

移相多脉波不控整流的低谐波高效率 AC/DC 接口及其双向扩展

张淑涵¹, 王亦秋¹, 唐 轶², 杨子朋^{3*}

- [1. 国网上海市电力公司市区供电公司, 上海 200083;
2. 上海久隆电力(集团)有限公司久隆工程分公司, 上海 200072;
3. 上海交通大学 电气工程学院, 上海 200240]

Phase-Shifted Multi-Pulse Uncontrolled Rectification with Low Harmonics and High Efficiency AC/DC Interface and its Bidirectional Expansion

ZHANG Shuhan¹, WANG Yiqiu¹, TANG Yi², YANG Zipeng^{3*}

- [1. State Grid Shanghai Urban Electric Power Company, Shanghai 200083, China;
2. Jiulong Engineering Branch, Shanghai Jiulong Electric Power (Group) Co., Ltd.,
Shanghai 200072, China;
3. School of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China]

Abstract: [Objective] To reduce the harmonic content and operating losses of high-power AC/DC converter, and realize the bidirectional energy flow, this paper proposes a rectification scheme consisting of a phase-shifting transformer ($3 \rightarrow 3N$) combined with multi-pulse uncontrolled rectification. [Methods] The proposed scheme employed phase-shifting technology to expand three-phase into $3N$ phase, resulting in a denser phase distribution on the AC side, which effectively increased the rectification pulse frequency and reduced low-order harmonics. Meanwhile, multi-path current splitting reduced the current amplitude of each branch and achieved current sharing. The uncontrolled rectifier eliminated the switching losses caused by switching devices, with only conduction losses presented, thereby further reducing the overall system losses. The proposed scheme was compared and analyzed with two other schemes: three-phase transformer + six-pulse uncontrolled rectification and three-phase transformer + insulated gate bipolar transistor (IGBT) fully controlled rectification. The total harmonic distortion (THD) was evaluated using the root mean square calculation method based on fast Fourier transform, and the conversion efficiency was calculated as the ratio of output power to input power under steady-state conditions. [Results] The simulation results showed that under identical

filter parameters and load conditions, the THD of the proposed multi-pulse uncontrolled rectification scheme was the lowest, at 7.57%, which was significantly superior to 12.87% for the IGBT rectification scheme and 17.96% for the three-phase uncontrolled rectification scheme. At full load, the efficiencies of the three schemes were 91.2%, 88.2%, and 87.8%, respectively. In the upgraded phase-shifting multi-pulse uncontrolled rectification low harmonic bidirectional extended topology, the battery current could smoothly cross zero and achieved commutation.

[Conclusion] The proposed multi-pulse topology achieves low harmonic distortion and low-loss operation with minimal control complexity. The hybrid scheme combined with the fully controlled structure further expands the bidirectional energy flow capability.

Key words: AC/DC converter; multi-pulse uncontrolled rectification; total harmonic distortion; conversion efficiency; bidirectional energy flow

摘要: [目的]为降低大功率 AC/DC 变换器的谐波含量与运行损耗,并实现能量双向流动,本文提出了一种移相变压器($3 \rightarrow 3N$)+多脉波不控整流的整流方案。【方法】所提方案利用移相技术将三相扩展为 $3N$ 相,使交流侧相位分布更加密集,从而有效提高整流脉波频率并削弱低次谐波;同时多路分流使得每一路电流幅值减小,电流得到分担。不控整流器避免了开关器件带来的开关损耗,

基金项目:群众性创新科技项目(520911250002)
Mass Innovation Technology Project (520911250002)

仅存在导通损耗,进一步降低了系统整体损耗。将所提方案与三相变压器+六脉波不控整流以及三相变压器+绝缘栅双极晶体管(IGBT)全控整流两种方案进行对比分析。采用基于快速傅里叶变换的均方根计算方法评估总谐波畸变率(THD),通过稳态下的输出与输入功率比值计算转换效率。【结果】仿真结果表明,在相同滤波参数及负荷工况下,本文所提多脉波不控整流方案的 THD 最低,为 7.57%,显著优于 IGBT 整流方案的 12.87% 和三相不控整流方案的 17.96%;在满载条件下,三种方案效率分别为 91.2%、88.2% 和 87.8%;在升级后的移相多脉波不控整流的低谐波双向扩展拓扑中,电池电流可平滑过零并实现换向。【结论】所提多脉波拓扑在控制复杂度较低的前提下,可实现低谐波失真与低损耗运行,结合全控结构的混合方案进一步拓展了能量双向流动能力。

关键词: AC/DC 变换器;多脉波不控整流;总谐波畸变率;转换效率;能量双向流动

0 引言

近年来交通电气化、可再生能源并网以及工业直流化进程的推进,共同推动了大功率直流接口在配电网中的广泛应用^[1-4]。国内公共直流超快充电桩的数量与功率等级持续提高,行业统计与媒体预测均表明“百千瓦至兆瓦级”充电桩将在“十万台规模”层面实现部署^[5]。针对超快充电站的运行特性及其对电网影响的研究表明,该类设施显著提高了站端峰值负荷,并带来从低次谐波到 2~150 kHz 超谐波范围的复合电能质量问题^[6-10]。与此同时,大功率电解制氢等直流负荷也呈现快速增长趋势,工程实践中更倾向于在保证高效率与低成本的前提下获取低纹波直流电源^[11-13]。传统基于全控脉宽调制整流的方案在功率等级提升后,受开关频率限制导致开关损耗增加、热设计复杂以及控制难度上升,难以在效率、谐波抑制与成本之间实现工程最优。

针对上述问题,国内外学者开展了大量研究。文献[14-16]基于无源与少控思路,分别提出了并联型 24 脉波与串联型 12 至 24 脉波倍增整流结构,可在未显著增加受控器件的前提下有效抑制网侧与直流侧谐波。然而,其依赖额外抽头、注入电路与精密绕组匹配,导致拓扑结构复杂且参数敏感度高,在功率大幅波动或三相不平衡条件下易出现谐波回升现象,难以同时实现低电流谐波、

低直流纹波与低成本之间的均衡。文献[17]采用非平衡自耦变压器实现 24 脉波并联整流,尽管减少了平衡电抗器的使用,但削弱了系统的电气隔离与故障分段能力,在大电流冲击工况下损耗显著增加,同时控制架构更趋复杂。文献[18]提出 36 脉波结合直流侧注入的混合方案,可显著降低总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD),但注入支路中引入的绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)等全控器件带来额外的开关损耗与严格的同步控制要求,增加了工程实现的容错难度与可靠性成本。文献[19-21]将高频链结构引入多脉波整流系统,在提高功率密度和抑制谐波方面表现良好,但高频操作会引发电磁干扰(Electromagnetic Interference, EMI)、带来开关损耗,同时系统控制层级增多、散热设计要求提高,导致整体复杂性与成本上升。文献[22]针对电动汽车快充应用,提出 12 脉波二极管整流桥+小容量 Buck 变换器的拓扑,以较低的有源功率实现一定程度波形整形,效率较高。然而在宽范围输出及强扰动工况下,为维持较低的直流侧纹波,需增大受控单元功率占比,导致损耗增加与控制复杂度提升。文献[23-24]分别在航空电力与重型换电站等高可靠场景中验证多脉波整流结构可满足 IEEE 519 等谐波标准,但在功率等级进一步提升时,变压器体积与容量限制凸显,不平衡运行时的谐波性能恶化,且多整流支路间刚性互联,导致运行优化与系统复杂度较高。文献[25]采用固态变压器及移动式电源装置提高了系统灵活性与电能质量,然而多级功率转换结构导致累积损耗显著,控制系统也更为复杂。文献[26]系统论证了提高脉波数可有效抑制谐波的结论,但指出其仍依赖于专用电抗器与谐波注入电路,在大功率应用中存在参数敏感度高、损耗分布不均与工程实现复杂等问题。文献[27-28]分别采用了混合谐波抑制方法和无源注入电路,旨在同时抑制输入电流谐波和输出电压纹波,但这些方法均需引入额外的无源元件或附加电路,增加了系统复杂度和设计难度。上述研究表明,现有整流方案往往难以在低谐波、低损耗与低复杂度之间实现良好兼顾,尤其在大功率直流应用中存在明显局限性。

综上所述,尽管现有研究在提高脉波数、直流

侧被动/混合注入以及全控整流先进控制等方面已取得显著进展,但在实现“网侧谐波—直流纹波—系统损耗—成本”四维目标统一优化方面,仍缺乏一种能够兼顾低谐波、低损耗、高可靠性及良好经济性的解决方案,尤其需避免过度依赖有源器件并适应高功率应用条件。

因此本文提出一种基于移相变压器、二极管不控整流桥及直流侧并联储能单元的被动化多脉波 AC/DC 变换新架构,并与传统的三相变压器+IGBT 有源前端全控整流和三相变压器+不控整流结构进行综合对比,本文主要贡献如下。

(1) 提出一种移相多脉波不控整流的低谐波双向扩展的创新性拓扑。

(2) 在相同直流输出电压条件下,所提方案无开关损耗,实现了整机效率与网侧电流 THD 的协同优化,并通过试验验证了其性能。

(3) 全面对比了各拓扑的峰-峰值纹波系数、THD 以及整机损耗,验证了所提出方案的创新性。

1 系统拓扑与工作原理

1.1 系统拓扑

基于移相变压器+不控整流的基础拓扑方案如图 1(a) 所示。该方案采用移相变压器将三相输入扩展为 3N 相系统,使网侧电压相位分布更为密集。可在交流侧显著抑制低次谐波与电压纹波,为后续整流环节提供优异的输入条件。直流侧采用二极管不控整流,其优势在于完全避免了 IGBT 等全控器件的高频开关动作,因而无开关损耗,仅存在通态损耗,系统整体运行效率得以大幅提升。同时,移相变压器实现了容量的多支路均分,使每支路电流幅值显著降低,减轻了二极管器件的载流压力,从而使得不控整流方案能够稳定应用于大功率场景。此外,该结构器件成本低廉,无需复杂控制,系统可靠性高。

为解决基础方案能量单向流动的局限性,本文在其基础上提出了一种移相变压器+混合整流的优化拓扑方案,如图 1(b) 所示。优化方案保留了基础方案中移相变压器的多相输出与主体不控整流结构,但将其少数支路替换为全控整流器。这一混合整流设计在不牺牲原方案低损耗、低谐波核心优势的前提下,为系统引入了双向功率流动能力,使得优化方案能够实现峰谷调节、电网互

动等高级应用。

将本文所提方案与传统方案进行对比。第一种传统方案采用三相变压器+全控整流,其拓扑如图 1(c) 所示。该方案虽能实现灵活控制与能量双向流动,但开关损耗大、控制复杂度高且成本高。第二种传统方案采用三相变压器+不控整流,其拓扑如图 1(d) 所示。该方案最简单且无开关损耗,但由于缺乏多脉波整流机制,其直流侧谐波含量高、电压纹波大,且单支路电流应力导致容量受限,性能表现难以满足高标准应用需求。

1.2 工作原理

为降低 AC/DC 变换过程中的直流纹波与网侧谐波,本文采用移相变压器 (Phase Shifting Transformer, PST)+多脉波二极管整流的思路,即通过在交流侧生成多组三相电压并引入固定相位错位,实现脉波数提升与特征谐波选择性抵消,从而在不引入开关损耗的前提下,获得更平滑的直流电压与更优的网侧电流质量。

1.2.1 多脉波整流的形成机理

设电网基波频率为 f_{ac} 、变压器二次侧等效线电压额定值为 V_{LL} 。单个三相二极管桥整流(即 6 脉波)在连续电流条件下的理想平均直流电压 V_{d0} 为

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \quad (1)$$

移相变压器将三相输入分解为 q 组幅值相等、相位等间隔的三相子系统,其等间隔相移角为

$$\Delta\theta = \frac{60^\circ}{q} \quad (2)$$

式中: $\Delta\theta$ 为相邻三相子系统的等间隔相移角; q 为子系统数量。

每一组三相电压分别驱动一个二极管桥,直流侧经等电位汇流。由于各桥的整流瞬时最大值错位,直流侧峰-峰间隔被压缩,等效脉波数为

$$p = 6q \quad (3)$$

式中: p 为整流输出的电压/电流脉波次数。

1.2.2 特征谐波规律

令单个 6 脉波整流器在网侧相电流的第 h 次谐波为复幅值 $I_h \angle \varphi_h$ 。将 q 个整流桥以等间隔相移 θ_k 角度并联到同一三相电源上,其第 h 次谐波的相量叠加为

$$\bar{I}_h^{(eq)} = \sum_{k=1}^q \bar{I}_h e^{jh\theta_k} = \bar{I}_h \sum_{k=0}^{q-1} e^{jhk\Delta\theta} \quad (4)$$

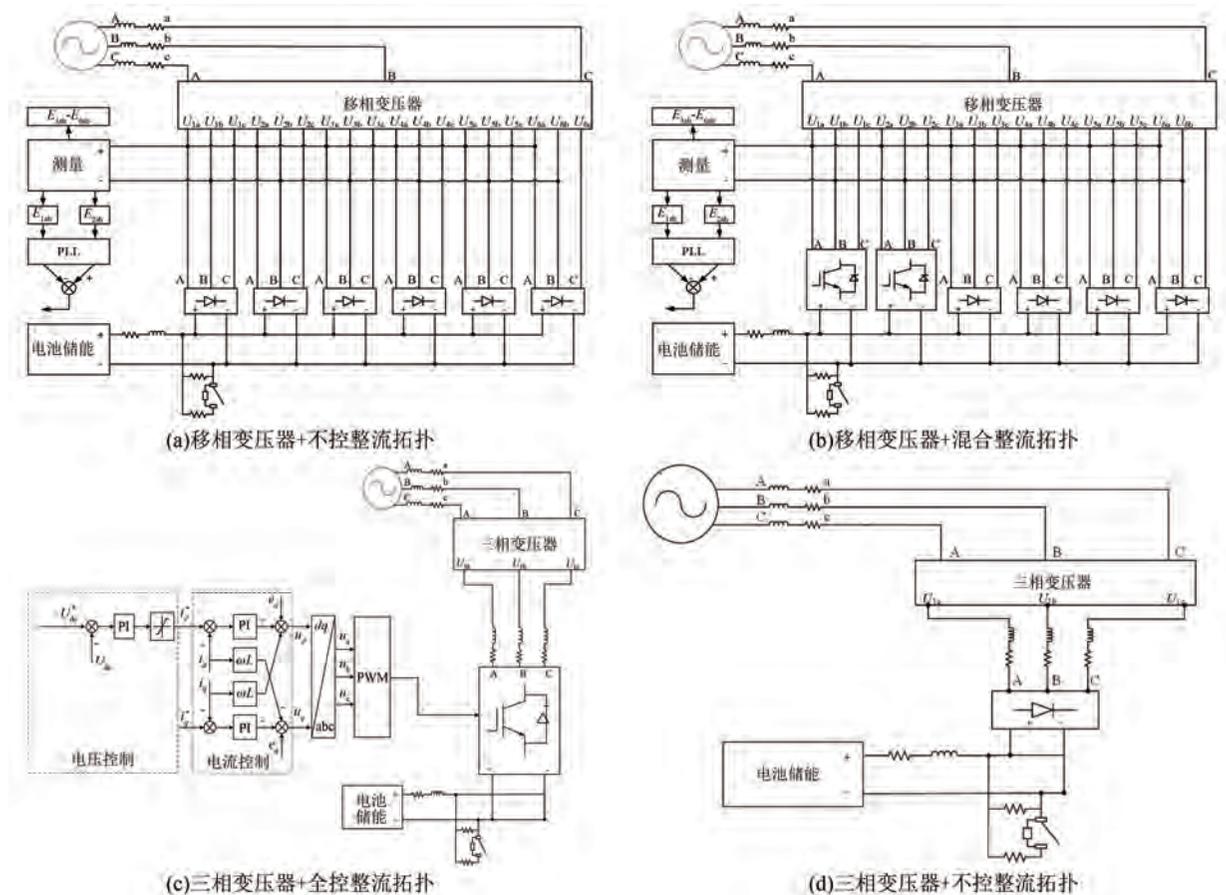


图 1 四种 AC/DC 变换方案的系统拓扑对比

Fig. 1 System topology comparison of four AC/DC conversion schemes

式中: \bar{I}_h 为单桥第 h 次谐波电流复相量; $\bar{I}_h^{(eq)}$ 为 q 桥谐波电流的等效相量和; $\theta_k = (k-1)\Delta\theta$ 为第 k 个子系统的整体相移角, $k=1, \dots, q$ 。

由于 $\Delta\theta=60^\circ/q$, 几何级数求和给出:

$$\sum_{k=0}^{q-1} e^{jhk\frac{60^\circ}{q}} = \frac{1 - e^{jh60^\circ}}{1 - e^{jh\frac{60^\circ}{q}}} \quad (5)$$

当且仅当 h 满足 $h=pk \pm 1 = 6qk \pm 1$ ($k \in \mathbf{Z}^+$) 时, 式(5)的分子与分母同为零的极限比非零, $\bar{I}_h^{(eq)}$ 保留; 其余阶次相量和为零而被完全抵消。由此得到多脉波整流的特征谐波规律, 即 p 脉波整流的网侧特征谐波为

$$h = pk \pm 1 \quad (6)$$

最低谐波阶次随 p 增大而线性升高, THD 近似随 p 单调下降。

当多个整流桥以等间隔相移并联时, 不同子桥的谐波电流在矢量叠加后会发生相互抵消, 仅保留特征谐波分量。移相变压器的作用在于人为

引入相移, 使同阶次的谐波分量在相位上错开, 从而实现部分谐波的抵消。图 2 展示了移相前后的三相电压波形对比, 可以看出经过移相后各相电压发生相位平移, 从而为多脉波整流抑制低阶谐波创造条件。

1.2.3 直流侧平均值与纹波

在电感平滑或连续电流条件下, 式(1)仍成立。脉波数提升后, 直流侧电压的主纹波频率 f_r 为

$$f_r = pf_{ac} \quad (7)$$

若直流侧采用电容滤波且负载电流近似恒定等于直流平均负载电流 I_{dc} , 则在相邻峰值间电容的等效放电时间约为 $T_r/2 = 1/(2f_r)$ 。忽略等效串联电阻和等效串联电感, 并取等效放电近似, 直流侧电压峰-峰纹波 ΔV_{pp} 满足:

$$\Delta V_{pp} \approx \frac{I_{dc}}{2Cf_r} = \frac{I_{dc}}{2Cpf_{ac}} \quad (8)$$

式中: C 为直流母线等效电容。

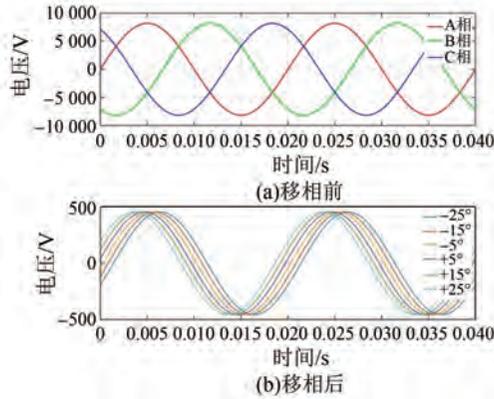


图 2 移相前后三相电压波形

Fig. 2 Three-phase voltage waveforms before and after phase shift

由式(8)可知,在 C 与 I_{dc} 不变时, ΔV_{pp} 与 p 成反比,即提高脉波数可等效提升纹波频率,从而在不增加电容体积的情况下显著降低纹波。定义直流相对纹波率 γ_v 为

$$\gamma_v \triangleq \frac{\Delta V_{pp}}{V_{dc}} \approx \frac{I_{dc}}{2Cpf_{ac}} \quad (9)$$

式中: V_{dc} 为直流平均电压。

对给定的 V_{dc} 、 I_{dc} 和 f_{ac} ,由式(9)可直接反解所需电容 C :

$$C \geq \frac{I_{dc}}{2pf_{ac}V_{dc}\gamma_v^*} \quad (10)$$

式中: γ_v^* 为允许的最大纹波率指标。

式(10)给出了器件选型与目标纹波之间的直接尺度关系。

1.2.4 二极管整流的损耗机理与电流分配

二极管整流无开关损耗,主要损耗为通态损耗。设单只二极管的等效阈值压降为 V_f ,三相桥在任意时刻有两只二极管导通,则二极管平均通态损耗 P_{cond} 近似为

$$P_{cond} \approx 2V_f I_{dc} + 2r_d I_{rms}^2 \quad (11)$$

式中: r_d 为二极管等效斜率电阻; I_{rms} 为器件等效均方根(Root Mean Square, RMS)电流。

采用 q 组移相并联整流时,直流电流在各桥间近似均分(经移相使得各桥导通互补、母线电压锁定),则:

$$\begin{cases} I_{dc,k} \approx \frac{I_{dc}}{q} \\ I_{rms,k} \approx \frac{I_{rms}}{q} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $I_{dc,k}$ 为第 k 桥分摊的直流平均电流; $I_{rms,k}$ 为第 k 桥器件等效 RMS 电流。

由式(11)和式(12)可知,单桥损耗与器件热应力随 $1/q$ 下降,有利于提升单路器件的电流利用率与可靠性;系统总通态损耗主要取决于总直流电流与器件阈值压降之积,而不含开关损耗项。与 IGBT 全控整流相比,其等效开关损耗近似为

$$P_{sw} \propto f_s (E_{on} + E_{off}) \quad (13)$$

式中: P_{sw} 为全控器件开关损耗; f_s 为开关频率; E_{on} 、 E_{off} 分别为单次导通、关断能量。

由于二极管整流 $f_s = 0$,其等效开关损耗为 0。

1.2.5 混合拓扑的双向潮流机理

在 3 个整流支路中选取两支路替换为全控整流器(IGBT 桥),其直流侧与公共母线并联、交流侧仍由 PST 提供等幅移相电压。通过对该两支路实施移相调制/功率指令,可在如式(14)所示的相位功率曲线下实现能量双向流动。

$$P_{ac \leftrightarrow dc} = \frac{3V_{LL}V_{conv}}{X_{eq}} \sin \delta \quad (14)$$

式中: $P_{ac \leftrightarrow dc}$ 为交流与直流间的平均有功功率; V_{conv} 为可控桥等效相电压幅值; X_{eq} 为等效联结电抗; δ 为等效电压相角差。

当 $\delta > 0$ 时能量由交流侧流向直流母线,当 $\delta < 0$ 时能量由直流侧回馈电网。由于大部分支路仍为不控整流电路,系统兼具低损耗与可逆功率调节的双重优势。

2 仿真分析

2.1 仿真结果

对比分析三种整流方案的性能。其中,方案 1 采用移相变压器实现多脉波结构;方案 2 和方案 3 为常规三相变压器。整流单元中,方案 1 和方案 3 采用理想二极管桥;方案 2 采用 IGBT 全控桥。各方案直流侧均保持相同的平均输出功率、滤波电容与负载。本文基于 Matlab/Simulink R2024b 环境搭建仿真模型,电网侧采用 50 Hz 三相正弦源。

图 3 为三种整流方案在相同工况下的直流母线电压波形。图 3(a)为移相变压器+不控整流结构(方案 1)的直流母线电压波形。可见,启动初期出现高频振荡现象,随后电压迅速趋于

稳定,维持在 760~767 V 范围内,纹波幅值较小,呈现周期性的规律变化,整体电压波动较为平稳。图 3(b)为三相变压器+全控整流结构(方案 2)的直流母线电压波形。可见,起动阶段出现明显的电压过冲,随后迅速下降至 762 V;进入稳态后,电压叠加有高频小幅纹波,局部纹波密度较高,整体电压最终保持稳定。图 3(c)为三相变压器+不控整流结构(方案 3)的直流母线电压波形。可见,电压在 0.85 ms 迅速上升至峰值附近,之后呈单调衰减趋势,逐渐下降至 762~765 V 区间,衰减过程中电压波动逐步减弱,最终进入稳态。

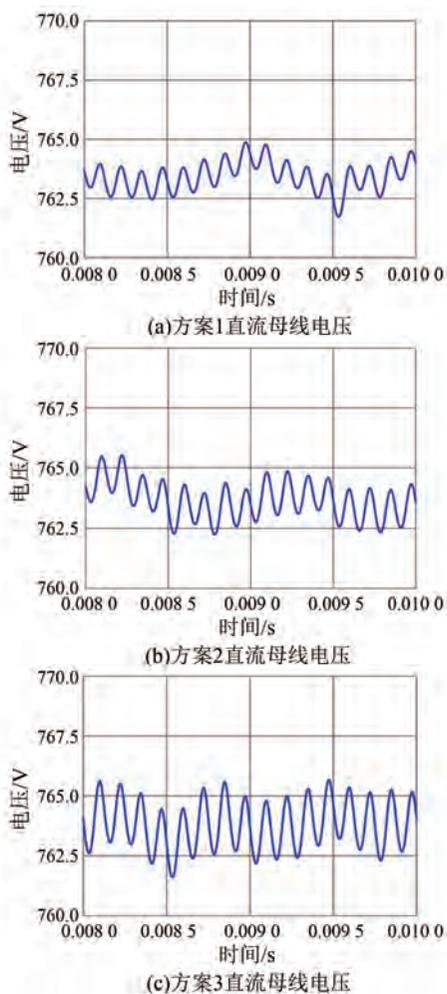


图 3 三种方案的直流母线电压波形

Fig. 3 DC bus voltage waveforms of the three schemes

对三种方案的稳态段进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT),得到直流侧电压频谱分析结果如图 4 所示。

三种方案的效率与负载率关系曲线如图 5 所

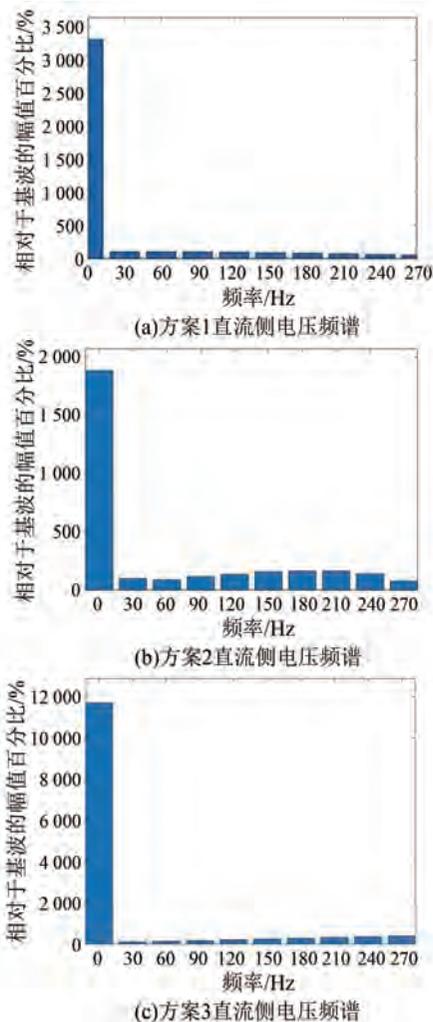


图 4 三种方案的直流侧电压频谱分析

Fig. 4 Spectrum analysis of DC side voltage of the three schemes

示。当负载率为 0%~10%时,三种方案的效率均处于 80%~90%之间。随着负载率升高至 30%~50%,方案 1 的效率提升至 94%,并进入平台区。在满载条件下,三种方案的效率分别为 91.2%、88.2%和 87.8%,最大差异为 3.4%。

2.2 损耗机理分析

三种方案的能效曲线在全负载范围内均呈现非线性特征。在轻载阶段,以变压器铁心磁滞与涡流损耗为主的恒定损耗占主导地位;随着负载电流增大,该部分损耗占比迅速下降,系统效率随之提升并逐渐接近峰值。效率曲线在达到极值后转为缓慢下降,这是因为绕组电阻与半导体通态压降引起的可变损耗随电流呈平方关系增长。在额定或过载工况下,此类非线性

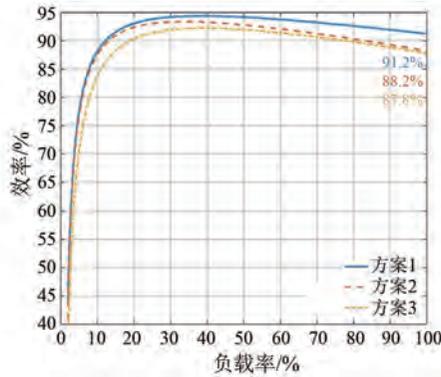


图 5 三种方案的效率与负载率关系

Fig. 5 Relationship between efficiency and load ratio of the three schemes

性增长的可变损耗逐渐占据主导,其增速超过输出功率的线性增长,导致总损耗回升,系统效率下降。

本文所提移相变压器+不控整流方案凭借多脉波整流机制,有效抑制了低次谐波,降低了由高频谐波引起的绕组趋肤效应与邻近效应,从而减少了附加杂散损耗;同时,其采用的自然换相二极管无开关损耗,进一步提高了重载下的能效。普通变压器+不控整流方案虽采用低损耗二极管,但受限于 6 脉波整流结构,网侧电流谐波含量较高,导致在大电流下产生额外热损耗,总铜损高于移相变压器方案。普通变压器+全控整流方案由于高频调制引入显著的开关损耗,且通态压降高于二极管,这两类半导体的固有损耗在重载下尤为突出,导致其综合能效最低。

2.3 评价指标与计算方法

2.3.1 THD

THD 的表达式为

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N X_n^2}}{X_1} \times 100\%, X \in \{V, I\} \quad (15)$$

式中: X_1 为基波 RMS; X_n 为第 n 次谐波 RMS; V 和 I 分别为待测信号的电压有效值和电流有效值。

2.3.2 效率

效率 η 的表达式为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \times 100\% =$$

$$\frac{V_{dc} I}{V_{dc} I + P_{Fe} + I^2 R_{eq} + V_F I + P_{sw}} \quad (16)$$

式中: I 为负载电流; $V_{dc} I$ 为系统有用输出功率; P_{Fe} 为磁滞与涡流损耗的固定铁损; $I^2 R_{eq}$ 为可变铜损, R_{eq} 为计及集肤效应的绕组等效电阻; $V_F I$ 为半导体导通损耗, V_F 为器件通态饱和压降。

2.3.3 峰-峰值纹波系数

直流母线电压的峰-峰值纹波系数 $\delta_{U,pp}$ 定义为

$$\delta_{U,pp} = \frac{U_{dc}^{max} - U_{dc}^{min}}{\bar{U}_{dc}} \times 100\% \quad (17)$$

式中: U_{dc}^{max} 、 U_{dc}^{min} 和 \bar{U}_{dc} 分别为稳态时间窗内的最大、最小和平均母线电压。

由式 (15) 和式 (17) 计算得到三种方案的 THD 和 $\delta_{U,pp}$ 如表 1 所示。

表 1 三种方案的性能指标对比

Tab. 1 Comparison of performance indicators for the three schemes

性能指标/%	方案 1	方案 2	方案 3
THD	7.57	12.87	17.96
$\delta_{U,pp}$	0.691 4	2.303 4	2.806 0

2.4 升级拓扑的双向功率流验证

为克服基础方案能量单向流动的不足,本文在保留移相变压器多相输出和主体不控整流结构的前提下,引入少数支路全控整流器,形成混合拓扑,从而赋予系统能量双向流动能力。储能支路电流波形如图 6 所示。

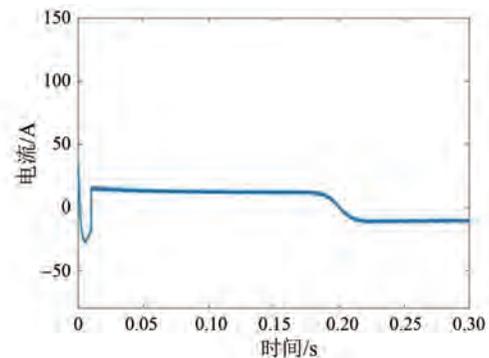


图 6 储能支路电流波形

Fig. 6 Energy storage branch current waveform

由图 6 可知,起动后电流出现短暂的衰减过渡过程,随后进入均值为正的稳态阶段,电流上叠加低幅值纹波;在接收到放电指令后,电流能够平滑过零并实现换向,且未出现断续现象;换向后,

电流进入均值为负的稳态阶段,纹波幅值和频率与换向前基本一致。

3 结语

本文提出了一种移相变压器+多脉波不控整流的整流方案,并通过仿真将其与三相变压器+不控整流、三相变压器+IGBT 全控整流 2 种方案进行对比分析。结果表明,所提移相变压器+多脉波不控整流方案通过移相扩展实现更高的整流脉波频率,有效削弱了低次谐波,并在多路分流作用下降低了单路电流幅值,使电流得到合理分担。在相同滤波参数及负荷条件下,所提方案的 THD 最低,仅为 7.57%,显著优于 IGBT 全控整流方案的 12.87% 与传统不控整流方案的 17.96%。三种方案在满载下的效率分别达到 91.2%、88.2% 和 87.8%。此外,在引入双向拓扑的扩展结构中,电池电流能够实现平滑过零与稳定换向,保证了能量双向流动的可控性和连续性,体现出储能与电网交互的良好特性。综合来看,本文所提移相变压器+多脉波不控整流方案不仅兼具低谐波失真与低损耗的显著优势,还在保持控制复杂度较低的前提下提升了系统的运行效率与可靠性;同时,通过混合全控支路的引入进一步拓展了能量双向流动能力,为未来高功率 AC/DC 变换装置的工程应用提供了一种切实可行的解决方案。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

张淑涵进行了方案设计,唐轶进行了理论分析与建模,杨子朋进行了仿真测试、论文撰写与修改,王亦秋参与了论文的审阅。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design was carried out by Zhang Shuhan. The theoretical analysis and modeling were performed by Tang Yi. The simulation testing, paper writing and revision were conducted by Yang Zhipeng. The manuscript was revised by Wang

Yiqiu. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 赵艺徽,程鹏,田新首,等. 基于电压偏差和 SOC 的电氢耦合系统多源协调控制策略[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(5): 1-11.
Zhao Y H, Cheng P, Tian X S, et al. Multi-source coordinated control strategy based on voltage bias and SOC for electro-hydrogen coupling system [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51 (5): 1-11.
- [2] 吴彦伟,姚刚,张帆,等. 基于时序综合电压-有功灵敏度的储能电源优化配置策略[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(11): 1170-1181.
Wu Y W, Yao G, Zhang F, et al. Optimal configuration strategy of energy storage power source based on time-series comprehensive voltage-active power sensitivity [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(11): 1170-1181.
- [3] 曾飞,叶保璇,余盛达. 基于 TransGAN 算法的柔性直流配电网故障检测方法研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(8): 844-856.
Zeng F, Ye B X, Yu S D. Research on fault detection method of flexible DC distribution network based on TransGAN algorithm [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(8): 844-856.
- [4] 周扬涛,夏涛,陆铭祺,等. 中远海风电中频汇集系统海缆建模及频率优选技术[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(11): 1251-1261.
Zhou Y T, Xia T, Lu M Q, et al. Submarine cable modeling and frequency optimization technology for far-offshore wind power medium frequency gathering system [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(11): 1251-1261.
- [5] Zhao Y, Chen X Y, Liu P, et al. Future ultrafast charging stations for electric vehicles in China: Charging patterns, grid impacts and solutions, and upgrade costs [J]. Engineering, 2025, 48: 309-322.
- [6] Rajkumar S, Balasubramanian R, Kathirvelu K P. A comparative analysis of supraharmic emission by DC fast chargers used for electric vehicle charging [J]. Scientific Reports, 2025, 15(1): 7992.
- [7] Slangen T, Čuk V, Cobben S. Summation of

- supraharmonic currents (2-150 kHz) from EV fast charging stations [J]. *Electric Power Systems Research*, 2023, 220: 109371.
- [8] Basta B, Morsi W G. Low and high order harmonic distortion in the presence of fast charging stations [J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2021, 126: 106557.
- [9] Gallarreta A, Fernández I, González-Ramos J, et al. Technique for the comprehensive characterization of supraharmonic disturbances (9-150 kHz) in the joint time-frequency domain [J]. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 2023, 36: 101181.
- [10] Ritzmann D, Lodetti S, Vega D, et al. Comparison of measurement methods for 2-150-kHz conducted emissions in power networks [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2020, 70: 1-10.
- [11] Huang C, Tan Y, Meng X. Research on hybrid rectifier for high power electrolytic hydrogen production based on modular multilevel converter [J]. *Energies*, 2024, 17(9): 2188.
- [12] Buitendach H P C, Gouws R, Martinson C A, et al. Effect of a ripple current on the efficiency of a PEM electrolyser [J]. *Results in Engineering*, 2021, 10: 100216.
- [13] Hysa G, Ruuskanen V, Kosonen A, et al. Effect of voltage elevation on cost and energy efficiency of power electronics in water electrolyzers [J]. *Journal of Power Sources*, 2023, 574: 233108.
- [14] 陈小强, 刘笑含, 王英, 等. 一种直流侧使用低损耗无源脉波倍增电路的并联型 24 脉波整流器 [J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(5): 33-46.
- Chen X Q, Liu X H, Wang Y, et al. A parallel 24-pulse rectifier using low loss passive pulse doubling circuit on the DC side [J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(5): 33-46.
- [15] 李泉慧, 李峰, 殷昕羽, 等. 串联型 12 脉波整流器无源脉波倍增策略 [J]. *电工技术学报*, 2023, 38(增刊 1): 136-146+186.
- Li Q H, Li F, Yin X Y, et al. Passive pulse doubling strategy for series-connected 12-pulse rectifier [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(S1): 136-146+186.
- [16] Chen X Q, Bai T, Wang Y, et al. A novel series 24-pulse rectifier operating in low harmonic state based on auxiliary passive injection at DC side [J]. *Electronics*, 2024, 13(6): 1160.
- [17] Ge H J, Yang G, Jiang F, et al. Research on technology of non-balanced reactor 24-pulse auto-transformer rectifier [J]. *Transactions of Beijing institute of Technology*, 2019, 39(2): 209-214 + 220.
- [18] Wang Y, Wang Y L, Chen X Q, et al. A new series-connected 36-pulse rectifier with hybrid DC-reinjection method for high power output [J]. *IET Power Electronics*, 2023, 16(8): 1425-1442.
- [19] Meng F G, Man Z C, Gao L. 12-pulse rectification technology based on power electronic phase shift transformers [J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2019, 34: 3865-3872.
- [20] Mu X Q, Chen X Q, Liu Q X, et al. A novel shunt zigzag double-tap low-harmonic multi-pulse rectifier based on a three-stage power electronic phase-shifting transformer [J]. *Sensors*, 2024, 24(17): 5564.
- [21] 郑雨墨, 赵轩辉, 周荔丹, 等. MP-MMC 驱动六相永磁同步发电机负载转矩观测前馈滑模控制 [J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(7): 1-9.
- Zheng Y M, Zhao X H, Zhou L D, et al. MP-MMC drive six-phase permanent magnet synchronous generator load torque observation feedforward sliding-mode control [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(7): 1-9.
- [22] Lan D, Wu Y, Soeiro T B, et al. 12-pulse rectifier with DC-side buck converter for electric vehicle fast charging [C]//IECON 2022-48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Brussels, Belgium, 2022: 1-6.
- [23] Abdollahi R, Gharehpetian G B, Anvari-Moghaddam A, et al. An improved 24-pulse rectifier for harmonic mitigation in more electric aircraft [J]. *IET Power Electronics*, 2021, 14(11): 2007-2020.
- [24] Kalla U K, Suthar R, Singh B. Improved power quality charging scheme for heavy-duty vehicle battery swapping stations [J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(13): 3422-3437.
- [25] 高美金, 狄谦, 王婷婷, 等. 基于固态变压器的移动变电站综合性能提升方法 [J]. *电工技术学报*, 2021, 36(11): 2315-2324.
- Gao M J, Di Q, Wang T T, et al. Improving the comprehensive performance of mobile substation based on solid state transformer [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(11):

- 2315-2324.
- [26] 姜帆, 顾文明, 唐登平. 多脉冲整流电流谐波抑制技术研究[J]. 现代雷达, 2025, 47(6): 97-103.
- Jiang F, Gu W M, Tang D P. A study on multi-pulse rectifier current harmonic suppression technology [J]. Modern Radar, 2025, 47(6): 97-103.
- [27] Chen T, Chen X Q, Wang Y. Hybrid harmonic suppression at DC side for parallel-connected 12-pulse rectifier [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2023, 18(3): 2043-2060.
- [28] Alduraibi A, Yaghoobi J, Solatiolkaran D, et al. Harmonic mitigation technique using active three-phase converters utilised in commercial or industrial distribution networks [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(13): 2794-2803.
-
- 收稿日期:2025-09-28
收到修改稿日期:2025-12-26
作者简介:
张淑涵(1997—),女,硕士,高级工程师,研究方向为基于电力电子接口的移相变压器潮流控制、电网柔性互联技术,1316788386@qq.com;
* 通信作者:杨子朋(2002—),男,硕士研究生,研究方向为高比例新能源电力系统优化运行控制、柔性输电技术,2451876760@qq.com。