DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.152 中图分类号：TM464 文献标志码：A

三电平 NPC 型有源阻尼器直流侧主动均压方法研究

汪 清[1]，于德硕[2]，易 皓[2]，卓 放[2]，李雨果[2]，谢懿晗[2]
(1.南方电网公司新型智慧城市高品质供电联合实验室(深圳供电局有限公司)，深圳 518020；
2.西安交通大学电气工程学院，西安 710049)

摘要：为解决中压配网中三电平中点钳位 NPC(neutral point clamped)型有源阻尼器在谐振发生时中点电位无法快速平衡的问题，提出 1 种基于二次谐波的主动均压方法。三相三线系统中一般通过在调制信号中注入零序分量实现直流均压控制，但由于有源阻尼器输出有功电流较小，传统方法难以在谐振发生时满足其直流均压需求。为此分析了偏移调整电流的产生机理，利用调制信号绝对值中的二次分量与二次电流的内积构造实现中点电位的平衡。仿真结果验证了所提方法在纯无功环境中的有效性，以及在谐振发生瞬间对直流侧均压控制的快速性。

关键词：有源阻尼器；三电平变流器；均压控制；二次谐波；谐振抑制

Research on DC-side Active Voltage Balancing Method for Three-level NPC Active Damper

WANG Qing[1], YU Deshuo[2], YI Hao[2], ZHUO Fang[2], LI Yuguo[2], XIE Yihan[2]
(1. New Smart City High Quality Power Supply Joint Laboratory, China Southern Power Grid Co., Ltd. (Shenzhen Power Supply Co., Ltd.), Shenzhen 518020, China; 2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To maintain the midpoint potential at the time of resonance of a three-level NPC active damper in medium-voltage distribution network, an active voltage balancing method based on second harmonic is proposed. In a three-phase three-wire system, DC voltage balancing control is generally achieved by injecting zero-sequence component into the modulation signal. However, due to the output of small active current from the active damper, the traditional method is difficult to meet the DC voltage balancing requirements when resonance occurs. Therefore, the generation mechanism of offset adjustment current is analyzed, and the balance of midpoint potential is realized by using the inner product structure of secondary component in the absolute value of the modulation signal and the secondary current. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method in a pure reactive environment, as well as the rapidity of DC-side voltage balancing control at the moment of resonance.

Keywords: Active damper; three-level converter; voltage balancing control; second harmonic; resonance suppression

随着新型电力系统的建设，多类型电力电子设备大量接入，在配网中引入了宽频、高阶非线性特性。多电力电子设备通过电网阻抗相互耦合，易在宽频段诱发随机谐振，进而影响供电安全。有源阻尼器[1-3]通过构造端口的虚拟电阻特性，挂载在并网点 PCC(point of common coupling)以改善电力电子设备与电网之间的负阻尼特性，提升配网稳定裕度。文献[4-5]解释了阻抗稳定性分析法的原理及有

收稿日期：2023-08-31；**修回日期：**2023-10-21，2023-12-02；
录用日期：2023-12-29；**网络首发日期：**2024-04-26
项目：南方电网公司科技项目(090000KK52220014/SZKJXM20220021)
This work is supported by Science and Technology Project of China Southern Power Grid Co., Ltd. under the grant 090000KK52220014/SZKJXM20220021

源阻尼器的作用机理；文献[6-8]提供了有源阻尼器的自适应阻尼控制方法，说明当前有源阻尼器的原理性功能开发已较为成熟。在应用拓扑上，当前有源阻尼器在原理性验证时主要应用两电平拓扑[1-8]，而非三电平中点钳位 NPC(neutral point clamped)型拓扑，以避免谐振发生时直流侧中点电位的崩溃。

三电平 NPC 型拓扑在工业应用中更为成熟，有着器件耐压需求低、输出电流纹波小等优点，但需额外添加均压控制环路，以维持直流侧两电容电压的均衡[9-11]。由于有源阻尼器主要采用正弦波脉宽调制 SPWM(sinusoidal pulse width modulation)，在配网中主要通过在调制信号中注入零序分量实现直流均压，但该方法在功角较小时有失效风险[12-13]。文献[14]通过加入电压矢量位置判断和预测校正，实现了低有功情况下的中点电位控制，但改进步骤十分烦琐，且中点电位平衡能力有限。除此之外，传统的均压方法往往针对器件参数不一致、网侧谐波等引发的缓变不均压问题[15-17]，而对有源阻尼器谐振瞬间的直流电压突变无法快速作用。综上所述，对于输出较少有功电流的有源阻尼器，缺乏快速、有效的直流均压方法。

为了在谐振工况下快速平衡三电平 NPC 型有源阻尼器的直流电压，提出 1 种基于二次谐波注入的主动均压方法。该方法通过利用调制信号绝对值中的二次谐波含量构造二次谐波电流，进而产生具备均压效果的偏移调整电流。与调制信号零序注入方法机制不同，该方法不受制于有功电流的存在及数值，在纯无功环境下可以实现有源阻尼器直流侧的快速均压，适用于有源阻尼器等运行于极端工况的设备。

1　有源阻尼器

图 1 展示了有源阻尼器的基本应用拓扑。功率变流器挂载在电网中实现与电网的双向能量传递，变流器与网侧阻抗的宽频交互导致存在一定的谐振风险。有源阻尼器挂载在两者之间的公共连接点上，通过实时采集 PCC 点电压、检测功率变流器的偶发谐振频率，自适应生成端口阻尼，抑制并联功率变流器中谐振的发展与传播。

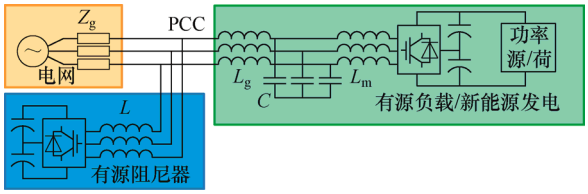


图 1　有源阻尼器应用系统拓扑

Fig. 1 Topology of active damper application system

一般来说，并网变流器的低频谐振由电压/功率环、锁相环参数设计不当导致，在弱网环境下尤其容易发生。谐波频段的谐振多产生于补偿参数不当的电力有源滤波器 APF(active power filter)中，与网侧阻抗环境相关。而高频谐振由电流环带宽、控制延迟、LCL 滤波器及网侧阻抗综合作用所致。由此可见，上述谐振现象的发生都与网侧阻抗 Z_g 密切相关。有源阻尼器通过控制 PCC 点的并联阻尼 Y_A，改造 PCC 点的网侧阻抗，以降低变流器谐振风险，如图 2 所示。

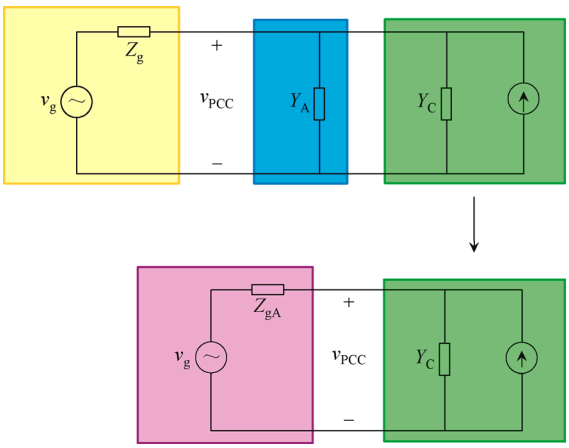


图 2　有源阻尼器阻抗优化效果

Fig. 2 Impedance optimization effect of active damper

有源阻尼器将变流器的网侧阻抗从 Z_g 改造为 Z_{gA}，即

$$Z_{gA} = Z_g / (1 + Y_A Z_g) \tag{1}$$

图 3 展示了有源阻尼器的端口阻尼控制策略。锁相环 PLL 用于获取 PCC 点电压相位 θ，指导电压外环从 PCC 点吸收有功功率从而维持有源阻尼器直流电压稳定。阻尼控制器生成阻尼电流指令

i_{Ar}，传递函数为

$$H_A(s)=\frac{2\omega_c s/R_A}{s^2+2\omega_c s+\omega_r^2} \tag{2}$$

式中：ω_c 为带通滤波器带宽的 1/2；R_A 为所设定的有源阻尼数值；ω_r 为 PCC 点谐振频率。带通滤波器的中心频率由检测到的 ω_r 决定，以实现端口特定频段的阻尼效果。上述有源阻尼器端口电流控制策略对于两电平或三电平拓扑均适用，在升级功率拓扑时，无需对功率控制/阻尼输出相关策略进行更新。

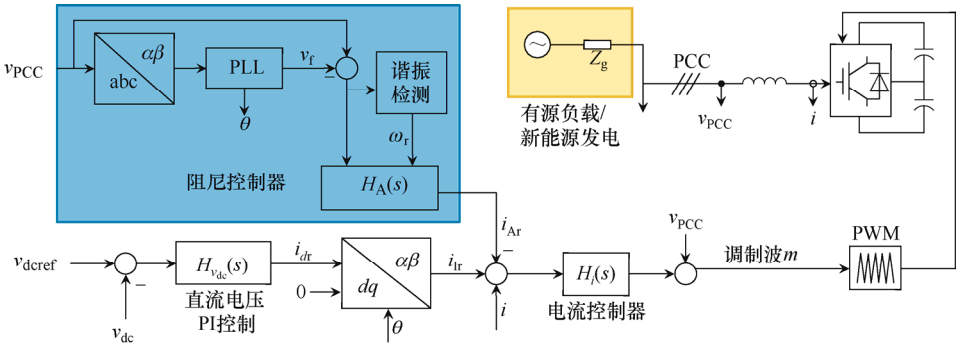


图 3 有源阻尼器控制策略

Fig. 3 Control strategy for active damper

图 3 的谐振检测环节由 SOGI-FLL 锁频环实现，用于自适应检测和输出谐振频率。SOGI-FLL 控制框图及级联结构分别如图 4 和图 5 所示。

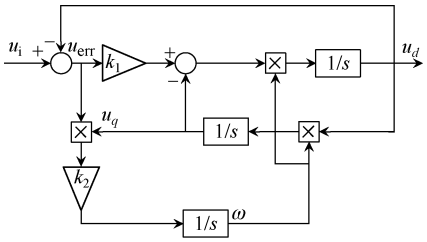


图 4 SOGI-FLL 控制框图

Fig. 4 Control block diagram of SOGI-FLL

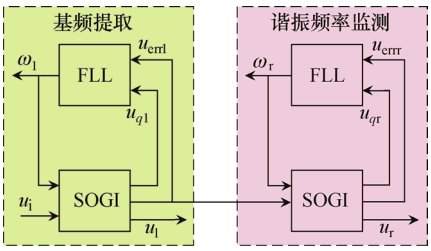


图 5 级联 SOGI-FLL 谐振频率检测结构

Fig. 5 Resonant frequency detection structure of cascaded SOGI-FLL

图 4 中电压 u_d 与输入电压 u_i 之间形成带通滤波器关系，其可表示为

$$G_d(s)=\frac{u_d}{u_i}=\frac{k_1\omega s}{s^2+k_1\omega s+\omega^2} \tag{3}$$

式中：k_1 为阻尼系数；ω 为锁定的 u_d 角频率。

因此，u_i 剔除掉 u_d 后得到的 u_{err} 可以用于级联结构，如图 5 所示，以锁定 u_i 中的多含量频率。其中，前级环节能够跟踪基频并将基波电压分量分离，使得后级环节能够跟踪高频分量 u_r 的频率，达到自适应跟踪不同谐振频率的效果。

2 中点电位调节

2.1 中点电位调节原理

三电平 NPC 型有源阻尼器的变流器主电路拓扑及其 SPWM 调制过程如图 6 所示，右侧为 x 相(x=a、b、c)的调制与开关逻辑，图中：m_x 为载波信号和 x 相的调制信号；S_{1x} 为开关管 1 的开关信号；d_{1x} 为开关管 1 的 PWM 信号低频分量；S_{4x} 为开关管 4 的开关信号；d_{4x} 为开关管 4 的 PWM 信号低频分量；$|m_x|$为调制信号的绝对值。

根据图 6 中所示 x 相调制过程的开关逻辑，列写三电平 NPC 型有源阻尼器直流侧充放电过程的方程为

$$\begin{cases} C\mathrm{d}v_{up}/\mathrm{d}t=-S_{1a}i_a-S_{1b}i_b-S_{1c}i_c \\ C\mathrm{d}v_{dn}/\mathrm{d}t=S_{4a}i_a+S_{4b}i_b+S_{4c}i_c \end{cases} \tag{4}$$

式中：C 为逆变器直流电容；v_{up} 和 v_{dn} 分别为逆变

器直流侧上方和下方的电容电压；i_x 为机侧端口 x 相电流。

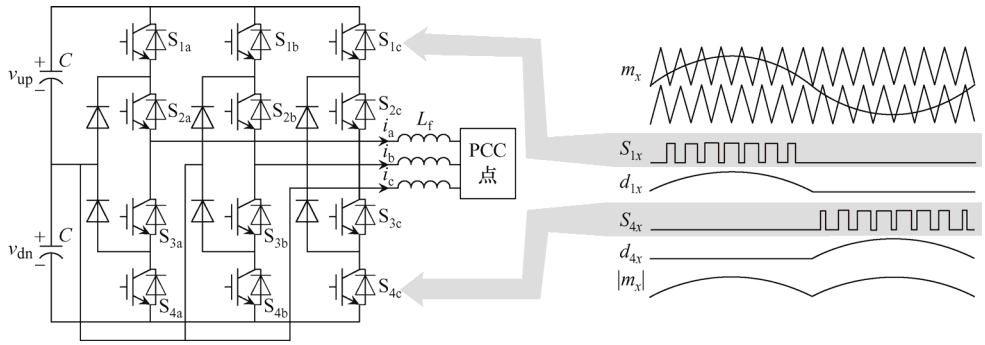


图 6　三电平有源阻尼器主电路拓扑及调制过程

Fig. 6 Main circuit topology and modulation process of three-level active damper

忽略式(4)中开关函数 PWM 波中的开关频率分量，只关注其基波含量，将式(4)改写为

$$\begin{cases} C\mathrm{d}v_{\mathrm{up}}/\mathrm{d}t = -d_{1\mathrm{a}}i_{\mathrm{a}} - d_{1\mathrm{b}}i_{\mathrm{b}} - d_{1\mathrm{c}}i_{\mathrm{c}} \\ C\mathrm{d}v_{\mathrm{dn}}/\mathrm{d}t = d_{4\mathrm{a}}i_{\mathrm{a}} + d_{4\mathrm{b}}i_{\mathrm{b}} + d_{4\mathrm{c}}i_{\mathrm{c}} \end{cases} \tag{5}$$

将式(5)中 2 个子公式作差，得到两电容电压差的决定式为

$$C\frac{\mathrm{d}(v_{\mathrm{up}}-v_{\mathrm{dn}})}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}v_{\mathrm{n}}}{\mathrm{d}t} = -|m_{\mathrm{a}}|i_{\mathrm{a}} - |m_{\mathrm{b}}|i_{\mathrm{b}} - |m_{\mathrm{c}}|i_{\mathrm{c}} = i_{\mathrm{n}} \tag{6}$$

式中：v_{n} 为逆变器直流侧中点电位偏移量；i_{n} 为导致偏移的中点电流，本文称为偏移调整电流。式(6)是导致电容电压不均衡的决定式，其中变流器正常工作时，$|m_x|$ 主要含有直流分量和 2 次谐波分量，i_x 主要含有基波量。$|m_x|$ 与 i_x 的三相乘积之和，即变流器的中点电流 i_{n} 中不含直流量，也不含基波(对称的三相基波电流相加为 0)，主要含三次电流波动，这是三电平 NPC 型变流器在 SPWM 调制时直流侧中点电位有三次波动的主要原因。因此，为使电压均衡，调整调制信号绝对值或变流器输出电流，使偏移调整电流和中点电位变化率含有直流量，从而使偏移的中点电位得到调整。通过增加反馈环节和 PI 控制器，使中点电位跟踪在 0 附近。均压控制的通用结构如图 7 所示，图中 G_{in} 为逆变器中点电位均衡方法的增益，表征 PI 控制器输出至逆变器产生偏移调整电流的传递函数。不同的均压方法虽然形式和控制对象不同，但根本控制环路可由图 7 所示方法涵盖。为了形成对中点电位的控制，均压方法等效增益 G_{in} 应当包含负的直流量，这也是直流均压方法的共同特征。

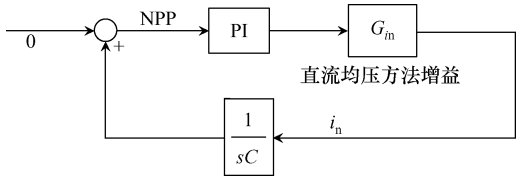


图 7　中点电压偏移调整过程

Fig. 7 Midpoint potential offset adjustment process

2.2 传统直流均压方法

传统方法中，最常用的方法是在调制信号中注入零序直流分量 m_0，此时变流器中点电流变为

$$\begin{aligned} i_{\mathrm{n}} = &-|m_{\mathrm{a}}+m_0|i_{\mathrm{a}} - |m_{\mathrm{b}}+m_0|i_{\mathrm{b}} - |m_{\mathrm{c}}+m_0|i_{\mathrm{c}} \approx \\ &-|m_{\mathrm{a}}|i_{\mathrm{a}} - |m_{\mathrm{b}}|i_{\mathrm{b}} - |m_{\mathrm{c}}|i_{\mathrm{c}} - m_0[\mathrm{sgn}(m_{\mathrm{a}})i_{\mathrm{a}} + \\ &\mathrm{sgn}(m_{\mathrm{b}})i_{\mathrm{b}} + \mathrm{sgn}(m_{\mathrm{c}})i_{\mathrm{c}}] \end{aligned} \tag{7}$$

直流分量 m_0 的值往往被限制在 0 附近小范围波动，以防止逆变器过调制的发生。因此，$|m_x+m_0|$ 的符号在大多数时间内由三相调制信号 m_x 所主导，仅在交流调制信号过零点瞬时接近 m_0 的值时式(7)中等式不成立。而此时由于 m_x 和 m_0 的值都接近 0，式(7)可以被认为是近似成立的，具体分析为：

当 $m_x>0$ 时，可近似认为 $m_x+m_0>0$，则有

$$|m_x+m_0| \approx m_x+m_0 = |m_x| + m_0\cdot\mathrm{sgn}(m_x) \tag{8}$$

当 $m_x<0$ 时，可近似认为 $m_x+m_0<0$，则有

$$|m_x+m_0| \approx -m_x-m_0 = |m_x| + m_0\cdot\mathrm{sgn}(m_x) \tag{9}$$

因此，可得到式(7)的近似部分。

式(7)中的调制信号绝对值 $|m_x|$ 及调制信号的符号函数 $\mathrm{sgn}(m_x)$ 的波形及主要谐波含量如图 8 所示。可知，调制信号绝对值中主要含有直流量和二

次谐波含量，定义其幅值分别为 $M_{abs}(0)$和 $M_{abs}(2)$；调制信号的符号函数中主要含有基波含量，定义其幅值为 $M_{sgn}(1)$。

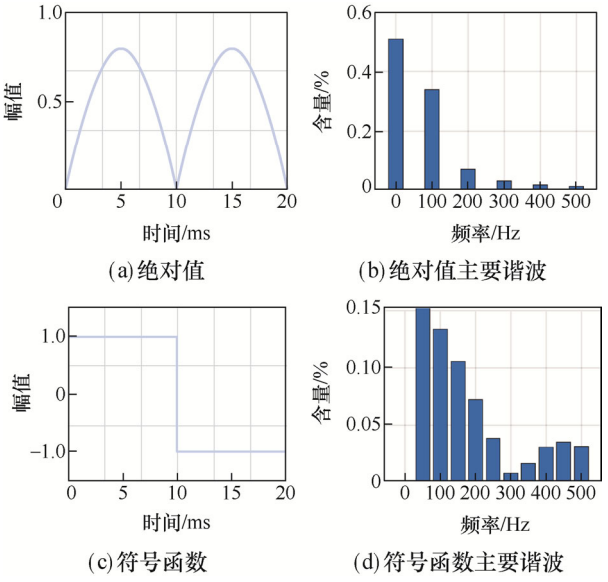


图 8 调制信号绝对值和符号函数的主要谐波含量

Fig. 8 Main harmonic content of absolute value and sign functions of modulated signal

式(7)中，只有符号函数与三相电流的内积能使 i_n 产生直流量 $i_n(0)$，由此可以推导出该方法所对应的均压方法增益 G_{in}，即

$$i_n(0)=-\frac{M_{sgn}(1)I_1\cos\theta}{2}m_0=G_{in}m_0 \tag{10}$$

式中：I_1 为输出基波电流的幅值；θ 为输出电压和电流之间的相位差。由式(10)可知，该方法所产生的偏移调整电流与变流器输出电流大小、电压电流相位差有关。符号函数的基波分量相位与变流器输出电压相位同步，因此上述内积的大小取决于变流器输出功角和有功电流的大小。在变流器输出纯无功时，内积为 0，$i_n(0)$为 0，此时图 7 中无法形成闭环控制，导致该方法失效。在一些研究中，通过矢量分区、扇区判断，能够在逆变器纯无功输出时实现微弱的控制作用，但算法十分复杂，且偏移调整电流增益有限[18-20]。这说明，在有源阻尼器工作于谐振工况时，基于调制波零序注入的方法及其改进版本无法提供足够的偏移调整电流，因此无法实现直流中点电位的快速调节。

式(7)所示的偏移调整电流，形式上为变流器输出的三相电流与三相调制信号绝对值的内积。在调制信号中注入零序直流分量，本质上是在调制信号绝对值中构造出与网侧电压同相的分量，从而产生含直流量的偏移调整电流实现均压控制。然而，式(10)表明更改调制信号绝对值的方法必然受限于逆变器有功电流，这是此类方法的共有缺陷。

3 二次谐波主动均压方法

除调节调制波外，还可以通过调整输出电流来实现逆变器均压，二次谐波主动均压方法就是基于这一思想。由图 8 可知，调制信号的绝对值含有二次谐波分量，二次分量相位与变流器锁相环相位的关系可表示为

$$\begin{cases}\dfrac{|m_a|}{|m_p|}=|\cos(\omega t)|\approx\dfrac{2}{\pi}+\dfrac{4}{3\pi}\cos(2\omega t)\\ \dfrac{|m_b|}{|m_p|}=|\cos(\omega t-2\pi/3)|\approx\dfrac{2}{\pi}+\dfrac{4}{3\pi}\cos[2(\omega t-2\pi/3)]\\ \dfrac{|m_c|}{|m_p|}=|\cos(\omega t+2\pi/3)|\approx\dfrac{2}{\pi}+\dfrac{4}{3\pi}\cos[2(\omega t+2\pi/3)]\end{cases} \tag{11}$$

式中，m_p 为变流器调制波幅值。由式(11)的计算结果得知二次分量相位与变流器锁相环相位的 2 倍相同，因此通过在输出电流中添加二次谐波指令，主动注入可调控幅值的二次电流，与调制信号绝对值中的二次分量相乘产生含直流量的偏移调整电流，实现对直流电压的均衡控制。该方法控制路径如图 9 所示，输入是有源阻尼器直流侧电压差，三次陷波器消除电压三次波动的影响后，中点电位的直流偏移量经过 PI 控制器输出 I_{2r} 作为注入二次电流的幅值指令。二次电流指令添加到总电流指令中后，电流内环无需额外添加谐振控制器，因为电流内环中基波谐振控制器/旋转 PI 控制器的存在，为邻近的 100 Hz 频率位置提供了足够的增益，使得

二次电流的内环闭环环路增益近似为 1，具备输出　　二次指令的能力。

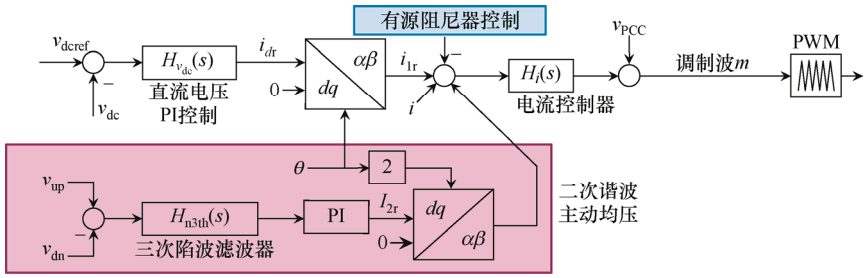


图 9　二次谐波主动均压方法

Fig. 9 Second harmonic active voltage balancing method

当逆变器输出幅值为 I_{2r} 的二次谐波电流时，偏移调整电流的表达式为

$$i_n = -|m_a|(i_a + i_{2a}) - |m_b|(i_b + i_{2b}) - |m_c|(i_c + i_{2c}) = -|m_a| i_a - |m_b| i_b - |m_c| i_c - \frac{M_{abs}(2) I_{2r}}{2} \tag{12}$$

式(12)中具备均压作用的偏移调整电流零序量来自逆变器输出的二次谐波，其表达式为

$$i_n(0) = -\frac{M_{abs}(2) I_{2r}}{2} = G_{in}^* I_{2r} \tag{13}$$

二次电流相位指令来自锁相环，数值上是锁相环相位的 2 倍，二次谐波电流相位与调制信号绝对值中二次含量同相位，保证两者在式(12)中的内积结果不受功角影响。式(13)同时给出了该方法作用时对应图 7 的直流均压方法增益 G_{in}^*，且该增益由调制信号绝对值中二次谐波含量 $M_{abs}(2)$构成。$M_{abs}(2)$为常量，说明该方法作用过程中的控制效果仅由二次谐波电流含量决定，而二次谐波为主动注入量，因此该方法具备快速均衡直流侧中点电压的能力。

4　仿真和实验验证

4.1　仿真验证

由于电路拓扑结构、算法应用实例可按参数等缩比复用在中压配网中，在 0.4 kV 电网下搭建三相三线制仿真模型和实验环境，以验证所提中点主动均压方案的有效性和快速性。仿真系统主电路按照图 1 搭建，由电网、功率逆变器、有源阻尼器构成。有源阻尼器主电路采用三相三线制的三电平逆变器；功率逆变器直流侧采用可变直流源，以模拟光伏等直流发电端或直流电机等直流负载端口。仿真系统基于 PLECS 搭建，仿真过程中控制环节通过 PLECS 中的 C-Script 实现，锁相环、直流稳压均压策略、电压控制器、电流控制器、电压前馈带通等环节均离散化后用代码实现，实现了对逆变器 DSP 控制器的数字化运行过程的模拟。仿真系统的关键参数见表 1。

表 1　有源阻尼器仿真应用系统参数

Tab. 1 Parameters of active damper simulation application system

参数	数值
交流电网电压峰值 v_g/V	311
电网网侧阻抗 Z_g/μH	200
逆变器直流电压 v_{dcref}/V	700
逆变器机侧滤波电感 L_m/mH	1.2
逆变器网侧滤波电感 L_g/mH	0.2
逆变器网侧滤波电容 C_f/μF	20
逆变器直流电容 C/μF	1 000
有源阻尼器直流电压 v_{dcrefr}/V	700
有源阻尼器滤波电感 L/mH	0.8
有源阻尼器直流电容 C_r/μF	1 000

为验证有源阻尼器的谐振抑制作用，利用 PLECS 中的可调电感模块，在 0.25 s 时将网侧阻抗由 0.2 mH 增加至 0.8 mH，在数字控制器控制延迟的叠加作用下，功率逆变器并网系统出现由 LCL 谐振峰引发的高频谐振，理论谐振频率为

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_m + L_g}{L_m L_g C_f}} = 1\,624.4 \text{ Hz} \tag{14}$$

挂载在 PCC 点的有源阻尼器检测并锁定谐振

频率后，在 0.32 s 左右开始输出对应频点的阻尼。图 10 为谐振起振及镇定过程中 PCC 点的电压和电流波形，图 11 为谐振过程中的 PCC 点电压和电流频谱。由图 11 可知，谐振频率约为 1 650 Hz，这与式(14)计算结果一致。图 12 为 PCC 点电流的基波和 1 650 Hz 分量的时变图。

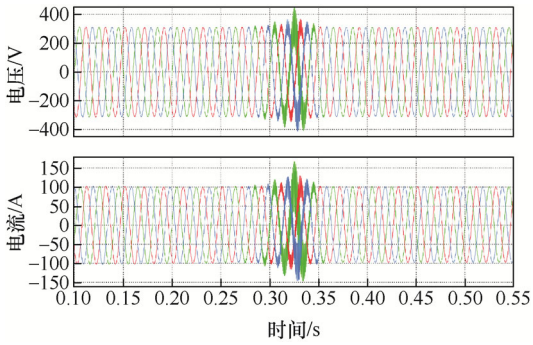


图 10 谐振起振及抑制过程中的 PCC 点电压和电网电流

Fig. 10 PCC voltage and grid current during oscillation and suppression processes

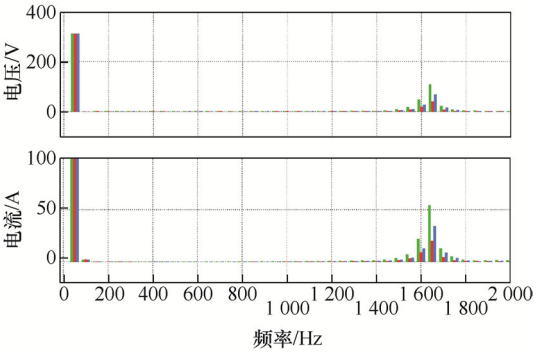


图 11 PCC 点电压和电网电流的谐振过程频谱

Fig. 11 Spectra of PCC voltage and grid current during oscillation process

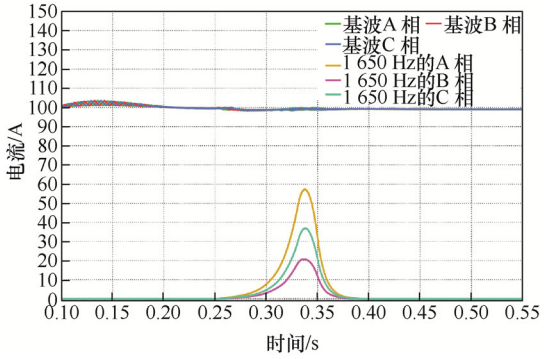


图 12 网侧电流的基波和 1 650 Hz 分量

Fig. 12 Fundamental and 1 650 Hz components of grid current

为证明所提二次谐波主动均压方法的有效性和快速性，图 13 和图 14 分别给出了该方法和传统的调制信号零序注入法在谐振过程中对直流电压的均衡作用。在 0.25 s 调节网侧阻抗后，主电路谐振在 0.30 s 左右发散，对有源阻尼器中点电位造成影响。有源阻尼器在 0.31 s 左右开始输出阻尼，有源阻尼器的均压控制全程参与作用。由于有源阻尼器工作时输出有功电流极少，由图 13 可知，当采用调制信号零序注入法时，直流中点电位在谐振后无法回到平衡位置，证实了二次谐波主动均压方法的有效性。图 15 为二次谐波主动均压方法作用过程中有源阻尼器输出的二次谐波电流，呈现瞬态作用、幅值较低、对电能质量危害低的特点。

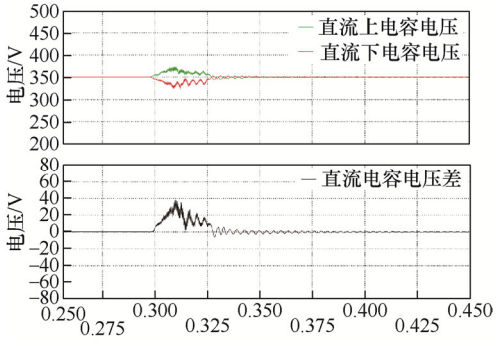


图 13 二次谐波主动均压方法效果

Fig. 13 Effect of second harmonic active voltage balancing method

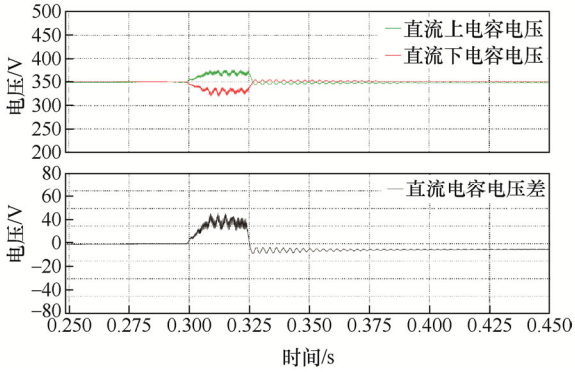


图 14 调制信号零序注入方法均压效果

Fig. 14 Balancing effect of modulation signal zero-sequence injection method

4.2 实验验证

图 16 为单台 NPC 型逆变器实验环境，用来验证二次谐波主动均压方法的有效性。为证实其作用

效果不受无功环境的影响，逆变器直流侧电容不接入设备。实验台参数见表 2。

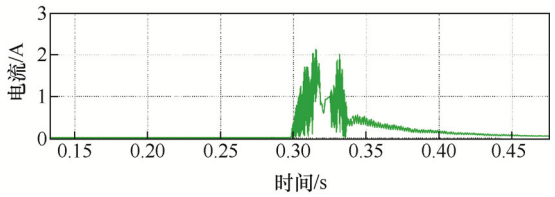


图 15　有源阻尼器输出的二次谐波电流

Fig. 15 Output of second harmonic current from active damper

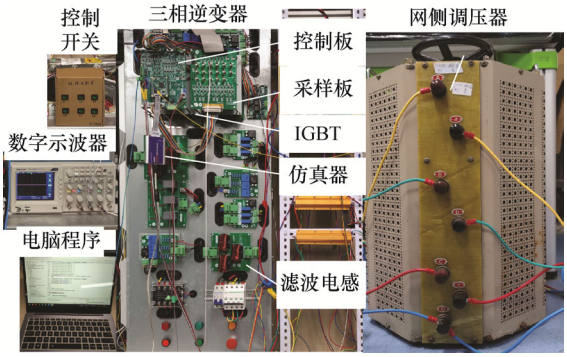


图 16　三电平 NPC 型逆变器实验平台

Fig. 16 Experimental platform of three-level NPC inverter

表 2　实验系统参数

Tab. 2 Parameters of experimental system

参数	数值
交流电网电压峰值 v_g/V	120
电网网侧阻抗 Z_g/μH	20
逆变器直流电压 v_{dcref}/V	300
逆变器机侧滤波电感 L_m/mH	1.2
逆变器直流电容 C/μF	1 000

在实验过程中，单台逆变器并入电网，当取消中点电位控制时，中点电位逐渐偏移。当中点电位偏移超过设定值时，加入中点电位控制。通过逆变器输出 0、10、20 A 无功电流的 3 类工况，检验二次谐波主动均压方法的有效性。实验结果如图 17~图 19 所示，图中：V_g 为电网电压；I_g 为电网电流；V_{ud} 为上下直流电压。可以看出，取消直流电流均压控制后，直流侧两电容电压差逐渐增加。而应用基于二次谐波的主动均压方法时，直流侧电压在短时间内达到均衡。从电网电流波形中能够观察到短暂的谐波存在，但在直流侧电压均衡后谐波消失。

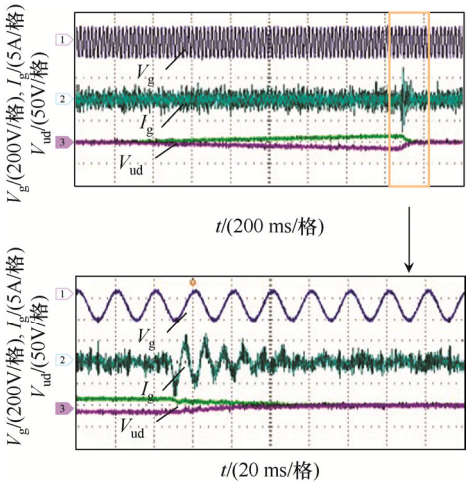


图 17　逆变器输出 0 A 无功电流时的均压过程

Fig. 17 Voltage balancing process when the inverter outputs 0 A reactive current

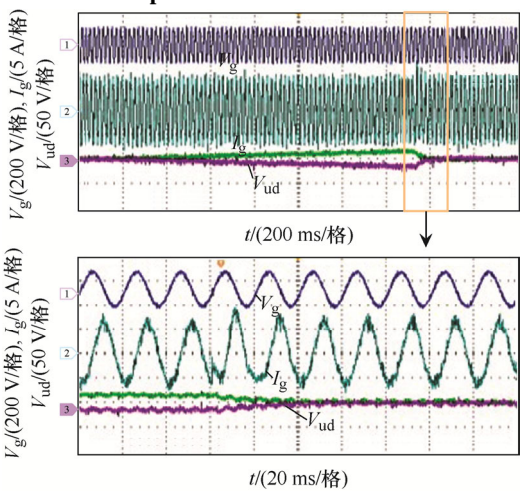


图 18　逆变器输出 10 A 无功电流时的均压过程

Fig. 18 Voltage balancing process when the inverter outputs 10 A reactive current

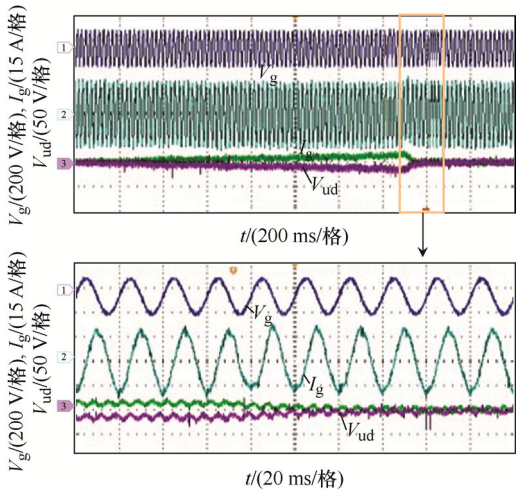


图 19　逆变器输出 20 A 无功电流时的均压过程

Fig. 19 Voltage balancing process when the inverter outputs 20 A reactive current

图 20 为传统零序调制信号注入方案在 0 A 无功电流输出下的均压效果。对比图 17 和图 20 可以看出，零序调制信号注入方案作用时，逆变器直流侧不均衡现象持续加剧，无法起到均压作用。

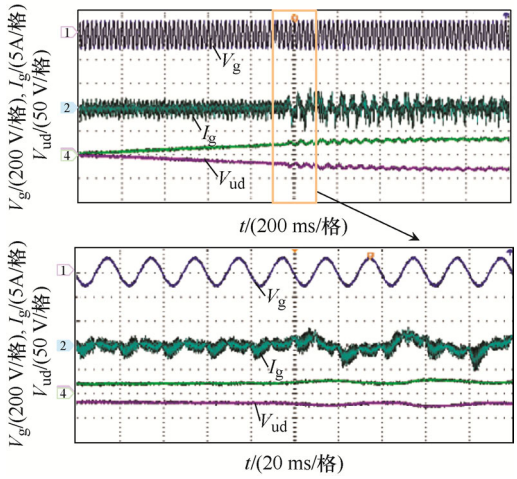


图 20 逆变器采用零序注入法时的均压过程

Fig. 20 Voltage balancing process when the inverter adopts zero-sequence injection method

5 结语

配网中发生谐振时，传统直流均压方法无法满足有源阻尼器中三电平NPC型变流器的均压需求。本文针对该问题，分析了变流器偏移调整电流的产生机理与作用效果，从原理角度指明了注入电流二次谐波对中点电位的均衡作用，并给出了二次谐波主动均压方法的控制环路。该方法简单易用，相比传统的调制信号直流分量注入法，在有源阻尼器的纯无功输出工况下能够有效控制直流中点电位，并且该方法实现了自动调节偏移调整电流，能够满足有源阻尼器在极端谐振工况下的均压速度要求。仿真和实验结果验证了所提方法的有效性。

参考文献：

[1] 周琳. 弱电网多并网逆变器环境下有源阻尼器的控制方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
Zhou Lin. Research on control method of active damper in weak grid with multiple grid-connected inverters [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021. (in Chinese)

[2] Geng Yiwen, Song Xuanfeng, Zhang Xu, et al. Stability analysis and key parameters design for grid-connected current-source inverter with capacitor-voltage feedback active damping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 7097-7111.

[3] Matijevic E, Sharma R, Zare F, et al. Extremum seeking as a tool for active damping of active front-end converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3404-3413.

[4] 贾雷. 提高弱电网下并网逆变器系统稳定性的自适应有源阻尼器[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2018.
Jia Lei. An adaptive active damper for improving the stability of grid-connected inverters under weak grid [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2018. (in Chinese)

[5] Wang Xiongfei, Blaabjerg F, Liserre M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3318-3329.

[6] 阮诗韵, 邱彬. 适用于机-网谐振抑制的集中式有源阻尼装置及其控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 122-129.
Ruan Shiyun, Qiu Bin. Centralized active damping device suitable for machine-network resonance suppression and its control strategy [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 122-129. (in Chinese)

[7] 李志军, 贾杨, 张家安. 基于自适应虚拟电阻的广域有源阻尼器[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2023, 56(7): 755-766.
Li Zhijun, Jia Yang, Zhang Jia'an. Wide-area active damper with adaptive virtual resistance [J]. Journal of Tianjin University (Science and Technology), 2023, 56 (7): 755-766. (in Chinese)

[8] 于欣宇. 基于频率自适应的三相有源阻尼器控制及阻尼特性分析研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2022.
Yu Xinyu. Control and damping characteristics analysis of three-phase active damper based on frequency adaption [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2022. (in Chinese)

[9] Altin N, Sefa I, Komurcugil H, et al. A modified Lyapunov-function based control scheme for three-phase three-level two-leg grid-tied NPC inverter [C]// 2019 7th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG). Istanbul, Turkey, 2019: 218-222.

[10] Chen Haohui, Zhang Zhi, Li Yiyun, et al. Modulation and

control strategy of three-phase three-level four-leg NPC inverter [C]// 2022 34th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Hefei, China, 2023: 1071-1076.

[11] Xu Xiaona, Wang Kui, Zheng Zedong, et al. A simple common-mode voltage reduction method based on zero-sequence voltage injection for a back-to-back three-level NPC converter [C]// 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Vancouver, BC, Canada, 2021: 3228-3233.

[12] 汪玉凤, 朱秋明, 徐德, 等. 基于载波 SPWM 与 SVPWM 混合控制的三电平逆变器中点电位平衡策略[J]. 电源学报, 2019, 17(2): 84-91.
Wang Yufeng, Zhu Qiuming, Xu De, et al. Balancing strategy for neutral-point potential of three-level inverter based on hybrid control of carrier SPWM and SVPWM [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(2): 84-91. (in Chinese)

[13] 陈兮. 三电平 NPC 变换器中点电压平衡控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
Chen Xi. Research on neutral-point voltage balancing control for three-level NPC converters [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2018. (in Chinese)

[14] 宋强, 刘文华, 严干贵, 等. 基于零序电压注入的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 57-62.
Song Qiang, Liu Wenhua, Yan Gangui, et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 57-62. (in Chinese)

[15] Alsofyani I M, Lee K B. Simple capacitor voltage balancing for three-level NPC inverter using discontinuous PWM method with hysteresis neutral-point error band [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12490-12503.

[16] Lee H J, Woo T G, Kim S, et al. Improved neutral-point voltage balancing control with time delay compensation and antiwindup loop for a three-level NPC inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 4970-4980.

[17] Zorig A, Barkat S, Sangwongwanich A. Neutral point voltage balancing control based on adjusting application times of redundant vectors for three-level NPC inverter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5604-5613.

[18] 刘永超, 黄勇, 李兴, 等. 基于模糊虚拟空间矢量调制的 NPC 三电平逆变器中点电位平衡的研究[J]. 电源学报, 2018, 16(1): 61-66.
Liu Yongchao, Huang Yong, Li Xing, et al. Research on neutral-point potential of three-level NPC inverter based on fuzzy virtual space vector modulation [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(1): 61-66. (in Chinese)

[19] 江雨昶, 蒋云昊, 袁雷, 等. 一种 VIENNA 整流器空间矢量调制的快速算法[J]. 电源学报. 2025, 23(3): 290-298.
Jiang Yuchang, Jiang Yunhao, Yuan Lei, et al. Fast algorithm for space vector modulation of VIENNA rectifier [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(3): 290-298. (in Chinese)

[20] 杨清, 黄景涛, 关海平, 等. 高调制深度下三电平 NPC 逆变器中点电位快速均衡控制[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-12. (2023-05-26)[2023-7-25]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20230524.1732.004.
Yang Qing, Huang Jingtao, Guan Haiping, et al. Fast neutral point potential balancing of three-level NPC inverter under high modulation depth [J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-12. (2023-05-26)[2023-7-25]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20230524.1732.004. (in Chinese)



汪清

作者简介：

汪清(1987—)，女，硕士，高级工程师。研究方向：电能质量监测与治理技术。E-mail：wangqing@sz.corp.csg。

于德硕(1999—)，男，通信作者，博士研究生。研究方向：并网变流器控制与稳定性分析。E-mail：yds2017netid123@stu.xjtu.edu.cn。

易皓(1984—)，男，博士，副教授。研究方向：电能质量治理，电力电子变流器控制，微电网建模与控制。E-mail：yi_hao@mail.xjtu.edu.cn。

卓放(1962—)，男，博士，教授。研究方向：电力电子，电能质量，有源滤波，无功补偿，分布式发电逆变器。E-mail：zffz@mail.xjtu.edu.cn。

李雨果(1996—)，男，博士研究生。研究方向：变流器控制与稳定性分析。E-mail：rascal@stu.xjtu.edu.cn。

谢懿晗(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电能质量控制技术。E-mail：chaixyh@stu.xjtu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)