混频级联 H 桥 SVG 纹波抑制方法

麦云峰[1]， 祝真满[2]， 荣亿君[2]， 季振东[2]
（1. 广东省机场管理集团有限公司，广州 510440；2. 南京理工大学 自动化学院，南京 210094）

摘 要：针对新型电力系统中级联 H 桥静止无功发生器（static var generator，SVG）星型拓扑在电网不平衡故障时的直流侧相间电压失衡问题，提出了一种混频拓扑结合三倍频零序电压注入的纹波抑制方法。首先，分析了混频拓扑的工作原理和功率传输机制，建模并设计了其整体闭环控制策略；其次，通过建立纹波数学模型，发现中频分量纹波幅值远低于基频分量的关键特性，由此推导出最优零序电压相角并量化分析了不同零序电压幅值下的纹波抑制效果；最后，选取两种不同三倍频零序电压幅值工况展开仿真。结果表明：两种工况下加入零序电压前后纹波峰峰值之比分别约为 1.1 和 1.21。搭建实验平台对不平衡工况下系统性能进行检验，可实现直流侧电压均衡，与理论推导基本一致，验证了所提纹波抑制方法的有效性。

关键词：静止无功发生器；星型级联 H 桥；混频；纹波抑制；电流失衡
DOI：10.15938/j.jhust.2026.04.012
中图分类号：TM761 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-2683(2026)04-0121-11

Mixed-frequency Cascaded H-bridge SVG Ripple Suppression Method

MAI Yunfeng[1]， ZHU Zhenman[2]， RONG Yijun[2]， JI Zhendong[2]
（1. Guangdong Airport Authority, Guangzhou 510440, China;
2. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China）

Abstract: To address the DC-side inter-phase voltage imbalance in star-configured cascaded H-bridge static var generator (SVG) under grid unbalanced faults in new power systems, a ripple suppression method combining a hybrid-frequency topology with triple-frequency zero-sequence voltage injection is proposed. First, the working principle and power transfer mechanism of the hybrid-frequency topology are analyzed, and its overall closed-loop control strategy is modeled and designed. Second, by establishing a ripple mathematical model, a key characteristic is identified: the amplitude of the mid-frequency ripple component is significantly lower than that of the fundamental component. Based on this, the optimal zero-sequence voltage phase angle is derived, and the ripple suppression effect under different zero-sequence voltage amplitudes is quantitatively analyzed. Finally, simulations under two different triple-frequency zero-sequence voltage amplitudes are conducted. The results show that the ratio of peak-to-peak ripple before and after zero-sequence voltage injection is approximately 1.1 and 1.21 for the two cases, respectively. An experimental platform validates the system performance under unbalanced conditions, demonstrating effective DC-side voltage balancing. All results are basically consistent with theoretical derivations, verifying the effectiveness of the proposed ripple suppression method.

Keywords: static var generator; star-connected cascaded H-bridge; mixed frequency; ripple suppression; current imbalance

收稿日期：2025-10-15
基金项目：国家自然科学基金(51707098).
作者简介：麦云峰(1975—)，男，高级工程师；
祝真满(2002—)，男，硕士研究生.
通信作者：季振东(1986—)，男，博士，副教授，硕士研究生导师，E-mail：zhendong_ji@njust.edu.cn.

0 引 言

为推进能源结构转型,我国正重点发展光伏发电、风力发电、潮汐发电等可再生能源[1-5]。但新能源发电普遍存在出力间歇性、随机性和不可控性等难题,并网时易引发谐波污染、电压波形畸变、系统不平衡等一系列电能质量问题[6-10]。基于全控型电力电子器件的静止无功发生器(static var generator,SVG)作为新一代智能无功补偿装置,在新型电力系统中发挥着重要作用[11-13]。该装置不仅可有效治理用户侧谐波污染、无功缺额及三相不平衡等电能质量问题,更能为新能源并网系统提供动态无功支撑,显著提升电力系统对新能源的消纳能力[14-15]。

然而,级联 H 桥 SVG 运行时直流侧电压会出现二倍频纹波,造成谐波污染,目前直流电压二倍频纹波抑制方法主要有硬件方法和软件方法。其中,硬件方法一般采用有源功率解耦,理论上可以完全抵消二倍频纹波,但同时增加了系统控制难度与体积大小,故在实际中较少应用[16]。软件方法通常采用控制方法来消除直流侧二倍频功率,进而降低纹波大小。文[17]基于直流侧电压峰值控制方法,在输出并网电流改变即二倍频纹波电压发生变化时保持直流侧电压峰值恒定,但其只涉及总电压控制与相内电压控制两级电压控制。文[18]考虑直流电压二倍频纹波对容量的影响,提出新的电容设计方法,在相同直流电容容值时可以得到最大输出容量,即最小的二倍频纹波,但该方法并不能实时降低纹波。文[19]对直流侧电容电压纹波进行前馈控制来降低二倍频纹波电压幅值,但该方法在抑制纹波的同时会在输出并网电流中引入谐波污染。文[20]提出了基于零序电压注入的直流侧电压控制方法,在电网故障的情况下抵消了二倍频纹波对控制系统的影响,提高了输出并网电流质量与系统运行稳定性。

通过上述分析,传统星型连接拓扑结构相间缺少功率传输通道,针对其在电网故障过程中发生并网点电压电流不平衡现象时存在的直流侧相间电压失衡问题,本文提出了混频级联 H 桥,分析了该拓扑下直流电压二倍频纹波的特性,推导出中频分量纹波远远小于基频分量纹波,由此提出了基于三倍频零序电压注入的方法抑制纹波。最后,搭建仿真和实验平台共同验证了以上方法的有效性。

1 混频级联 H 桥 SVG 工作原理及控制策略

1.1 工作原理

混频级联 H 桥 SVG 拓扑结构和功率流向如图 1 所示。其拓扑可分为 2 个部分:第一是传统级联 H 桥 SVG 拓扑,三相变流器经过并网电感 L 接入三相电网,其中每相变流器含 N 个由 H 桥变换器和直流电容 C 组成的级联子模块;第二是 2 个相间阻抗支路,连接在 A、B 和 B、C 两相之间,由电阻 R_m、电感 L_m 及电容 C_m 组成。

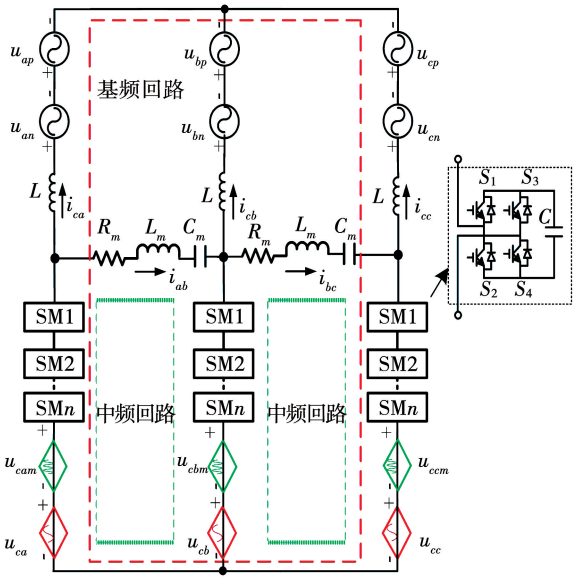


图 1 混频级联 H 桥 SVG 拓扑结构和功率流向图

Fig. 1 Mixed-frequency cascaded H-bridge SVG topology and power flow diagram

分析可知,上述子模块可输出不同极性电压,级联后形成多电平变流器,通过控制子模块开关动作输出多电平交流电压,故级联 H 桥变流器可等效为交流电压源。采用多电平 PWM 调制可调控输出电压的幅值与相角,使每相变流器等效为幅值和相位可控的交流电压源,进而实现功率的动态调节。而阻抗支路可作为相间有功功率的传输通道,在变流器输出电压中注入中频电压分量,通过该通道可启动不平衡有功功率的重新分配机制,最终可达成平衡直流电压的目标。

同理,当注入中频电压分量后,变流器可等效为 2 个不同频率的交流电压源。此时,相间阻抗电路将级联 H 桥 SVG 功率回路分成基频回路和中频回路 2 个部分。中频回路用来传输相间不平衡有功功率,起到相间直流电压平衡的作用;基频回路用来

向电网传输无功功率,起到无功补偿的作用。

混频系统功率流向如图 1 所示,其中基频交流电压和中频交流电压都由级联 H 桥变换器输出。鉴于不同频率的正弦量可正交分解的特性,基频电压分量与中频电压分量在输出环节中对彼此不产生作用。级联 H 桥变换器输出电压可等效为基频频率的工频交流电压源和中频频率的中频交流电压源。图中:u_{ca}、u_{cb}、u_{cc}为三相工频交流电压源;u_{cam}、u_{cbm}、u_{ccm}为三相中频交流电压源;u_{ap}、u_{bp}、u_{cp}为三相电网正序交流电压源;u_{an}、u_{bn}、u_{cn}为三相电网负序交流电压源;i_{ca}、i_{cb}、i_{cc}为三相基频回路输出补偿电流;i_{ab}、i_{bc}为中频回路电流。

1.2　控制策略

本小节分析混频拓扑下的整体闭环控制策略。为实现基频回路中并网电流有功和无功分量的独立控制,需进行解耦。为此,将三相电压的时变状态方程变换至 d－q 旋转坐标系。由于 d－q 轴电压、电流分量相互耦合,不利于闭环设计,故对并网电压进行前馈解耦。加入前馈解耦后,回路并网电压方程如下:

$$\left.\begin{aligned} e_{\mathrm{d}}-u_{\mathrm{d}}+\omega L i_{\mathrm{q}}&=u_{\mathrm{d}}^{*}=L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t}\\ e_{\mathrm{q}}-u_{\mathrm{q}}-\omega L i_{\mathrm{d}}&=u_{\mathrm{q}}^{*}=L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t}\end{aligned}\right\}\tag{1}$$

式中:e_{d}、e_{q}、u_{d}、u_{q}、i_{d}、i_{q} 分别为 d－q 坐标系下基频回路 d 轴和 q 轴的并网电压分量、输出电压分量、并网电流分量;ω 为电网基波角频率;L 为回路滤波电感;u_{d}^{*} 和 u_{q}^{*} 分别为前馈解耦后 d 轴和 q 轴的参考输出电压分量。

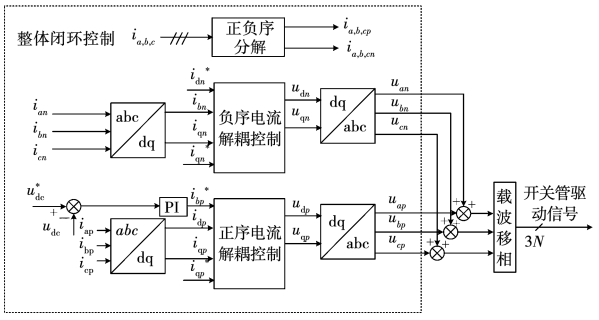


图 2　整体闭环控制策略框图

Fig. 2　Schematic of Overall Closed-Loop Control Strategy

整体闭环控制框图如图 2 所示,角标 a、b、c 表示三相,p、n 表示正序分量和负序分量,d、q 表示 d、q 轴分量,上标 * 表示参考值。采用电压与电流双闭环控制,可实现对直流电压与并网电流的解耦控制,其中 d 轴有功分量可实现直流电压的稳定控制,q 轴无功分量可实现并网无功电流的补偿控制。在解耦控制的基础上,可对并网电压电流进行正负序分解,实现对系统正负序分量的分开控制,进一步简化系统闭环控制的设计难度。

2　混频级联 H 桥 SVG 直流电压纹波抑制策略

2.1　纹波特性分析

级联 H 桥 SVG 输出瞬时功率存在频率为二倍基频的时变功率,该二倍频功率会导致直流侧电压出现二倍频纹波,而二倍频纹波电压会影响直流电容运行的稳定性。在混频拓扑中,直流侧不仅存在基频分量的二倍频时变功率,还存在中频分量的二倍频时变功率。因此,所提混频系统在输出补偿电流相同时,二倍频纹波电压比传统拓扑结构更大。基频分量与中频分量不仅存在各自的功率传输通道,还具有正交分解性,故二者可以进行独立分析。

对于基频回路正负序分量的分析和传统级联 H 桥 SVG 一样,即 SVG 输出电压电流表达式可写为

$$\begin{bmatrix}u_{ca}\\u_{cb}\\u_{cc}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}U_p\cos(\omega t)\\U_p\cos\left(\omega t-\frac{2}{3}\pi\right)\\U_p\cos\left(\omega t+\frac{2}{3}\pi\right)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}U_n\cos(\omega t+\theta_n)\\U_n\cos\left(\omega t+\theta_n+\frac{2}{3}\pi\right)\\U_n\cos\left(\omega t+\theta_n-\frac{2}{3}\pi\right)\end{bmatrix}\tag{2}$$

$$\begin{bmatrix}i_{ca}\\i_{cb}\\i_{cc}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I_p\cos(\omega t+\varphi_p)\\I_p\cos\left(\omega t+\varphi_p-\frac{2}{3}\pi\right)\\I_p\cos\left(\omega t+\varphi_p+\frac{2}{3}\pi\right)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}I_n\cos(\omega t+\varphi_n)\\I_n\cos\left(\omega t+\varphi_n+\frac{2}{3}\pi\right)\\I_n\cos\left(\omega t+\varphi_n-\frac{2}{3}\pi\right)\end{bmatrix}\tag{3}$$

式中:U_p 为输出基频电压正序分量幅值;U_n 为负序分量幅值;I_p 为输出补偿电流正序分量幅值;I_n 为负序分量幅值;基频正序电压初相角为 0;基频负序电压初相角为 θ_n;φ_p 为正序电流分量相对正序电压分量的相角;φ_n 为对应负序电流分量相对负序电压分量的相角。

由于三相对称,以 A 相为例,由式(2)和式(3)可得 A 相的瞬时功率 P_a、功率常量 P_{ss}、功率不平衡分量 ΔP_{sa}和二倍频功率分量 P_{a2},分别为

$$P_a=u_{ca}i_{ca}=P_{ss}+\Delta P_{sa}+P_{a2}\tag{4}$$

$$P_{ss}=\frac{1}{2}U_pI_p\cos(\varphi_p)+\frac{1}{2}U_nI_n\cos(\theta_n-\varphi_n)\tag{5}$$

$$\Delta P_{sa}=\frac{1}{2}U_pI_n\cos(\varphi_n)+\frac{1}{2}U_nI_p\cos(\theta_n-\varphi_p) \tag{6}$$

$$P_{a2}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p)+U_pI_n\cos(2\omega t+\varphi_n)+\\U_nI_p\cos(2\omega t+\theta_n+\varphi_p)+\\U_nI_n\cos(2\omega t+\theta_n+\varphi_n)\end{bmatrix} \tag{7}$$

功率常量在三相中大小一样,不对系统平衡产生影响。功率不平衡分量会导致系统直流侧的三相电压不均衡。对二倍频功率分量,存在由正序电压电流和负序电压电流分别作用产生的4种二倍频波动功率,这里主要分析二倍频纹波电压的产生原理,故对电网电压电流平衡时的二倍频功率进行分析,即由正序电压电流作用产生的二倍频功率:

$$P_{a2p}=\frac{1}{2}U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p) \tag{8}$$

同理,可得三相二倍频功率表达式:

$$\left.\begin{aligned}P_{a2p}&=\frac{1}{2}U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p)\\P_{b2p}&=\frac{1}{2}U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p-\frac{2}{3}\pi)\\P_{c2p}&=\frac{1}{2}U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p+\frac{2}{3}\pi)\end{aligned}\right\} \tag{9}$$

分析式(9)可知:二倍频功率在A,B,C三相中是平衡的。以A相为例,假设二倍频功率在传输过程中无损耗,三相直流侧电压平均值为U_{dc},由电容电压计算方法可得二倍频纹波电压表达式:

$$\tilde{u}_{dc}=\frac{1}{C}\int\frac{P_{a2p}}{NU_{dc}} \tag{10}$$

当系统处于容性工况时,由式(9)和式(10)可得二倍频纹波电压$\tilde{u}_{dc}$的表达式:

$$\tilde{u}_{dc}=\frac{U_pI_p}{4N\omega CU_{dc}}\cos(2\omega t) \tag{11}$$

对注入中频电压分量产生的瞬时功率,同样以A相为例,可得A相中频分量的瞬时功率P_{am}、中频分量有功功率P_{sm}、中频分量二倍频功率P_{a2m}表达式:

$$P_{am}=u_{cam}i_{cam}=P_{sm}+P_{a2m} \tag{12}$$

$$P_{sm}=-\frac{1}{2}U_mI_m\sin\frac{\varphi_{ab}}{2}\sin\left(\theta_m+\frac{\varphi_{ab}}{2}\right) \tag{13}$$

$$P_{a2m}=\frac{1}{2}U_mI_m\sin\frac{\varphi_{ab}}{2}\sin\left(2\omega_m t+\frac{3\varphi_{ab}}{2}-\theta_m\right) \tag{14}$$

式中:i_{cam}为A相瞬时中频电流;φ_{ab}为A、B两相中频电压分量相角差;θ_m为中频电压分量初相角;ω_m为中频电压分量角频率。

中频分量有功功率用来补偿基频回路中的不平衡有功功率,不会导致直流侧电压产生波动。对于中频分量二倍频功率,其会在中频回路电阻上消耗一部分后传输到直流侧电容,导致直流电压产生二倍中频的纹波电压。但在电网平衡时基频回路不存在不平衡功率,此时中频回路电流极小,二倍频纹波电压主要由基频回路二倍频功率决定。

以上分析了混频系统在电网平衡时的二倍频纹波电压,但在系统运行过程中还会面临电网不平衡的情况。考虑到电网电流不平衡工况所占情况较多,有必要分析电网电流不平衡工况下的二倍频纹波电压,此时混频系统二倍频功率表达式为

$$P_{a2}=\frac{1}{2}\left[U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p)+U_pI_n\cos(2\omega t+\varphi_n)+U_mI_m\sin\frac{\varphi_{ab}}{2}\sin\left(2\omega_m t+\frac{3\varphi_{ab}}{2}-\theta_m\right)\right] \tag{15}$$

分析式(15)可知,当电网发生电流不平衡时,二倍频功率由3部分组成,其中中频分量二倍频功率大小不仅与中频回路电流有关,还与中频电压分量相角差有关。由阻抗支路设计原理可知$\sin(\varphi_{ab}/2)$很小,故中频分量二倍频功率对直流侧二倍频纹波电压影响很小。因此,此时直流侧电容二倍频纹波电压主要受基频分量的二倍频功率影响。

式(15)可简化,用于分析基频分量的二倍频功率,推广到三相可得:

$$\left.\begin{aligned}P_{a2}&=\frac{1}{2}[U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p)+U_pI_n\cos(2\omega t+\varphi_n)]\\P_{b2}&=\frac{1}{2}\left[U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p-\frac{2}{3}\pi)+U_pI_n\cos(2\omega t+\varphi_n+\frac{2}{3}\pi)\right]\\P_{c2}&=\frac{1}{2}\left[U_pI_p\cos(2\omega t+\varphi_p+\frac{2}{3}\pi)+U_pI_n\cos(2\omega t+\varphi_n-\frac{2}{3}\pi)\right]\end{aligned}\right\} \tag{16}$$

分析式(16)可知,电网电流不平衡时二倍频功率在A,B,C三相中是平衡的。以A相为例,假设其在传输过程中无损耗,由电容电压计算方法可得二倍频纹波电压表达式:

$$\tilde{U}_{dc}=\frac{U_p}{4N\omega CU_{dc}}(I_p\sin\varphi_p+I_n\sin\varphi_n)\cos2\omega t+\frac{U_p}{4N\omega CU_{dc}}(I_p\cos\varphi_p+I_n\cos\varphi_n)\sin2\omega t \tag{17}$$

分析式(17)可知,在输出正序电流和负序电流不变时,增大直流电容C及增加级联子模块个数N可降低二倍频纹波电压的幅值。在电网电压等级不变时,增大系统直流电压指令值也可降低二倍频纹波电压的幅值。上述方法会增加设备的体积和成本,综合考虑混频系统的稳定性及经济性,需要研究

合适的二倍频纹波抑制策略。

2.2　纹波抑制策略

在混频级联 H 桥 SVG 系统中不存在零序电流传输通道,故零序电压的注入并不会产生谐波污染。基于此,可通过在基频回路中注入三倍基波频率零序电压,实现对直流侧二倍频纹波电压的有效抑制。下面分析注入三倍频零序电压的纹波抑制原理:假设注入三倍频零序电压的表达式如下:

$$u_z = U_z\cos(3\omega t + \varphi_z) \tag{18}$$

式中:U_z 为三倍频零序电压幅值;φ_z 为三倍频零序电压初相角。由上述分析知,电网电流不平衡时,二倍频功率在 A,B,C 三相中是平衡的。因此,也以 A 相为例,可得到三倍频零序电压产生的瞬时有功功率表达式:

$$P_{az} = u_z i_{ca} = \frac{1}{2}U_z I_p[\cos(4\omega t + \varphi_z + \varphi_p) + \cos(2\omega t + \varphi_z - \varphi_p)] + \frac{1}{2}U_z I_n[\cos(4\omega t + \varphi_z + \varphi_n) + \cos(2\omega t + \varphi_z - \varphi_n)] \tag{19}$$

由式(19)可知,三倍频零序电压所生成的有功功率,由二倍频功率与四倍频功率 2 个部分构成。二倍频功率可发挥补偿作用,抵消系统基频分量生成的二倍频功率。直流侧电压中的四倍频纹波电压由四倍频功率引入,故所提控制策略对直流侧纹波电压的抑制效果有限。

当系统处于容性工况时,依据式(11)和式(19)可得注入幅值为 U_z 的三倍频零序电压后,系统直流侧电压二倍频纹波电压表达式,如下:

$$\begin{aligned}\tilde{U}_{dc} = {} & \frac{U_p}{4N\omega CU_{dc}}[I_p(1-\frac{U_z}{U_p}\cos\varphi_z) + I_n(\sin\varphi_n + \frac{U_z}{U_p}\sin(\varphi_z-\varphi_n)]\cos2\omega t + \\ & \frac{U_p}{4N\omega CU_{dc}}[I_p\frac{U_z}{U_p}\sin\varphi_z + I_n(\cos\varphi_n + \frac{U_z}{U_p}\cos(\varphi_z-\varphi_n))]\sin2\omega t + \\ & \frac{U_p}{4N\omega CU_{dc}}(I_p\cos\varphi_z + I_n\sin(\varphi_z+\varphi_n))\frac{U_z}{2U_p}\cos4\omega t + \\ & \frac{U_p}{4N\omega CU_{dc}}(-I_p\sin\varphi_z + I_n\cos(\varphi_z+\varphi_n))\frac{U_z}{2U_p}\sin4\omega t\end{aligned} \tag{20}$$

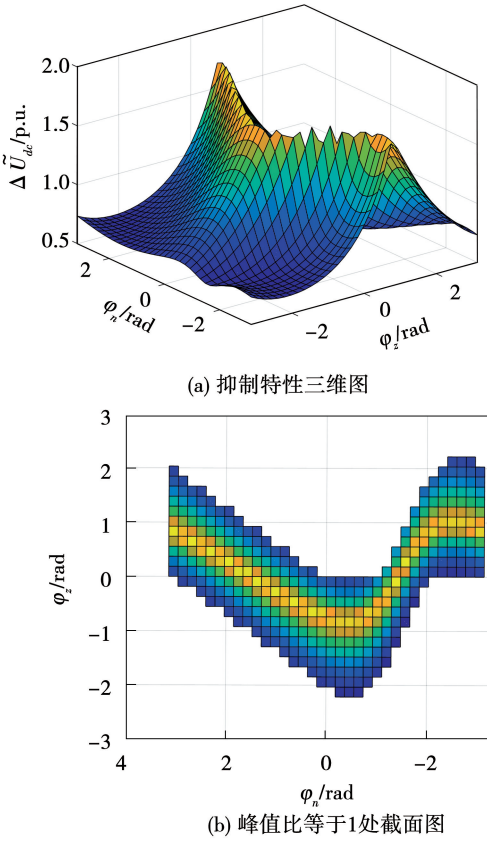
式中,四倍频分量对分析加入三倍频零序电压前后直流电压二倍频纹波大小造成了困难。考虑到二倍频纹波电压的峰值对系统稳定性影响更大,故可通过对比加入三倍频零序电压前后直流电压二倍频纹波电压峰峰值大小来进行分析。

为了分析不同三倍频零序电压相角对二倍频纹波抑制情况的影响,考虑电网电流不平衡度和零序电压幅值大小,对式(20)做出如下简化:令 $I_p = 2I_n$、$U_z = 1/2U_p$。由式(17)和式(20)可得加入三倍频零序电压前后二倍频纹波电压峰峰值之比 $\Delta\tilde{U}_{dc}$:

$$\begin{aligned}\Delta\tilde{U}_{dc} = {} & [\,|(2+\sin\varphi_n)\cos2\omega t + \cos\varphi_n\sin2\omega t|\,]/ \\ & |\{(2-\cos\varphi_z) + (2\sin\varphi_n + \sin(\varphi_z-\varphi_n)]\cos2\omega t + \\ & [1/2\sin\varphi_z + (\cos\varphi_n + 1/2\cos(\varphi_z-\varphi_n))]\sin2\omega t + \\ & (2\cos\varphi_z + \sin(\varphi_z+\varphi_n))1/4\cos4\omega t + \\ & (-2\sin\varphi_z + \cos(\varphi_z+\varphi_n))1/4\sin4\omega t\}|\end{aligned} \tag{21}$$

由式可知,二倍频纹波电压峰峰值之比与负序电流相角和三倍频零序电压相角有关。

图 3 为 A 相注入三倍频零序电压后纹波电压峰峰值之比与负序电流相角和三倍频零序电压相角的关系图。由图可见,只有当三倍频零序电压相角为 0 时,注入三倍频零序电压后纹波电压峰峰值之比才能一直大于 1,即存在最大补偿范围;否则,在负序电流相角改变时,存在纹波电压峰值反而增大的情况。同样,当 $\varphi_z = 0$ 时,注入三倍频零序电压后,B、C 两相存在最大补偿范围。因此,三倍频零序电压最优相角取值为 0。



(a) 抑制特性三维图

(b) 峰值比等于1处截面图

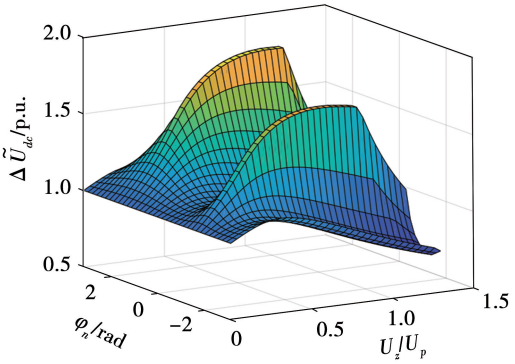
图 3　纹波抑制特性图 I

Fig. 3　Ripple suppression characteristic plot Ⅰ

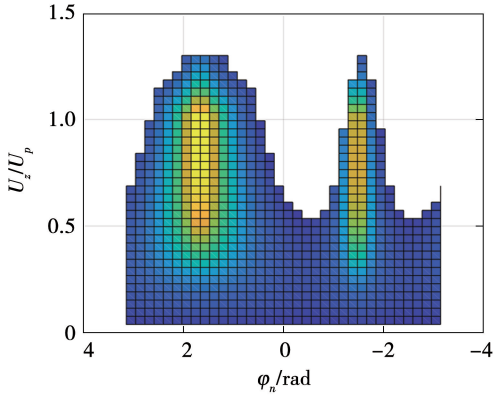
为了分析不同三倍频零序电压幅值对二倍频纹波抑制情况的影响，考虑电网电流不平衡度和三倍频零序电压最优相角，对式(20)做出如下简化：令 $I_p=2I_n$、$\varphi_z=0$。由式(17)和式(20)可得加入三倍频零序电压前后二倍频纹波峰峰值之比 $\Delta\tilde{U}_{dc}$：

$$\begin{aligned}\Delta\tilde{U}_{dc}=&|2\cos2\omega t+\sin2\omega t|/\\&|[(2+\sin\varphi_n)(1-U_z/U_p)\cos2\omega t+\\&(2+\sin\varphi_n)U_z/2U_p\cos4\omega t+\\&(\cos\varphi_n+U_z/U_p\cos\varphi_n)\sin2\omega t+\\&\cos\varphi_n U_z/2U_p\sin4\omega t]|\end{aligned}\tag{22}$$

由式(22)可见，二倍频纹波峰峰值之比与负序电流相角和三倍频零序电压幅值有关。图4为 A 相注入三倍频零序电压后纹波电压峰峰值之比与负序电流相角和三倍频零序电压幅值的关系图。



(a) 抑制特性三维图



(b) 峰值比等于1处截面图

图4 纹波抑制特性图Ⅱ

Fig. 4 Ripple suppression characteristic plot Ⅱ

由图可见，随着三倍频零序电压幅值的增大，二倍频纹波电压先减小后增大。在不同的负序电流相角时，纹波电压补偿范围不同，$\varphi_n=\pi/2$ 时补偿范围最大，$\varphi_n=0$ 时补偿范围最小。

进一步分析负序电流相角 $\varphi_n=0$、$\varphi_n=\pi/2$，即不同补偿范围时，三倍频零序电压幅值对直流电压二倍频纹波抑制的影响。当负序电流相角 $\varphi_n=0$ 时，由式(22)可得加入三倍频零序电压前后二倍频纹波峰峰值之比 $\Delta\tilde{U}_{dc}$：

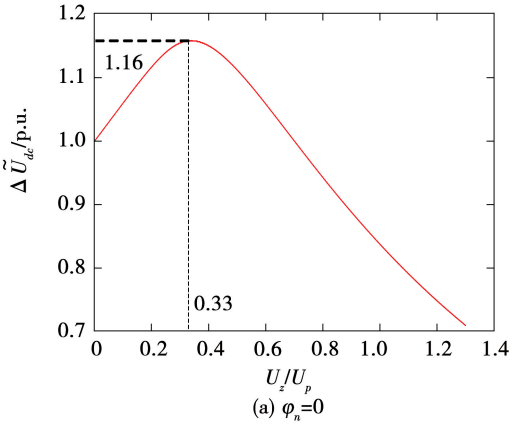
$$\begin{aligned}\Delta\tilde{U}_{dc}=&|2\cos2\omega t+\sin2\omega t|/\\&|[2(1-U_z/U_p)\cos2\omega t+U_z/U_p\cos4\omega t+\\&(1+U_z/U_p)\sin2\omega t+U_z/2U_p\sin4\omega t]|\end{aligned}\tag{23}$$

当 $\varphi_n=\pi/2$，同理得 $\Delta\tilde{U}_{dc}$：

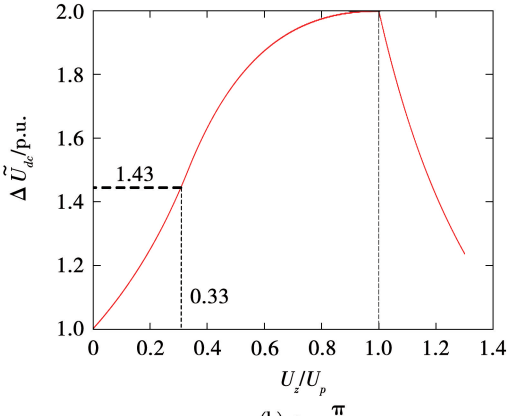
$$\Delta\tilde{U}_{dc}=\frac{|3\cos2\omega t|}{|3(1-U_z/U_p)\cos2\omega t+3U_z/2U_p\cos4\omega t|}\tag{24}$$

由式(24)知，当 $U_z=U_p$ 时，系统中二倍频功率全部被补偿，此时直流侧纹波主要为四倍频纹波电压。

A 相注入三倍频零序电压后，纹波电压峰峰值之比与三倍频零序电压幅值的关系图如图5所示。当 $\varphi_n=0$ 时，A 相二倍频纹波电压抑制效果微弱，在 $U_z=0.33U_p$ 时达到最大抑制效果；$\varphi_n=\pi/2$ 时，A 相二倍频纹波电压抑制效果明显，在 $U_z<0.33U_p$ 时抑制效果较好且纹波电压幅值线性下降，在 $U_z=U_p$ 时达到最大抑制效果且纹波电压幅值减小一半。



(a) φ_n=0



(b) $\varphi_n=\frac{\pi}{2}$

图5 纹波抑制特性图Ⅲ

Fig. 5 Ripple suppression characteristic plot Ⅲ

3　仿真分析和实验验证

3.1　仿真分析

为检验三倍频零序电压注入下二倍频纹波的抑制效果,本小节在 MATLAB/Simulink 中进行仿真验证,调制方法为 CPS-PWM 方法,表 1 为仿真系统的各项参数。

表 1　系统参数设置

Tab. 1　System parameter setup

参数	取值	参数	取值
网侧线电压/kV	10	网侧电压频率/Hz	50
系统开关频率/kHz	2	级联单元数	12
直流电容电压指令值/kV	12	额定补偿电流/A	200
网侧电感/mH	12	直流侧电容/mF	10

由图 5 可知,当 $\varphi_n = \pi/2$ 时纹波抑制效果较为显著,故对其进行仿真验证。仿真设置 2 种工况,工况 1:$U_z = 0.1U_p$,即电网不平衡度 10% 时;工况 2:$U_z = 0.2U_p$,即电网不平衡度 20% 时。同时,为简化分析零序电压幅值对二倍频纹波抑制的影响,将式(20)中正负序电流关系简化为 $I_p = 2I_n$。因此,仿真设置正序补偿电流为 80 A,负序补偿电流为 40 A。

图 6 为仿真时间 0.4 ~ 0.8 s 内,第 1 种工况下三相直流侧电压仿真结果,在 0.6 s 注入三倍频零序电压。由图可知,电流不平衡时,三相直流侧电压纹波大小不同。注入三倍频零序电压后,最大相纹波峰峰值减小了 8 V,即降低了 9%,此时加入零序电压前后纹波峰峰值之比约为 1.1,仿真结果与图 5 理论分析结果一致,验证了所提纹波抑制策略的有效性。

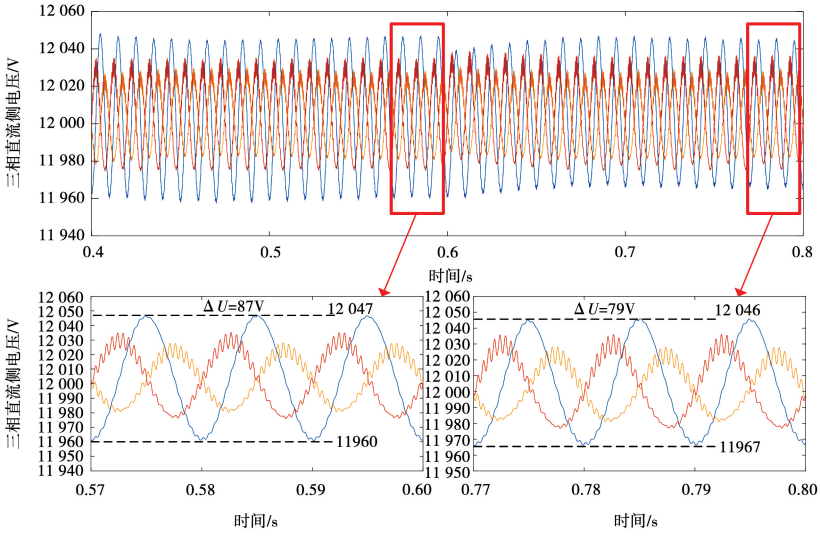
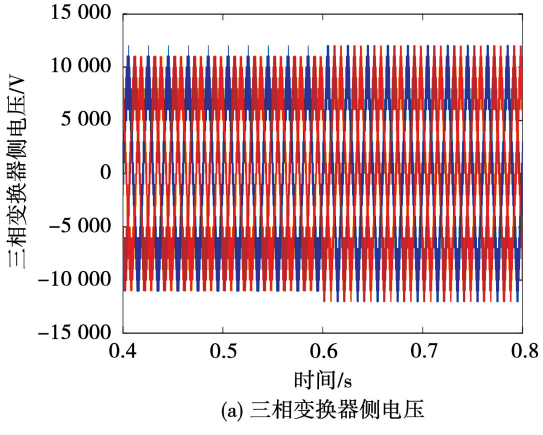


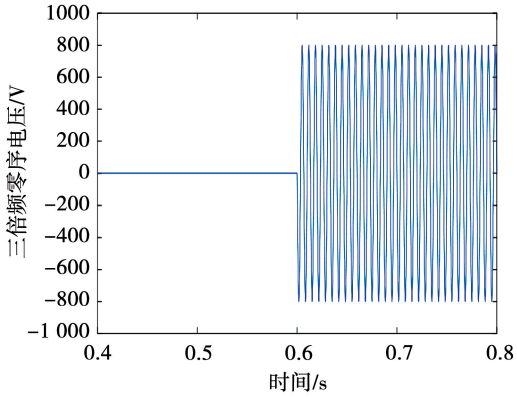
图 6　电网不平衡度 10% 时三相直流侧电压仿真波形

Fig. 6　Three-phase DC-side voltage simulation waveforms at 10% grid unbalance degree

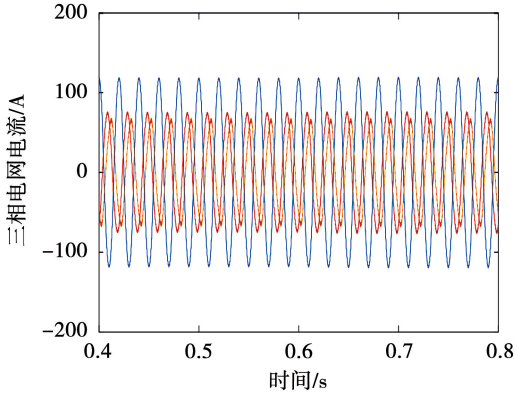
图 7(a) ~ (d)为电网不平衡度 10% 时混频系统各变量仿真结果。由图 7(a)可知,变流器侧输出电压在加入三倍频零序电压后明显增大,说明加入零序电压会占据一定的直流电压裕度。由图 7(c)可知,三相输出电流在加入零序电压时不变,说明了混频系统解耦控制策略的有效性。由图 7(d)可清晰看到在 0.6 s 加入零序电压后,调制比明显增大且接近于 1。



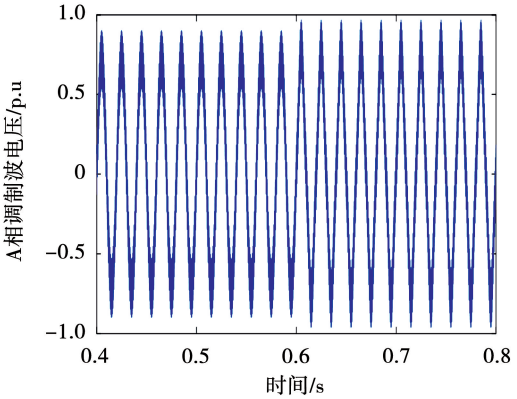
(a) 三相变换器侧电压



(b) 三倍频零序电压



(c) 三相电网电流



(d) *A*相调制波电压

图 7 电网不平衡度 10%时系统各变量仿真波形

Fig. 7 System variables simulation waveforms at 10% grid unbalance degree

图 8 为仿真时间 0.4 ~ 0.8 s 内,第 2 种工况下三相直流侧电压仿真结果,在 0.6 s 注入三倍频零序电压。随着注入三倍频零序电压的增大,直流电压纹波峰峰值相比电网不平衡度 10% 时进一步降低,纹波最大相峰峰值减小 15 V,即降低了 17%。此时,加入零序电压前后纹波峰峰值之比约为 1.21,与图 5 理论分析一致,验证了所提纹波抑制策略的有效性。

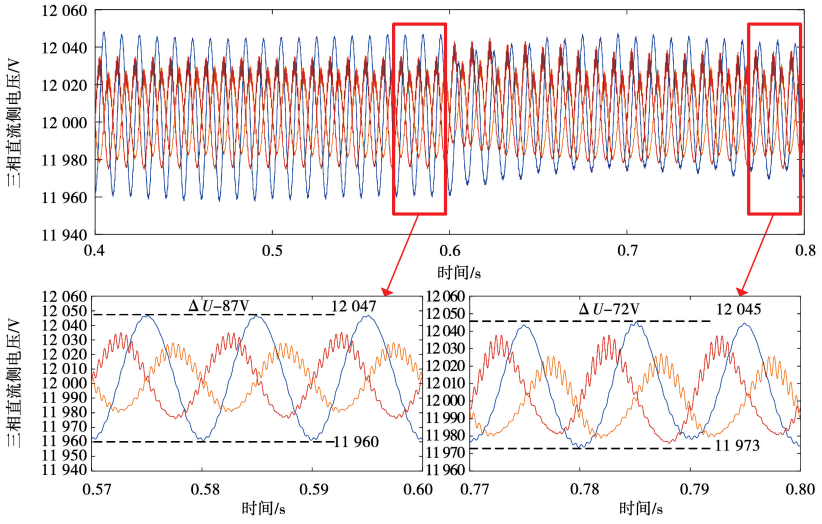
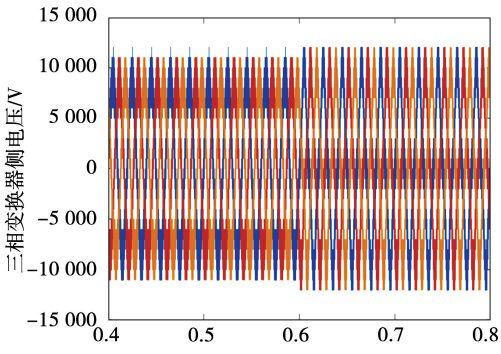


图 8 电网不平衡度 20%时三相直流侧电压仿真波形

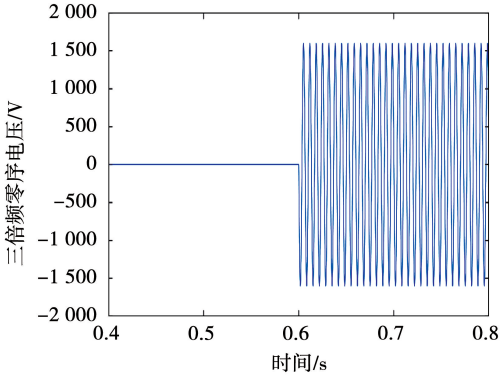
Fig. 8 Three-phase DC-side voltage simulation waveforms at 20% grid unbalance degree

图 9(a) ~ (d)为电网不平衡度 20% 时混频系统各变量仿真结果。对比图 7(b),此时注入三倍频零序电压增大了 1 倍。对比图 7(d),注入零序电压进一步增大后,*A* 相调制波电压已经等于 1,此时系统处于满调制状态。

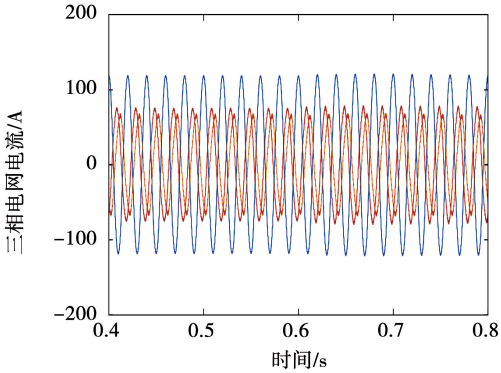
综上,注入三倍频零序电压可有效减小电流不平衡时纹波最大相的幅值,但需考虑直流电压裕度。在电网平衡或电压电流不平衡度较小时,可减小中频电压所占直流电压裕度,优先降低直流电压二倍频纹波的幅值;在不平衡度较大时,需优先保障混频系统的正常运行,注入更大的中频电压分量。



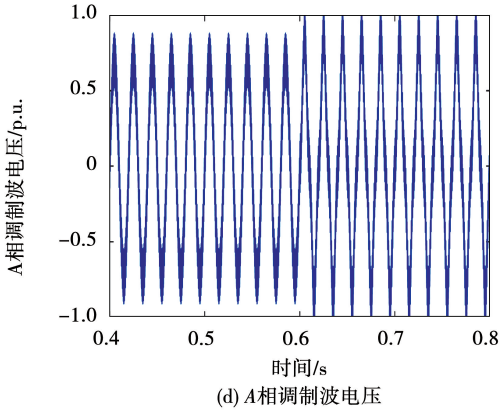
(a) 三相变换器侧电压



(b) 三倍频零序电压



(c) 三相电网电流



(d) *A*相调制波电压

图 9　电网不平衡度 20%时系统各变量仿真波形

Fig. 9　System variables simulation waveforms at 20% grid unbalance degree

3.2　实验验证

本文采用 Typhoon Hardware-In-The-Loop(HIL)404 搭建的实验平台,如图 10 所示。实验平台包括 Typhoon HIL404 硬件平台、控制板及示波器,设置直流电容电压指令值为1 000 V,中频电压分量幅值为 2.5 kV,中频电压分量频率为 2 kHz,其他实验基本参数和表 1 所示参数保持一致,同样使用 CPS-PWM 调制方法。

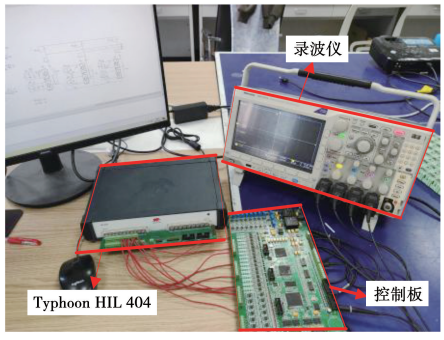
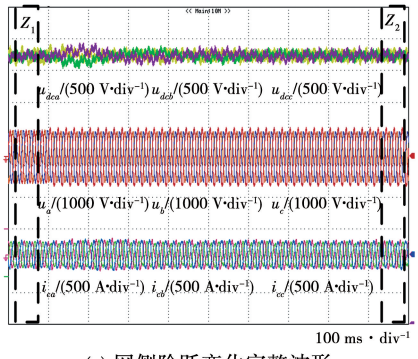


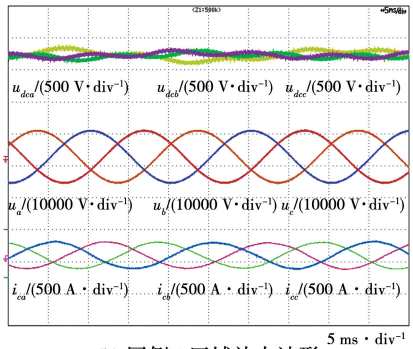
图 10　基于 HIL 的试验平台

Fig. 10　HIL-based test platform

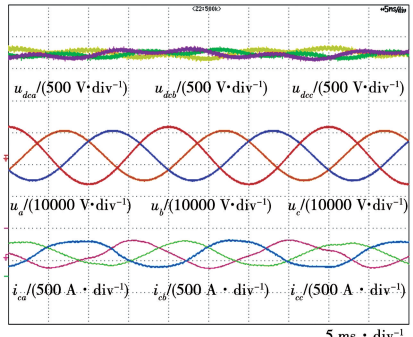
考虑到双频回路系统需要在电网不平衡工况下运行并补偿不平衡的负序分量,设置 $I_p = 200$ A,$\theta_n = \pi/3$,在电网不平衡度 10% 时进行实验。图 11 为电网不平衡度 10% 时网侧阶跃实验结果。图 11(a)中波形从上到下分别对应直流侧三相电压波形、网侧三相电压波形、网侧三相电流波形。图 11(b)和图 11(c)分别为图 11(a)在 Z_1 和 Z_2 区域的局部放大图。由实验结果可知,在电压不平衡时,可实现三相直流侧电压的均衡和并网电流的输出,且三相直流侧电压纹波较小,验证了所提方法的有效性。



(a) 网侧阶跃变化完整波形



(b) 网侧Z_1区域放大波形



(c) 网侧Z_2区域放大波形

图 11 电网不平衡度 10% 时网侧阶跃实验结果

Fig. 11 Grid-side step-response test results at 10% grid imbalance

4 结 论

本文提出了混频级联 H 桥 SVG 拓扑结合三倍频零序电压注入的纹波抑制策略,并量化分析了纹波抑制效果,最后通过建立仿真和搭建实验平台共同进行了验证,得到如下结论:

1)该混频拓扑下,中频分量二倍频功率对直流侧二倍频纹波电压影响很小,纹波电压主要受基频分量的二倍频功率影响,故可简化分析。

2)注入三倍频零序电压可有效抑制纹波,抑制程度与三倍频零序电压相角及幅值和负序电流相角相关。注入三倍频零序电压最优相角为 0,此时存在最大补偿范围,且在负序电流相角为 π/2 时补偿范围最大。

3)在给定相角下、一定三倍频零序电压幅值范围内,随着零序电压幅值的增大,二倍频纹波电压先减小后增大,存在最大抑制效果。

参 考 文 献:

[1] 闫群民,屈晨光,王磊,等. 考虑双碳目标的新型电力系统源 – 网 – 荷 – 储评价体系研究[J]. 太阳能学报,2025,46(12):469.
YAN Qunmin, QU Chenguang, WANG Lei, et al. Study on Source-grid-load-storage Evaluation System of New-type Power System Under Carbon Peaking and Carbon-neutral Goal[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2025, 46(12): 469.

[2] 刘永奇, 陈龙翔, 韩小琪. 能源转型下我国新能源替代的关键问题分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 515.
LIU Yongqi, CHEN Longxiang, HAN Xiaoqi. The Key Problem Analysis on the Alternative New Energy under the Energy Transition[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 515.

[3] 刘浩田, 郑楚玉, 冷阳, 等. 含分布式电源配网多时间尺度电压 – 无功控制[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2024, 29(2): 110.
LIU Haotian, ZHENG Chuyu, LENG Yang, et al. Multi-time Scale Voltage-reactive Power Control for Distribution Network with Distributed Generation[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2024, 29(2): 110.

[4] 张玉莹, 李骥, 许雷, 等. 风储制氢电厂的一次调频控制策略[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2024, 29(1): 78.
ZHANG Yuying, LI Ji, XU Lei, et al. Research on Primary Frequency Regulation Control Strategy of SCESS-DFIG-P2H Generating Station[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2024, 29(1): 78.

[5] 李洛, 李积鹏, 李鑫, 等. 基于 MAPPO 算法的广义储能分频响应控制策略[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2026,31(3):107.
LI Luo, LI Jipeng, LI Xin, et al. Cooperative Optimal Scheduling Strategy of Agent Reinforcement Learning Based on Source-load Characteristic Analysis[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2026,31(3):107.

[6] 季振东,荣亿君,刘卫龙,等. 星型级联 H 桥 STATCOM 在不平衡电网下的适应性提升研究[J]. 电网技术, 2025,49(10):4147.
JI Zhendong, RONG Yijun, LIU Weilong, et al. Adaptability Improvement of Star-connected Cascaded H-bridge STATCOM under Unbalanced Grids[J]. Power System Technology, 2025, 49(10): 4147.

[7] NOROUZMAHANI A, ESMAEILI S, SHAKERI S. Optimal Generation Scheduling of Grid-connected Microgrid Considering Uncertainty in Renewable Energy and Emission Costs[C]//2024 19th Iranian Conference on Intelligent Systems (ICIS), 2024: 227.

[8] 周毅, 李一晨, 傅幼书, 等. 电网弹性备用参与下的机组组合优化决策研究[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2023, 28(3): 56.
ZHOU Yi, LI Yichen, FU Youshu, et al. Study on Optimal Decision of Unit Commitment with Flexible Reserve Participation in Power Grid[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2023, 28(3): 56.

[9] 李咸善, 宋国栋, 刘颂凯, 等. 考虑风储调频协同优化控制的储能调频容量配置[J/OL]. 中国电机工程学报, (2025-06-16)[2025-10-15].
LI Xianshan, SONG Guodong, LIU Songkai, et al. Configuration of Energy Storage Frequency Regulation Capacity Considering Wind-storage Frequency Regulation Cooperative Optimization Control[J/OL]. Proceedings of the CSEE, (2025-06-16)[2025-10-15].

[10] 戴志辉, 王文卓, 张元波, 等. 基于光储协同的改进型低压穿越控制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(8): 41.
DAI Zhihui, WANG Wenzhuo, ZHANG Yuanbo, et al. Improved Low-voltage Ride-through Control Strategy Based on Photo-storage Synergy[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(8): 41.

[11] NADA K, FUJII T, UDA R, et al. Study on the Operation of MMC-STATCOM under Unbalanced Grid Voltage[C]//2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2023: 1025.

[12] 季振东. 级联型电力电子变压器关键技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.

[13] GUO Y, FU Y, LI J, et al. Optimizing Reactive Compensation for Enhanced Voltage Stability in Renewable-integrated Stochastic Distribution Networks[J]. Processes, 2025, 13(2): 303.

[14] 康勇, 林新春, 潘辰, 等. 弱电网下采用 SVC 与 SVG 补偿后新能源并网变换器的功率传输特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(6): 2115.
KANG Yong, LIN Xinchun, PAN Chen, et al. Analysis of Power Transmission Characteristics of Renewable Energy Grid-connected Converter Considering SVC and SVG Compensation under Weak Grid Condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(6): 2115.

[15] 季振东, 赵剑锋, 孙毅超, 等. 零序和负序电压注入的级联型并网逆变器直流侧电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 9.
JI Zhendong, ZHAO Jianfeng, SUN Yichao, et al. DC Voltage Balancing Control for Cascaded Grid-connected Inverters by Injecting Zero-sequence and Negative-sequence Voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 9.

[16] 原亚雷. 级联 H 桥 STATCOM 电容值降低机理及优化控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2022.

[17] ISOBE T, ZHANG L, TADANO H, et al. Control of DC-capacitor Peak Voltage in Reduced Capacitance Single-phase STATCOM[C]//2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2016: 1.

[18] 华明, 朱成白. 星形级联 H 桥 STATCOM 直流侧电容容值设计[J]. 电力电子技术, 2019, 53(8): 28.
HUA Ming, ZHU Chengbai. The Direct Current Link Capacitance Design Consideration for Star Cascaded H-bridge STATCOM[J]. Power Electronics, 2019, 53(8): 28.

[19] KOURO S, LEZANA P, ANGULO M, et al. Multicarrier PWM with DC-link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 52.

[20] DARVISHZADEH A, NEYSHABOURI Y, IMAN E H. Low-Capacitance Cascaded H-bridge STA TCOM with Enhanced Control Scheme under Unbalanced Grid[C]//2023 8th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID), 2023: 1.

(编辑:温泽宇)