铁芯损耗和欧姆损耗。铁损可以进一步分为磁滞损耗 P_{h} 和涡电流损耗 P_{e}。

$$\begin{cases} P_{\text{h1,2,3}} = m_{1,2,3} k_{\text{h1,2,3}} f B_{m_{1,2,3}}^{1.6}, \\ P_{\text{e1,2,3}} = m_{1,2,3} k_{\text{e1,2,3}} f^2 B_{m_{1,2,3}}^2, \end{cases}\tag{27}$$

式中：m_1、m_2 和 m_3 是平衡电抗器铁芯的质量；$k_{\text{h1,2,3}}$ 和 $k_{\text{e1,2,3}}$ 为铁损系数；f 为工作频率；$B_{m_{1,2,3}}$ 为最大磁通密度。

ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 的欧姆损耗表示如下：

$$P_{\text{o1,2,3}} = I_{\text{d1,3,5_rms}}^2 R_{\text{HI1,2,3}} + I_{\text{p1,3,5_rms}}^2 R_{\text{EF1,2,3}},\tag{28}$$

式中：$I_{\text{d1,3,5_rms}}$ 和 $I_{\text{p1,3,5_rms}}$ 分别代表 ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 一次侧和二次侧电流的有效值；$R_{\text{EF1,2,3}}$，$R_{\text{HI1,2,3}}$ 是 ACIC1、ACIC2 和 ACIC3 的线圈电阻。

为验证所提方案在额定功率及不同输出功率下各种输出电压场景的效率特性，基于 PSIM 仿真平台开展变换器效率分析，如图 5 所示。相较于传统 36 脉波整流器拓扑，所提方案通过优化电路架构，实现移相变压器与功率器件数量的显著精简，进而有效提升了系统运行效率。值得注意的是，PSIM 模型中没有考虑 PCB 的损耗，因此仿真效率略高于实测效率。

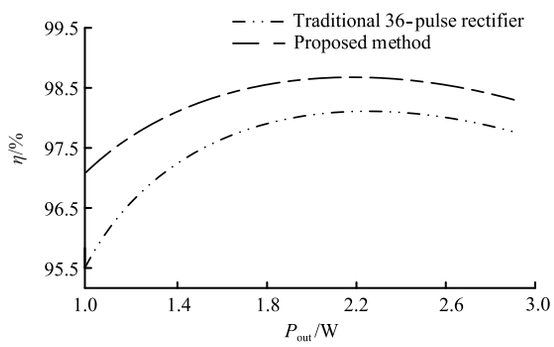


图 5　不同输出功率下的效率曲线

Fig. 5　Efficiency curves under different output powers

3.3　比较分析

为展现所提多脉波整流技术方案的优势与局限性，从 THD、系统效率、设计复杂性、应用场景等维度，对本文方案、传统 36 脉波整流及文献[18-20]相关研究进行对比，分析所提方案在低电压大电流制氢场景下的特性，结果如表 1 所示。

表 1　本文方案与类似研究成果之间的比较

Tab. 1　Comparison results of proposed method and similar works

项目	变换器				
	传统 36	文献[18]	文献[19]	文献[20]	本文方案
THD/%	≈5	3.1	5.04	3.7	4.68
系统效率/%	≈95	—	97.24	—	98.2
设计复杂性	复杂	复杂	中等	中等	简单
谐波抑制方法	—	电流注入	电流注入	HPM-IPR	电流注入
输出侧二极管/开关	36(main)	12(main) 4(series)	12(main) 2(series) 2(parallel)	12(main) 2(series) 4(parallel)	18(main) 6(parallel)
变压器连接类型	Zig-zag、Delta-Delta-Star 等	Zig-zag	P 型移相自耦变压器	Delta-Delta-Star	Delta-wye-wye
变压器是否移相	是	是	是	是	否
磁能容量占比/%	>200	30.5	32.85	—	127
应用场景	低、中、高压，大功率	高压，大功率	大功率，大电流	大功率，大电流	电解等低电压，大电流

从系统效率角度来看，脉冲倍增电路的简易实现及整流器多模式运行依赖于功率器件与负载的直连架构。鉴于氢气制备对低电压、大电流电能的特殊需求，本文提出无器件配置方案，相较于文献[18]的 4 个器件和文献[19-20]的 2 个器件的配置，有效降低了导通损耗，显著提升了能量传输效率。

从设计复杂性来看，整流器结构的复杂性主要受制于移相变压器与脉冲倍增单元。与文献[18-20]采用多路脉冲倍增电路和多绕组移相变压器实现 36 脉冲相比，本文仅使用移相变压器与脉冲倍增单元等标准器件。该设计显著简化了制造工艺，易于批量生产，功率密度更高。

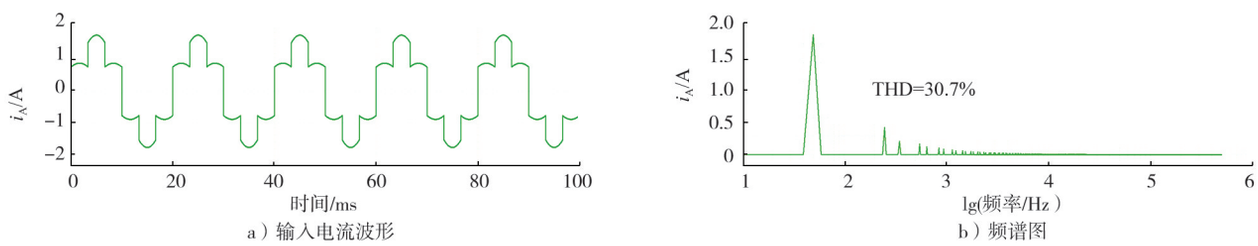
从应用场景来看，基于制氢速率与电流幅度的正相关特性，其所需电能呈现低电压、大电流特点，致使半导体器件难以直接串联负载。与文献[20]讨论的方法相比，本文提出的并联结构因其较低的传导损耗与更强的大电流处理能力，在制氢场景下具备更高的实用性。

从成本角度来看，多脉波整流器的总成本主要由磁性器件的容量决定，在总成本和这些设备的容量之间形成了直接的比例关系。如表 1 所示，与传统 36 脉波整流器相比，本文提出的不对称结构取代了多个移相变压器，显著降低了磁能容量占比。同时，网侧电流的 THD 降低 0.32 个百分点，系统效率提升 3.2 个百分点，在谐波抑制与能效方面均具备明显优势。与文献[18-19]相比，该方法具有更高的功率占比。文献[18]的抽头相间电抗器磁芯利用率低，需要大体积磁件，对自耦变压器移相精度要求高，增加了器件与工艺成本；文献[19]的方法需要整流器与辅助二极管精准配合，不仅提高了电抗器的加工难度与制造成本，而且显著降低谐波抑制效果。本文采用常规磁件，无需复杂加工或高精度匹配，综合成本优势显著。

4 验证分析

为验证上述分析的正确性，利用 PSIM 平台搭建并测试了所提模型。测试条件如下：1)输入线电压为 380 V，频率为 50 Hz；2)负载阻值为 2 Ω；3)ACIC1 的匝数比为 0.5∶0.5∶1.86∶1.86；ACIC2 的匝数比为 0.5∶0.5∶3.23∶3.23；ACIC3 的匝数比为 0.5∶0.5∶9.89∶9.89。

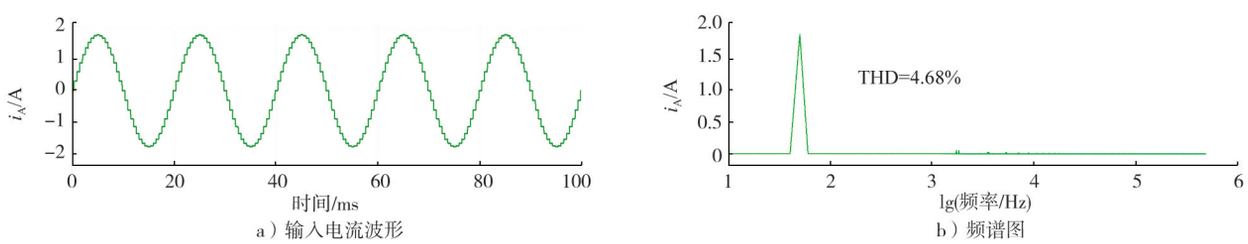
在相同的输入电压和功率下，图 6 和图 7 分别给出了 ACIC 不工作和工作时的输入电流波形及频谱。ACIC 不工作时，输入电流含有大量的$(6n\pm1)$次谐波，THD 值为 30.7%。当 ACIC 正常工作时，整流器的脉波数增加 5 倍，输入电流的脉波数由 6 提升为 36，输入电流的谐波被有效抑制，THD 值为 4.68%。因此，所提变换器具有很强的谐波抑制能力。



a）输入电流波形　　b）频谱图

图 6　ACIC 不工作时输入电流的波形及频谱

Fig. 6　Waveform and frequency spectrum of input current when ACIC is not operating

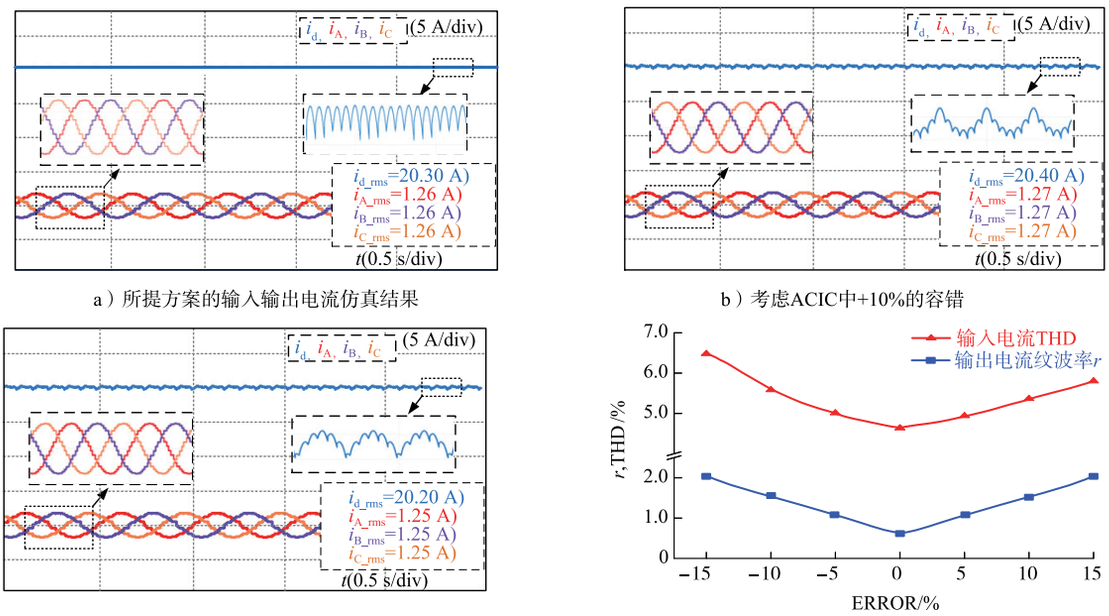


a）输入电流波形　　b）频谱图

图 7　ACIC 正常工作时输入电流的波形及频谱

Fig. 7　Waveform and frequency spectrum of input current when ACIC is operating normally

图 8 a)为使用 ACIC 理论分析导出参数的输入和输出电流波形，图 8 b)为考虑 ACIC 在＋10%容错下的输入和输出电流波形。输入电流总谐波失真从 4.68%增加到 5.38%，输出电流纹波率 r 从 0.5%增加到 1.6%。图 8 c)为考虑 ACIC 在－10%容错下的输入和输出电流，输入电流 THD 增加到 5.62%，输出电流纹波率 r 增加到 1.7%。图 8 d)呈现了在不同容错水平下输入电流 THD 和输出电流纹波率 r，所提出的制氢电源始终保持高电能质量。



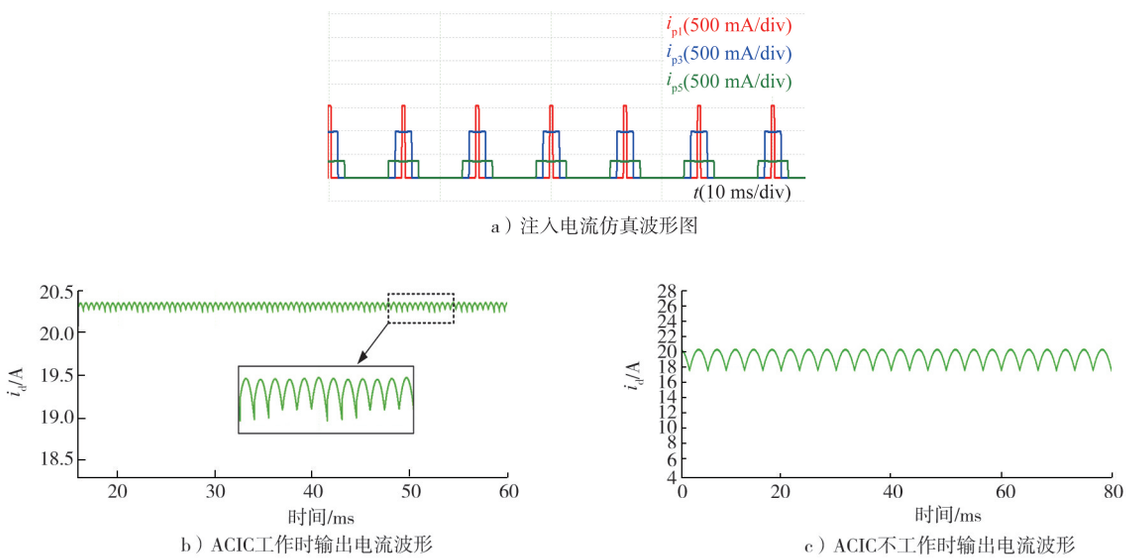
a）所提方案的输入输出电流仿真结果　　b）考虑ACIC中+10%的容错

c）考虑ACIC中−10%的容错　　d）不同容错水平下的电能质量

图 8　功率性能分析

Fig. 8　Analysis of power performance

为了分析氢气生产效率，分析了注入电流。图 9 a)为注入电流 i_{p1}、i_{p3} 和 i_{p5} 仿真波形，可以看出注入电流变为频率 150 Hz 的方波，电流 i_{p1}、i_{p3} 和 i_{p5} 叠加后出现更多的脉冲，电流脉波数增加，从而显著抑制了电流纹波。图 9 b)、c)分别为 ACIC 工作和不工作时的输出电流波形。工作时电流纹波 r 由 14.03%降低至 0.53%，表明所提变换器在 EC 中由电流纹波引起的附加损耗的比例显著降低，而附加损耗的降低优化了电解过程的能量利用效率，使得更多的电能用于水的电解反应，进而有效提高了氢气产量，充分验证了通过注入电流来提高氢气生产效率的有效性与可行性。



a）注入电流仿真波形图

b）ACIC工作时输出电流波形　　c）ACIC不工作时输出电流波形

图 9　制氢效率分析

Fig. 9　Analysis of hydrogen production efficiency

图 10 为不同负载阻值下输入电流 THD 和输出电流纹波率 r 对比情况。随着负载阻值的增大，输入电流 THD 始终低于 5%，呈现先小幅上升后趋于稳定的变化规律。该结果表明，所提方法具备优异的谐波抑制能力，且在特定负载阻值区间内，负载参数的波动对谐波抑制效果干扰小。此外，尽管输出电流的纹波率 r 随负载阻值的增加呈现一定程度的变化，但输入电流 THD 始终维持较低水平，谐波抑制性能未衰减。这进一步验证了所提方法在不同负载下的稳定性与适应性，可适配不同规格电解槽的制氢需

求，为系统高效运行提供了技术支持。

5 结 语

为优化制氢多脉波整流器，提出了一种基于 ACIC 单元的并联 36 脉波整流器。通过 ACIC 增加整流桥的输出模态，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 6 提高到 36，输入电流的 THD 值为 4.68%，系统效率为 98.2%。所提变换器有以下优点：1）优化的 ACIC 设计显著降低了系统损耗与制造成本；2）并联结构不仅具备容错能力，而且最小化注入电路损耗；3）拓扑特性高度适配电解制氢所需的低电压、大电流的工作场景。

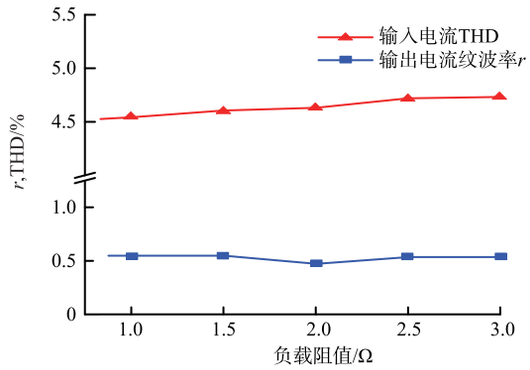


图 10 不同负载下的输入电流 THD 和输出电流纹波率 r

Fig. 10 THD values and current ripples under different loads

本文仅对所提方法的基础电路拓扑及核心工作特性开展了验证分析，其仿真模型未计入 PCB 损耗，可能导致仿真效率结果略高于实测值。未来还需进一步引入 PCB 损耗模型，并纳入更多实际工况参数以修正仿真过程，提升仿真结果对实际系统性能评估的准确性与可信度。

参考文献/References：

[1] 梁国壮，于昕冉，魏雨璇，等. 制氢电源多脉波整流技术与谐波抑制优化[J/OL]. 电源学报，2025-05-14. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20250514.1012.003.
Liang Guozhuang, Yu Xinran, Wei Yuxuan, et al. Multi-pulse rectification technology and harmonic suppression optimization for hydrogen production power supply[J/OL]. Journal of Power Supply, 2025-05-14. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20250514.1012.003.

[2] 李建林，梁忠豪，李光辉，等. 太阳能制氢关键技术研究[J]. 太阳能学报，2022，43(3)：2-11.
Li Jianlin, Liang Zhonghao, Li Guanghui, et al. Analysis of key technologies for solar hydrogen production[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(3): 2-11.

[3] 邢小文，杨文强，米树华，等. 电力电子技术在可再生能源制氢系统中的应用[J]. 电力电子技术，2020，54(12)：1-4.
Xing Xiaowen, Yang Wenqiang, Mi Shuhua, et al. Application of power electronics technology in hydrogen production system from renewable energy[J]. Power Electronics, 2020, 54(12): 1-4.

[4] Tian Hanlei, Han Wei, Jagabar Sathik M, et al. High-efficiency, high-power asymmetrically designed three-phase power supply for electrolytic hydrogen production[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 92-97.

[5] 何杭航，夏杨红，李立民，等. 风电直接制氢系统自适应功率协同控制[J]. 电网技术，2025，49(9)：3699-3709.
He Hanghang, Xia Yanghong, Li Limin, et al. Adaptive power coordination control based on wind-hydrogen direct-connected system[J]. Power System Technology, 2025, 49(9): 3699-3709.

[6] 曾煜轩，冀爽，王金鑫. 计及制氢效率变化与氢能绿证的综合能源系统优化调度[J]. 东北电力大学学报，2024，44(1)：25-33.
Zeng Yuxuan, Ji Shuang, Wang Jinxin. Optimization dispatch of integrated energy systems considering hydrogen production efficiency variation and hydrogen energy green certificate[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2024, 44(1): 25-33.

[7] Tian Hanlei, Cui Haoran, Han Wei, et al. High-efficiency asymmetrically designed three-phase virtual 48-pulse power supply for electrolytic hydrogen[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(8): 10335-10342.

[8] 卢广震，李明冬，雷淮刚，等. 三相电压源整流器的低成本设计[J]. 电气自动化，2019，41(1)：90-93.
Lu Guangzhen, Li Mingdong, Lei Huaigang, et al. Low-cost design of a three-phase voltage source rectifier[J]. Electrical Automation, 2019, 41(1): 90-93.

[9] 刘千啸，陈小强，王英，等. 基于体积优化的之字形电力电子变压器并联多脉波整流技术研究[J]. 电气工程学报，2025，20(1)：108-118.
Liu Qianxiao, Chen Xiaoqiang, Wang Ying, et al. Research on parallel multi-pulse rectification technology for zigzag power electronic transformers based on volume optimization[J]. Journal of Electrical Engineering, 2025, 20(1): 108-118.

[10] Abdollahi R, Gharehpetian G B, Mohammadi F, et al. Multi-pulse rectifier based on an optimal pulse doubling technique[J]. Energies, 2022, 15(15): 5567.

[11] Wang Jingfang，Chen Anchen，Li Lei，et al. A simple 36-pulse rectifier with passive pulse-tripling circuit at the DC side[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2023，70(1)：17-28.

[12] 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.
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.

[13] 廉玉欣，杨世彦，杨威. 基于非常规平衡电抗器的直流侧谐波抑制方法[J]. 电工技术学报，2021，36(18)：3957-3968.
Lian Yuxin，Yang Shiyan，Yang Wei. The harmonic reduction method at DC link based on unconventional interphase reactor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2021，36(18)：3957-3968.

[14] 王鸿吉. 基于抽头变换方法的多脉波整流电路[J]. 电力安全技术，2020，22(11)：8-11.
Wang Hongji. Multi-pulse rectifier circuit based on tap changing method[J]. Electric Safety Technology，2020，22(11)：8-11.

[15] Wang Qingyun，Jin Hui，Tu Wenhao，et al. Research on a new type of 36 pulse aviation variable voltage rectification technology[C]// 2023 International Conference on Power Energy Systems and Applications(ICoPESA). Nanjing：IEEE，2023：797-802.

[16] 许宇翔，蔡志端，雷能玮，等. 基于混合式调制的矩阵变换器谐波抑制方法[J]. 电气工程学报，2024，19(3)：325-333.
Xu Yuxiang，Cai Zhiduan，Lei Nengwei，et al. Hybrid modulation-based harmonic suppression method for a matrix converter[J]. Journal of Electrical Engineering，2024，19(3)：325-333.

[17] 王英，王亚兰，陈小强，等. 基于直流侧混合电压谐波注入的低谐波串联 36 脉波整流器[J]. 电工技术学报，2023，38(19)：5288-5303.
Wang Ying，Wang Yalan，Chen Xiaoqiang，et al. A series 36-pulse rectifier operating in low harmonic state based on hybrid voltage harmonic injection at DC side[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2023，38(19)：5288-5303.

[18] Saravana Prakash P，Kalpana R，Chethana K S，et al. A 36-pulse AC-DC converter with DC-side tapped interphase bridge rectifier for power quality improvement[J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2021，57(1)：549-558.

[19] Wang Jingfang，Lü Yusheng，Yao Xuliang，et al. Input current step-tripling for 12-pulse rectifier using a passive four-tap changer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2023，70(1)：65-75.

[20] Wang Jingfang，Yao Xuliang，Bai Jingshi，et al. A simple 36-pulse diode rectifier with hybrid pulse multiplication interphase reactor at DC side[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics，2021，9(3)：3540-3555.