

4-22-2024

Modeling and stability analysis of three-phase voltage source VIENNA rectifier

Jianing FAN

College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China

Hui MA

College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China,
mahuizz119@126.com

Qi HE

State Grid Yichang Power Supply Company, Yichang 443000, China

Liping FAN

State Grid Yichang Power Supply Company, Yichang 443000, China

Xiaoyan MA

College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China

Follow this and additional works at: <https://jepst.researchcommons.org/journal>

Recommended Citation

FAN, Jianing; MA, Hui; HE, Qi; FAN, Liping; and MA, Xiaoyan (2024) "Modeling and stability analysis of three-phase voltage source VIENNA rectifier," *Journal of Electric Power Science and Technology*: Vol. 39: Iss. 1, Article 25.

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2024.01.025

Available at: <https://jepst.researchcommons.org/journal/vol39/iss1/25>

This Power electronics is brought to you for free and open access by Journal of Electric Power Science and Technology. It has been accepted for inclusion in Journal of Electric Power Science and Technology by an authorized editor of Journal of Electric Power Science and Technology. For more information, please contact dlxb04@163.com.

引用格式: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.

Citation: FAN Jianing, MA Hui, HE Qi, 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.

三相电压型 VIENNA 整流器建模及稳定性分析

范家宁¹, 马辉¹, 何奇², 范李平², 马晓妍¹

(1. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北宜昌 443002; 2. 国网宜昌供电公司, 湖北宜昌 443000)

摘要: 基于电动汽车直流充电桩的 VIENNA 型前级整流电路, 提出采用小信号方法对 VIENNA 整流器进行建模。该方法首先通过采用局部线性化技术和状态空间平均法推导 $dq0$ 坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型, 得出相关传递函数矩阵, 即 VIENNA 整流器小信号线性化模型, 进而用于控制器的设计; 然后, 采用频域法分别对电压环、电流环进行设计, 利用频域法及根轨迹曲线详细分析各项参数对系统的影响, 并利用曲线拟合的方式给出了系统稳定域随各项参数变化的曲线; 最后, 在实验中验证所提方法的正确性。

关键词: VIENNA 整流器; 小信号建模; 单位功率因数; 状态平均; 稳定性分析

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2024.01.025 **中图分类号:** TM461.5 **文章编号:** 1673-9140(2024)01-0243-08

Modeling and stability analysis of three-phase voltage source VIENNA rectifier

FAN Jianing¹, MA Hui¹, HE Qi², FAN Liping², MA Xiaoyan¹

(1. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. State Grid Yichang Power Supply Company, Yichang 443000, China)

Abstract: Based on the VIENNA rectifier front-end circuit of the electric vehicle DC charging pile, a small signal method is proposed to model the VIENNA rectifier. This method derives the mathematical model of the VIENNA rectifier in the $dq0$ coordinate system by employing local linearization techniques and state-space averaging method. It obtains the relevant transfer function matrix, namely the linearized small-signal model of the VIENNA rectifier, which is then utilized for controller design. Subsequently, the voltage loop and current loop are designed separately using frequency domain methods. The effects of various parameters on the system are analyzed in detail using frequency domain methods and root locus plots. Additionally, curves describing the changes in the system's stability region with respect to various parameters are provided through curve fitting. Finally the correctness of the proposed method is verified through the experiments.

Key words: VIENNA rectifier; small signal modeling; unit power factor; state averaging; stability analysis

现如今电动汽车的动力电池能量密度低、安全性和可靠性低等缺点亟待解决, 诸多学者提出可通过建设大功率快速充电桩改善充电状态。直流充电桩一般具有两级结构, 其中前级电路具有整流及提高功率因数的功能。文献[1]对比了脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 整流器、钳位式三电平整流器及 VIENNA 整流器作为前级整流器

的优缺点, 其中 VIENNA 整流器因其能量密度大, 电压应力小, 可靠性高而备受关注, 其对电动汽车充电系统建设具有重要意义。

目前, 针对整流器建模与控制^[2-6]、稳定性^[7-17]等方面已有一些研究, 可通过大信号模型在稳态工作点处线性化, 得出整流器的线性模型, 从而利用线性分析方法对整流器进行设计并分析参数稳定性。

收稿日期: 2023-02-28; 修回日期: 2023-07-16

基金项目: 国家自然科学基金(52107108); 梯级水电站运行与控制湖北省重点实验室(三峡大学)(2022KJX05)

通信作者: 马辉(1985—), 男, 博士, 副教授, 主要从事单相及三相多电平变换器等研究; E-mail: mahuizz119@126.com

针对大信号模型,建模方式主要包括平均电路模型^[18]、功率守恒模型^[19]。对于PWM整流器,文献[3]根据功率守恒原理建立了大信号模型,文献[4]采用了平均电路模型建模,二者在模型上仅差一项常比例系数,并未新增谐振点,2种建模方式均可用于稳定性分析,且通过控制器设计,可抵消该常数的影响。本文采用状态平均法,因其具有明确的意义,通过对三相交流系统进行 dq 变换,可将其等效为直流系统。此外,对于VIENNA整流器,影响电流流路径的因素除占空比外新增一电流方向函数,导致难以线性化。文献[5]通过建立新型占空比表达式,消去了交流时变量的影响,建立了VIENNA整流器的近似小信号模型,并通过实验验证了模型准确性。本文基于文献[5]所提占空比控制方法,进一步提出VIENNA整流器各电路及控制参数对稳定性的影响。

文献[7-11]针对整流器作为中间环节与前级变换器或后级负载间的交互稳定性进行了分析。文献[11]建立了电压源换流器(voltage source converter, VSC)的导纳矩阵,进行了输入导纳随控制及电路参数变化的稳定性分析。但输入、输出阻抗特性为外部特性,针对互联系统,两系统各自稳定为稳定判据的先决条件。文献[11]就PWM整流器控制器参数的变化对系统动态性能的影响进行了分析。文献[3]根据小信号模型得出了随各项参数变化的稳定边界。文献[20]对VIENNA整流器大信号简化模型进行了频域范围内的控制器设计,并指出各项频域参数变化对系统快速性的影响,但针对VIENNA整流器模型参数的稳定性分析未有文章提及。

本文首先建立VIENNA整流器的小信号模型,其次考虑数字采样环节连续化等效,对控制器进行设计,最后分析VIENNA整流器各项参数对稳定性的影响并给出稳定区域,通过实验验证理论分析的正确性。

1 VIENNA整流器的小信号建模

VIENNA整流器拓扑结构如图1所示。文献[5]给出了详细的VIENNA整流器的数学建模过程,通过相关电路定理建立了由开关状态表示的VIENNA整流器瞬时模型,并通过状态平均法对一个开关周期进行等效,可得出由各开关占空比表示

的状态方程:

$$e_x = L \frac{di_x}{dt} + [v_{o,h}\theta(i_x) - v_{o,l}\bar{\theta}(i_x)](1 - d_k) + V_{M,n},$$

$$x = \{a, b, c\}, k = \{1, 2, 3\} \quad (1)$$

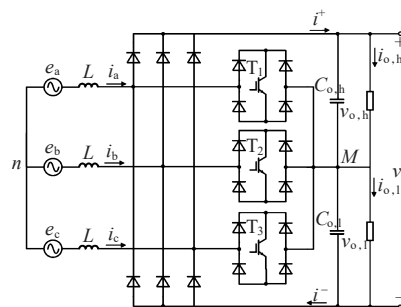


图1 VIENNA整流器拓扑结构

Figure 1 Topological structure of VIENNA rectifier

式中, e_x 为电网电压; i_x 为电网电流; L 为交流测输入电感;等式右侧第二项为整流器交流侧到直流侧中点 M 的电压 v_{xM} , $x = \{a, b, c\}$,其取值 $(+v_{o,h}, 0, -v_{o,l})$ 取决于电流方向函数 $\theta(i_x)$ 、开关状态以及直流侧母线的输出电压 $v_{o,h}$ 、 $v_{o,l}$; $v_{M,n}$ 为直流侧中点 M 到三相交流侧中点 n 的电压; d_k 为开关管 T_1 、 T_2 、 T_3 的占空比; $\bar{\theta}(i_x)$ 为 $\theta(i_x)$ 的逻辑反;开关函数 S_k 、电流方向函数 $\theta(i_x)$ 的定义如下:

$$S_k = \begin{cases} 1, & S_k \text{ 闭合时} \\ 0, & S_k \text{ 断开时} \end{cases} \quad (2)$$

$$\theta(i_x) = \begin{cases} 1, & i_x > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

考虑三相平衡,定义 v_o 为直流侧总输出电压,并考虑中点电位平衡,为消除式(1)中交流线电流方向函数引入的时变性,定义新占空比变量 d'_k 如下:

$$d'_k = 2(1 - d_k) \frac{v_{o,h}\theta(i_x) - v_{o,l}\bar{\theta}(i_x)}{v_{o,h} + v_{o,l}}, \quad (4)$$

$$x = \{a, b, c\}, k = \{1, 2, 3\}$$

将式(1)改写为矩阵形式:

$$e_x = L \frac{di_x}{dt} + \frac{v_o}{6} M d'_k \quad (5)$$

$$M = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

式中, e_x 为电网电压矢量, $e_x = [e_a \ e_b \ e_c]^T$; i_x 为电网电流矢量, $i_x = [i_a \ i_b \ i_c]^T$; v_o 为直流侧输出电压, d'_k 为新占空比矢量, $d'_k = [d'_a \ d'_b \ d'_c]^T$ 。至此,交流侧问题已解决,相比式(1),式(5)中已无交流电流方向函数。分析直流侧,分别写出上、下桥臂导通时直流侧模型:

$$\begin{cases} C_{o,h} \frac{dv_{o,h}}{dt} = i^+ - i_{o,h} = \sum_{k=1,x \in \{a,b,c\}}^3 i_x \theta(i_x)(1-d_k) - i_{o,h} \\ C_{o,h} \frac{dv_{o,l}}{dt} = i^- - i_{o,l} = \sum_{k=1,x \in \{a,b,c\}}^3 -i_x \bar{\theta}(i_x)(1-d_k) - i_{o,l} \end{cases} \quad (6)$$

式中, $C_{o,h}$ 、 $C_{o,l}$ 分别为直流侧上下电容; i^+ 、 i^- 为整流器总输出电流; $i_{o,h}$ 、 $i_{o,l}$ 分别为直流侧输出电阻上的电流,如图 1 所示。与式(4)符号函数处理方式相同,对式(6)中的二式分别相加、相减,并考虑两电容参数相同,即令 $C_o = C_{o,h} = C_{o,l}$,由于直流侧方程依然存在时变量 $\text{sgn}(i_x)$,可写为如下矩阵形式:

$$C_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_o \\ \Delta v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_k^T \left(E_3 - \text{sgn}(i_x) \frac{\Delta v_o}{v_o} \right) i_x \\ d_k^T \left(\text{sgn}(i_x) - \frac{\Delta v_o}{v_o} E_3 \right) i_x \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{o,h} \\ i_{o,l} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, Δv_o 为直流侧电压差; E_3 为三阶单位矩阵; $S_{GN}(i_x)$ 为对角矩阵,其对角元上为各相电流符号函数 $\text{sgn}(i_x)$,如下:

$$S_{GN}(i_x) = \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_a) & 0 & 0 \\ 0 & \text{sgn}(i_b) & 0 \\ 0 & 0 & \text{sgn}(i_c) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{sgn}(i_x) = \theta(i_x) - \bar{\theta}(i_x), x = \{a, b, c\}$$

为完全消除系统随时间的变化量,采用同步坐标系变换,并在一个正弦周期内进行状态平均,最终得到 dq 坐标系下的大信号模型,如下:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (v_d + L\omega_0 i_q - \frac{v_o}{2} d'_d) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L} (v_q - L\omega_0 i_d - \frac{v_o}{2} d'_q) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \left[\frac{3}{2} (d'_d i_d + d'_q i_q) - \alpha \frac{\Delta v_o}{v_o} d'_d i_d - i_{o,h} - i_{o,l} \right] \\ \frac{d\Delta v_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \left[-\frac{3}{2} \frac{\Delta v_o}{v_o} (d'_d i_d + d'_q i_q) - \alpha d'_d i_d - i_{o,h} + i_{o,l} \right] \end{cases} \quad (9)$$

式中, i_d 、 i_q 分别为等效 d 、 q 轴电流分量; v_d 、 v_q 分别为等效 d 、 q 轴电压分量; d'_d 、 d'_q 、 d'_o 分别为等效 d 、 q 及 o 轴新占空比变量分量; ω_0 为电网基波角频率; $\alpha = 0.64$,为得到 VIENNA 整流器的线性化模型,对式(9)在静态工作点附近做小信号干扰,并分离直流量与小信号量,对于交流量,忽略二阶小项,得到以下线性方程:

$$\dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + B\tilde{d} + E\tilde{v} \quad (10)$$

式中, $\tilde{X} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q \quad \tilde{v}_o \quad \Delta \tilde{v}_o]^T$ 为状态变量; $\tilde{d} = [\tilde{d}'_d \quad \tilde{d}'_q \quad \tilde{d}'_o]^T$ 为控制量; $\tilde{v} = [\tilde{v}_d \quad \tilde{v}_q]^T$ 为输入扰动量; A 为状态矩阵, B 为控制矩阵, E 为扰动矩阵,分别如下:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & -\frac{\sqrt{2} V_s^*}{L V_o^*} & 0 \\ -\omega_0 & 0 & \frac{\omega_0 \sqrt{2} I_s^*}{V_o^*} & 0 \\ \frac{3\sqrt{2} V_s^*}{C_o V_o^*} & -\frac{3\sqrt{2} L \omega_0 I_s^*}{C_o V_o^*} & -\frac{1}{C_o R_o} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{C_o R_o} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{V_o^*}{2L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{V_o^*}{2L} & 0 \\ \frac{3\sqrt{2} I_s^*}{2C_o} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\alpha \sqrt{2} I_s^*}{C_o} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

式(11)、(12)中, V_s^* 为输入电压有效值; I_s^* 为输入电流有效值; V_o^* 为直流侧输出电压参考值; R_o 为直流侧输出电阻。

对式(10)进行拉普拉斯变换,得传递函数矩阵,如下:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_o \\ \Delta \tilde{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{id11}(s) & G_{id12}(s) & G_{id13}(s) \\ G_{id21}(s) & G_{id22}(s) & G_{id23}(s) \\ G_{vd11}(s) & G_{vd12}(s) & G_{vd13}(s) \\ G_{\Delta vd11}(s) & G_{\Delta vd12}(s) & G_{\Delta vd13}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}'_d \\ \tilde{d}'_q \\ \tilde{d}'_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{rv11}(s) & G_{rv12}(s) \\ G_{rv21}(s) & G_{rv22}(s) \\ G_{rv11}(s) & G_{rv12}(s) \\ G_{\Delta rv11}(s) & G_{\Delta rv12}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中,对于传递函数 $G_{x,yjk}(s)$, x 为输出,表示状态变

量中的元素, y 为输入, 表示控制输入矢量或扰动输入矢量中的元素, 其中, i 代表 \tilde{i}_d, \tilde{i}_q ; d 代表 $\tilde{d}_d', \tilde{d}_q'$; v 代表 \tilde{v}_o ; Δv 代表 $\Delta\tilde{v}_o$; j 为输出 x 在状态变量矢量矩阵 \tilde{X} 中的位置; k 为输入 y 在控制输入矢量 \hat{d} 或扰动输入矢量 \hat{v} 中的位置。

为便于稳定性分析, 忽略直流侧中点不平衡对系统的影响, 此外由于采用 d 轴跟踪旋转矢量的方法, 电压控制时无需考虑 q 轴分量, 则仅需考虑 $G_{id11}, G_{id22}, G_{vd11}$, 以下给出了其传递函数表达式:

$$\begin{cases} G_{id11}(s) = -\frac{V_o^* (s^2 + a_{11}s)}{2L d_{en}(s)} \\ G_{id22}(s) = -\frac{V_o^* (s^2 + \tau_0 s + a_{13})}{2L d_{en}(s)} \\ G_{vd11}(s) = \frac{3\sqrt{2} I_s^* (s^2 + a_{14}s)}{2C_o d_{en}(s)} \end{cases} \quad (15)$$

$$d_{en}(s) = s^3 + \tau_0 s^2 + (\omega_0^2 a_{12} + a_{13})s + \tau_0 \omega_0^2 \quad (16)$$

$$\tau_0 = \frac{1}{C_o R_o} \approx 22 \quad (17)$$

$$\begin{cases} \alpha_{11} = \tau_0 + \frac{6V_s^* I_s^*}{C_o V_o^2} \approx 67 \\ \alpha_{12} = 1 + \frac{6LI_s^{*2}}{C_o V_o^2} \approx 1.02 \\ \alpha_{13} = \frac{6V_s^2}{LC_o V_o^2} \approx 10^5 \\ \alpha_{14} = -\frac{V_s^*}{LI_s^*} \approx -1200 \end{cases} \quad (18)$$

所得传递函数的伯德图如图2所示。

本文采用 d 轴跟踪旋转矢量的方法, 则静态工作点可定义为

$$\begin{cases} V_d = \sqrt{2} V_s^* \\ V_q = 0 \\ I_d = \sqrt{2} I_s^* \\ I_q = 0 \\ V_o = V_o^* \\ V_{o,h} = V_{o,l} = V_o^*/2 \\ \Delta V_o = 0 \end{cases} \quad (19)$$

分离直流量可计算出静态占空比为

$$\begin{cases} D_d' = \frac{2V_d}{V_o^*} \\ D_q' = -\frac{2L\omega_0 I_d}{V_o^*} \\ D_o' = \frac{(I_{o,h} - I_{o,l})}{\alpha I_d} \end{cases} \quad (20)$$

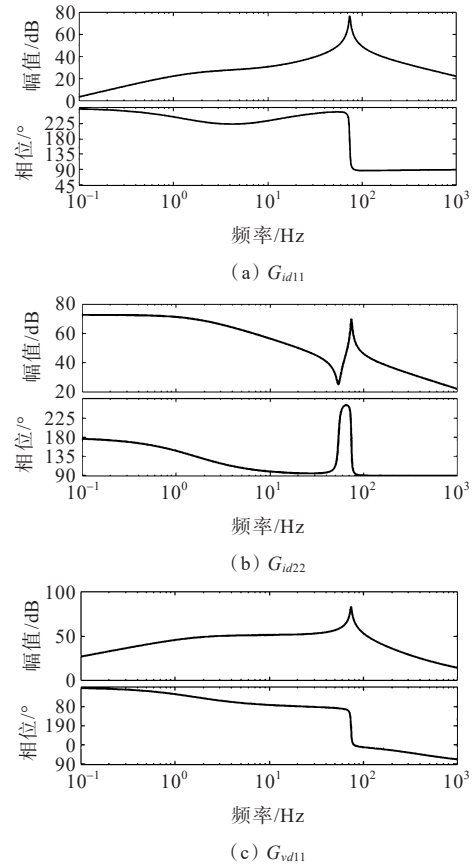


图2 传递函数伯德图

Figure 2 The Bode plots of the transfer functions

2 VIENNA 整流器控制器设计

2.1 电流环设计

为实现零静差控制, 通过引入 dq 旋转坐标系对 VIENNA 整流器控制系统进行双环设计。将电压外环的输出作为电流内环的输入进行电流控制, 以获得质量较好的电流波形。本文根据 VIENNA 整流器数字控制的等效连续域模型进行控制器的设计。重写系统的输入—输出矩阵如下:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} G_{id11}(s) & G_{id12}(s) \\ G_{id21}(s) & G_{id22}(s) \\ G_{vd11}(s) & G_{vd12}(s) \end{bmatrix}$$

为使矩阵变为方阵, 选择 2 个最快的系统变量 i_d, i_q 构造新的传递函数矩阵:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} G_{id11}(s) & G_{id12}(s) \\ G_{id21}(s) & G_{id22}(s) \end{bmatrix}$$

设计控制环前, 注意到各控制量之间存在耦合, 本文利用已成熟的解耦技术, 消除 dq 间的耦合项, 即忽略小信号模型中的交叉耦合项 $G_{id12}(s), G_{id21}(s)$ 。以 i_d 为例进行控制器设计, 其等效模型如图3所示。

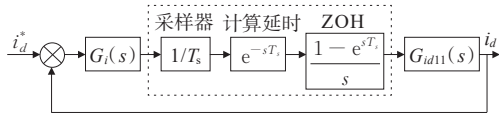


图 3 d 轴电流控制等效模型

Figure 3 Current control equivalent model of d axis

图 3 中考虑了采样环节的频域特性,并利用泰勒级数将延时环节展开,可将延时传递函数近似为

$$G_d(s) = \frac{1}{T_s} \cdot e^{-sT_s} \cdot \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \approx e^{-1.5sT_s} \approx \frac{1}{1 + 1.5sT_s}$$

由图 3 可得出电流内环环路增益 $T_c(s)$, 电流内环采用比例积分控制器,内环开环传递函数如下:

$$T_c(s) = (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}) \cdot \frac{1}{1 + 1.5sT_s} \cdot G_{id11}(s) \quad (21)$$

式中, K_{pi} 、 K_{ii} 为电流内环系数。

根据文献[21]可知,提高比例系数会提高幅频响应幅值,从而提高系统带宽,比例系数越大,系统动态响应越快,但过高的增益会因采用数字控制而使相位裕度降低,因此要合理选择环路截止频率。中频段斜率为 $-20 \text{ dB}/^\circ$, 此时系统开环传递函数可近似为

$$G_{(s)} \approx K/s$$

将截止频率代入式(22)可得 $K = \omega_c$, ω_c 为截止频率。此时闭环传递函数相当于一阶系统,稳定性较高,因此选择在中频段穿越零分贝线。

为实现电流内环快速响应电压环的输出,内环截止频率 f_{ci} 应远高于 50 Hz , 一般为开关频率的 $0.1 \sim 0.2$ 倍,此外考虑使原系统稳定,本文选定电流内环系数 $K_{pi} = -0.2$, $K_{ii} = -10$, 此时系统的相位裕度为 34.7° 。

2.2 电压环设计

图 4 所示为 VIENNA 整流器的等效模型。为实现直流电压的无差跟踪,采用 PI 闭环控制,由于 PI 控制器本身存在负相移,其转折频率需远低于电压外环的截止频率。电压环控制器是基于 d 轴电流一输出电压传递函数进行设计的,校正前系统伯德图如图 5 所示,系统低频段增益较小。

选取电压外环系数 $K_{pv} = 1$, $K_{iv} = 20$, 校正后系统的伯德图如图 6 所示,系统截止频率 f 为 166 Hz , 相位裕度 P_{PM} 为 67.6° , 幅值裕度 G_{GM} 为 5.66 dB , 系统具有较大稳定裕度的同时具有良好的动态性能。

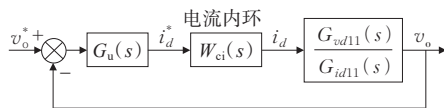


图 4 VIENNA 整流器的等效模型

Figure 4 Equivalent model of the VIENNA rectifier

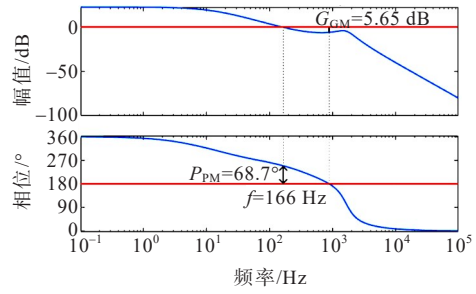


图 5 校正前系统伯德图

Figure 5 The Bode plots of the system before correction

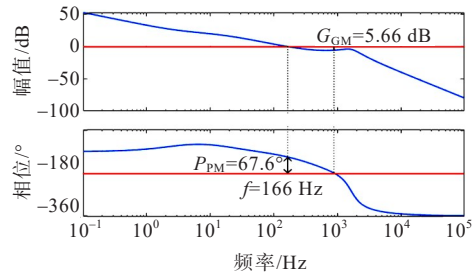


图 6 校正后系统伯德图

Figure 6 The Bode plots of the system after correction

3 稳定性分析

根据文 1 中建立的 VIENNA 整流器的传递函数,可得其闭环特征方程,结合文 2 的控制器设计,可进行系统的稳定性分析。因内环一般强调快速性而非准确性,而积分环节主要起消除稳态误差的作用,对稳定性影响不大,为简化分析,本文忽略内环积分参数 K_{ii} 对稳定性的影响。图 7、8 考虑内环参数不变,外环积分系数 K_{iv} 不同取值下系统随外环比例系数 K_{pv} 变化时的根轨迹图。

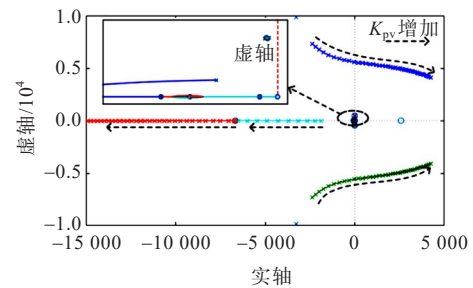


图 7 $K_{iv} = 20$ 时 VIENNA 整流器根轨迹图

Figure 7 The root locus plot of the VIENNA rectifier's root locus

对比图 7、8 可知,电压外环比例系数 K_{pv} 一定,电压外环积分系数 K_{iv} 增大时,靠近虚轴的两对零、极点并未发生移动,可知电压外环积分系数 K_{iv} 对系统稳定性影响不大,相较之下,比例系数 K_{pv} 增大时,会有一对开环极点向右半平面移动,导致系统稳定

性降低,最终导致系统失稳,为进一步探究控制参数及电路参数的影响,图9~11利用曲线拟合给出了系统随各项参数不同取值时稳定域的变化曲线。

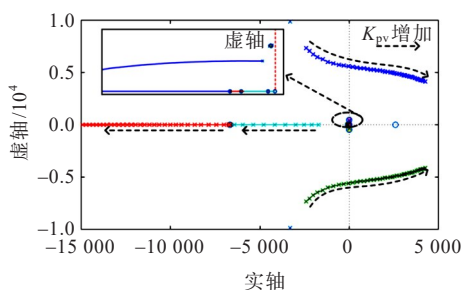


图8 $K_{iv}=100$ 时VIENNA整流器根轨迹图

Figure 8 The root locus plot of the VIENNA rectifier when $K_{iv}=100$

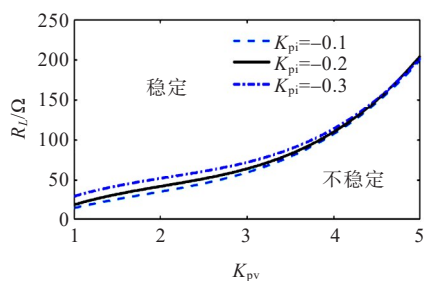


图9 系统随内环参数 K_{pi} 变化时的稳定域

Figure 9 Stability region of the system as it varies with inner loop parameter K_{pi}

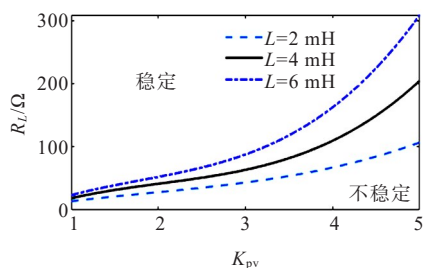


图10 系统随电路参数 L 变化时的稳定域

Figure 10 Stability region of the system as it varies with circuit parameter L

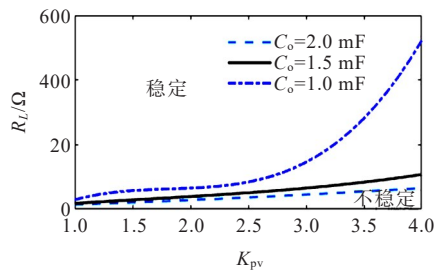


图11 系统随电路参数 C_o 变化时的稳定域

Figure 11 Stability region of the system as it varies with circuit parameter C_o

由图9分析可得,稳定边界在取不同电流内环比例系数 K_{pi} 及不同电压外环比例系数 K_{pv} 时会有所不

同,具体表现在 K_{pv} 一定时, K_{pi} 取值越小,负载越轻(负载电阻 R_L 越大),系统越稳定,但当电压环比例系数取值较大时,改变电流内环比例系数将失去原有作用。

由图10分析可得,电压外环比例系数 K_{pv} 一定时,电感 L 的取值决定了系统稳定域的大小,而当电感值确定时,可以通过降低电压外环比例系数或减轻负载保证系统的稳定性。

由图11可知,电压外环比例系数 K_{pv} 一定时,电容容值 C_o 越大,系统的稳定区域越大,但容值不可过大,由仿真知当电压外环比例系数为5时系统很难稳定,而当电容值确定时,也可通过降低电压外环比例系数或减轻负载保证系统的稳定性。

综合图9~11可知,除电压外环积分系数 K_{iv} 外,其他电路参数及控制参数均对系统稳定性有影响,具体体现在 K_{pv} 及 L 越小, C_o 越大,负载越轻,系统越稳定。这与文献[3]所提PWM整流器稳定性判别条件一致,可知两电平/三电平PWM整流器的内部稳定性判别条件具有普适性。

4 实验验证

为验证上述理论分析的正确性,本文基于TMS320F2812控制芯片按照图1搭建了一台VIENNA整流器实验样机,输入220 V市电,电感 $L=4$ mH,直流母线电容 $C_o=1.5$ mF,直流母线电压 $v_o=650$ V,负载电阻 $R_o=30$ Ω,开关频率为10 kHz。

由图7中的根轨迹曲线可知,当 $K_{pv}=1$ 时,系统稳定,图12给出了 $K_{pv}=1$ 、 $K_{iv}=20$ 时的波形图,由图12可知,直流电压稳定在650 V。电网电流波形正弦度较好且谐波畸变率维持在1.78%,而当 K_{pv} 增大时,会存在使系统不稳定的一对极点,图13给出了 $K_{pv}=3$ 、 $K_{iv}=20$ 时的波形图,从图13中可知直流母线电压出现较大纹波,电网电流谐波含量剧增,稳定性差,与文3分析结果一致。

在电压外环参数 $K_{pv}=3$ 、 $K_{iv}=20$ 时,实验表明系统不稳定,按照理论分析,当减小电感值或增大电容值时,可使系统返回稳定工作区域,图14、15分别给出了电感值降为2 mH及电容值升至2 mF时的实验波形图,输入电流波形畸变相较于图13有较大提升,且直流母线电压恢复至稳定状态。

此外,根据理论分析,加重负载(减小负载电阻)会使系统稳定工作区域面积变小,图16给出了当负载电阻由60 Ω突降至30 Ω时的实验波形。实验结果表明,当负载突增时,若不改变其他控制参数,系统难以保持稳定状态运行。

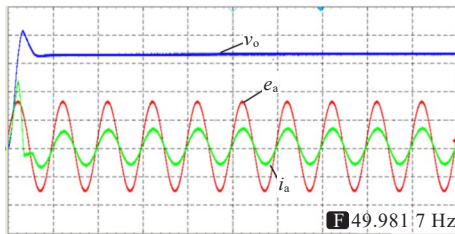


图12 $K_{pv}=1, K_{iv}=20$ 时系统稳定波形

Figure 12 Experimental waveforms plot of the stable system when $K_{pv}=1$ and $K_{iv}=20$

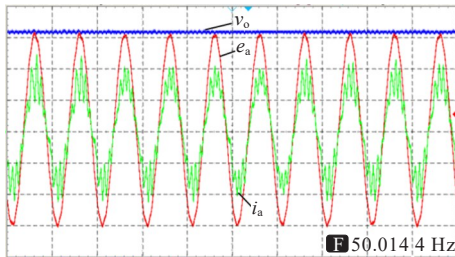


图13 $K_{pv}=3, K_{iv}=20$ 时系统不稳定波形

Figure 13 Experimental waveforms of the unstable system when $K_{pv}=3$ and $K_{iv}=20$

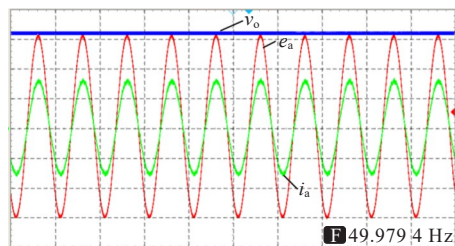


图14 电感降为2 mH时实验波形

Figure 14 Experimental waveforms plot when the inductance rise to 2 mH

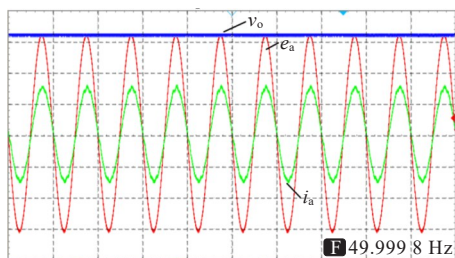


图15 电容升至2 mF时实验波形

Figure 15 Experimental waveforms plot when the capacitors

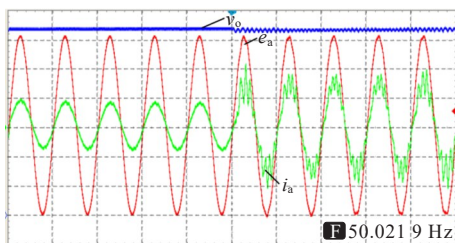


图16 负载突增实验波形

Figure 16 Experimental waveforms plot with load surge

5 结语

本文针对使互联系统稳定的先决条件,即两系统需各自稳定的要求,建立了VIENNA整流器的小信号模型,以此为基础进行了电压环、电流环的控制器参数设计,并以控制理论为基础进行稳定性分析,得出系统随参数变化的稳定区域。分析各曲线可知,控制参数的变化对VIENNA整流器稳定性的影响与其对PWM整流器的影响类似,稳定边界线基本相似,具体表现为减小电压外环比例系数可以提升系统的稳定性,而电压外环积分系数及内环比例系数对稳定性影响较小。硬件参数对二者的影响也基本类似,具体表现为滤波电感越小,电容越大,系统稳定区域越大;负载越重,系统稳定区域越小,所以工程设计时可结合经济性及负载、并网要求等因素进行参数设计。

参考文献:

- [1] 杨闯闯,俞波.基于两级结构的电动汽车直流充电桩建模[J/OL].电源学报,2022:1-8.(2022-06-01).<https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220531.1532.002.html>. YANG Chuangchuang, YU Bo. Modeling of DC charging piles for electric vehicles based on two-level structure[J/OL]. Journal of Power Supply, 2022: 1-8. (2022-06-01). <https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220531.1532.002.html>.
- [2] 黄泽钧,郭祺,涂春鸣,等.基于轮换消弧的配电网单相接地故障柔性调控方法[J].电力系统自动化,2022,46(24):152-161. HUANG Zejun, GUO Qi, TU Chunming, et al. Flexible regulation method of single-phase grounding fault in distribution network based on rotating arc suppression[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(24): 152-161.
- [3] 贺诗明,熊健,代大一,等.三相电压型PWM整流器建模、控制及稳定性分析[J].电网技术,2019,43(6): 2049-2057. HE Shiming, XIONG Jian, DAI Dayi, et al. Modeling, control and stability analysis of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Power System Technology, 2019,43(6): 2049-2057.
- [4] 瞿博,吕征宇.三相电压型PWM整流器小信号建模及其控制器设计[J].电工技术学报,2010,25(5): 103-108. QU Bo, LÜ Zhengyu. Small-signal modeling and controller design of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010,25(5): 103-108.
- [5] BEL HADJ-YOUSSEF N, AL-HADDAD K, KANAAN H Y, et al. Small-signal perturbation technique used for

- DSP-based identification of a three-phase three-level boost-type Vienna rectifier[J]. *IET Electric Power Applications*,2007,1(2): 199.
- [6] 石荣亮,刘维莎,王国斌,等.基于二自由度PID的三相PWM整流器调压改进策略[J].*电力工程技术*,2023,42(3): 149-156+178.
- SHI Rongliang, LIU Weisha, WANG Guobin, et al. An optimization strategy for voltage regulation of three-phase PWM rectifier based on two-degree-of-freedom PID[J]. *Electric Power Engineering Technology*,2023,42(3):149-156+178.
- [7] 林莉,范米,林雨露,等.基于不确定与扰动估计器的直流配电网电压鲁棒控制[J].*电工技术学报*,2023,38(17): 4657-4671.
- LIN Li, FAN Mi, LIN Yuliu, et al. Uncertainty and disturbance estimator-based control for voltage robust controller in DC distribution network[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*,2023,38(17): 4657-4671.
- [8] 吴国暘,戴汉扬,宋新立,等.适用于复杂拓扑结构混合直流电网的实用机电暂态建模仿真方法[J].*电力系统保护与控制*,2022,50(22): 170-180.
- WU Guoyang, DAI Hanyang, SONG Xinli, et al. A practical electromechanical transient simulation method for complicated topological hybrid HVDC grids[J]. *Power System Protection and Control*,2022,50(22): 170-180.
- [9] 刘彦呈,吕旭,张勤进,等.基于多滑模变结构的双向并网变换器虚拟惯性控制策略[J].*电力建设*,2022,43(7): 121-130.
- LIU Yancheng, LÜ Xu, ZHANG Qinjin, et al. Virtual inertia control strategy of bidirectional grid-connected converter applying multiple sliding mode variable structure control[J]. *Electric Power Construction*,2022,43(7): 121-130.
- [10] 周雪松,郭帅朝,马幼捷,等.基于三相变流系统的级联改进自抗扰控制策略[J].*智慧电力*,2022,50(8): 61-67.
- ZHOU Xuesong, GUO Shuaichao, MA Youjie, et al. Control strategy of cascade improved active disturbance rejection based on three phase converter system[J]. *Smart Power*,2022,50(8): 61-67.
- [11] 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.
- [12] 江炳蔚,魏斌,何浩,等.磁耦合谐振式无线电能传输技术在电力系统中的应用[J].*发电技术*,2022,43(1): 32-43.
- JIANG Bingwei, WEI Bin, HE Hao, et al. Application of magnetic coupling resonance wireless power transfer in power system[J]. *Power Generation Technology*,2022,43(1):32-43.
- [13] 彭开军,周国梁,李文津,等.采用二极管整流单元和模块化多电平换流器的混合型远海风电送出方案[J].*高压电器*,2023,59(7): 166-175.
- PENG Kaijun, ZHOU Guoliang, LI Wenjin, et al. Hybrid offshore wind power delivery scheme using diode rectifier unit and modular multilevel converter[J]. *High Voltage Apparatus*,2023,59(7): 166-175.
- [14] 石振刚,吴跃斌,孙冲,等.新型双钳位三电平PWM整流器双平衡调制策略研究[J].*电测与仪表*,2022,59(1):183-189.
- SHI Zhengang, WU Yuebin, SUN Chong, et al. Research on double-balanced modulation strategy of the new twin-clamp three-level PWM rectifier[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*,2022,59(1):183-189.
- [15] 王金平,刘圣宇,张庆岩,等.一种改进的可消除Vienna整流器电流过零畸变的控制方法[J].*电工技术学报*,2022,37(15): 3834-3844.
- WANG Jinping, LIU Shengyu, ZHANG Qingyan, et al. An improved control method to eliminate the current zero-crossing distortion for Vienna rectifier[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*,2022,37(15): 3834-3844.
- [16] 王呈轩,樊艳芳,李弘昌,等.直流微网供电的电动汽车无线充电站控制策略[J].*电网与清洁能源*,2022,38(10): 126-134.
- WANG Chengxuan, FAN Yanfang, LI Hongchang, et al. Research on the control strategy of electric vehicle wireless charging station powered by DC microgrid[J]. *Power System and Clean Energy*,2022,38(10): 126-134.
- [17] WANG W W, YIN H J. A parameter setting method for double closed-loop vector control of voltage source PWM rectifier[C]//2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, China. IEEE, 2008: 1131-1136.
- [18] LIU W G, GONG J Y, XIE S Q. Aircraft power distribution system large-signal modeling and control[C]//2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, China. IEEE, 2008: 4102-4106.
- [19] ORAW B, AYYANAR R. Large signal average model for an Extended Duty Ratio and conventional Buck[C]//INTELEC 2008-2008 IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference, San Diego, CA, USA. IEEE, 2008:1-8.
- [20] 张杰楠,谢运祥,施泽宇. VIENNA整流器PI控制器参数设计方法[J].*电气传动*,2018,48(3): 55-61.
- ZHANG Jienan, XIE Yunxiang, SHI Zeyu. Parameter design method of PI controller for VIENNA rectifier[J]. *Electric Drive*,2018,48(3): 55-61.
- [21] ZOU C Y, LIU B Y, DUAN S X, et al. Influence of delay on system stability and delay optimization of grid-connected inverters with LCL filter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*,2014,10(3): 1775-1784.