

考虑交直流谐波耦合机制的 VIENNA 整流器 谐波状态空间模型建立与分析

冀晓帆¹, 韩小寒¹, 张文起¹, 杨若飞², 孙 逊^{1*}

(1. 北京低碳清洁能源研究院, 北京 102211;

2. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

Establishment and Analysis of Harmonic State Space Model for VIENNA Rectifier Considering AC-DC Harmonic Coupling Mechanism

JI Xiaofan¹, HAN Xiaohan¹, ZHANG Wenqi¹, YANG Ruofei², SUN Xun^{1*}

(1. National Institute of Clean-and-Low-Carbon Energy, Beijing 102211, China;

2. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: [Objective] With the development of electric vehicles, the VIENNA rectifier, as a key component of new energy vehicle charging stations, has also been widely applied. However, when connected to the grid, the VIENNA rectifier injects harmonics into the grid. To address the unclear mechanism of harmonic coupling between its AC and DC sides, this paper establishes a harmonic state space (HSS) model of the VIENNA rectifier. [Methods] Firstly, based on the HSS theory, the VIENNA rectifier was modelled, and the harmonic coupling impedance matrix was derived. Secondly, based on the coupling impedance distribution diagram and the coupling impedance amplitude diagram, the harmonic coupling and transmission relationships between different variables were visualized. Finally, simulations were conducted based on Matlab/Simulink to compare the computational results of the HSS model with the simulation results of the Simulink model, thereby validating the accuracy of the HSS model. [Results] The harmonic coupling and transmission characteristics of the VIENNA rectifier exhibited a cross-frequency transmission relationship whereby the k th harmonic in the AC-side voltage coupled out the $k \pm 2$ th harmonics in the AC-side input current, and the $k \pm 1$ th harmonic in the DC-side voltage. A 10V/6th harmonic disturbance was injected into both the HSS

model and the Simulink simulation model, the results indicated that all key variables were affected. However, the small-signal waveforms of these key variables in both models were largely consistent, with minimal discrepancies. This validated the accuracy of the HSS model established in this paper. [Conclusion] The model established in this paper can accurately reflect the harmonic coupling and transmission laws between the AC and DC sides of the VIENNA rectifier, providing a theoretical basis for the parameter design of the converter and the formulation of effective measures to suppress frequency coupling phenomena.

Key words: VIENNA rectifier; harmonic state space; harmonic coupling; harmonic coupling impedance matrix

摘 要:【目的】随着电动汽车的发展,VIENNA 整流器作为新能源汽车充电桩的关键设备也得到广泛应用。但 VIENNA 整流器接入电网时会向电网注入谐波,针对其交直流侧谐波耦合机制不明确的问题,本文建立了 VIENNA 整流器的谐波状态空间(HSS)模型。【方法】首先,基于 HSS 理论对 VIENNA 整流器进行建模,推导出谐波耦合阻抗矩阵;然后,根据耦合阻抗分布图和耦合阻抗幅值图将不同变量之间的谐波耦合传递关系可视化;最后,基于 Matlab/Simulink 进行仿真,对 HSS 模型计算结果与 Simulink 模型仿真结果进行对比以验证 HSS 模型的准确性。【结果】VIENNA 整流器的谐波耦合传递规律为:其交流侧电压 k 次谐波在交流侧输入电流中耦合出 $k \pm 2$ 次谐波、在直流侧电压中耦合出 $k \pm 1$ 次谐波的跨频次传递关系。向 HSS 模型和 Simulink 仿真模型中注入 10V/6 次谐波扰动,结果表明不同关键变量均受到影响,但这些关键变量的两种模型小信号波形基本重合,误差较小,验证了

基金项目: 国家能源集团科技创新项目(GJNY-23-138); 国家自然科学基金(52277205)

State Energy Group Science and Technology Innovation Project (GJNY-23-138); National Natural Science Foundation of China (52277205)

本文所建立的 HSS 模型的准确性。【结论】本文所建立的 HSS 模型能准确反映 VIENNA 整流器交直流侧的谐波耦合传递规律,为设计整流器参数、制定抑制频率耦合现象的有效措施提供理论依据。

关键词: VIENNA 整流器;谐波状态空间;谐波耦合;谐波耦合阻抗矩阵

0 引言

我国提出在 2030 年和 2060 年之前分别实现“碳达峰”和“碳中和”^[1-2],在此背景下,新能源汽车逐渐走进大众视野^[3-4],新能源发电比例稳步提升^[5],变流器在电力系统中的渗透率也不断提升,改变了传统电网的运行特征^[6-8]。VIENNA 整流器作为新能源汽车所需充电桩的前级变换器,其谐波质量对充电桩的电能质量至关重要。所以亟需建立 VIENNA 整流器的准确数学模型,以掌握其交直流侧的谐波传递规律。考虑系统谐波信息的建模方法主要有动态相量法^[9-10]、拉普拉斯变换法^[11]以及谐波状态空间(Harmonic State Space, HSS)法^[12]。其中,拉普拉斯变换法不能对电力电子设备复杂控制引起的多谐波耦合问题进行分析^[13];动态相量法通过选取系统中的主导频率来反映系统的动态特性,不利于对谐波耦合进行分析^[14]。目前已有文献对 VIENNA 整流器进行建模研究。文献[15]采用小信号方法对 VIENNA 整流器进行建模,采用局部线性化技术和状态空间平均法推导 dq 坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型。文献[16]对三相 VIENNA 整流器的工作原理进行了研究,根据整流器开关状态建立数学模型,依据数学模型建立电气回路的电压、电流方程。文献[17]结合 VIENNA 整流器导通运行方式建立其在 dq 坐标系下的数学模型,通过数学分析验证了 VIENNA 整流器的高阶、强耦合以及非线性的特性。文献[18]在一个工作区间内对 VIENNA 整流器的不同开关状态进行分析,基于状态空间平均法得到三相 VIENNA 整流器和三相六开关整流器的传递函数及简化数学模型。文献[19]以单相 VIENNA 整流器为研究对象,采用峰值电流模式建模,将单周期控制下的电流环与功率级等效为一个新功率级,并建立各级电路的小信号模型。采用状态空间平均法对 VIENNA 整流器进行建模,忽略了系统中的高频

信息^[20],不能分析其内部的谐波耦合现象,且无法满足部分场合的高精度要求。

针对上述问题,本文首先建立了 VIENNA 整流器的 HSS 模型,并基于该模型对 VIENNA 整流器的谐波耦合及传递规律进行深入分析;然后,将谐波耦合导纳矩阵可视化,从而观察不同状态变量和输入变量之间存在的谐波耦合和传递关系。最后,基于 Matlab/Simulink 进行仿真以验证 HSS 模型的准确性。所提 VIENNA 整流器的 HSS 模型对其交互稳定性具有工程实用价值,为后续 VIENNA 整流器的谐波抑制工作提供了理论指导。

1 HSS 建模简述

系统中的元件通常被近似为线性元件,相应系统被认定为线性时不变系统。如果系统中存在非线性元件时,该系统的状态空间方程为

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t)\end{aligned}\quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}(t)$ 、 $\mathbf{u}(t)$ 和 $\mathbf{y}(t)$ 分别为状态变量、输入变量和输出变量; $\mathbf{A}(t)$ 、 $\mathbf{B}(t)$ 、 $\mathbf{C}(t)$ 和 $\mathbf{D}(t)$ 分别为状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵和关联矩阵; $\mathbf{x}(t)$ 、 $\mathbf{u}(t)$ 、 $\mathbf{y}(t)$ 、 $\mathbf{A}(t)$ 、 $\mathbf{B}(t)$ 、 $\mathbf{C}(t)$ 和 $\mathbf{D}(t)$ 均为时间 t 的函数。

若 $\mathbf{A}(t)$ 、 $\mathbf{B}(t)$ 呈周期性变化,且周期为 T ,如式(2)所示,可根据线性周期时变系统理论将其状态空间方程变换为 HSS 模型,如式(3)所示。在 HSS 模型中, $\mathbf{A}(\omega)$ 与 $\mathbf{B}(\omega)$ 不再是关于 t 的函数,而是关于角频率 ω 的常量,即将线性周期时变系统转化为线性时不变系统,有利于求解分析。

$$\begin{cases} \mathbf{A}(t+T) = \mathbf{A}(t) \\ \mathbf{B}(t+T) = \mathbf{B}(t) \end{cases}\quad (2)$$

$$\dot{\mathbf{X}}(\omega, t) = \mathbf{A}(\omega) \otimes \mathbf{X}(\omega, t) + \mathbf{B}(\omega) \otimes \mathbf{U}(\omega, t)\quad (3)$$

式中: $\otimes$ 为卷积运算。

借助傅里叶变换,将时域内连续的周期信号变换为频域内多个信号的叠加。系统的时域模型可展开为

$$\begin{aligned}x(t) &= X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] = \\ &X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n)\end{aligned}\quad (4)$$

式中: a_n 、 b_n 为傅里叶系数; ω_0 为基频角频率; n 为

谐波次数; X_n 为合成式中的傅里叶系数; θ_n 为合成式中的初相角。

鉴于正弦函数在推导过程中的复杂性, 借助欧拉公式将式(4)变换为

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} X_n [e^{j(n\omega_0 t + \theta_n)} + e^{-j(n\omega_0 t + \theta_n)}] = \sum_{k \in \mathbf{Z}} X_k e^{jk\omega_0 t} \quad (5)$$

采用指数调制函数 e^{st} 作为核函数^[21] 以更好地描述系统的动态特性, 如式(6)所示:

$$x(t) = e^{st} \sum_{k \in \mathbf{Z}} X_k e^{jk\omega_0 t} \quad (6)$$

式中: s 为复频域变量。

对时域下的各个状态变量求导, 然后代入状态空间方程, 最后联立各次谐波的状态空间方程, 得到完整的 HSS 模型的矩阵形式:

$$s\mathbf{X} = (\mathbf{A} - \mathbf{N})\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (7)$$

$$\mathbf{X} = [\cdots, X_{-2}, X_{-1}, X_0, X_1, X_2, \cdots]^T$$

$$\mathbf{U} = [\cdots, U_{-2}, U_{-1}, U_0, U_1, U_2, \cdots]^T$$

$$\mathbf{N} = \text{diag}[\cdots, -j2\omega_0, -j\omega_0, 0, j\omega_0, j2\omega_0, \cdots] \quad (8)$$

式中: 矩阵中各元素的下标为谐波次数; $\mathbf{N}$ 为频率转移矩阵; $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 为托普利茨矩阵, 具体表示如式(9)、式(10)所示:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & A_{-3} & A_{-4} & \cdots \\ \cdots & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & \cdots & \cdots \\ \cdots & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & \cdots \\ \cdots & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & \cdots \\ \cdots & A_4 & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & B_0 & B_{-1} & B_{-2} & B_{-3} & B_{-4} & \cdots \\ \cdots & B_1 & B_0 & B_{-1} & B_{-2} & \cdots & \cdots \\ \cdots & B_2 & B_1 & B_0 & B_{-1} & B_{-2} & \cdots \\ \cdots & B_3 & B_2 & B_1 & B_0 & B_{-1} & \cdots \\ \cdots & B_4 & B_3 & B_2 & B_1 & B_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \end{bmatrix} \quad (10)$$

将状态空间方程的输出方程同样按上述过程变换至 HSS 模型中, 标准形式为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \quad (11)$$

时域周期变量借助 HSS 模型可以转换为频域常量, 通过非线性系统的线性化处理来简化分析和计算。同时, HSS 模型具备高精度与多变量处理的优势, 已成为复杂系统建模和谐波耦合分析的有效工具。

2 HSS 的 VIENNA 整流器建模

VIENNA 整流器拓扑结构如图 1 所示。图 1 中, v_{gx} ($x=a, b, c$) 为交流侧电网电压; L_f 、 R_f 分别为滤波电感、滤波等效电阻; i_{sx} 、 v_{sx} 分别为交流侧输入电流、输入电压; C_{dc1} 、 C_{dc2} 为直流侧电容, $C_{dc1} = C_{dc2}$; R 为直流侧负载。

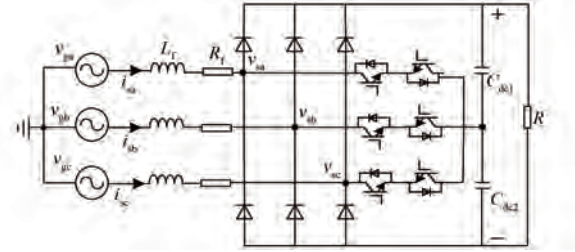


图 1 VIENNA 整流器拓扑结构

Fig. 1 VIENNA rectifier topology structure

图 2 为 VIENNA 整流器在三相静止坐标系下的等效电路。图 2 中, S_{xp} 、 S_{xn} ($x=a, b, c$) 为开关状态, 下标 n, p 分别为上、下桥臂; V_{dc} 为直流侧电压。

VIENNA 整流器在三相静止坐标下的数学模型为^[22-23]

$$\frac{d\Delta\mathbf{x}_e}{dt} = \mathbf{A}_e\Delta\mathbf{x}_e + \mathbf{B}_e\Delta\mathbf{u}_e \quad (12)$$

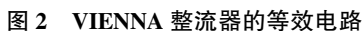
式中: Δ 为小信号分量。

状态变量和输入变量选取如式(13)所示:

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{x}_e = [\Delta i_{sa} & \Delta i_{sb} & \Delta i_{sc} & \Delta v_{dc1} & \Delta v_{dc2}]^T \\ \Delta\mathbf{u}_e = [\Delta v_{ga} & \Delta v_{gb} & \Delta v_{gc}]^T \end{cases} \quad (13)$$

HSS 模型可由时域中的状态空间方程直接转换获得。根据图 2, 可推导得到 VIENNA 整流器的时域状态空间模型, 具体表达式见附录 A 式(A1)。

对 VIENNA 整流器直流侧中点回路列写电流关系式:


$$\begin{cases} \Delta i_p = \Delta i_{c1} + \Delta i_{dc} \\ \Delta i_p = S_{ap} \Delta i_{sa} + S_{bp} \Delta i_{sb} + S_{cp} \Delta i_{sc} + \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \Delta i_n = \Delta i_{c2} - \Delta i_{dc} \\ \Delta i_n = S_{an} \Delta i_{sa} + S_{bn} \Delta i_{sb} + S_{cn} \Delta i_{sc} + \\ \Delta s_{an} I_{sa} + \Delta s_{bn} I_{sb} + \Delta s_{cn} I_{sc} \\ \Delta i_{c2} = -C_{dc2} \frac{d\Delta v_{dc2}}{dt} \end{cases} \quad (15)$$

根据推导出的时域状态空间模型,结合 HSS 理论,可得电气部分的 HSS 方程:

$$\Delta \dot{X}_e = (\Gamma[A_e] - N_5) \Delta X_e + \Gamma[B_e] \Delta U_e \quad (16)$$

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{X}_e = [\Delta I_{sa} & \Delta I_{sb} & \Delta I_{sc} & \Delta V_{dc1} & \Delta V_{dc2}]^T \\ \Delta \mathbf{U}_e = [\Delta V_{ga} & \Delta V_{gb} & \Delta V_{gc}]^T \end{cases} \quad (17)$$

VIENNA 整流器的控制框图如图 3 所示。中, v_{dref} 为直流侧参考电压; i_{sdref} 、 i_{sqref} 分别为交流侧输入参考电流的 d 、 q 轴分量。采用电压电流双闭环控制, 其中电压外环为定直流电压控制, 通过空间矢量脉宽调制 (Spatial Vector

Fig. 3 VIENNA rectifier control block diagram

控制回路的时域状态空间模型为

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta \dot{x}_{1d} &= \Delta v_{\text{dref}} - \Delta v_{\text{dc}} \\ \Delta \dot{x}_{2d} &= \Delta i_{\text{s dref}} - \Delta i_{\text{s d}} \\ \Delta \dot{x}_{2q} &= \Delta i_{\text{s qref}} - \Delta i_{\text{s q}} \\ \Delta \mathbf{S} &= \mathbf{T}_{dq-\text{abc}} \cdot \\ &\left[\Delta v_{\text{s d}} - \Delta \dot{x}_{2d} \cdot \left(k_{\text{pc}} + \frac{k_{\text{ic}}}{s} \right) + \Delta i_{\text{s q}} \cdot \omega_0 L_f \right] \end{aligned} \right. \quad (18)$$

$$\mathbf{T}_{dq-\text{abc}} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (19)$$

根据推导出的时域状态空间模型,结合 HSS 理论,可得控制部分的 HSS 方程:

$$\Delta \dot{X}_c = (\Gamma[A_c] - N_4) \Delta X_c + \Gamma[B_c] \Delta U_c \quad (20)$$

$$\begin{cases} \mathbf{\Delta X}_c = [\Delta X_{1d} & \Delta X_{1q} & \Delta X_{2d} & \Delta X_{2q}]^T \\ \mathbf{\Delta U}_c = [\Delta I_{sa} & \Delta I_{sb} & \Delta I_{sc} & \Delta V_{dc} & \Delta V_{ga} & \Delta V_{gb} & \Delta V_{gc}]^T \end{cases} \quad (21)$$

式中: $\Gamma[A_c]$ 和 $\Gamma[B_c]$ 表达式见附录 A 式(A3)。

最后,将电气部分的 HSS 方程和控制部分的 HSS 方程联立,得到 VIENNA 整流器的 HSS 模型。

3 谐波传递函数及耦合特性分析

3.1 谐波传递函数的推导

由 HSS 模型推导出的谐波传递函数可以描述从输入侧到输出侧的各次谐波传递关系。令复

频域变量 $s=0$, 得到表征稳态谐波耦合特性的阻抗矩阵, 其矩阵中元素的分布情况及数值大小反映了输入变量与输出变量之间的谐波耦合状态以及强弱程度。

对所建立的 HSS 模型进行整理, 得到输入变量与输出变量之间数学关系为

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}]\mathbf{U} \quad (22)$$

式中: $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。

由式 (22) 可得从 $\mathbf{U}$ 到 $\mathbf{Y}$ 的谐波传递函数矩阵 $\mathbf{G}$ 为

$$\mathbf{G} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (23)$$

$\mathbf{G}$ 中包含的子元素均为托普利兹矩阵, 其矩阵的阶数由所考虑的谐波次数决定。

3.2 交直流侧谐波传递耦合特性分析

为了更直观地观察 VIENNA 整流器不同变量之间的谐波耦合特性, 采用矩阵散点图, 并设定相应阈值, 绘制其耦合阻抗分布图^[24], 如图 4 所示。图 4 中考虑的谐波次数为 -8 次 ~ 8 次。当传递函数矩阵中相应元素的值大于预先设定的阈值时, 两个变量之间的耦合特性才能在耦合阻抗分布图上被观察到。

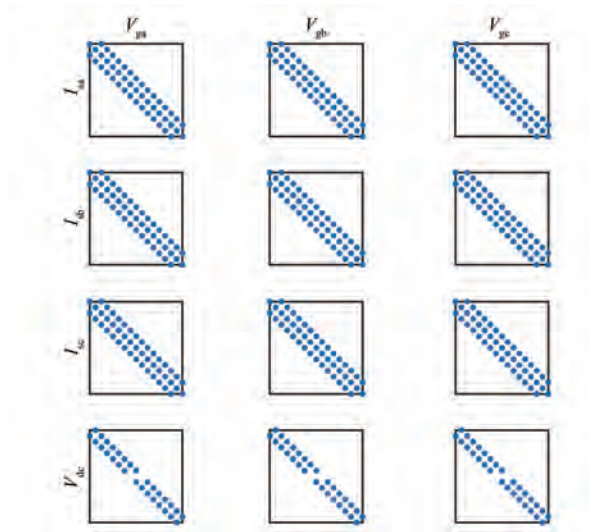


图 4 VIENNA 整流器耦合阻抗分布图

Fig. 4 Distribution diagram of coupling impedance of VIENNA rectifier

由图 4 知, VIENNA 整流器交流侧电网电压 V_g 与输入电流 I_s 之间的谐波耦合特性不仅表现为明显的同频次传递关系, 还表现为跨频次的传递关系, 可具体描述为: V_g 的 k 次谐波会在 I_s 中耦合出 $k \pm 2$ 次谐波。同时, V_g 与直流侧电压 V_{dc}

之间的谐波耦合特性主要表现为跨频次传递关系, 可具体描述为: V_g 中的 k 次谐波会在 V_{dc} 中耦合出 $k \pm 1$ 次谐波。

为了更直观地观察 VIENNA 整流器交直流侧谐波耦合的强弱程度, 计算传递函数矩阵元素的幅值并将其可视化。选取 1 次 ~ 8 次谐波绘制出相应的耦合阻抗幅值图。VIENNA 整流器交流侧电网电压 V_{ga} 与交流侧输入电流 I_{sa} 之间的耦合阻抗幅值图如图 5 所示, V_{ga} 与直流侧电压 V_{dc} 之间的谐波耦合阻抗幅值图如图 6 所示。

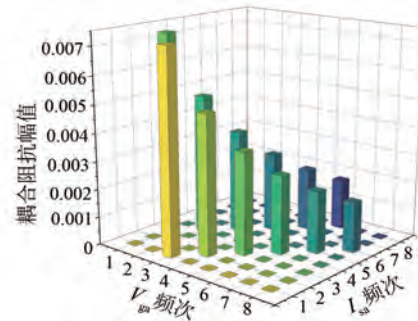


图 5 交流侧电网电压与交流侧输入电流的耦合阻抗幅值图

Fig. 5 Amplitude diagram of the coupling impedance between the AC side grid voltage and the AC side input current

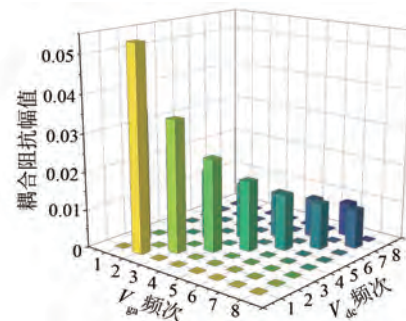


图 6 交流侧电网电压与直流侧电压的耦合阻抗幅值图

Fig. 6 Amplitude diagram of coupling impedance between the AC side grid voltage and the DC side voltage

由图 5 和图 6 可知, V_{ga} 的 k 次谐波与 I_{sa} 的 $k \pm 2$ 次谐波之间存在耦合阻抗, V_{ga} 的 k 次谐波与 V_{dc} 的 $k \pm 1$ 次谐波之间存在耦合阻抗, 且耦合阻抗幅值均随着谐波频次的升高呈下降趋势, 表明耦合强度下降。

4 仿真分析

为了验证所建立的 VIENNA 整流器 HSS 模型

的准确性,本文基于 Matlab/Simulink 仿真平台搭建了如图 1 所示的 VIENNA 整流器模型,对 HSS 模型计算结果与 Simulink 仿真模型仿真结果进行对比。VIENNA 整流器主要仿真参数如表 1 所示。

表 1 VIENNA 整流器主要仿真参数

Tab. 1 The main simulation parameters of the VIENNA rectifier

参数名称	参数值
交流侧电网电压 V_g/V	380
滤波电感 L_f/mH	5
滤波等效电阻 R_f/Ω	5e-3
直流侧电压 V_{dc}/V	750
直流侧电容 $C_{dc1}, C_{dc2}/\mu F$	2 200
直流侧负载 R/Ω	37.5
电压外环比例系数 k_{pv}	0.4
电压外环积分系数 k_{iv}	10
电流内环比例系数 k_{pc}	16
电流内环积分系数 k_{ic}	10

向 VIENNA 整流器交流侧 A 相电压注入幅值为 10 V 的 6 次谐波。在此扰动下,交流侧 A 相输入电流 I_{sa} 、直流侧电压 V_{dc} 的 Simulink 模型和 HSS 模型小信号波形对比如图 7、图 8 所示。对 I_{sa} 、 V_{dc} 的小信号波形进行总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 分析,结果如图 9、图 10 所示。图 10 中,DC=750 表示 V_{dc} 中直流分量的幅值为 750 V。

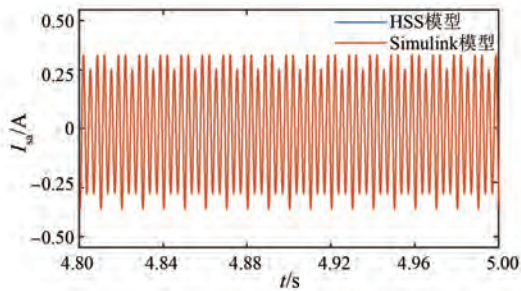


图 7 两种模型的交流侧 A 相输入电流波形对比

Fig. 7 Comparison of AC side A-phase input current waveforms for two models

由图 7 和图 8 可知,给交流侧注入扰动时,不同关键变量均受到影响,但这些关键变量的两种模型小信号波形基本重合,误差较小,验证了 HSS 模型的高精度。由图 10 可知,直流侧电压分别产生了 5 次和 7 次谐波,此结论与本文建立的 HSS 模型得出的交直流侧谐波传递耦合特性一致,验

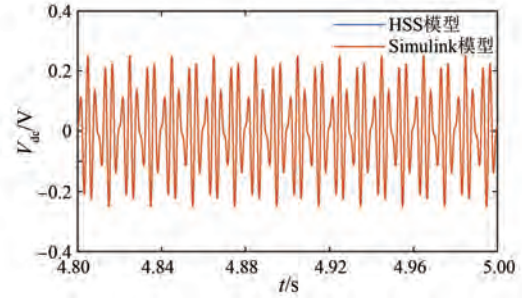


图 8 两种模型的直流侧电压波形对比

Fig. 8 Comparison of DC side voltage waveforms for two models

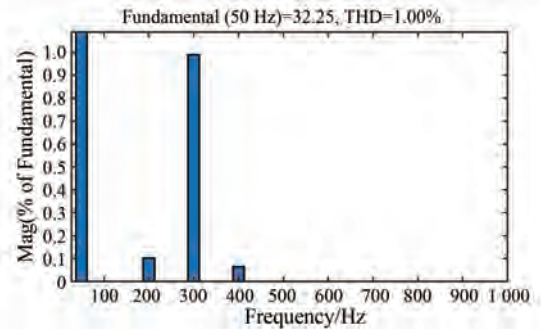


图 9 交流侧 A 相输入电流的 THD 分析

Fig. 9 THD analysis of AC side A-phase input current

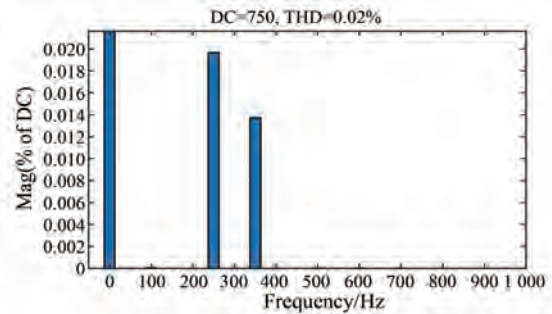


图 10 直流侧电压的 THD 分析

Fig. 10 THD analysis of DC side voltage

证了所建立的 VIENNA 整流器的 HSS 模型分析系统谐波耦合特性的准确性。

5 结语

首先,本文建立了 VIENNA 整流器的 HSS 模型,该模型能准确分析 VIENNA 整流器一侧发生扰动时另一侧的谐波情况。然后,在 HSS 模型的基础上推导出谐波传递函数,为了更直观地展示 VIENNA 整流器交直流侧谐波耦合特性,绘制了相应的谐波耦合阻抗幅值图。从谐波耦合阻抗幅值图可以看出,在交流电压的小扰动下,不同参数

之间存在谐波耦合,低频扰动导致的谐波耦合情况更严重。最后,通过仿真验证了本文所建立的 HSS 模型的有效性和准确性。

在本文的研究基础上可开展的后续研究有:(1)基于本文建立的 VIENNA 整流器 HSS 模型对含有充电桩的配电系统进行谐波耦合传递关系分析;(2)在本文建立的 HSS 模型的基础上引入参与因子,对影响 VIENNA 整流器谐波耦合程度的关键变量展开进一步研究。

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

冀晓帆进行了方案设计、内容总结与论文撰写,韩小寒进行了仿真研究,张文起、杨若飞和孙逊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。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Ji Xiaofan. The simulation study was conducted by Han Xiaohan. The manuscript was reviewed and revised by Zhang Wenqi, Yang Ruofei and Sun Xun. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 张志楠. 能源革命是实现碳达峰、碳中和的途径[J]. 张江科技评论, 2022(1): 7.
Zhang Z N. The energy revolution is a way to achieve carbon peak and carbon neutrality[J]. Zhangjiang Technology Review, 2022(1): 7.
- [2] 王永中. 碳达峰、碳中和目标与中国的新能源革命[J]. 学术前沿, 2021(14): 88-96.
Wang Y Z. The targets of carbon peak and carbon neutralization and China's new energy revolution[J]. Frontiers, 2021(14): 88-96.
- [3] 颌浩浩, 吴纪康, 鲍久圣, 等. 新能源汽车驱动电机技术现状及混合励磁研究进展[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 36-51.
Xie H H, Wu Q K, Bao J S, et al. Current status of

- new energy vehicle drive motor technology and research progress on hybrid excitation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(1): 36-51.
- [4] 罗桂成, 盛春龙. 浅析新能源汽车的未来发展趋势[J]. 时代汽车, 2022(21): 105-107.
Luo G C, Sheng C L. Analysis of the future development trend of new energy vehicles [J]. Auto Time, 2022(21): 105-107.
- [5] 冯浩, 熊兆钦. “双碳”背景下新能源汽车产业机遇及发展战略思考[J]. 决策与信息, 2022(5): 68-76.
Feng H, Xiong Z Q. Opportunities and development strategies of new energy vehicle industry under the background of "double carbon" [J]. Decision & Information, 2022(5): 68-76.
- [6] 侯健生, 陈新斌, 王赢聪, 等. 适用于微电网的 MGP 协调运行方法及装置研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(8): 12-19.
Hou J S, Chen X B, Wang Y C, et al. Research on coordinated operation method and devices of MGP suitable for microgrid [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(8): 12-19.
- [7] 韩鸿霖, 王星璐, 林存浩. 基于自适应 VSG 控制策略的光伏混合储能系统研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 159-170.
Han H L, Wang X L, Lin C H. Research on photovoltaic hybrid energy storage system based on adaptive VSG control strategy [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 159-170.
- [8] 曹帅, 吴鑫, 刘锦玉, 等. 光储联合发电系统调度优化控制策略[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 89-94.
Cao S, Wu X, Liu J Y, et al. Scheduling optimization control strategy of PV-and-storage combined power generation system [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 89-94.
- [9] 姜宽, 王慧芳, 林达, 等. 面向逆变器型分布式电源的快速建模与仿真方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(12): 13-19.
Jiang K, Wang H F, Lin D, et al. Rapid modeling and simulation method for inverter-interfaced distributed generators [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(12): 13-19.
- [10] Arrillaga J, Watson N R. The harmonic domain revisited [C]//13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Wollongong, 2008.

- [11] Orillaza J R C, Wood A R. Harmonic state-space model of a controlled TCR [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 197-205.
- [12] 杨经纬, 张宁, 康重庆. 多能源网络的广义电路分析理论——(一)支路模型[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(9): 21-32.
Yang J W, Zhang N, Kang C Q. Analysis theory of generalized electric circuit for multi-energy networks; Part one branch model [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(9): 21-32.
- [13] 张国荣, 徐晨林, 蔡智斌, 等. 基于谐波状态空间的变换器建模方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(11): 141-147.
Zhang G R, Xu C L, Cai Z B, et al. A modeling method for a converter based on harmonic state space [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(11): 141-147.
- [14] 王杨, 梁智昊, 王翰文, 等. 基于谐波状态空间的电力系统多类型谐波扰动建模与分析——回顾、探讨与展望[J]. 电力系统自动化, 2025, 49(23): 1-16.
Wang Y, Liang Z H, Wang H W, et al. Modeling and analysis of multi-type harmonic disturbances in power systems based on harmonic state space; Review, discussion and outlook [J]. Automation of Electric Power Systems, 2025, 49(23): 1-16.
- [15] 范家宁, 马辉, 何奇, 等. 三相电压型 VIENNA 整流器建模及稳定性分析[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(1): 243-250.
Fan J N, Ma H, He Q, et al. Modeling and stability analysis of three-phase voltage source VIENNA rectifier [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(1): 243-250.
- [16] 王归新, 金申义. 基于三相 VIENNA 整流变换器建模与控制研究[J]. 电力学报, 2018, 33(5): 425-433+448.
Wang G X, Jin S Y. Research on modeling and control of three-phase VIENNA rectifier converter [J]. Journal of Electric Power Engineering, 2018, 33(5): 425-433+448.
- [17] 秦福伟. Vienna 整流器模拟同步机技术的建模与仿真[D]. 北京: 华北电力大学, 2021.
Qin F W. Vienna rectifier analog synchronous machine modeling and simulation of technology [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2021.
- [18] Sridhar H S, Devaiah K S. Modelling and analysis of voltage mode control (VMC) of buck converter using P, PI, PID controller [C]//2024 International Conference on Smart Systems for applications in Electrical Sciences, Tumakuru, 2024.
- [19] 冯颖, 郑佳泰, 李智, 等. 针对三相四线制 VIENNA 整流器的三相独立平均电流控制电路: CN201621124847.1[P]. 2017-04-19.
- [20] 王晓强, 牛利勇, 高燃. 单周控制单相 VIENNA 整流器小信号建模与环路设计[J]. 电源技术, 2014, 38(3): 505-507+537.
Wang X Q, Niu L Y, Gao R. Single cycle control single-phase VIENNA rectifier small signal modeling and loop design [J]. Power Technology, 2014, 38(3): 505-507+537.
- [21] Hwang M S, Wood A R. Harmonic state space modelling of a controlled HVDC converter [J]. Electric Power Systems Research, 2015, 124: 65-73.
- [22] 李胜, 程浩. 高功率因数 VIENNA 整流器的研究与设计[J]. 电力电子技术, 2018, 52(10): 84-89.
Li S, Cheng H. Research and design of high power factor VIENNA rectifiers [J]. Power Electronic Technology, 2018, 52(10): 84-89.
- [23] 陈杰, 沈禹廷, 沈佳茜, 等. 三相 VIENNA 整流器的混合空间矢量脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(增刊2): 665-675.
Chen J, Shen Y T, Shen J Q, et al. Hybrid space vector pulse width modulation strategy for three phase VIENNA rectifiers [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S2): 665-675.
- [24] Kwon J B, Wang X F, Bak C L, et al. Harmonic interaction analysis in grid connected converter using harmonic state space modeling[C]//2015 IEEE 30th Applied Power Electronics Conference and Exposition, Charlotte, 2015.

收稿日期:2025-09-22

收到修改稿日期:2025-11-03

作者简介:

冀晓帆(1981—),男,硕士,工程师,研究方向为新能源并网控制技术,20024057@ceic.com;

*通信作者:孙 逊(1984—),男,硕士,工程师,研究方向为新能源并网控制技术,20035836@ceic.com。

附录 A

VIENNA 整流器的时域状态空间模型为

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L_f \frac{d\Delta i_{ga}}{dt} \\ L_f \frac{d\Delta i_{gb}}{dt} \\ L_f \frac{d\Delta i_{gc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta v_{ga} \\ \Delta v_{gb} \\ \Delta v_{gc} \end{bmatrix} - \\
 & R_f \begin{bmatrix} \Delta i_{sa} \\ \Delta i_{sb} \\ \Delta i_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left(S_{ap} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) \\ \left(S_{bp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) \\ \left(S_{cp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) \end{bmatrix} \Delta v_{dc1} + \begin{bmatrix} -\frac{2}{3}V_{dc10} & \frac{1}{3}V_{dc10} & \frac{1}{3}V_{dc10} \\ \frac{1}{3}V_{dc10} & -\frac{2}{3}V_{dc10} & \frac{1}{3}V_{dc10} \\ \frac{1}{3}V_{dc10} & \frac{1}{3}V_{dc10} & -\frac{2}{3}V_{dc10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta s_{ap} \\ \Delta s_{bp} \\ \Delta s_{cp} \end{bmatrix} + \\
 & \begin{bmatrix} \left(S_{an} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) \\ \left(S_{bn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) \\ \left(S_{cn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) \end{bmatrix} \Delta v_{dc2} + \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{dc20} & -\frac{1}{3}V_{dc20} & -\frac{1}{3}V_{dc20} \\ -\frac{1}{3}V_{dc20} & \frac{2}{3}V_{dc20} & -\frac{1}{3}V_{dc20} \\ -\frac{1}{3}V_{dc20} & -\frac{1}{3}V_{dc20} & \frac{2}{3}V_{dc20} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta s_{an} \\ \Delta s_{bn} \\ \Delta s_{cn} \end{bmatrix} \quad (A1)
 \end{aligned}$$

$\Gamma[A_e]$ 、 $\Gamma[B_e]$ 表达式为

$$\begin{aligned}
 \Gamma[A_e] &= \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_f}E & Z & Z & \frac{\Gamma[-2S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}]}{3L_f} & \frac{\Gamma[2S_{an} - S_{bn} - S_{cn}]}{3L_f} \\ Z & \frac{-R}{L_f}E & Z & \frac{\Gamma[S_{ap} - 2S_{bp} + S_{cp}]}{3L_f} & \frac{\Gamma[-S_{an} + 2S_{bn} - S_{cn}]}{3L_f} \\ Z & Z & \frac{-R}{L_f}E & \frac{\Gamma[S_{ap} + S_{bp} - 2S_{cp}]}{3L_f} & \frac{\Gamma[-S_{an} - S_{bn} + 2S_{cn}]}{3L_f} \\ \frac{\Gamma[S_{ap}]}{C_{dc1}} & \frac{\Gamma[S_{bp}]}{C_{dc1}} & \frac{\Gamma[S_{cp}]}{C_{dc1}} & Z & Z \\ \frac{\Gamma[-S_{an}]}{C_{dc2}} & \frac{\Gamma[-S_{bn}]}{C_{dc2}} & \frac{\Gamma[-S_{cn}]}{C_{dc2}} & Z & Z \end{bmatrix} \\
 \Gamma[B_e] &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f}E & Z & Z \\ Z & \frac{1}{L_f}E & Z \\ Z & Z & \frac{1}{L_f}E \\ Z & Z & Z \\ Z & Z & Z \end{bmatrix} \quad (A2)
 \end{aligned}$$

式中: E 为 $(2h+1)$ 阶单位矩阵, h 为选取的最高谐波次数; Z 为 $(2h+1)$ 阶零矩阵。

$\Gamma[\mathbf{A}_c]$ 、 $\Gamma[\mathbf{B}_c]$ 表达式为

$$\Gamma[\mathbf{A}_c] = \begin{bmatrix} \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \\ \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \\ k_{iv}\mathbf{E} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \\ \mathbf{Z} & k_{iv}\mathbf{E} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \end{bmatrix}$$

$$\Gamma[\mathbf{B}_c] = \begin{bmatrix} \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & -\mathbf{E} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \\ \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \\ \Gamma\left[-\frac{2}{3}\sin\theta\right] & \Gamma\left[-\frac{2}{3}\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] & \Gamma\left[-\frac{2}{3}\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] & -k_{pv}\mathbf{E} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \\ \Gamma\left[-\frac{2}{3}\cos\theta\right] & \Gamma\left[-\frac{2}{3}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] & \Gamma\left[-\frac{2}{3}\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} & \mathbf{Z} \end{bmatrix} \quad (\text{A3})$$