

基于有源配电网的混合变流器控制 及其环流抑制

王文湃¹, 向 昆^{1,2}, 朱添安², 范李平², 陈梓轩¹, 马 辉^{1*}

[1. 三峡大学 电气与新能源学院(智慧能源技术湖北省工程研究中心), 湖北 宜昌 443002;

2. 国网湖北省电力有限公司宜昌供电公司, 湖北 宜昌 443000]

Control of Hybrid Converter and Its Circulating Current Suppression in Active Distribution Networks

Wang Wenpai¹, Xiang Kun^{1,2}, Zhu Tianan², Fan Liping², Chen Zixuan¹, Ma Hui^{1*}

[1. College of Electrical Engineering & New Energy (Hubei Provincial Engineering Research

Center of Intelligent Energy Technology), China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Yichang Power Supply Company, Yichang 443000, China]

Abstract: [Objective] To address the issues of high switching capacity requirements and significant maintenance costs in traditional bidirectional interlinking converters within active distribution networks, this paper proposes a hybrid converter consisting of a three-phase active converter (TAC) and a three-phase diode rectifier (TDR). [Methods] Firstly, the operating mechanism and control architecture of the hybrid converter were designed; when a power deficit occurred on the DC side, electrical energy flowed through the TDR to the DC side, and the TAC operated as an active filter. Conversely, when there was a power surplus on the DC side, the hybrid converter could feed energy back to the AC grid. Secondly, to address the issue of circulating currents caused by the parallel structure, which led to additional losses, the generation mechanism and influencing factors of the circulating current were analyzed in depth. Accordingly, a circulating current suppression strategy based on multi-carrier pulse width modulation (PWM) was proposed. Among the evaluated strategies, the active zero-state pulse width modulation (AZSPWM) strategy demonstrated the best performance. [Results] Test results showed that, compared with the traditional sinusoidal PWM, the proposed AZSPWM strategy effectively reduced the circulating current. Besides,

the total harmonic distortion of the grid-side current was significantly reduced under both rectifier-filter and energy-regeneration modes, and the overall power loss of the system was also cut down markedly. [Conclusion] The proposed hybrid converter topology demonstrates strong feasibility, and the circulating current suppression strategy effectively addresses the inter-module circulation issue, confirming the correctness and effectiveness of the proposed AZSPWM strategy.

Key words: active distribution network; hybrid converter; multi-carrier pulse width modulation; circulating current suppression

摘 要:【目的】针对有源配电网中,传统双向互联变换器开关容量要求高、维护成本大的问题,本文提出一种由三相有源变流器(TAC)和三相不可控整流器(TDR)组成的混合变流器。【方法】首先,设计了混合变流器的工作机制与控制架构;当直流侧出现功率缺口时,电能通过TDR流向直流侧,此时TAC作为有源滤波器工作;直流侧出现功率富余时,混合变流器则将能量传回交流电网。其次,针对其并联结构易引发环流且导致额外损耗的问题,深入分析了环流的产生机理及其影响因素,并提出一种基于多载波脉宽调制(PWM)的环流抑制策略。其中,有源零状态脉宽调制(AZSPWM)策略表现最优。【结果】试验表明,与传统正弦PWM相比,所提AZSPWM策略能有效降低混合变流器的环流。此外,该策略在整流滤波模式和能量再生模式下,网侧电流的总谐波失真均显著降低,且大幅降低了混合变流器系统的整体功率损耗。【结论】所提混合变流器拓扑具有良好的可行性,环流抑制策略能有效解决模块间

基金项目: 湖北省自然科学基金(2024AFB584);国家自然科学基金(52377191)

Natural Science Foundation of Hubei Province, China (2024AFB584); National Natural Science Foundation of China (52377191)

环流问题,验证了本文 AZSPWM 策略的正确性与有效性。

关键词: 有源配电网;混合变流器;多载波脉宽调制;环流抑制

0 引言

有源配电网通常由电源、负载以及储能系统组成,各部分通过接口变换器接入交流母线或直流母线^[1-2];一般来说,有源配电网通过双向互联变换器(Bidirectional Interlinking Converter, BIC)在交流母线和直流母线之间进行能量交换。BIC 不仅支持双向能量传输,还具有线路电流总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)低等优势。

随着分布式电源数量以及负荷的不断增长,要求 BIC 具有更高的功率处理能力。由于单个 BIC 的功率受限,常采用多台并联以分散功率,以满足配电网容量需求^[3]。然而其可靠性与成本问题仍很少得到重视,为了确保高效的功率转换, BIC 需要使用更高容量的器件,且 BIC 系统和控制电路较为复杂,维修成本较高,一旦发生故障便无法进行整流与逆变^[4]。本文提出了一种混合变换器,将二极管整流电路与脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)整流电路结合,使得前者输出大部分功率,后者进行电流滤波和功率因数补偿,并输出小部分功率。该电路结构中二极管整流器结构简单、故障率低,在长期使用中的维护成本更低;另外,虽然该方案具有较多的元件数和直流母线电容值,但其对开关的容量要求较低,具有较好的成本效益。

多台 BIC 并联运行时,由于各台 BIC 具有不同的容量规格、等效输出阻抗以及线路阻抗,使得在变换器之间产生环流^[5],而由于混合变流器的并联结构,在运行时同样会产生环流。为避免环流,可使用独立的交流或者直流电源,避免形成闭合回路^[6-7];或者在并联系统中采用变压器隔离的交流侧,通过电气隔离避免变流器交流侧直接连接,但此类方式会增加变流器的成本和尺寸^[8]。部分学者通过改进控制策略对环流进行抑制,文献[9]提出一种自适应修正的下垂控制策略,通过实时调节下垂系数抑制环流,但是下垂系数的变化会影响输出电压的质量;文献[10]提出了一种电流预测控制方法,通过变换器零序电流反馈量控制零序电压,从而有效抑制环流。但此类方法不适用于模块化变换器设计,当多个变换器并

联时,系统的设计和控制变得非常复杂。在并联变换器系统中,环流主要受各 PWM 周期的零矢量影响,通过改变调制策略避免零矢量的使用,可以有效减小环流。文献[11]采用三个相位互差 120°的三角波作为三相调制电压的载波,当调制系数为 1 时,该三载波正弦脉宽调制(Sinusoidal PWM, SPWM)不用零矢量就能合成输出电压,能有效抑制共模电压和环流。不过当调制比落到 0.66 到 1 之间时,系统还是得引入零矢量来辅助调制。传统单载波空间矢量 PWM^[12]和不连续 PWM^[13]在电压线性度、输出电流纹波、直流母线电流纹波和平均开关频率要求^[14-15]方面表现优秀,但环流抑制效果表现较差。文献[16]利用近邻矢量代替零矢量的使用,在高调制系数范围内对共模电压与环流的抑制效果良好。文献[17]提出基于有限时间观测器的超螺旋滑模控制策略,解决了参数摄动与外部扰动下的电流跟踪问题,但未涉及有源-无源模块间环流的机理分析与调制策略层面的抑制研究。

本文提出了一种适用于有源配电网的混合变流器,该变流器由有源变流模块和无源整流模块两部分组成。当直流侧没有获得足够的功率时,电能由交流侧通过三相不可控整流器(Three-phase Diode Rectifier, TDR)流入直流侧, TDR 提供整流功能,可承载超过 1.0 pu 的功率流动,此时三相有源变流器(Three-phase Active Converter, TAC)为有源滤波器工作(最高支持 0.5 pu);当直流侧功率富余时,混合变流器将能量传回交流电网。混合变流器对开关器件的容量要求较低,且相较于高成本的有源变换器组件,二极管整流器的经济性显著;在变流器有源部分失效的情况下,混合变流器仍然能够维持供电稳定,大大提高了供电可靠性。同时,本文针对混合变流器并联运行时有源与无源部分之间产生的环流,进行了详细机理分析,并研究了基于多载波 PWM 的环流抑制方法。该方法无需使用零矢量即可合成输出电压,对环流的抑制效果显著。

1 混合变流器拓扑结构及控制器设计

1.1 拓扑结构及工作原理

本节提出了一种针对有源配电网的混合变流器,如图 1 所示,该变流器由 TAC 和 TDR 组成,二

者在交流侧并联, 同时在直流侧通过二极管相连接。

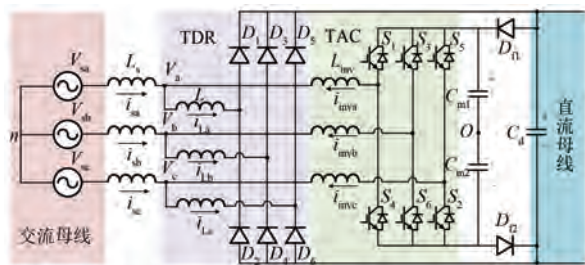


图 1 混合变流器拓扑结构图

Fig. 1 Topology of hybrid converter

混合变流器用于有源配电网中交流与直流母线之间的能量交换, 如图 2(a) 所示, 当直流侧出现功率缺口时, 变流器工作于整流模式, 电能通过 TDR 流向直流侧, TDR 输入电流中含有大量谐波, 其波形如图 3(a) 所示; 此时 TAC 作为有源滤波器工作, 用于补偿谐波电流, 其电流波形如图 3(b) 所示。整流模式下网侧电压电流波形如图 3(c) 所示, 总输入电流经过补偿后呈正弦并与网侧电压同相, 使得变流器保持单位功率因数运行。如图 2(b) 所示, 当直流侧功率富余时, TDR 不工作, TAC 工作于逆变模式, 将能量输送回电网, 此时网侧电压电流相差 180° , 其波形如图 3(d) 所示。

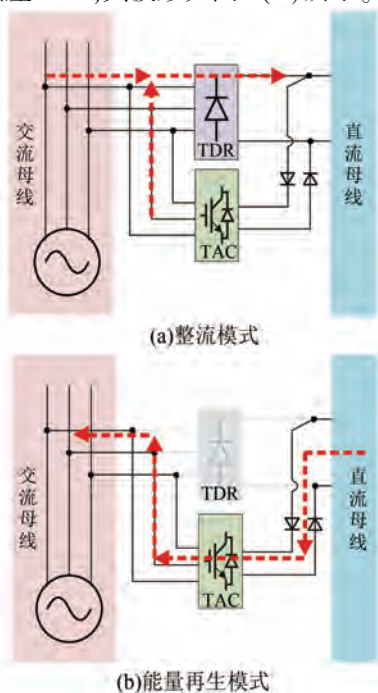


图 2 混合变流器工作模式

Fig. 2 Operation modes of hybrid converter

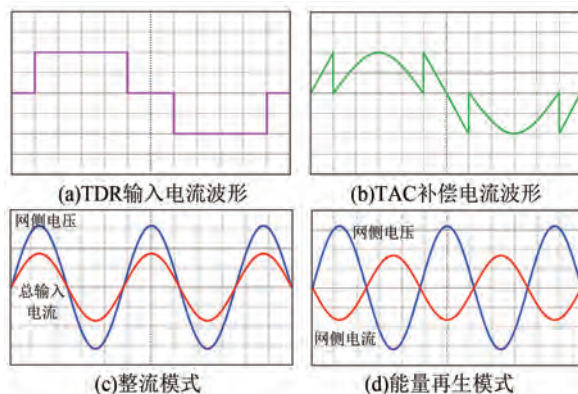


图 3 混合变流器不同工作模式下的电压电流波形

Fig. 3 Voltage and current waveforms of hybrid converter in different operating modes

1.2 混合变流器控制器设计

混合变流器控制器结构如图 4 所示, 其中并联有源滤波器控制器用于补偿整流器的谐波电流, 直流母线电压控制器用于维持直流母线电压^[18]。

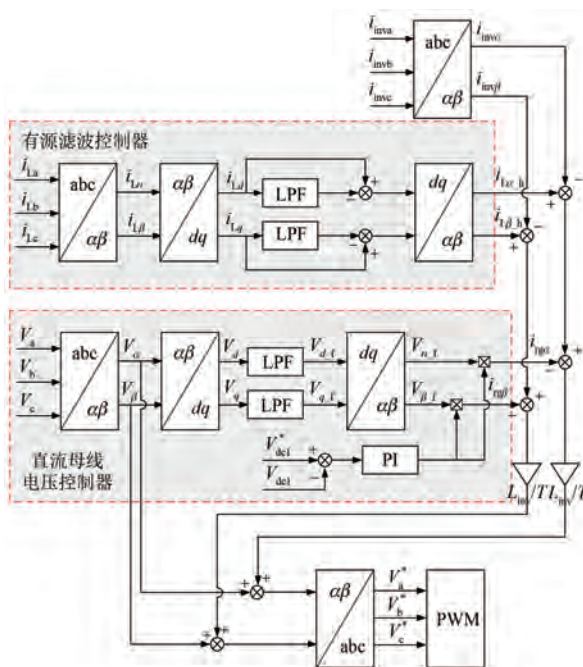


图 4 混合变流器控制系统

Fig. 4 Hybrid converter control system

如图 4 所示, TAC 作为并联有源滤波器工作时, 控制器用于计算所需要的电流指令。三相二极管整流器电感电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 首先通过 Clark 变换为两相静止坐标系电流 $i_{L\alpha}$ 、 $i_{L\beta}$, 再通过 Park 变换为两相旋转坐标系电流 i_{Ld} 、 i_{Lq} , 如式 (1)、(2) 所示:

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \\ 2/3 & -1/3 & -1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

通过二阶低通滤波器提取 i_{Ld} 、 i_{Lq} 的基波分量 i_{Ld-f} 、 i_{Lq-f} , 并减去基波分量获取谐波分量 i_{Ld-h} 、 i_{Lq-h} , 通过反 Park 变换将其变换到两相静止坐标系中, 如式(3)、(4)所示:

$$\begin{bmatrix} i_{Ld-h} \\ i_{Lq-h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{Ld-f} \\ i_{Lq-f} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha-h} \\ i_{L\beta-h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld-h} \\ i_{Lq-h} \end{bmatrix} \quad (4)$$

将 $i_{L\alpha-h}$ 、 $i_{L\beta-h}$ 作为 TAC 的电流指令, 从而补偿整流器的谐波电流。同时 TAC 输出电流 i_{inva} 、 i_{invb} 、 i_{invb} 经过 Clark 变换为 $i_{inv\alpha}$ 、 $i_{inv\beta}$, 并作为反馈加入到电流控制器中。

直流母线电压控制器用于将直流母线电压维持在参考值。如图 1 所示, 获取测量点处三相电压 V_a 、 V_b 、 V_c , 并通过 Clark 变换、Park 变换和反 Park 变换, 得到:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \\ 2/3 & -1/3 & -1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} V_{d-f} \\ V_{q-f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

将比例积分控制稳压器的输出与基波电压 V_{d-f} 、 V_{q-f} 相乘, 输出指令信号 $i_{rg\alpha}$ 、 $i_{rg\beta}$ 对直流母线电压进行反馈控制, 从而使得 TAC 以单位功率因数与电网侧交换能量。

在此基础上, 以 V_α 、 V_β 作为前馈控制项, 根据电流指令与反馈电流的偏差生成 TAC 的电压控制指令, 如式(8)所示:

$$\begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha + (i_{inv\alpha}^* - i_{inv\alpha}) \frac{L_{inv}}{T} \\ E_\beta + (i_{inv\beta}^* - i_{inv\beta}) \frac{L_{inv}}{T} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $i_{inv\alpha}^* = i_{L\alpha-h} - i_{rg\alpha}$; $i_{inv\beta}^* = i_{L\beta-h} - i_{rg\beta}$ 。

V_α 、 V_β 作为前馈控制项, 通过式(8)生成电压控制命令, 通过 PWM 为 TAC 生成脉冲信号。

2 混合变流器环流分析及其抑制策略

由于混合变流器的并联结构, 在运行时其有源与无源部分之间会产生环流^[19], 如图 5 所示, 本节对 0° 附近一个 PWM 周期内的环流进行了详细分析, 并研究基于多载波 PWM 的环流抑制策略。

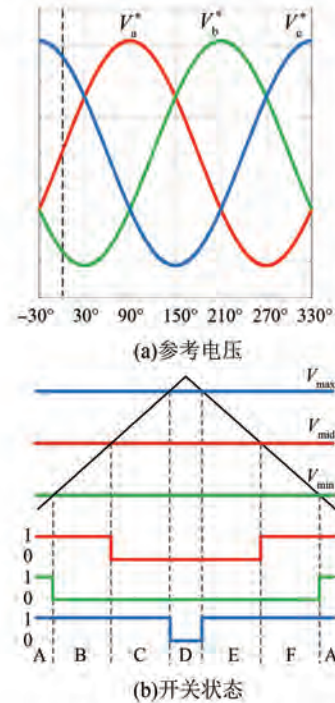


图 5 0° 附近一个 PWM 周期的开关状态

Fig. 5 Switching vectors of one PWM cycle near $\theta = 0^\circ$

2.1 混合变流器环流分析

Mode A: $[S_a, S_b, S_c] = [1, 1, 1]$, (S_1 , S_3 和 S_5 导通)。如图 6(a) 所示, 环流流过 D_5 、 D_{f1} 、 S_1 和 S_3 , 然后回到电源电压中性点。 i_{Df1} 中流过的电流在 $3V_c$ 作用下不断增加, 环流的基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律方程如式(9)所示:

$$\begin{cases} V_c = L \frac{di_{Lc}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{inva}}{dt} + V_a \\ V_c = L \frac{di_{Lc}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{invb}}{dt} + V_b \\ i_{Df1} = i_{Lc} = i_{inva} + i_{invb} \\ \Rightarrow 3V_c = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df1}}{dt} \end{cases} \quad (9)$$

Mode B: $[S_a, S_b, S_c] = [1, 0, 1]$ (S_1, S_5 和 S_6 导通)。如图 6(b) 所示, 环流流过 D_5, D_{f1}, S_1 和 S_6 。如式(10)所示, i_{Df1} 中电流在 $3V_c - V_{dc1}$ 作用下达到其峰值。

$$\begin{cases} V_c = L \frac{di_{Lc}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{inva}}{dt} + V_a \\ V_c = L \frac{di_{Lc}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{invb}}{dt} + V_b + V_{dc1} \\ i_{Df1} = i_{Lc} = i_{inva} + i_{invb} \\ \Rightarrow 3V_c - V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df1}}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

Mode C: $[S_a, S_b, S_c] = [0, 0, 1]$, (S_4, S_5 和 S_6 导通), 如图 6(c) 所示。环流流过 D_5, D_{f1}, S_4 和 S_6 , 如式(11)所示, i_{Df1} 中电流被 $3V_c - 2V_{dc1}$ 驱动至零。

$$\begin{cases} V_c = L \frac{di_{Lc}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{inva}}{dt} + V_a + V_{dc1} \\ V_c = L \frac{di_{Lc}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{invb}}{dt} + V_b + V_{dc1} \\ i_{Df1} = i_{Lc} = i_{inva} + i_{invb} \\ \Rightarrow 3V_c - 2V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df1}}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

Mode D: $[S_a, S_b, S_c] = [0, 0, 0]$, (S_2, S_4 和 S_6 导通), 如图 6(d) 所示。环流改变方向流过 S_2, S_4, D_{f2} 和 D_4 , 如式(12)所示, i_{Df2} 在 $3V_b$ 作用下导通。

$$\begin{cases} V_b = L \frac{di_{Lb}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{inva}}{dt} + V_a \\ V_b = L \frac{di_{Lb}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{invc}}{dt} + V_c \\ i_{Df2} = i_{Lb} = i_{inva} + i_{invc} \\ \Rightarrow 3V_b = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df2}}{dt} \end{cases} \quad (12)$$

Mode E: $[S_a, S_b, S_c] = [0, 0, 1]$, (S_4, S_5 和 S_6 导通), 如图 6(e) 所示。环流流过 S_4, S_5, D_4 和 D_{f2} , 如式(13)所示, i_{Df2} 中流过的电流在 $3V_b + V_{dc1}$

作用下达到峰值。

$$\begin{cases} V_b = L \frac{di_{Lb}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{inva}}{dt} + V_a \\ V_b = L \frac{di_{Lb}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{invc}}{dt} + V_c - V_{dc1} \\ i_{Df2} = i_{Lb} = i_{inva} + i_{invc} \\ \Rightarrow 3V_b + V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df2}}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

Mode F: $[S_a, S_b, S_c] = [1, 0, 1]$, (S_1, S_5 和 S_6 导通), 如图 6(f) 所示。环流流过 S_1, S_5, D_4 和 D_{f2} , 如式(14)所示, i_{Df2} 中流过的电流在 $3V_b + 2V_{dc1}$ 作用下驱动至零。

$$\begin{cases} V_b = L \frac{di_{Lb}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{inva}}{dt} + V_a - V_{dc1} \\ V_b = L \frac{di_{Lb}}{dt} + L_{inv} \frac{di_{invc}}{dt} + V_c - V_{dc1} \\ i_{Df2} = i_{Lb} = i_{inva} + i_{invc} \\ \Rightarrow 3V_b + 2V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df2}}{dt} \end{cases} \quad (14)$$

整个单位周期内的电压如表 1 与式(15)所示。

$$\begin{cases} \text{Mode A: } 3V_{\max} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df1}}{dt} \\ \text{Mode B: } 3V_{\max} - V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df1}}{dt} \\ \text{Mode C: } 3V_{\max} - 2V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df1}}{dt} \\ \text{Mode D: } 3V_{\min} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df2}}{dt} \\ \text{Mode E: } 3V_{\min} + V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df2}}{dt} \\ \text{Mode F: } 3V_{\min} + 2V_{dc1} = (2L + L_{inv}) \frac{di_{Df2}}{dt} \end{cases} \quad (15)$$

表 1 整个单位周期内的电压

Tab. 1 Voltage throughout the unit cycle

θ	$V_{\min}^*$	V_{mid}^*	$V_{\max}^*$
$-30^\circ < \theta < 30^\circ$	V_b^*	V_a^*	V_c^*
$+30^\circ < \theta < 90^\circ$	V_b^*	V_c^*	V_a^*
$+90^\circ < \theta < 150^\circ$	V_c^*	V_b^*	V_a^*
$+150^\circ < \theta < 210^\circ$	V_c^*	V_a^*	V_b^*
$+210^\circ < \theta < 270^\circ$	V_a^*	V_c^*	V_b^*
$+270^\circ < \theta < 330^\circ$	V_a^*	V_b^*	V_c^*

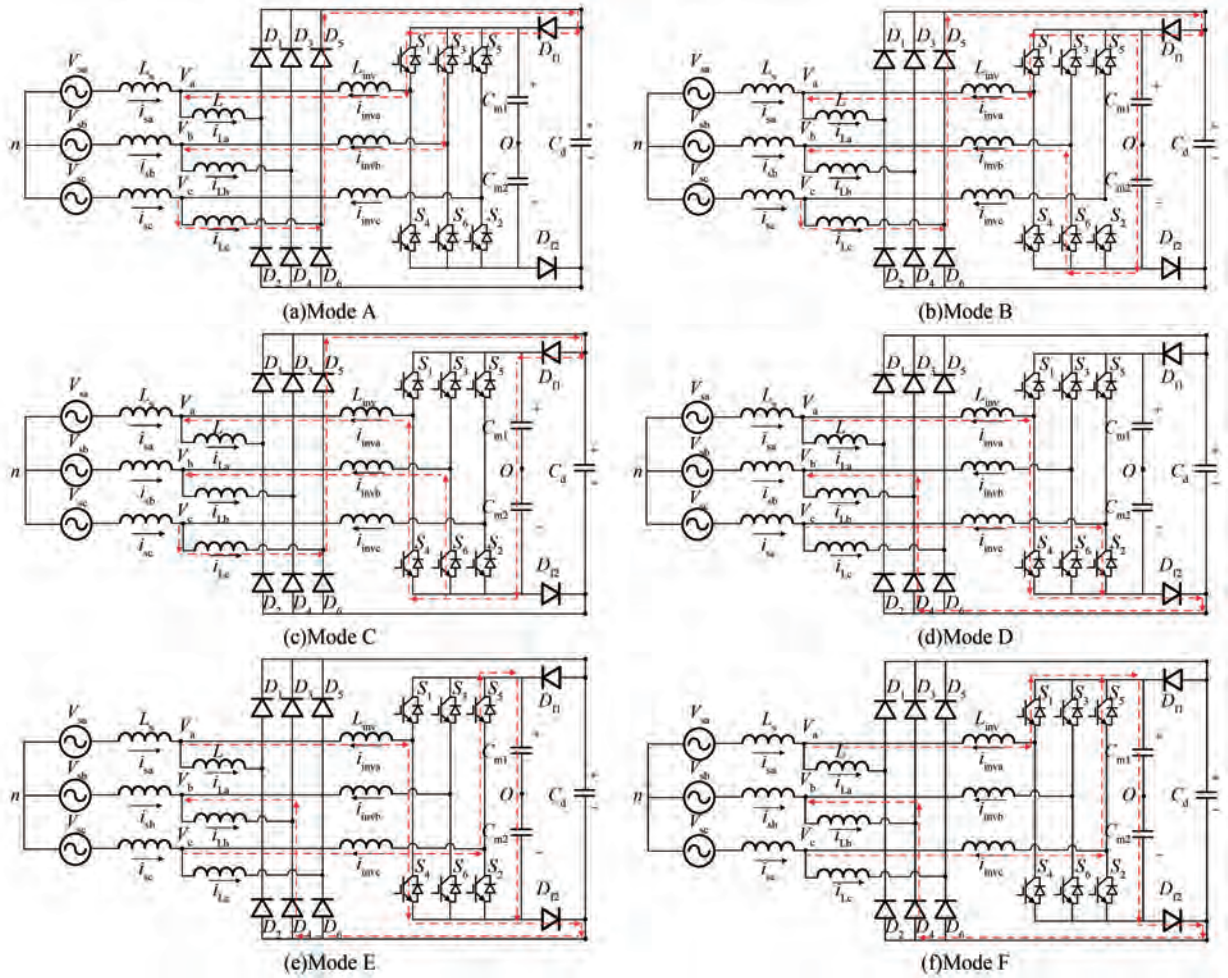


图 6 混合变流器环流分析

Fig. 6 Analysis of circulating current of hybrid converter

i_{Df1} 在 Mode A 和 Mode B 中增加到峰值, 在 Mode C 中降低至零, i_{Df1} 存在时, i_{Df2} 被限制为零。类似地, i_{Df2} 在 Mode D 和 Mode E 中增加到峰值, 在 Mode F 中降低为零, i_{Df2} 存在时, i_{Df1} 被限制为零。环流峰值 $i_{D,peak}$ 出现在参考电压的峰值 V_{peak} 处, 可由式 (16) 进行估算:

$$i_{D,peak} = \frac{3V_{peak}}{2L + L_{inv}} \left(1 - \frac{V_{peak}}{V_{dcl}} \right) \frac{1}{2f_{sw}} \quad (16)$$

式中: V_{peak} 为交流相电压的峰值; f_{sw} 为开关管的开关频率; L 为交流侧电感; L_{inv} 为混合变流器输出电感。

环流 i_{Df1} 的包络线 i_{Df1_e} 可由式 (17) 进行估算:

$$i_{Df1_e} = i_{D,peak} \left[\frac{\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*)}{V_{dcl}/4} \right] \quad (17)$$

i_{Df1} 与 i_{Df2} 的幅值与开关状态 A 和 D 的持续时间即零矢量的占空比密切相关, 同时环流大小受到参考信号的最正值和最负值影响, 通过修改参考信号并减少或避免零矢量的使用可以有效抑制环流。

2.2 基于多载波 PWM 的环流抑制策略

本节通过修改参考电压并采用多载波 PWM 策略, 避免零矢量的使用来抑制环流。

2.2.1 有源零状态脉宽调制

如图 7 所示, 有源零状态脉宽调制 (Active Zero State PWM, AZSPWM) 的扇区划分和有效矢量选择与传统空间矢量脉宽调制 (Space Vector PWM, SVPWM) 相同^[20-21], 但并不使用零矢量, 而是使用相互抵消的两个有效矢量将其代替。相邻矢量因其较低的谐波失真表现而具有更好的性能, 在选择相反的有效矢量时, 优先选择相邻的矢

量^[22-23]。对于区域 A_i 采用 V_{i-1} 、 V_i 、 V_{i+1} 和 V_{i+2} 对其进行合成, 例如图 7(b) 所示当参考向量位于 A_1 时, 选择 V_6 、 V_1 、 V_2 和 V_3 对其进行合成。

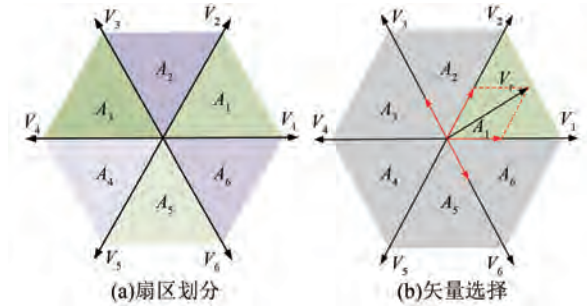


图 7 AZSPWM 扇区划分与矢量选择

Fig. 7 Sector division and vector selection of AZSPWM

根据合成规则, AZSPWM 方案在 A_i 区域的伏秒平衡方程以及 PWM 周期关系可表示为

$$\begin{cases} V_{i-1}t_{i-1} + V_i t_i + V_{i+1}t_{i+1} + V_{i+2}t_{i+2} = V_r T_s \\ t_{i-1} + t_i + t_{i+1} + t_{i+2} = T_s \end{cases} \quad (18)$$

式中: V_r 为参考电压矢量; T_s 为开关周期; V_{i-1} 、 V_i 、 V_{i+1} 、 V_{i+2} 为参与参考电压矢量合成的有效电压矢量; t_{i-1} 、 t_i 、 t_{i+1} 、 t_{i+2} 分别为对应电压矢量的作用时间。

对各矢量导通时间归一化, 得到各矢量占空比为: $d_k = t_k / T_s$ ($k = i-1, i, i+1$)。如式 (19) 所示, 根据式 (18) 所示方程可计算出合成位于 N_i 区域内的参考矢量所需要的各有效矢量的占空比, 如式 (19) 所示:

$$\begin{cases} d_{i+1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin \left[\theta - \frac{(i-1)\pi}{3} \right] \\ d_i = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin \left(\frac{i\pi}{3} - \theta \right) \\ d_{i-1} = d_{i+2} = \frac{(1 - d_{i+1} - d_i)}{2} \end{cases} \quad (19)$$

式中: θ 为参考电压矢量的角度; $M_i = V_m / (2V_{dc} / \pi)$ 为调制系数, V_m 为参考电压向量的幅值。

实现 AZSPWM 方案需要的调制信号处理方法与 SVPWM 方案^[7]相同, 如图 8 所示。

$$V_0 = -\frac{1}{2} [\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)] \quad (20)$$

将式 (20) 所示零序信号加入到原参考信号中可得到修改后的电压 V_a^{**} 、 V_b^{**} 、 V_c^{**} , 然后用

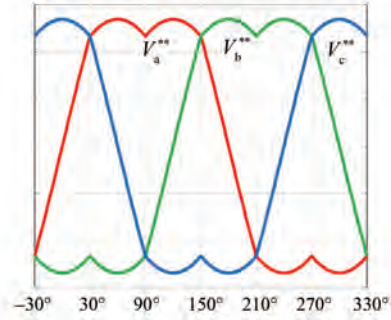


图 8 AZSPWM 参考电压

Fig. 8 Reference voltage of AZSPWM

于产生 PWM 门控脉冲, 在不同扇区内的载波选择如表 2 所示。

AZSPWM 在扇区 $A_1 \sim A_6$ 的矢量组成和作用顺序如图 9 所示。在每个 PWM 周期的前半段, 四个有效矢量按照正方向依次作用, 在后半周期按照负方向依次作用。由图 9(a) 所示, 当参考矢量位于扇区 A_1 时, 前半周期从有效矢量 101 开始沿正方向依次切换到 010, 每次切换仅变动 60° ; 后半周期与前半周期对称, 有效矢量从 101 沿负方向依次切换到 010。整个周期内的有效矢量作用顺序为 101→100→110→010→110→100→101。如图 9 所示, 其他扇区内的矢量作用规则与之类似。在每个开关周期内均使用一对相反有效矢量代替零矢量, 有效抑制了环流。

表 2 AZSPWM 载波选择

Tab. 2 AZSPWM carrier selection

θ	V_a^{**}	V_b^{**}	V_c^{**}
$-30^\circ < \theta \leq +30^\circ (A_5)$	C_1	C_2	C_2
$+30^\circ < \theta \leq +90^\circ (A_6)$	C_1	C_1	C_2
$+90^\circ < \theta \leq +150^\circ (A_1)$	C_2	C_1	C_2
$+150^\circ < \theta \leq +210^\circ (A_2)$	C_2	C_1	C_1
$+210^\circ < \theta \leq +270^\circ (A_3)$	C_2	C_2	C_1
$+270^\circ < \theta \leq +330^\circ (A_4)$	C_2	C_1	C_2

2.2.2 近态脉宽调制

如图 10 所示, 近态脉宽调制 (Near-State PWM, NSPWM) 利用一组三电压矢量来组成输出, 包括最接近参考量的矢量及其相邻的两个矢量, 所选用的电压矢量在整个空间内每 60° 改变一次^[24], 将整个空间划分为六段, 对于区域 N_i 采用 V_{i-1} 、 V_i 、 V_{i+1} 对其进行合成。例如图 10(b) 所示, 当参考向量位于 N_2 时, 选择 V_1 、 V_2 、 V_3 对其进

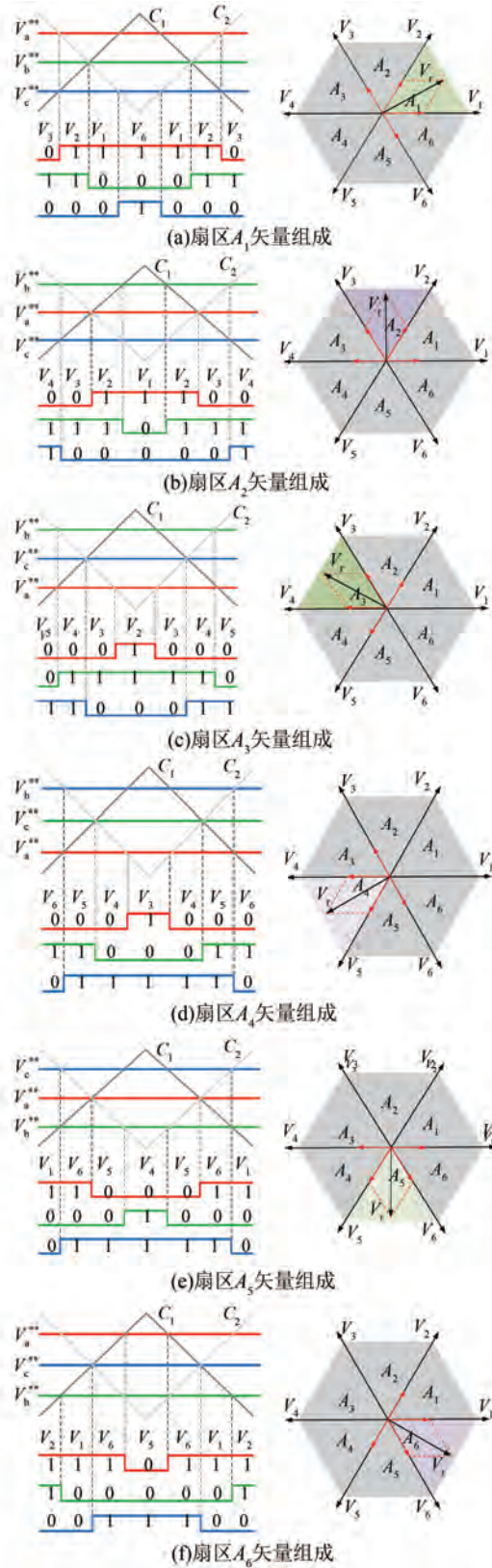


图9 AZSPWM 各扇区矢量组成

Fig. 9 Vector composition of AZSPWM in each sector

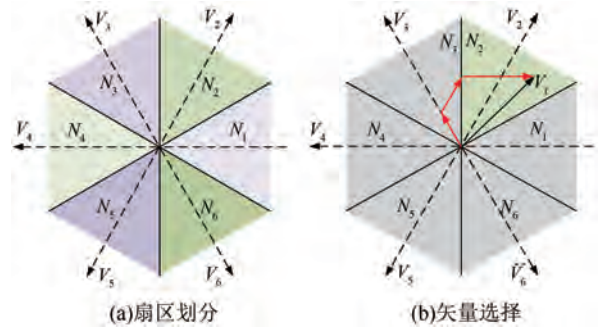


图10 NSPWM 扇区划分与矢量选择

Fig. 10 Sector division and vector selection of NSPWM

行合成。

根据上述合成规则,NSPWM 方案在 N_i 区域的伏秒平衡方程以及 PWM 周期关系可表示为

$$\begin{cases} V_{i-1}t_{i-1} + V_i t_i + V_{i+1}t_{i+1} = V_r T_s \\ t_{i-1} + t_i + t_{i+1} = T_s \end{cases} \quad (21)$$

利用上述方程可计算出合成位于 N_i 区域内的参考矢量所需要的各有效矢量的占空比,如式 (22) 所示:

$$\begin{cases} d_{i-1} = 1 - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] \\ d_i = -1 + \frac{3}{\pi} M_i \cos \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] + \\ \frac{3\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] \\ d_{i+1} = 1 - \frac{3}{\pi} M_i \cos \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] - \\ \frac{\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] \end{cases} \quad (22)$$

如图 11 所示,式 (22) 只在范围 L 内有解,而在范围 N_{L1} 和 N_{L2} 内无解。范围 L 对应调制系数范围为:0.61~0.907。在此范围内,参考电压矢量可被一组三有效矢量合成。

实现 NSPWM 方案需要的调制信号处理方法与数字 PWM 方案^[13,25] 相同,NSPWM 参考电压如图 12 所示,将式 (23) 所示零序信号加入到原参考信号中可得修改后的电压 V_a^{**} 、 V_b^{**} 、 V_c^{**} ,然后用于产生 PWM 门控脉冲。但在 NSPWM 中需要使用两个彼此相位相差 180° 的三角载波,在不同扇区内的载波选择如表 3 所示^[26]。

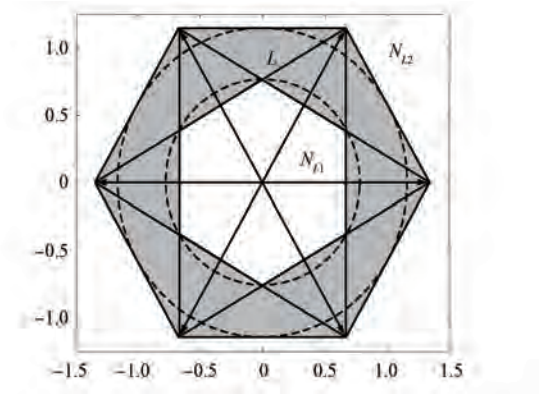


图 11 NSPWM 线性化范围

Fig. 11 Linearization range of NSPWM

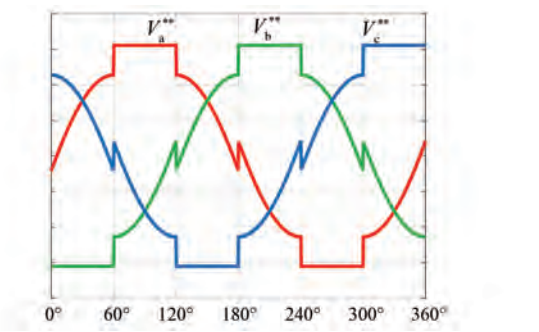


图 12 NSPWM 参考电压

Fig. 12 Reference voltage of NSPWM

$$V_0 = \begin{cases} \left[\text{sign}(V_a^*) \right] \cdot (V_{\text{dc1}}/2) - (V_a^*), & |V_a^*| \geq |V_b^*|, |V_c^*| \\ \left[\text{sign}(V_b^*) \right] \cdot (V_{\text{dc1}}/2) - (V_b^*), & |V_b^*| \geq |V_a^*|, |V_c^*| \\ \left[\text{sign}(V_c^*) \right] \cdot (V_{\text{dc1}}/2) - (V_c^*), & |V_c^*| \geq |V_a^*|, |V_b^*| \end{cases} \quad (23)$$

表 3 NSPWM 各扇区参考电压对应载波

Tab. 3 The reference voltage of each sector in NSPWM corresponds to the carrier wave

θ	V_a^{**}	V_b^{**}	V_c^{**}
$0^\circ \leq \theta < 60^\circ (N_6)$	C_1	C_1	C_2
$+60^\circ \leq \theta < 120^\circ (N_1)$	C_2	C_1	C_1
$+120^\circ \leq \theta < 180^\circ (N_2)$	C_2	C_1	C_1
$+180^\circ \leq \theta < 240^\circ (N_3)$	C_1	C_2	C_1
$+240^\circ \leq \theta < 300^\circ (N_4)$	C_1	C_2	C_1
$+300^\circ \leq \theta < 360^\circ (N_5)$	C_1	C_1	C_2

NSPWM 在扇区 $N_1 \sim N_6$ 的矢量组成和作用顺序如图 13 所示,在每个 PWM 周期内开关状态仅需变换 4 次。NSPWM 方案在合成参考矢量时不需要零矢量的介入,且不论参考电压如何变化,每

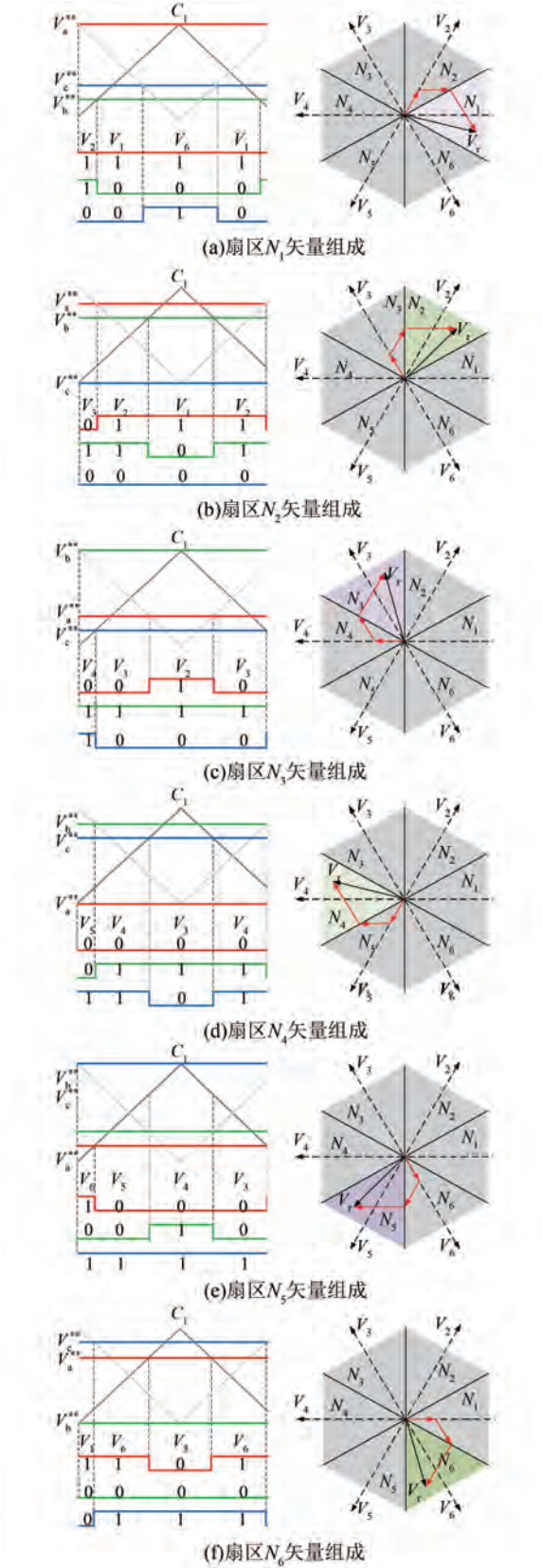


图 13 NSPWM 各扇区矢量组成

Fig. 13 Vector composition of NSPWM in each sector

次切换开关状态时仅有一相桥臂会发生变化,有效抑制了环流并降低了开关损耗。

3 试验结果与分析

为验证本文所提出的混合变流器可行性以及基于多载波 PWM 环流抑制策略的有效性,针对各种环流抑制方案进行了试验验证。混合变流器电路采用 110 V/50 Hz 交流电供电,整流负载为 1.5 kW。电路参数如表 4 所示,混合变流器的 A 相输入电流波形如图 14 所示。

表 4 试验参数

Tab. 4 Experimental parameters

参数名称	参数值
开关频率 f_s /kHz	20
交流侧电感 L_s /mH	2
TAC 直流侧电压 V_{dc1} /V	360
TAC 输出电感 L_{inv} /mH	1
TDR 输入电感 L /mH	1
直流侧电容 C_d /μF	1 000

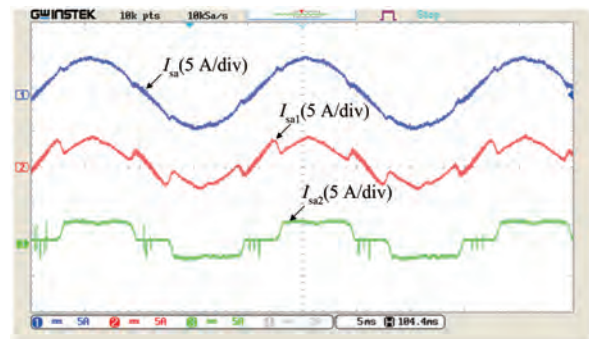


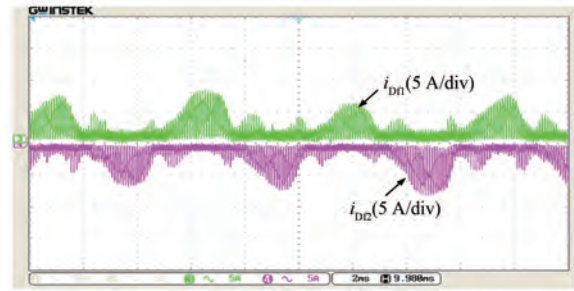
图 14 混合变流器输入电流波形

Fig. 14 Input current waveforms of hybrid converter

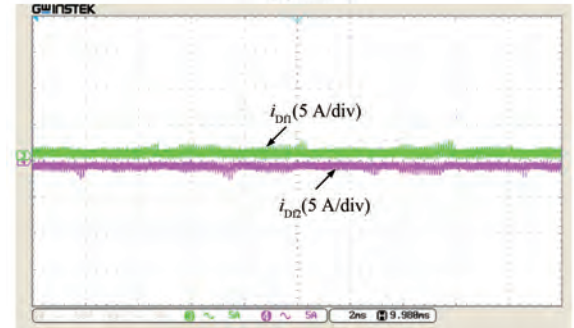
开关频率为 20 kHz 时,混合变流器环流波形如图 15 所示,试验结果如表 5 所示。由表 5 可知,三种方案的环流峰值: SPWM 为 8.0 A、AZSPWM 为 2.3 A、NSPWM 为 3.2 A。相较于 SPWM, AZSPWM 环流峰值降低 70%。虽然 AZSPWM 和 NSPWM 都在不使用零矢量的情况下有效降低了环流,但 AZSPWM 的抑制效果最为显著。

混合变流器功率损耗可由式(24)计算:

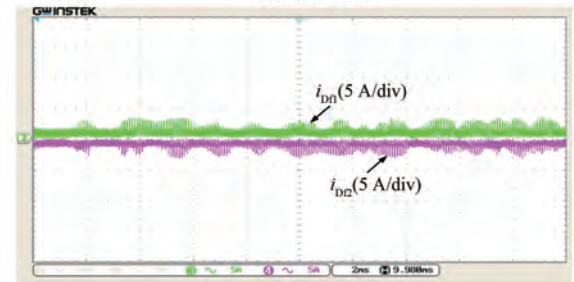
$$P_{\text{loss_HIC}} = 3 \cdot 0.5(t_{\text{on}} + t_{\text{off}})I_{\text{inv}}V_{\text{dc1}} \cdot f_{\text{sw}} + 2I_LV_D + 2I_{\text{Df}}V_{\text{Df}} + 3I_{\text{inv}}V_{\text{sw}} \quad (24)$$



(a)SPWM



(b)AZSPWM



(c)NSPWM

图 15 混合变流器环流波形

Fig. 15 Circulating current waveforms of hybrid converter

表 5 环流抑制效果比较

Tab. 5 Comparison of circulating current suppression performance

抑制策略	SPWM	AZSPWM	NSPWM
环流峰值/A	8.0	2.3	3.2

式中: I_{inv} 为混合变流器有源部分输出电流绝对值 ($|i_{\text{inv}}|$) 的平均值; I_L 为负载电流绝对值 ($|i_L|$) 的平均值; I_{Df} 为环流绝对值 ($|i_{\text{Df}}|$) 的平均值; t_{on} 和 t_{off} 分别为开关管的导通时间和关断时间; V_{Df} 为环流支路二极管 D_{f1} 、 D_{f2} 的正向导通压降; V_{sw} 为开关管的导通压降。

混合变流器的功率损耗包括: 开关管的导通损耗 ($3I_{\text{inv}}V_{\text{sw}}$)、开关损耗 [$3 \cdot 0.5(t_{\text{on}} + t_{\text{off}})I_{\text{inv}}V_{\text{dc1}} \cdot f_{\text{sw}}$]、二极管整流器的导通损耗 ($2I_LV_D$) 以及环流流

过二极管 D_{f1} 和 D_{f2} 所造成的损耗 ($2I_{Dr}V_{Dr}$)。

混合变流器与 BIC 功率损耗对比如图 16 所示。由于传统 BIC 主电流由有源器件处理,而混合变流器系统中电流主要流经无源器件,其有源部分只负责处理谐波电流,而二极管整流器件的导通损耗远小于有源器件的导通损耗,因此功率损耗可被显著降低。同时通过采用多载波 PWM 方案,特别是 AZSPWM 方案,有效抑制了环流,从而降低了系统功率损耗。

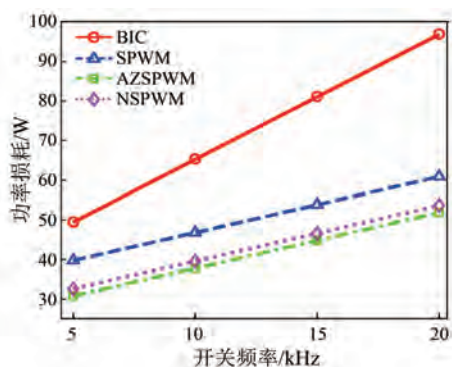


图 16 混合变流器与 BIC 功率损耗对比

Fig. 16 Comparison of power loss of hybrid converter and BIC

当直流侧出现功率缺口时, TAC 工作于有源滤波状态补偿谐波电流, 此时不同环流抑制策略下网侧电压电流波形如图 17 所示。在 SPWM 方案下, i_{sa} 的 THD 为 6.3%, 在 AZSPWM 与 NSPWM 方案下, i_{sa} 的 THD 降至 4.5%。当直流侧功率富余时, 混合变流器工作于再生模式, 将电能输送至电网, 此时不同环流抑制策略下网侧电压电流波形如图 18 所示。图中, 网侧电压 V_{sa} 与锁相环相位相同, 而网侧电流 i_{sa} 相位相差 180° 。在 SPWM 方案下, i_{sa} 的 THD 为 5.0%, 在 AZPWM 与 NSPWM 方案下, i_{sa} 的 THD 降至 3.5%。与 SPWM 方案相比, AZSPWM 和 NSPWM 方案均能有效降低混合变流器系统在整流模式和能量再生模式下的线路电流 THD 值。

4 结语

本文研究一种适用于有源配电网的混合变流器。其无源部分可作为整流器, 有源部分则兼作并联有源滤波器补偿谐波, 并在直流侧功率富余时实现电能再生。针对系统中的环流问题, 本文采用多载波 PWM 方案进行抑制, 其中 AZSPWM

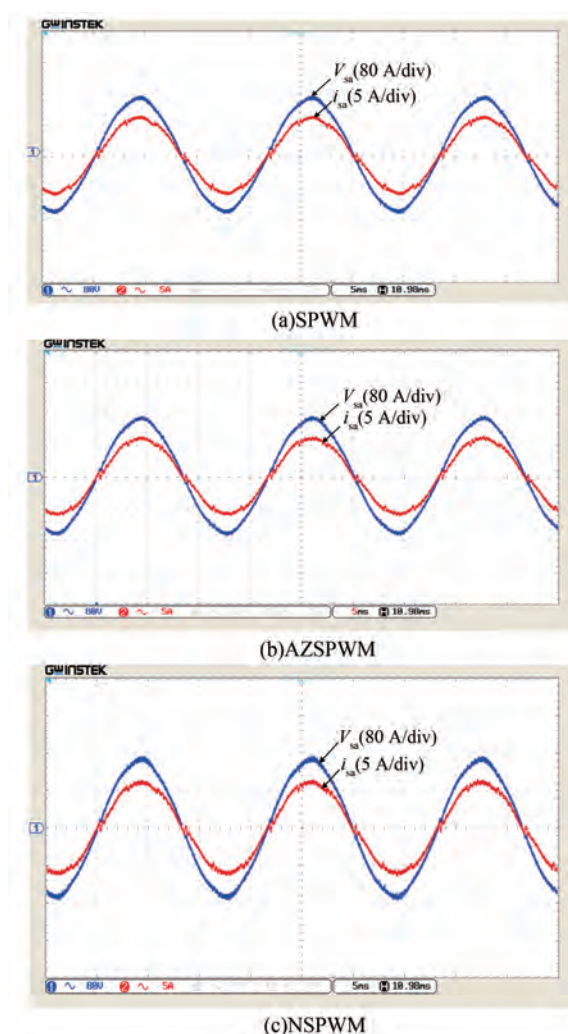


图 17 交流侧电压电流波形(整流滤波模式)

Fig. 17 AC voltage and current waveforms (rectifier-filter mode)

策略表现最优。仿真与试验表明, 与传统 SPWM 相比, 该方案使环流峰值降低 70%, 网侧电流 THD 也得到有效改善, 从而减小了运行损耗与噪声。该混合变流器在正向功率主导的场景中具有显著优势, 后续研究将聚焦于多模块并联扩容及大功率双向功率传输应用。

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

王文湃进行了方案设计、内容总结与论文撰

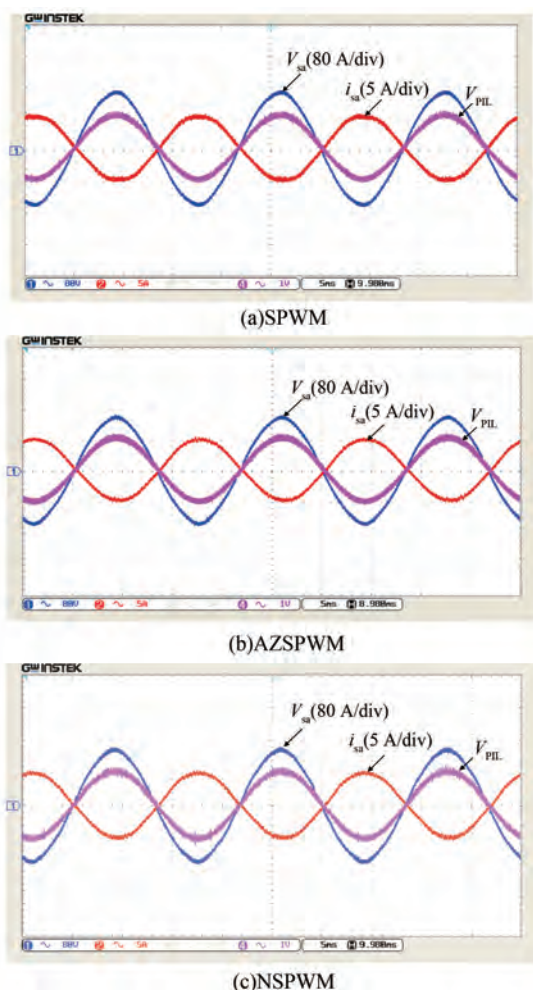


图 18 交流侧电压电流波形(能量再生模式)

Fig. 18 AC voltage and current waveforms (energy-regeneration mode)

写,向昆、朱添安、范李平、陈梓轩进行了试验研究,马辉参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

Wang Wenpai was responsible for scheme design, content summary, and manuscript writing. Xiang Kun, Zhu Tianan, Fan Liping, and Chen Zixuan conducted the experimental research. Ma Hui assisted with the review and revision of the manuscript. All authors have read and approved the final version for submission.

参考文献

- [1] 张勇军, 刘子文, 邓丰强. 柔性互联配电网研究现状综述及其发展探索[J]. 广东电力, 2020, 33 (12): 3-13.

Zhang Y J, Liu Z W, Deng F Q. Review on research status and development of flexible interconnected distribution networks [J]. Guangdong Electric Power, 2020, 33 (12): 3-13.

- [2] 李鹏宇, 郑涛, 杨畅, 等. 基于滑模一致性的多并联互联变流器分布式鲁棒功率控制策略[J]. 电网技术, 2024, 48 (12): 5079-5088.

Li P Y, Zheng T, Yang C, et al. Distributed robust power control strategy for parallel interlinking converters based on sliding mode consistency [J]. Power System Technology, 2024, 48 (12): 5079-5088.

- [3] Liu J, Motwani J K, Zhang D, et al. Unidirectional hybrid multilevel rectifier family for MV/HV applications: Analysis and comparative evaluation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39 (3): 3300-3312.

- [4] Alves R L, Barbi I. Analysis and implementation of a hybrid high power factor three phase unidirectional rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (3): 632-640.

- [5] 史德生, 卞秋野. 混合微电网多互联变换器并联的环流抑制策略[J]. 电力电子技术, 2022, 56 (6): 74-77.

Shi D S, Bian Q Y. Circulating current suppression strategy for parallel multi-interlinking converters in hybrid microgrid [J]. Power Electronics, 2022, 56 (6): 74-77.

- [6] 白秉旭, 胡勤丰. 逆变器并联驱动永磁同步电机容错控制研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45 (8): 24-32+55.

Bai B X, Hu Q F. Research on fault tolerant control of permanent magnet synchronous motor driven by paralleled-inverter [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45 (8): 24-32+55.

- [7] 吕志香. 永磁直驱风电机组的机侧多整流器并联运行控制研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44 (5): 90-97.

Lyv Z X. Control of parallel rectifiers for direct-drive permanent magnet wind power generator [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44 (5): 90-97.

- [8] Cheng H, Yang D K, Wang C, et al. The hybrid passivity based control strategy of a novel unidirectional five level rectifier under the unbalanced load [J]. IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, 2024, 71(9): 10546-10555.
- [9] Huang Y L, Xu Y X, Zhang W T, et al. Hybrid RPWM Technique based on modified SVPWM to reduce the PWM acoustic noise [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5667-5674.
- [10] 张志坚, 张国强, 李斌兴, 等. 基于钳位方式切换的 Vienna 整流器载波断续脉宽调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3202-3213.
- Zhang Z J, Zhang G Q, Li B X, et al. Carrier-based discontinuous PWM strategy based on clamp mode switching for Vienna rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3202-3213.
- [11] 邹宇航, 张犁, 赵瑞, 等. 三相 Vienna 整流器的不连续空间矢量脉宽调制及电压谐波分析方法 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 8123-8130+8249.
- Zou Y H, Zhang L, Zhao R, et al. Discontinuous pulse width modulation and voltage harmonic analysis method for three-phase Vienna-type rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(24): 8123-8130+8249.
- [12] 高瞻, 王立欣, 周志达, 等. 适用于三电平逆变器低调制比区域的双极性载波脉宽调制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(18): 7254-7268.
- Gao Z, Wang L X, Zhou Z D, et al. Research on bipolar carrierbased PWM strategy suitable for low modulation index region of three-level inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(18): 7254-7268.
- [13] Tan B, Dai J W, Chen C B, et al. A variable structure modulation strategy to suppress CMV and reduce switching losses for UAV electric propulsion system [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 2405-2414.
- [14] Zhang Z J, Li B X, Fu Z Q, et al. Duty cycle prediction control based DPWM strategy for electrolytic capacitorless Vienna rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(2): 1170-1180.
- [15] 李伟伟, 杨琥, 强丹丹, 等. 单相 ANPC 变换器损耗均衡型空间矢量调制方法 [J]. 电力电子技术, 2024, 58(7): 52-54.
- Li W W, Yang X, Qiang D D, et al. Space vector modulation method of single-phase ANPC converter with balanced loss distribution [J]. Power Electronics, 2024, 58(7): 52-54.
- [16] Yan Q Z, Chen H M, Zhao T R, et al. A carrier based discontinuous space vector PWM for common mode voltage reduction in dual input three level T type inverters with unbalanced neutral point voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9): 11020-11033.
- [17] 马辉, 李昊轩, 陈伟涛, 等. 基于有限时间观测器的三相混合变换器超螺旋滑模控制 [J]. 电工技术学报, 2026, 41(8): 2749-2760.
- Ma H, Li H X, Chen W T, et al. Super-twisting sliding mode control for three-phase hybrid converter based on finite-time observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(8): 2749-2760.
- [18] 陈美锋, 王久和, 杨道宽, 等. 基于 EL 模型的 TNPC 型 APF 自抗扰无源控制策略 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 90-96.
- Chen M F, Wang J H, Yang D K, et al. Active disturbance rejection passivitybased control strategy of TNPCAPF based on EL model [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 90-96.
- [19] 徐世周, 钟一鸣, 张梦洁, 等. 基于比例和改进准谐振控制的 MMC 环流抑制策略 [J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 77-86.
- Xu S Z, Zhong Y M, Zhang M J, et al. MMC circulating current suppression strategy based on proportional and improved quasi-resonant control [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 77-86.
- [20] 马星河, 康志鹏, 赵军营, 等. 抑制间接矩阵变换器共模电压的调制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 1-10.
- Ma X H, Kang Z P, Zhao J Y, et al. Modulation strategy for suppressing the common-mode voltage of an indirect matrix converter [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 1-10.
- [21] 刘伽, 张志锋, 孙全增. 基于混合式脉宽调制的双三相电机谐波抑制技术 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(10): 10-19.
- Liu J, Zhang Z F, Sun Q Z. Harmonic suppression technology for dual three-phase motor based on hybrid pulse width modulation [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(10): 10-19.

- [22] 王宝基, 张兴, 曹仁贤, 等. 共直流母线开绕组变压器双逆变器的零序电流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(23): 8107-8120.
- Wang B J, Zhang X, Cao R X, et al. Zero sequence current suppression method for the open-end winding transformer based dual inverter with common DC bus [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(23): 8107-8120.
- [23] 刘锋, 吴学智, 赵宇明, 等. 基于一维空间矢量调制的多电平逆变器共模电压抑制技术研究[J]. 电网技术, 2020, 44(10): 3972-3982.
- Liu F, Wu X Z, Zhao Y M, et al. Common-mode voltage suppression technology of multilevel inverter based on one-dimensional space vector modulation [J]. Power System Technology, 2020, 44(10): 3972-3982.
- [24] Zeng Z Y, Li Z X, Goetz S M. Optimal discontinuous space vector PWM for zero sequence circulating current reduction in two paralleled three phase two level converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1252-1262.
- [25] Zou Y H, Zhang L, Xing Y, et al. An optimized DPWM with reduced leakage current for three phase three level inverters with unbalanced neutral point voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(12): 16346-16360.
- [26] Zhou S C, Liu K, Wei D, et al. Active vector modification for circulating current suppression of paralleled inverters using two step sector indexing based discontinuous SVPWM [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(4): 3885-3898.

收稿日期:2026-04-10

收到修改稿日期:2026-06-02

作者简介:

王文湃(2003—),男,硕士研究生,研究方向为电能质量综合治理,wangpwang@outlook.com;

* 通信作者:马 辉(1985—),男,博士,副教授,研究方向为综合能源系统规划及控制,mahuizz119@126.com。