

引用格式:高波,何福长,韩建,等.计及频率耦合的单相光伏变流器谐波潮流分析模型[J].电力科学与技术学报,2024,39(5):216-225.

Citation: GAO Bo, HE Fuchang, HAN Jian, et al. Analysis model of harmonic power flow for single-phase photovoltaic converters considering frequency coupling[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(5): 216-225.

计及频率耦合的单相光伏变流器谐波潮流分析模型

高波^{1,2}, 何福长¹, 韩建^{1,2}, 李泽文^{1,2}, 余勇祥^{1,2}

(1. 华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西南昌 330000; 2. 华东交通大学省部共建轨道交通基础设施性能监测与保障国家重点实验室, 江西南昌 330000)

摘要:单相光伏逆变器被广泛应用于配电系统,研究其谐波模型对于谐波潮流分析、谐波交互影响与电力系统稳定具有重要意义。首先,通过分析电网与逆变器的交互机理与逆变器交直流侧的谐波传导,推导出单相光伏逆变器在不同谐波下的阻抗公式;其次,分析谐波阻抗的频率耦合机制并结合控制环节,建立不同谐波下单相逆变器的谐波耦合阻抗矩阵模型与等效戴维南电路;再次,基于所提模型对系统进行谐波分析,极大地简化单相逆变器的谐波潮流分析,提高系统谐波潮流的计算精度,并能有效评估单相逆变器的接入对电能质量的影响;最后,通过时域仿真验证了所建立模型的正确性和有效性。

关键词:单相逆变器;谐波阻抗模型;光伏发电系统;谐波潮流分析;谐波耦合

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2024.05.022 **中图分类号:** TM712 **文章编号:** 1673-9140(2024)05-0216-10

Analysis model of harmonic power flow for single-phase photovoltaic converters considering frequency coupling

GAO Bo^{1,2}, HE Fuchang¹, HAN Jian^{1,2}, LI Zenwen^{1,2}, YU Yongxiang^{1,2}

(1. School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330000, China; 2. State Key Laboratory for Performance Monitoring and Guarantee of Rail Transit Infrastructure, East China Jiaotong University, Nanchang 330000, China)

Abstract: Single-phase photovoltaic inverters are widely used in distribution systems, and studying their harmonic models is of great significance for harmonic power flow analysis, harmonic interaction effects, and power system stability. Firstly, by analyzing the interaction mechanism between the grid and the inverter, as well as the harmonic conduction on the AC- and DC-side of the inverter, the impedance formulas of the single-phase photovoltaic inverter under different harmonics are derived. Secondly, the frequency coupling mechanism of harmonic impedance is analyzed in conjunction with the control loop, and the harmonic coupling impedance matrix model and equivalent Thévenin circuit of the single-phase inverter under different harmonics are established. Furthermore, based on the proposed model, a harmonic analysis of the system is conducted, revealing that the model significantly simplifies the harmonic power flow analysis of the single-phase inverter, improves the calculation accuracy of the system's harmonic power flow, and can effectively assess the impact of connecting the single-phase inverter on power quality. Finally, time-domain simulations are conducted to verify the correctness and effectiveness of the established model.

Key words: single-phase inverter; harmonic impedance model; photovoltaic power generation system; harmonic power flow analysis; harmonic coupling

随着光伏发电技术的迅速发展,以电压源型变流器(voltage source converter, VSC)为主的非线性

电力电子设备渗透率越来越高。而单相VSC被广泛应用于小规模光伏并网的配电系统^[1],其与电网

收稿日期:2024-01-14;修回日期:2024-04-17

基金项目:国家自然科学基金(52367015);江西省自然科学基金(20232BAB214065)

通信作者:高波(1990—),男,博士,讲师,主要从事新能源并网电能质量、稳定性分析等方面的研究;E-mail:gbgaobo@163.com

的交互作用会导致系统谐波问题,这会导致电网电压和电流波形失真,严重影响电力系统电能质量^[2-3]。因此,研究单相 VSC 的谐波模型对评估单相 VSC 的接入引起的系统谐波问题具有重要意义。

目前,关于单相光伏 VSC 谐波建模方法主要可以分为两类^[4-5]:一是状态空间法^[6-8],二是阻抗建模^[9-10]。阻抗建模因其可在时变系统中考虑多谐波耦合的优点,是目前较为流行的方法^[11]。许多学者通过改进序阻抗建立了 VSC 谐波传递函数模型来研究系统谐波问题^[12]。文献[13]通过构建虚拟的 q 轴控制方程,采用 dq 阻抗法建立了单相 VSC 的模型,进而分析高速铁路系统引起的低频振荡问题。但该模型没有考虑高频段的运行特性。文献[14-16]基于双闭环控制的影响,研究了单相 VSC 的谐波特性,但这些研究主要集中在缓解单相 VSC 直流链路上的二次谐波上,没有建立相应的谐波模型。文献[17]通过考虑控制回路与功率回路的影响,对单相 VSC 三次谐波特性进行了研究,分析得出单相 VSC 也会向交流系统注入三次谐波的结论,但其模型主要针对的是三次谐波。文献[18-20]考虑频率耦合的单相变流器与电网谐波交互作用,依据逆变器的小信号方程和谐波状态空间(harmonic state-space, HSS)理论,建立了单输入、单输出谐波域单相 VSC 模型,但其没有给出单相 VSC 三次谐波源的详细计算公式。文献[21]针对频率耦合在低频段的谐振特性对单相并网系统稳定性影响,建立了考虑频率耦合的多输入多输出谐波传递函数矩阵阻抗模型,但该模型仅考虑频率耦合产生谐波情况。只有文献[22]给出了使用封闭形式的单相 VSC 的谐波计算模型,但其计算方法是间接的且相对复杂的。因此,仍然需要一个能够完全代表单相 VSC 的谐波特性的模型。

本文针对单相光伏 VSC 与电网交互引起的谐波问题,建立了计及频率耦合的谐波潮流分析模型。首先,根据单相 VSC 控制回路与交、直流侧谐波交互,分析单相 VSC 的谐波特性与交互特征,建立不同谐波下在不同谐波下的阻抗公式;其次,在此基础上,分析谐波阻抗的频率耦合机制,结合控制环节,建立不同谐波下单相 VSC 的谐波耦合阻抗矩阵模型与等效戴维南电路;最后,对比分析元件参数与外控制回路对单相 VSC 谐波阻抗矩阵的影响。本文的理论推导结果与仿真结果拟合度较高,验证了所提模型的正确性。

1 单相光伏发电系统及谐波响应

1.1 单相光伏并网系统

图 1 为单相光伏逆变器并网系统结构图。在图 1 中,该并网系统结构主要包括光伏电站、Boost 升压电路、单相变流器、LCL 滤波器、电网以及控制系统^[23-24]。其中, L 为升压电感; C_{dc} 为直流链路电容,其作用是滤除二次谐波与功率解耦; L_1, L_2, C_f 为滤波电感与电容,用于滤除高次谐波; Z_s 为无穷大电网等效内阻抗; U, u, i 分别为电压幅值、电压与电流瞬时值;下标 pv、dc、g、s 分别为光伏输出电量、直流电量、公共耦合点 PCC(public coupling point)电量、无穷大电网电量; U_{dref} 为直流电压参考值; θ 为电网电压相位,其经过脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)输入变流器。

该系统工作原理:光伏先输出电压 u_{pv} 并通过升压电路升至 400 V;然后,系统通过变流器将直流信号逆变成交流信号;最后,系统将交流信号通过 LCL 滤波器滤波,并输出与电网同频、同相的正弦电流到无穷大电网,实现系统单位功率因数控制^[25-26]。

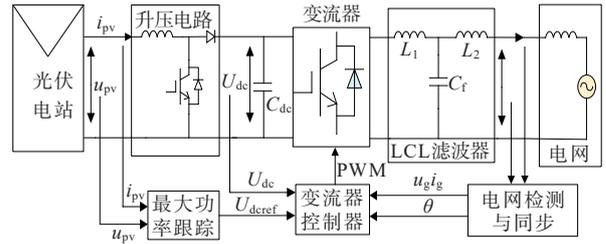


图 1 光伏系统结构

Figure 1 Structure diagram of photovoltaic system

图 2 为单相逆变器的控制方案。在图 2 的 VSC 系统中,控制块采用双闭环控制策略,即直流电压的外环控制和电网电流同步、电网电压前馈的内环控制。电压的外环控制保证直流链路电压稳定,内环控制保证系统逆变品质^[27]。

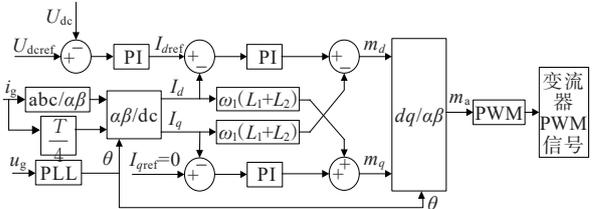


图 2 单相 VSC 控制方案

Figure 2 Control scheme diagram of single-phase VSC

在图 2 中, I_{dref}, I_{qref}, m 分别为 dq 轴参考电流与调制信号,下标 d, q, α, β 分别为 dq 帧信号与 $\alpha\beta$ 帧信

号; T 为基频周期; u_g 经锁相环 (phase locked loop, PLL) 输入。

1.2 单相 VSC 的谐波响应

单相 VSC 的谐波响应可以采用对控制回路和功率回路的综合解析表示。单相光伏发电谐波响应系统如图 3 所示。在图 3 中, i 为电流幅值, 变量下标 0、1、2、 h 、 c 分别表示直流分量、基频分量、二次谐波分量、 h 次谐波分量 ($h=0, 1, \dots$)、VSC 交流侧电量。

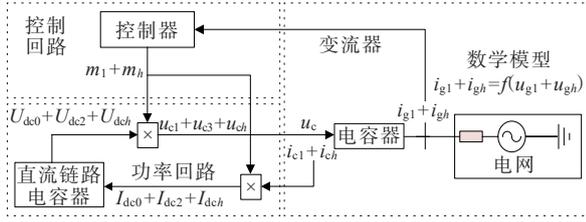


图 3 单相 VSC 的谐波响应图

Figure 3 Harmonic response diagram of single-phase VSC

单相 VSC 的直流侧电流包含一个二次谐波分量, 其源于调制信号中的基频分量与交流侧电流中的基频分量之间的相互作用。此外, 这个二次谐波电流会导致直流链路电容器上的二次谐波电压, 连同调制信号中的基频分量, 通过开关过程在单相 VSC 的交流侧产生三次谐波电压。值得注意的是, 该三次谐波电压与外部三次谐波失真无关。因此, 单相 VSC 也作为三次谐波电压源影响系统。对于其他谐波, 单相 VSC 不作为源, 但结合控制回路和功率回路仍然会产生阻抗模型。

2 单相 VSC 的谐波建模

本文通过建立单相 VSC 的谐波模型来分析系统控制回路, 从而建立调制信号的解析表达式。所得到的调制信号可建立功率回路的解析表达式。结合控制回路和功率回路的解析表达式, 可得到单相 VSC 的谐波模型。

2.1 单相 VSC 中的 abc/dq 转换

包含谐波的 PCC 处的稳态电压 \dot{U}_g 与电流 \dot{I}_g 可以表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_g = U_{g1} e^{j\theta_{g1}} + \sum U_{gh} e^{j\theta_{gh}}, f = f_1, f_h \\ \dot{I}_g = I_{g1} e^{j\delta_{g1}} + \sum I_{gh} e^{j\delta_{gh}}, f = f_1, f_h \end{cases} \quad (1)$$

式中, θ_{g1} 为电网基频电压的相角; θ_{gh} 为电网 h 次谐波电压的相角; δ_{g1} 为电网基频电流相角; δ_{gh} 为电网 h 次谐波电流相角; \dot{U} 、 \dot{I} 分别为电压、电流相量形式; f 、 δ 分别为频率、电流相角。

由于控制是在 dq 帧中实现的, 故这些电压和电

流必须转换为 dq 帧量。然而, 不能直接对单相电压和电流进行 abc/dq 的转换。必须先将原始电压 (电流) 转换为 α 轴电压 (电流); 再通过原始电压和电流中添加 $1/4$ 基频周期延迟 (即基频电压和电流的 90° 延迟); 最后, 将交流电压和电流转换为 $\alpha\beta$ 帧。因此, $\alpha\beta$ 帧电网电压 $\dot{U}_{g\alpha}$ 、 $\dot{U}_{g\beta}$ 和电流 $\dot{I}_{g\alpha}$ 、 $\dot{I}_{g\beta}$ 可表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_{g\alpha} = U_{g1} e^{j\theta_{g1}} + \sum U_{gh} e^{j\theta_{gh}} \\ \dot{U}_{g\beta} = U_{g1} e^{j(\theta_{g1} - \frac{\pi}{2})} + \sum U_{gh} e^{j(\theta_{gh} - \frac{h\pi}{2})} \\ \dot{I}_{g\alpha} = I_{g1} e^{j\delta_{g1}} + \sum I_{gh} e^{j\delta_{gh}} \\ \dot{I}_{g\beta} = I_{g1} e^{j(\delta_{g1} - \frac{\pi}{2})} + \sum I_{gh} e^{j(\delta_{gh} - \frac{h\pi}{2})} \end{cases} \quad (2)$$

式中, 各个参数的频率 f 为其下标对应的频率, 下同。

$\alpha\beta$ 帧信号使用变换矩阵, 将电压和电流转换为 dq 帧。该变换矩阵为

$$\begin{bmatrix} \dot{F}_d \\ \dot{F}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_{\alpha}} & e^{j(\theta_{\alpha} + \frac{\pi}{2})} \\ -e^{j(\theta_{\alpha} + \frac{\pi}{2})} & e^{j\theta_{\alpha}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_{\alpha} \\ \dot{F}_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, F 代表电压或者电流。

2.2 调制信号模型

利用得到的 dq 帧电压和电流, 经过双闭环控制运算, 计算出调制信号。电流内环的参考电流是通过电压外环控制来确定的, 而外环控制回路的这种影响非常有限 (具体原因将在本文 3.2 节与 4.3 节中解释)。因此, 可以合理地假设外环控制回路在内环电流控制回路的参考电流中不产生任何低阶谐波, 即只考虑内环控制回路。将内环控制回路的 dq 帧输出电压转换回 $\alpha\beta$ 帧后, α 轴信号的第 h 次输出电压谐波分量 \dot{U}_{ah} 可以写为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ah} = & \left[-\frac{1}{2} H(s + j\omega_1) I_{gh} e^{j(\delta_{gh} + \theta_{g1})} \left(1 + \cos \frac{h\pi + \pi}{2} \right) + \right. \\ & \left. \frac{1}{2} H(s - j\omega_1) I_{gh} e^{j(\delta_{gh} - \theta_{g1})} \left(1 - \cos \frac{h\pi + \pi}{2} \right) \right] e^{j\theta_{g1}} - \\ & \left\{ -\frac{1}{2} H(s + j\omega_1) I_{gh} e^{j[\delta_{gh} + \theta_{g1} + \frac{\pi}{2(h+1)}]} \left(1 + \cos \frac{h\pi + \pi}{2} \right) + \right. \\ & \left. \frac{1}{2} H(s - j\omega_1) I_{gh} e^{j[\delta_{gh} - \theta_{g1} + \frac{\pi}{2(h-1)}]} \left(1 - \cos \frac{h\pi + \pi}{2} \right) \right\} e^{j\theta_{g1} + \frac{\pi}{2}} = \\ & -\frac{1}{2} H(s + j\omega_1) I_{gh} e^{j\theta_{g1}} \left(1 + \cos \frac{h\pi + \pi}{2} \right) - \\ & \frac{1}{2} H(s - j\omega_1) I_{gh} e^{j\theta_{g1}} \left(1 - \cos \frac{h\pi + \pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

式中, s 为象函数; ω_1 为基频角频率; $H(s)$ 为比例-积分控制 (proportional-integral, PI) 传递函数。

在调制信号中的谐波分量 \dot{m}_h 可表示为

$$\dot{m}_h = (\sqrt{2} U_{\text{nom}} / U_{\text{dc0}}) \dot{U}_{ah} \quad (5)$$

式中, U_{nom} 为标称电压幅值; U_{dc0} 与 \dot{U}_{ah} 分别为直流链路直流电压初始值与 α 轴输出电压谐波分量。

式(4)、(5)均表明, 调制信号中的谐波分量与 PCC 处于稳态电流中的谐波分量呈线性关系。

2.3 交直流两侧谐波交互建模

基于以上分析, 在稳态电流中存在谐波分量的情况下, 调制信号与 VSC 交流侧的稳态电流也会包括该谐波。因此, 在逆变器的交流侧的调制信号 \dot{m} 和电流 \dot{I}_c 可以分别表示为

$$\dot{m} = m_1 e^{j\sigma_1} + \sum m_h e^{j\sigma_h} \quad (6)$$

$$\dot{I}_c = I_{c1} e^{j\delta_{c1}} + \sum I_{ch} e^{j\delta_{ch}} \quad (7)$$

式(6)、(7)中, σ_1 为调制信号基频分量相角; σ_h 为调制信号 h 次谐波分量相角; δ_{c1} 为逆变器交流侧电流基频分量相角; m_1 、 m_h 分别为调制信号的基频与 h 次谐波分量; I_{c1} 、 I_{ch} 分别为逆变器交流侧电流的基频与 h 次谐

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ach} = & \left(\frac{U_{\text{dc0}}}{\sqrt{2} U_{\text{nom}}} \right) H(s \pm j\omega_1) I_{gh} e^{j\delta_{gh}} + H(s \pm j\omega_1) I_{gh} e^{j\delta_{gh}} \left[\frac{-jm_1 P_{\text{nom}} I_{c1} e^{j(\delta_{c1} - \sigma_1)}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h + \omega_1)} + \frac{-jm_1 P_{\text{nom}} I_{c1} e^{j(-\delta_{c1} + \sigma_1)}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)} \right] + \\ & \left[\frac{-jm_1^2 P_{\text{nom}}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h + \omega_1)} + \frac{-jm_1^2 P_{\text{nom}}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)} \right] I_{ch} e^{j\delta_{ch}} + \frac{I_{ch} m_1^2 P_{\text{nom}}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h + \omega_1)} e^{j(\delta_{ch} + 2\sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \frac{I_{ch} m_1^2 P_{\text{nom}}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)} \cdot \\ & e^{j(\delta_{ch} - 2\sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \frac{I_{c1} m_1 P_{\text{nom}}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h + \omega_1)} m_h e^{j(\delta_{c1} + \sigma_1 + \sigma_h - \frac{\pi}{2})} + \frac{I_{c1} m_1^2 P_{\text{nom}}}{8U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}} e^{j(\delta_{c1} + 2\sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \\ & \frac{I_{c1} m_1 P_{\text{nom}}}{4U_{\text{nom}}^2 C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)} m_h e^{j(-\delta_{c1} - \sigma_1 + \sigma_h - \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (9)$$

式中, ω_h 为第 h 次谐波角频率; P_{nom} 为标称功率。

2.4 单相 VSC 谐波阻抗模型

式(9)中的 α 轴谐波电压 \dot{U}_{ach} 通过前端 LCL 滤波器后, 得到 PCC 处的谐波电压 \dot{U}_{ch} , 即

$$\dot{U}_{ch} = \frac{Z_{L1} + Z_{Cf}}{Z_{Cf}} \dot{U}_{gh} - (Z_{L1} Z_{L2} + Z_{L1} Z_{Cf} + Z_{L2} Z_{Cf}) \dot{I}_{gh} \quad (10)$$

式中, Z_{L1} 、 Z_{L2} 、 Z_{Cf} 分别为 LCL 滤波电路电感阻抗和电容阻抗。

结合式(9)、(10), 整理得到单相 VSC 谐波耦合阻抗矩阵模型, 即

$$Z_{h-2,h} = \frac{m_1^2 e^{j(-2\sigma_1 - \frac{\pi}{2})}}{4C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)(Z_{L1} + Z_{h,h})} \cdot \frac{Z_{Cf}^2 Z_s}{(Z_{L1} Z_{Cf} + Z_s Z_{Cf} + Z_{L2} Z_{Cf} + Z_{L1} Z_{L2} + Z_{L2} Z_s)} + \frac{m_1 I_{c1} e^{j(-\delta_{c1} - \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} H(s \pm j\omega_1) Z_{Cf} Z_s}{4C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)(Z_{L1} Z_{Cf} + Z_s Z_{Cf} + Z_{L2} Z_{Cf} + Z_{L1} Z_{L2} + Z_{L2} Z_s)} \quad (13)$$

波分量; δ_{ch} 为逆变器交流侧 h 次谐波电流的相角。

逆变器直流侧的电流由于其幅值较小, 不同的谐波相互作用引入谐波的分量可以忽略不计。因此, 当通过直流链路电容器时, 电流中的谐波分量导致的直流电压 \dot{U}_{dc} 可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{dc}} = & U_{\text{dc0}} + \frac{m_1 I_{c1}}{4C_{\text{dc}} \omega_1} e^{j(\delta_{c1} + \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \\ & \sum \frac{I_{ch} m_1}{2C_{\text{dc}}(\omega_h + \omega_1)} e^{j(\delta_{ch} + \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \sum \frac{I_{ch} m_1}{2C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)} \cdot \\ & e^{j(\delta_{ch} - \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \sum \frac{I_{c1} m_h}{2C_{\text{dc}}(\omega_h + \omega_1)} e^{j(\delta_{c1} + \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \\ & \sum \frac{I_{c1} m_h}{2C_{\text{dc}}(\omega_h - \omega_1)} e^{j(\delta_{c1} + \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, C_{dc} 为直流侧稳压电容。

这些方程是假设直流电流中的所有谐波分量都通过直流电容器得到的。而交流侧的电压是由这些直流链路电压通过开关过程与式(5)中的调制信号卷积得到, 并从交流电压中提取 α 轴谐波分量 \dot{U}_{ach} , 即

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{U}_{g3} \\ \dot{U}_{g5} \\ \dot{U}_{g7} \\ \dots \\ \dot{U}_{gh} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} \dot{U}_{gs3} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{3,3} & Z_{3,5} & 0 & \dots & 0 \\ Z_{5,3} & Z_{5,5} & Z_{5,7} & \dots & 0 \\ 0 & Z_{7,5} & Z_{7,7} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & Z_{h,h} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{g3} \\ \dot{I}_{g5} \\ \dot{I}_{g7} \\ \dots \\ \dot{I}_{gh} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $Z_{h,h}$ 为对应次数的 VSC 等效谐波阻抗, 阻抗矩阵非对角元素 $Z_{h+2,h}$ 、 $Z_{h,h+2}$ 表示耦合谐波阻抗, 且式(11)中的阻抗与电压源可以分别写为

$$Z_{h,h} = [Z_{L1}(Z_{L2} + k_2) + Z_{L1} Z_{Cf} + (Z_{L2} + k_2) Z_{Cf} + k_1 H(s \pm j\omega_1) Z_{Cf}] / Z_{L2} + Z_{Cf} \quad (12)$$

$$Z_{h+2,h} = \frac{m_1^2 e^{j(2\sigma_1 - \frac{\pi}{2})}}{4C_{dc}(\omega_h + \omega_1)(Z_{L1} + Z_{h,h})} \cdot \frac{Z_{Cf}^2 Z_s}{(Z_{L1} Z_{Cf} + Z_s Z_{Cf} + Z_{L2} Z_{Cf} + Z_{L1} Z_{L2} + Z_{L2} Z_s)} + \frac{m_1 I_{c1} e^{j(\delta_{c1} + \sigma_1 - \frac{\pi}{2})}}{4C_{dc}(\omega_h + \omega_1)(Z_{L1} Z_{Cf} + Z_s Z_{Cf} + Z_{L2} Z_{Cf} + Z_{L1} Z_{L2} + Z_{L2} Z_s)} H(s \pm j\omega_1) Z_{Cf} Z_s \quad (14)$$

$$U_{gs3} = \frac{Z_{Cf} m_1^2 I_{c1} e^{j(\delta_{c1} + 2\sigma_1 - \frac{\pi}{2})}}{8C_{dc}(Z_{Cf} + Z_{L2})} \quad (15)$$

式(12)中的 k_1 、 k_2 可分别写为

$$k_1 = 1 + \frac{-jm_1 I_{c1} e^{j(\delta_{c1} - \sigma_1)}}{4U_{dc0} C_{dc}(\omega_h + \omega_1)} + \frac{-jm_1 I_{c1} e^{j(-\delta_{c1} + \sigma_1)}}{4U_{dc0} C_{dc}(\omega_h + \omega_1)} \quad (16)$$

$$k_2 = \frac{-jm_1^2 P_{nom}}{4U_{nom}^2 C_{dc}(\omega_h + \omega_1)} + \frac{-jm_1^2 P_{nom}}{4U_{nom}^2 C_{dc}(\omega_h - \omega_1)} \quad (17)$$

式(11)表明,单相VSC将在VSC的交流侧产生三次谐波电压,进而在PCC处产生三次谐波电流。由于耦合机制,其还会引入5(7、9等)次谐波电压源。但耦合机制引入的5次谐波电压相当小,其电压是这些三次谐波电压源的0.69%,其他耦合引入的谐波的更小。因此,可以忽略耦合感应谐波电压源与其对应的耦合阻抗。

从这些分析可以推断出以下关键结论:

1) 在逆变器的交流侧有一个三次谐波电压源,它是由基频电压和电流决定的。因此,单相VSC也可作为系统的谐波源;同时,单相VSC交流侧的三次谐波电压也会受到来自电网侧外部三次谐波的影响。总的来说,单相VSC的三次谐波模型可表示为一个串联电路,如图4所示。在图4中, $Z_{3,3}$ 、 U_{gs3} 分别为VSC的等效三次谐波阻抗与三次谐波电压源。

2) 对于高于三次的谐波(如5~29次),交流侧电压的谐波分量是对外部谐波响应,且不同谐波之间的耦合效应可以忽略不计。因此,单相VSC的5~29次的谐波模型如图5所示。在图5中, $Z_{h,h}$ 为VSC的等效 h 次谐波阻抗。

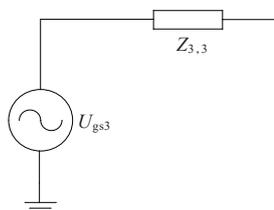


图4 单相VSC的三次谐波模型

Figure 4 The third harmonic model of single-phase VSC

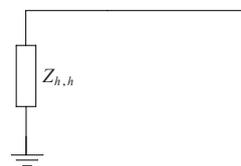


图5 单相VSC的5~29次谐波模型

Figure 5 The 5th to 29th harmonic model of single-phase VSC

3 模型分析与外控制回路影响分析

3.1 三次谐波模型分析

单相光伏VSC系统的Thevenin等效三次谐波串联电路如图6所示。在图6中, I_{pcc1} 与 I_{pcc2} 分别表示交流系统中没有和有系统谐波源时母线PCC处的电流; U_s 为电源电压。

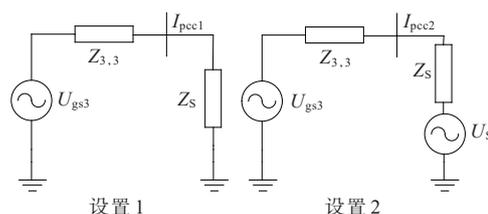


图6 单相光伏VSC Thevenin等效三次谐波串联电路

Figure 6 Thevenin equivalent third harmonic series circuit of single-phase PV VSC

对于设置1,交流系统中没有系统谐波源,在母线PCC(I_{pcc1})处测量的三次谐波电流与三次谐波电压源之间的关系可以写为

$$\dot{I}_{pcc1} = \frac{\dot{U}_{gs3}}{Z_{3,3} + Z_s} \quad (18)$$

对于设置2,加入系统谐波源(U_s),PCC(I_{pcc2})测量的三次谐波电流与三次谐波电压源之间的关系可以写为

$$\dot{I}_{pcc2} = \frac{\dot{U}_{gs3} - \dot{U}_s}{Z_{3,3} + Z_s} \quad (19)$$

因此,求解这2个方程,可以得到单相VSC等效三次谐波电压源和Thevenin电路的等效三次谐波阻抗。

3.2 外控制回路分析

单相VSC的外控制回路的影响没有包括在该模型中,但计算得到的谐波模型仍然很准确。这表明外控制回路的影响可以忽略不计。单相VSC外部控制回路通过调节 d 轴上的直流链路电压和 q 轴

上 VSC 注入到电网的无功功率。由于无功功率一般设置为 0, q 轴上的参考电流也为零 ($I_{qref}=0$)。因此,直流链路电压控制回路通过控制回路的参考电流 (I_{dref}) 来影响单相 VSC 的谐波响应。根据式 (8), 直流链路电压中的谐波分量可以表示为交流侧谐波电流的函数, 即

$$\dot{U}_{dc(h-1)} = \frac{I_{ch} m_1}{2U_{dc0} C_{dc} (\omega_h - \omega_1)} e^{j(\delta_a - \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \frac{I_{c1} m_h}{2U_{dc0} C_{dc} (\omega_h - \omega_1)} e^{j(-\delta_{c1} + \alpha_h - \frac{\pi}{2})} = Z_{ch1} \dot{I}_{ch} + Z_{gh2} \dot{I}_{gh} \quad (20)$$

$$\dot{U}_{dc(h+1)} = \frac{I_{ch} m_1}{2U_{dc0} C_{dc} (\omega_h + \omega_1)} e^{j(\delta_a + \sigma_1 - \frac{\pi}{2})} + \frac{I_{c1} m_h}{2U_{dc0} C_{dc} (\omega_h + \omega_1)} e^{j(\delta_{c1} + \alpha_h - \frac{\pi}{2})} = Z_{ch2} \dot{I}_{ch} + Z_{gh2} \dot{I}_{gh} \quad (21)$$

式 (20)、(21) 中, $U_{dc(h+1)}$ 、 $U_{dc(h-1)}$ 分别为直流侧 $h+1$ 次与 $h-1$ 次谐波电压; I_{ch} 为交流侧电流。

这些公式均表明, 直流链路电压 U_{dc} 中的谐波分量与逆变器交流侧谐波电流 I_{ch} 以及母线谐波电流 I_{gh} (m_h) 相关, 分别定义 Z_{ch} 以及 Z_{gh} 来表示 I_{ch} 以及 I_{gh} 与 U_{dc} 之间的量化系数, 结合内环电流控制回路对应的 d 轴参考电流可分别写为

$$\dot{I}_{dref(h-1)} = -H_1(s) Z_{ch1} \dot{I}_{ch} - H_1(s) Z_{gh} \dot{I}_{gh} \quad (22)$$

$$\dot{I}_{dref(h+1)} = -H_1(s) Z_{ch2} \dot{I}_{ch} - H_1(s) Z_{gh} \dot{I}_{gh} \quad (23)$$

$H_1(s)$ 为 PI 传递函数, 值得注意的是, 式 (22) 中的阻抗 Z_{ch} 和式 (23) 中的 Z_{ch} 决定了直流链路电压中的谐波分量与交流侧电流中的谐波分量之间的关系。

为进一步说明这个问题, 通过对比直流链路电压的外环控制回路与有功功率的外环控制回路的影响进行了比较。有功功率中的谐波分量分别写为

$$P_{(h-1)} = \frac{3}{4} U_{g1} I_{gh} e^{j(\delta_a - \theta_1 - \frac{\pi}{2})} + \frac{3}{4} U_{gh} I_{g1} e^{j(-\delta_1 + \theta_a - \frac{\pi}{2})} \quad (24)$$

$$P_{(h+1)} = \frac{3}{4} U_{g1} I_{gh} e^{j(\delta_a + \theta_1 - \frac{\pi}{2})} + \frac{3}{4} U_{gh} I_{g1} e^{j(\theta_a + \delta_1 - \frac{\pi}{2})} \quad (25)$$

内部电流控制回路对应的参考电流分别写为

$$I_{dref(h-1)} = -H_1(s) P_{(h-1)} \quad (26)$$

$$I_{dref(h+1)} = -H_1(s) P_{(h+1)} \quad (27)$$

如式 (22)、(23) 所示, 参考电流中的谐波分量由 PCC 处的谐波电压和电流决定。若将 PCC 处的基频电压调节为 1 p.u. ($U_{g1}=1$), 则参考电流中的第 h 次谐波分量应为

$$I_{drefh} = -\frac{3}{4} U_{g1} H_1(s) = -0.75 H_1(s) I_h \quad (28)$$

由此可知, 对于相同的交流侧谐波电流, 直流链路电压控制引起的参考电流中的谐波分量远远小于有功功率控制引起的谐波分量。有功电源外环回路对大多数谐波都不显著。因此, 直流链路电压控制的影响可忽略不计。综上所述, 对于谐波建模, 能可靠地省略直流链路电压控制。

4 仿真分析

在数值软件 MATLAB 中搭建如图 7 所示的 3 500 W 的单相光伏并网系统的 simulink 仿真; 验证所提出的单相 VSC 模型。首先, 验证三次谐波模型; 其次, 对 5~29 次谐波阻抗模型进行验证; 再次, 对比分析元件参数与外控制回路对模型的影响; 最后, 验证了频率耦合对系统的影响强度。系统仿真参数设置见表 1。

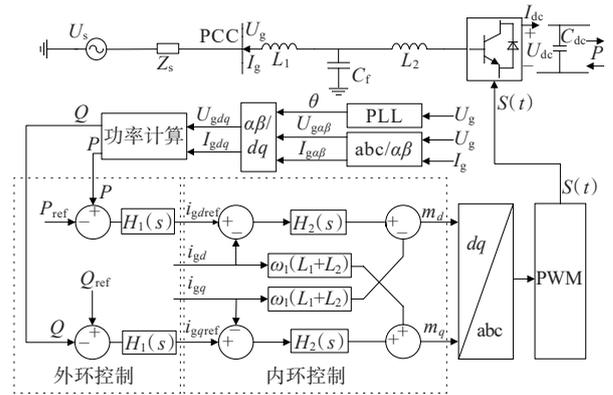


图 7 系统仿真

Figure 7 System simulation diagram

表 1 系统主要参数

Table 1 Main parameters of the system

电网电压 U_s/V	电网等效电感 L_s/mH	电网等效电阻 R_s/Ω	系统功率 P/W	LCL 滤波电感 $L_1, L_2/mH$	逆变器开关频率 S/Hz	LCL 滤波电容 $C_f/\mu f$	直流电容 $C_{dc}/\mu f$
240	2	0.008	3 500	2	3 780	20	3 000

4.1 三次谐波模型的验证

将三次谐波模型的计算结果和仿真比较结果见表 2。由表 2 可知, 理论电路参数与仿真得到的电路参数基本吻合, 这验证了文 3.1 中单相 VSC 三次谐波等效串联电路的正确性。分析表明, 单相 VSC 产生了三次谐波电压和电流, 利用该模型可以预测单相 VSC 引起的三次谐波失真。

值得注意的是, 三次谐波源受直流链路电容的影响, 较小的直流链路电容将导致较大的三次谐波电压源。不同直流电容时的三次谐波电流和电压

的谐波畸变率(total harmonics distortion, THD)见表3。由表3可知,三次谐波失真与直流链路电容成反比,这与式(18)、(19)一致。

表2 三次谐波电压与阻抗计算值与仿真值

Table 2 Calculated values of the third harmonic voltage and impedance compared with the simulated values p.u.

结果	U_{gs3}	$Z_{3,3}$
仿真	$0.000\ 3-0.021\ 2i$	$0.175\ 9+0.615\ 0i$
计算	$0.002\ 7-0.021\ 0i$	$0.178\ 9+0.644\ 4i$

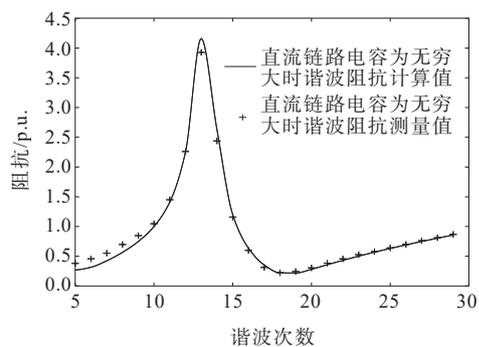
表3 不同电容时三次谐波电压和电流的IHD

Table 3 IHD of third harmonic voltage and current at different capacitances

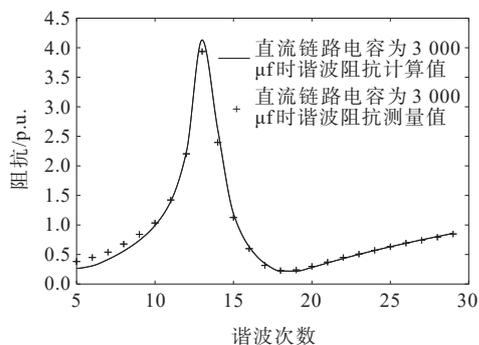
直流电容 $C_{dc}/\mu\text{f}$	IHD/%	
	电压	电流
150	3.36	7.65
300	1.70	3.80
600	0.86	1.86
1 200	0.43	0.92

4.2 5~29次谐波阻抗模型的验证

该单相VSC在不同直流链路电容下的5~29次谐波计算阻抗和仿真模拟阻抗如图8所示。



(a) 无穷大直流链路电容器



(b) 3 000 μF 直流链路电容器

图8 计算阻抗与测量阻抗的比较

Figure 8 Comparison of calculated impedance and measured impedance

从图8可看出,计算出的阻抗与模拟得到的阻抗基本一致,验证了所提模型的正确性。

4.3 元件参数与外控制回路对模型影响的验证

4.3.1 元件参数的影响

为了研究直流链路电容器的影响,通过改变直流链路电容大小,对比分析谐波阻抗模型的变化。图9比较了3 000 μF和300 μF与无穷大直流链路电容的谐波计算阻抗。从图9中可以看出,即使直流链路电容器降低到300 μF,直流链路电容器对谐波阻抗也没有显著影响。因此,在大多情况下,直流链路电容器的影响几乎可以忽略不计。

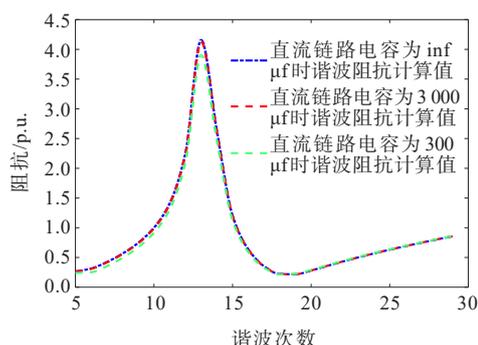


图9 不同直流链电容器计算阻抗的比较

Figure 9 Comparison of calculated impedances for different DC-link capacitors

4.3.2 外控制回路的影响

图10显示了3.2节中不同谐波下的 Z_{ch1} 和 Z_{gh1} 的结果。从图10中可看出, Z_{ch1} 和 Z_{gh1} 非常小(Z_{ch2} 和 Z_{gh2} 更小),这表明VSC交流侧的谐波电流在直流链路电压中只产生非常有限的谐波分量。这是因为单相VSC的功率回路在直流链路电压中诱导了谐波分量。与文3.2中分析中一样,功率回路的影响并不显著。因此,可忽略不计参考电流中的谐波分量。

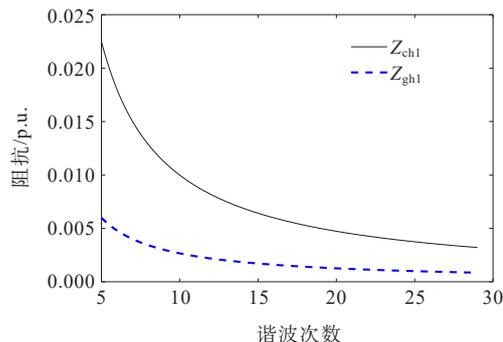
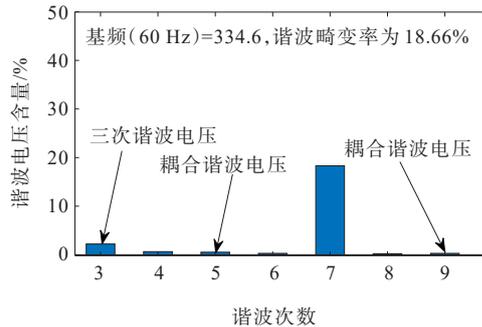


图10 交直流两侧谐波交互量化阻抗

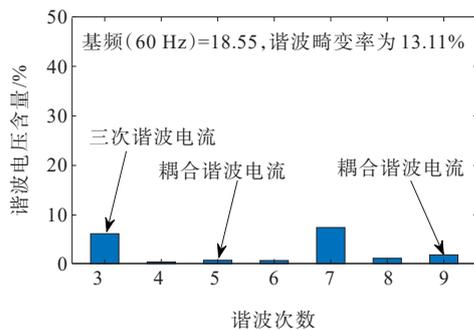
Figure 10 Quantitative impedance of AC/DC harmonic interaction

4.4 耦合效应强度验证

图11显示了当将20%的第7次谐波电压加入交流源中时PCC处的谐波电压和电流。在图11中,为了更好地观察谐波含量与基波含量的对比,纵轴表示的是谐波电压与电流的含量,即谐波与基波的比值。



(a) 耦合电压



(b) 耦合电流

图11 PCC处的耦合谐波电压电流

Figure 11 Coupling harmonic voltage and current at PCC

从图11中可看出,7次谐波耦合出了5次和9次谐波,但耦合引入的谐波电压和电流均很小,在实际应用中可以省略该耦合。

5 结语

本文针对单相光伏VSC与电网交互导致的电能质量问题,建立了一种计及频率耦合的单相光伏变流器谐波潮流分析模型,得到主要结论如下:

1) 在对单相光伏并网系统三次谐波进行分析时,可以把单相VSC等效成一个三次谐波源与一个阻抗的戴维南串联电路;对于其他谐波,单相VSC不作为源,因此可以将单相VSC等效成一个谐波阻抗,这极大地简化了单相光伏并网系统的谐波潮流分析,可以有效提高谐波潮流计算

效率;

2) 新模型由于考虑了单相VSC也会作为三次谐波源与谐波耦合的影响,所得到的谐波阻抗模型更精确,且易集成到大规模单相光伏并网系统。相比于现有的单相VSC谐波模型,新模型考虑的谐波范围广。因此,本文所建立的模型更具有代表性。

3) 单相VSC的三次谐波与谐波耦合主要由交直流侧谐波交互以及控制环节引起。通过分析直流链路电容大小对模型的影响,得出更小的直流侧电容将会产生更大的三次谐波源及更大的频率耦合。

参考文献:

- [1] ZHANG H, LIU Z G, WU S Q, et al. Input impedance modeling and verification of single-phase voltage source converters based on harmonic linearization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8544-8554.
- [2] 李乐,安源,郝治国,等.适应于光伏电站主变压器的差动保护工作模式[J].电网与清洁能源,2022,38(3):97-104.
LI Le, AN Yuan, HAO Zhiguo, et al. Differential protection working mode applicable to main transformers of photovoltaic power plants[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(3): 97-104.
- [3] 席晓林,吴杰,王宁,等.交直流混合微电网中关于纹波的研究[J].电力科学与技术学报,2020,35(6):76-82.
XI Xiaolin, WU Jie, WANG Ning, et al. Research on ripple in AC/DC hybrid microgrid[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(6): 76-82.
- [4] 贾东强,刘文军,李宏川,等.基于谐波传递函数的单相电压源型整流器建模与稳定性分析[J].电力科学与技术学报,2022,37(5):73-79.
JIA Dongqiang, LIU Wenjun, LI Hongchuan, et al. Modeling and stability analysis of single phase voltage source converter rectifier based on harmonic transfer function[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(5): 73-79.
- [5] 何瑞,谢振刚,程昱舒.具有主动故障穿越能力的光伏逆变器自治控制方法研究[J].高压电器,2022,58(7):101-110.
HE Rui, XIE Zhengang, CHENG Yushu. Research on autonomous control method of photovoltaic inverter with active fault ride-through capability[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 101-110.

- [6] 郭贤珊,刘泽洪,李云丰,等.柔性直流输电系统高频振荡特性分析及抑制策略研究[J].中国电机工程学报,2020,40(1):19-29+370.
GUO Xianshan, LIU Zehong, LI Yunfeng, et al. Characteristic analysis of high-frequency resonance of flexible high voltage direct current and research on its damping control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2020,40(1):19-29+370.
- [7] 杨旭红,郭凯,杨峰峰,等.基于模糊 PCI 与 PR 控制的三相 LC 型并网逆变器控制策略[J].电力科学与技术学报,2020,35(5):20-26.
YANG Xuhong, GUO Kai, YANG Fengfeng, et al. A control strategy of grid-connected inverter with three-phase LC filter based on fuzzy PCI and PR control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2020,35(5):20-26.
- [8] 王旭,杨淑英,李典等.大功率并网变流器离散域电流控制策略[J/OL].电工技术学报:2024:1-16.[2024-01-05].doi:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.222309.
WANG Xu, YANG Shuying, LI Dian, et al. Discrete-time domain current control strategy for high power grid-connected converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024: 1-16. doi: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.222309.
- [9] 王震,程鹏,贾利民.基于对称控制的三相并网变流器单输入单输出阻抗建模与分析[J/OL].电工技术学报,2024:1-14.[2024-01-06].doi:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.222388.
WANG Zhen, CHENG Peng, JIA Limin. Single-input single-output impedance modeling and analysis of three-phase grid-tied converter based on symmetric control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024: 1-14. doi:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.222388.
- [10] 洪芦诚,徐佳裕,唐润悦,等.三相 LCL 型逆变器序阻抗简化建模方法及并网稳定性分析[J].电力系统自动化,2023,47(7):150-157.
HONG Lucheng, XU Jiayu, TANG Runyue, et al. Simplified modeling method of sequence impedance and grid-connected stability analysis for three-phase LCL inverter[J]. Automation of Electric Power Systems,2023,47(7):150-157.
- [11] WU H, WANG X F. Dynamic impact of zero-sequence circulating current on modular multilevel converters: complex-valued AC impedance modeling and analysis [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2020,8(2):1947-1963.
- [12] ZHANG C, CAI X, MOLINAS M, et al. On the impedance modeling and equivalence of AC/DC-side stability analysis of a grid-tied type-IV wind turbine system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 1000-1009.
- [13] LIAO Y C, LIU Z G, ZHANG H, et al. Low-frequency stability analysis of single-phase system with s_{dq} -frame impedance approach: Part II: stability and frequency analysis[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2018,54(5):5012-5024.
- [14] LIU B, WANG L N, SONG D R, et al. Input current ripple and grid current harmonics restraint approach for single-phase inverter under battery input condition in residential photovoltaic/battery systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2018, 9(4): 1957-1968.
- [15] JANA S, SRINIVAS S. An approach to mitigate line frequency harmonics in a single-phase PV-microinverter system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(12):11521-11525.
- [16] KAN S Q, RUAN X B, DANG H, et al. Second harmonic current reduction in front-end DC-DC converter for two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(7): 6399-6410.
- [17] YANG Y H, ZHOU K L, BLAABJERG F. Current harmonics from single-phase grid-connected inverters-examination and suppression[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016,4(1):221-233.
- [18] 刘洋铭,吴思奇,孟祥宇,等.考虑谐波耦合的车网系统谐波域 SISO 阻抗建模[J].电网技术,2022,46(4):1594-1604.
LIU Yangming, WU Siqi, MENG Xiangyu, et al. SISO equivalent impedance modeling of vehicle network system in harmonic domain considering harmonic coupling[J]. Power System Technology,2022,46(4):1594-1604.
- [19] 刘天琪,周攀,王顺亮,等.考虑多频率谐波动态的模块化多电平换流器建模及耦合特性分析[J].电网技术,2021,45(8):3164-3172.
LIU Tianqi, ZHOU Pan, WANG Shunliang, et al. Modular multilevel converter modeling and coupling analysis considering multi-frequency harmonic dynamics[J]. Power System Technology,2021,45(8):3164-3172.
- [20] 周攀,刘天琪,王顺亮,等.考虑谐波耦合特性的 LCC-HVDC 换流站小信号建模[J].电网技术,2021,45(1):153-161.
ZHOU Pan, LIU Tianqi, WANG Shunliang, et al. Small signal modeling of LCC-HVDC station with consideration of harmonic coupling characteristics[J]. Power System Technology,2021,45(1):153-161.

- [21] 钱强,张犁,谢少军,等.基于谐波传递函数矩阵的单相并网系统建模研究[J].中国电机工程学报,2021,41(12):4132-4144.
QIAN Qiang,ZHANG Li,XIE Shaojun,et al.Research on the modeling of single-phase grid-connected system based on the harmonic transfer function matrix[J].Proceedings of the CSEE,2021,41(12):4132-4144.
- [22] DU Y,LU D D C,CHU G M L,et al.Closed-form solution of time-varying model and its applications for output current harmonics in two-stage PV inverter[J].IEEE Transactions on Sustainable Energy,2015,6(1):142-150.
- [23] 张姝,陈豪,肖先勇.基于RBF神经网络的光伏并网系统自适应等效建模方法[J].电力系统保护与控制,2024,52(4):77-86.
ZHANG Shu, CHEN Hao, XIAO Xianyong. Adaptive equivalent modeling method for photovoltaic grid-connected systems based on an RBF neural network[J]. Power System Protection and Control,2024,52(4):77-86.
- [24] 武文栋,施保华,郑传良,等.基于改进麻雀搜索算法优化RBF神经网络的光伏阵列故障诊断[J].智慧电力,2023,51(2):77-83.
WU Wendong, SHI Baohua, ZHENG Chuanliang, et al. Fault diagnosis of photovoltaic array based on improved sparrow search algorithm optimized RBF neural network [J].Smart Power,2023,51(2):77-83.
- [25] 张鸿博,熊军华,李继方.基于改进调制的两级式单相光伏并网逆变器前级二次谐波抑制[J].电力系统保护与控制,2023,51(17):110-118.
ZHANG Hongbo,XIONG Junhua,LI Jifang.Front-stage second harmonic suppression of a two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter based on improved modulation[J].Power System Protection and Control,2023,51(17):110-118.
- [26] 张鸿博,蔡晓峰.直流电压含二次纹波条件下并网逆变器输出谐波抑制[J].电力系统保护与控制,2022,50(15):119-128.
ZHANG Hongbo, CAI Xiaofeng. Output harmonic suppression of a grid-connected inverter with secondary ripple in DC voltage[J].Power System Protection and Control,2022,50(15):119-128.
- [27] 孙瑞东,曾国宏,王静,等.两级式单相逆变器的二次功率解耦控制[J].电力自动化设备,2023,43(4):30-38.
SUN Ruidong, ZENG Guohong, WANG Jing, et al. Decoupling control of second-harmonic power for two-stage single-phase inverter[J].Electric Power Automation Equipment,2023,43(4):30-38.
- (上接第215页 Continued from page 215)
- CUI Yang, GUAN Yanqi, LI Jiayu, et al. Source-load-storage low-carbon economic dispatching considering coordinated operation of carbon capture unit and hydrogen energy storage system[J]. Power System Technology,2024,48(6):2307-2316.
- [22] MEHRJERDI H, SABOORI H, JADID S. Power-to-gas utilization in optimal sizing of hybrid power, water, and hydrogen microgrids with energy and gas storage[J]. Journal of Energy Storage,2022,45:103745.
- [23] 魏震波,李杰,杨超,等.基于动态掺氢策略的综合能源系统低碳经济调度[J].电网技术,2024,48(8):3155-3164.
WEI Zhenbo, LI Jie, YANG Chao, et al. Low-carbon economic scheduling for integrated energy system based on dynamic hydrogen doping strategy[J].Power System Technology,2024,48(8):3155-3164.
- [24] 乔志杰,马临超.适用于电力系统稳定性提升的大规模储能控制策略研究[J].高压电器,2022,58(12):75-84+91.
QIAO Zhijie, MA Linchao. Research on large-scale energy storage control strategy for power system stability improvement[J].High Voltage Apparatus,2022,58(12):75-84+91.
- [25] 尚楠,陈政,卢治霖,等.电力市场、碳市场及绿证市场互动机理及协调机制[J].电网技术,2023,47(1):142-154.
SHANG Nan, CHEN Zheng, LU Zhilin, et al. Interaction principle and cohesive mechanism between electricity market, carbon market and green power certificate market [J].Power System Technology,2023,47(1):142-154.
- [26] 张虹,孟庆尧,王明晨,等.考虑火电机组参与绿证购买交易的含氢综合能源系统经济低碳调度策略[J].电力系统保护与控制,2023,51(3):26-35.
ZHANG Hong, MENG Qingyao, WANG Mingchen, et al. Economic and low-carbon dispatch strategy of a hydrogen-containing integrated energy system considering thermal power units participating in green certificate purchase trading[J].Power System Protection and Control,2023,51(3):26-35.
- [27] 李伊竹林,韩肖清,李廷钧,等.计及动态电—碳需求响应的综合能源系统日前多元低碳交易方法[J].电力系统自动化,2024,48(1):24-35.
LI Yizhulin, HAN Xiaoqing, LI Tinjun, et al. Multifaceted day-ahead low-carbon trading method for integrated energy systems based on dynamic electricity-carbon demand response[J].Automation of Electric Power Systems,2024,48(1):24-35.