

基于降阶模型的三相 Vienna 整流器交流级联稳定性分析

党超亮,同向前,宋卫章,黄晶晶

(西安理工大学 自动化与信息工程学院,陕西 西安 710048)

摘要:以三相 Vienna 整流器交流级联稳定性为研究对象,给出了 dq 坐标系下三相交流系统小信号简化稳定性判据,构建了面向级联系统小信号稳定性分析的 Vienna 整流器阻抗方程;提出并采用一种虚拟阻抗方法,有效改善了 Vienna 交流级联系统小信号稳定性;构建了完整的仿真与实验模型,给出了详细的理论分析与虚拟阻抗设计方案,结果表明了所提阻抗与小信号稳定性分析的正确性。

关键词:三电平 Vienna 整流器;降阶模型;LC 滤波器;稳定性;阻抗调节

中图分类号:TM 461

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.10.021

0 引言

随着通信技术与计算机行业的快速发展,安全可靠的数据中心供电系统已逐渐成为世界范围内的关注热点。由于传统的交流不间断电源(UPS)与-48 V 低压直流供电系统存在维护成本高、可靠性差、效率较低等问题,难以提供安全可靠的电力供应,数据中心高压直流输电(HVDC)供电系统应运而生^[1-2]。目前主流的数据中心 HVDC 供电系统主要由三相交流电经 LC 滤波电路与模块化设计的 AC/DC 整流器升压,再经 DC/DC 变换器等变换装置与负载相连。其中就整流模块而言,由于三电平 Vienna 整流电路具有同电平数下开关器件少、开关应力低、功率密度大、可靠性高等优良特性,在直流供电系统前级功率因数校正(PFC)整流模块中获得广泛应用^[3-4]。然而,模块互联作为直流充电电源的一种典型连接方式,存在的关键问题就是在三相整流器独立稳定工作的情况下,当与非理想电网级联时,因为电网 LC 网络的存在会导致级联系统由于前后级阻抗间的相互作用引起级联系统的动态性能下降,甚至会造成不稳定现象^[5]。

Middlebrook 将源变换器阻抗与负载阻抗之比等效为系统环路阻抗,并首次提出了单输入输出的直流-直流变换器的奈奎斯特稳定性判据^[6]。由于交流系统与直流系统特性的内在差异,文献[7]提出通过在三相交流级联系统中引入同步旋转变换,将整流及逆变三相交流系统等效为直流系统,此时直流级联稳定性分析方法即可适用于交流系统。当

在全频域范围内时,源变换器输出阻抗始终大于负载变换器输入阻抗则交流系统稳定;当存在交截区域时,若存在频率使得源变换器输出阻抗与负载变换器输入阻抗间的相位差大于 180° ,则系统不稳定,反之在交截区域内,其相位差小于 180° ,则系统稳定^[8-9]。Vienna 整流器由于前级二极管的存在,网侧电流只能单向流动,这一特性导致难以判定与电网级联的稳定性问题,此外 Vienna 作为多输入多输出系统,传统的广义奈奎斯特稳定性判据涉及矩阵特征值的运算,较为复杂且不易于控制,然而工程上希望实现单输入单输出系统。国内外文献对于能量单向流动的 Vienna 整流器的二端口降阶小信号模型与级联稳定性问题鲜有论述。

本文在已有研究的基础上,给出了三相交流级联小信号稳定性分析的简化等效判据,研究了能量单向流动的 Vienna 整流器降阶小信号模型建模方法与闭环阻抗方程;为了进一步提高级联系统稳定裕度,给出了一种引入虚拟阻抗调节的阻抗匹配方案;为了验证本文阻抗分析与稳定性等效判据的正确性,将三相 Vienna 整流器与非理想电网间的稳定性问题转化为 LC 滤波器输出阻抗与 Vienna 整流器 d 通道闭环输入阻抗间的联系,并给出了详细的理论推导过程与设计方案。仿真与实验结果表明了本文所提阻抗与等效判据方法的正确性,为能量单向流动的 Vienna 整流器与三相交流系统级联小信号稳定性问题提供了重要参考。

1 dq 坐标系下 Vienna 整流器级联稳定性简化判据与阻抗特性分析

本文采用的三相三电平 Vienna 整流器电路拓扑如附录中图 A1 所示。图中, u_{sx} ($x=a, b, c$) 为三相交流电网电压; L 为交流侧升压电感; R_L 为寄生电阻; Q_x 为由 2 个反向串联构成的双向电流开关; C_1, C_2 构成直流侧输出电容,且 $C_1 = C_2 = C$; D_{xp}, D_{xn} 为不控整流二极管; i_{op}, i_{on} 为直流侧输出电流; u_o 为直流侧输出电压^[4]。

收稿日期:2017-05-08;修回日期:2018-06-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51677151,51507138);陕西省重大科技创新专项资金资助项目(2015ZKC02-01);陕西省重点研发计划——国际交流与合作项目(2017KW-035)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51677151,51507138), the Major Scientific and Technological Innovation Project of Shaanxi Province(2015ZKC02-01) and the International Exchange and Cooperation Project of Key R&D Program in Shaanxi Province(2017KW-035)

1.1 三电平 Vienna 整流器降阶小信号建模

1.1.1 dq 坐标下交流级联小信号稳定性等效判据

Vienna 整流器为典型的多输入多输出系统,其传递矩阵并不是对角阵,而工程上常希望实现某一输出量仅受某一输入量的控制^[10],故对于交流系统的阻抗是在 dq 同步坐标系下定义的。以 Vienna 整流器输入阻抗为例,将源变换器等效为电网与 LC 滤波器构成的交流电源,负载变换器为三相 Vienna 整流器。图 1 为 dq 坐标系下三相 Vienna 级联系统小信号模型。

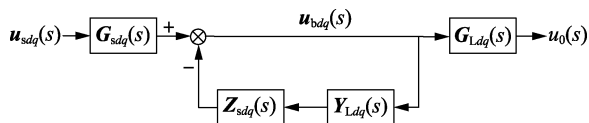


图 1 三相交流系统小信号模型

Fig.1 Small-signal model of three-phase AC system

图 1 中, $u_{sdq}(s)$ 为交流电网小信号扰动分量; $Z_{sdq}(s)$ 为 LC 滤波器输出阻抗矩阵; $Y_{Ldq}(s)$ 为 Vienna 整流器闭环输入导纳矩阵; $u_{bdq}(s)$ 为母线电压。母线电压 $u_{bdq}(s)$ 的小信号响应与交流电源小信号扰动间的传递函数关系如式 (1) 所示。

$$u_{bdq}(s) = (I + Z_{sdq}(s) Y_{Ldq}(s))^{-1} G_{sdq}(s) u_{sdq}(s) \quad (1)$$

式 (1) 表明, $u_{bdq}(s)$ 的稳定性不仅与母线频率段的干扰有关, 同时与 LC 滤波器输出阻抗矩阵和 Vienna 整流器输入导纳矩阵有关。级联系统的小信号稳定性主要取决于式 (2) 所示的传递矩阵 $\varphi(s)$ 。

$$\varphi(s) = (I + Z_{sdq}(s) Y_{Ldq}(s))^{-1} \quad (2)$$

从式 (2) 可以看出, LC 滤波器输出阻抗与 Vienna 整流器输入导纳均会影响系统的稳定性, 要使得反馈构成的闭环系统稳定, 式 (3) 中的特征值须存在负实部。

$$\det(I + Z_{sdq}(s) Y_{Ldq}(s)) = 0 \quad (3)$$

基于广义奈奎斯特的稳定性判据涉及矩阵特征值的运算, 较为复杂, 其稳定性取决于式 (4) 中的回比矩阵。

$$L(s) = Z_{sdq}(s) Y_{Ldq}(s) = \begin{bmatrix} Z_{sdd}(s) & Z_{sdq}(s) \\ Z_{sqd}(s) & Z_{sqq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{Ldd}(s) & Y_{Ldq}(s) \\ Y_{Lqd}(s) & Y_{Lqq}(s) \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, $Z_{sdd}(s)$ 、 $Z_{sqq}(s)$ 分别为滤波网络 d 、 q 直流通道的输出阻抗, $Z_{sqd}(s)$ 、 $Z_{sdq}(s)$ 为耦合项; $Y_{Ldd}(s)$ 、 $Y_{Lqq}(s)$ 分别为 Vienna 整流器 d 、 q 直流通道的输入导纳, $Y_{sqd}(s)$ 、 $Y_{sdq}(s)$ 为耦合项。对于三相 Boost 系统, 假定实现近似单位功率因数控制, $Y_{Ldq}(s)$ 和 $Y_{Lqd}(s)$ 与 $Y_{Lqq}(s)$ 和 $Y_{Ldd}(s)$ 相比可近似为 0, 此时三相交流系统等效为 2 个相互解耦的 d 、 q 直流通道, 即:

$$L(s) \approx \begin{bmatrix} Z_{sdd}(s) & Z_{sdq}(s) \\ Z_{sqd}(s) & Z_{sqq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{Ldd}(s) & 0 \\ 0 & Y_{Lqq}(s) \end{bmatrix} \quad (5)$$

文献 [11] 指出 $Z_{sqq}(s) Y_{Lqq}(s)$ 的相位始终超前 $Z_{sdd}(s) Y_{Ldd}(s)$ 相位 180° , 将 dq 解耦的双直流通道简化为单入单出系统, 采用源变换器输出阻抗 $Z_{sdd}(s)$ 与 Vienna 整流器 d 通道输入阻抗 $Y_{Ldd}(s)$ 等效判定三相交流系统的小信号稳定性, 故三相交流级联系统的稳定性分析的关键取决于式 (6) 所示的回比矩阵, 即 $Z_{sdd}(s) Y_{Ldd}(s)$ 。

$$L(s) \approx \begin{bmatrix} Z_{sdd}(s) & Z_{sdq}(s) \\ Z_{sqd}(s) & Z_{sqq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{Ldd}(s) & 0 \\ 0 & Y_{Ldd}(s) \end{bmatrix} \quad (6)$$

1.1.2 三相 Vienna 整流器降阶小信号建模

为简化分析, 首先做如下假设: 电路运行在稳定状态, 且开关频率远高于电网频率时, 网侧电流运行于连续模式; 直流侧电容足够大, 稳态时直流电压稳定无纹波, 中点电位平衡且三相严格对称^[12]。

根据图 2 列写 Vienna 整流电路回路方程为:

$$\begin{cases} u_{sa} = L \frac{di_a}{dt} + R_L i_a + u_{AO} \\ u_{sb} = L \frac{di_b}{dt} + R_L i_b + u_{BO} \\ u_{sc} = L \frac{di_c}{dt} + R_L i_c + u_{CO} \\ C \frac{du_{dc1}}{dt} = \sum_{x=a,b,c} \text{sgn } i_x (1 - S_x) i_x - i_{0p} \\ C \frac{du_{dc2}}{dt} = - \sum_{x=a,b,c} \text{sgn } i_x (1 - S_x) i_x - i_{0n} \end{cases} \quad (7)$$

定义开关函数 S_x 如下:

$$S_x = \begin{cases} 0 & Q_x \text{ 关断} \\ 1 & Q_x \text{ 导通} \end{cases} \quad (8)$$

符号函数 $\text{sgn } i_x$ 为:

$$\text{sgn } i_x = \begin{cases} -1 & i_x \leq 0 \\ 1 & i_x > 0 \end{cases} \quad (9)$$

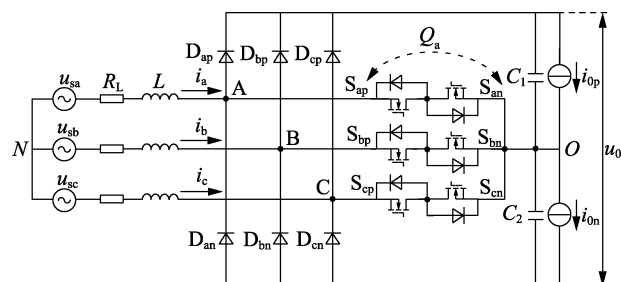


图 2 三电平 Vienna 整流器电路拓扑

Fig.2 Circuitry topology of three-phase Vienna rectifier

Vienna 整流器作为一种强制换流的能量单向流动的整流器, 整流桥输入电压不仅取决于开关管的

通断状态,也与电流极性相关,其表达式为:

$$\begin{cases} u_{AO} = \frac{u_0}{2} \text{sgn } i_a (1-S_a) \\ u_{BO} = \frac{u_0}{2} \text{sgn } i_b (1-S_b) \\ u_{CO} = \frac{u_0}{2} \text{sgn } i_c (1-S_c) \end{cases} \quad (10)$$

为消除电流极性的影响,从开关平均周期建模本质出发,假定开关管在平均开关周期 T_s 内的导通时间为 T_x ,定义占空比 d_x 为:

$$\begin{cases} d_a = \text{sgn } i_a (1-T_a/T_s) \\ d_b = \text{sgn } i_b (1-T_b/T_s) \\ d_c = \text{sgn } i_c (1-T_c/T_s) \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)代入式(7),可得:

$$\begin{cases} u_{sa} = L \frac{di_a}{dt} + R_L i_a + \frac{u_0}{2} d_a \\ u_{sb} = L \frac{di_b}{dt} + R_L i_b + \frac{u_0}{2} d_b \\ u_{sc} = L \frac{di_c}{dt} + R_L i_c + \frac{u_0}{2} d_c \end{cases} \quad (12)$$

引入 dq 坐标变换矩阵,则式(12)可写为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - \omega L i_q - R_L i_d + \frac{u_0}{2} d_d \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q + \omega L i_d - R_L i_q + \frac{u_0}{2} d_q \\ C \frac{du_0}{dt} = \frac{3}{2} (d_d i_d + d_q i_q) - i_{0p} - i_{0n} \end{cases} \quad (13)$$

可以看到, dq 坐标系下的 Vienna 整流器二端口模型包括 2 个相耦合的直流通道,状态方程如式(14)所示。

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{du_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L - d_d^2 R_C}{2L} & \frac{2\omega L - d_d d_q R_C}{2L} & \frac{-d_d}{2L} \\ \frac{-2\omega L - d_d d_q R_C}{2L} & \frac{-2R_L - d_q^2 R_C}{2L} & \frac{-d_q}{2L} \\ \frac{3d_d}{2C} & \frac{3d_q}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & \frac{0.5d_d R_C}{L} \\ 0 & \frac{1}{L} & \frac{0.5d_q R_C}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中, R_C 为滤波电容内阻。

式(13)中的静态工作点为:

$$\begin{cases} U_d = \sqrt{2} U_s \\ I_d = \sqrt{2} I_s = 2i_0/D_d \\ D_q = -2\omega L I_d/u_0 = -2\sqrt{2}\omega L I_s/u_0 \\ D_d = u_d/u_0 = 2\sqrt{2} U_s/u_0 \\ I_q = i_q^* = 0 \end{cases} \quad (15)$$

其中, U_s 和 I_s 分别为电网电压和网侧电流的均方根值; D_q 、 D_d 、 U_d 、 I_0 、 I_q 、 I_d 均为稳态工作点。将式(15)代入式(14),引入小信号扰动并线性化,忽略高阶项可得 Vienna 整流器小信号状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \\ \frac{d\hat{u}_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{2L} & \omega & -\frac{\sqrt{2}U_s}{Lu_0} \\ -\omega & \frac{R_L}{L} & \frac{\sqrt{2}\omega I_s}{u_0} \\ \frac{3\sqrt{2}U_s}{Cu_0} & -\frac{3\sqrt{2}L\omega U_s}{Cu_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{u}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & -\frac{u_0}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & -\frac{u_0}{2L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & \frac{3\sqrt{2}I_s}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \\ \hat{i}_0 \\ \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (16)$$

式(16)描述了在静态工作点引入小信号扰动后的线性小信号模型,其中“ $\hat{\cdot}$ ”表示扰动量。仅考虑 d 通道分量,则可得 Vienna 整流器线性化小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{u}_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{2L} & \frac{D_d}{2L} \\ \frac{3D_d}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{u}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & -\frac{u_0}{2L} \\ 0 & -\frac{1}{C} & \frac{3I_d}{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{i}_0 \\ \hat{d}_d \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中控制量输出方程为:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{u}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{u}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{i}_0 \\ \hat{d}_d \end{bmatrix} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \quad (18)$$

频域线性状态方程表示形式为:

$$\mathbf{y}(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}]\mathbf{u}(s) \quad (19)$$

状态输出方程为:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{u}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & G_{13}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & G_{23}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{i}_0 \\ \hat{d}_d \end{bmatrix} \quad (20)$$

综合式(15)~(18),可得式(20)中传递函数的表达式为:

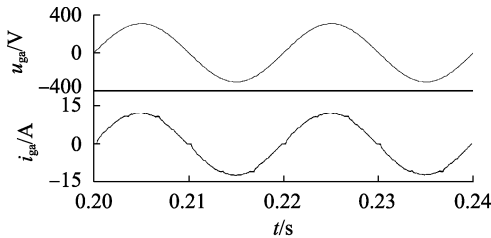
$$G_{11}(s) = \frac{\hat{i}_d}{\hat{u}_d} = \frac{s}{L} \frac{1}{d_{eq}(s)} \quad (21)$$

电容; R_{eg} 为电感等效内阻。

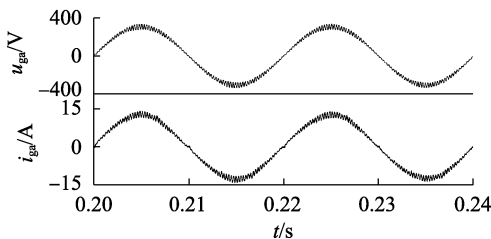
附录中图 A3(a)给出了随滤波电感增大的 Vienna 整流器与 LC 滤波器之间的阻抗比曲线,可以看到当采用 d 通道降阶模型进行小信号稳定性分析时,输入阻抗相位虽然保持在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 之间,但当滤波电感增大到 1.0 mH 时 LC 滤波输出阻抗 $Z_{sg}(s)$ 与 Vienna 闭环输入阻抗 $Z_{id}^c(s)$ 在交截区间 $[f_1, f_2]$ 内随着分布电感增大,相位差增大至 176° ,系统趋于不稳定。图 A3(b)为随滤波电容减小的电网输出阻抗与 Vienna 整流器闭环输入阻抗之间的阻抗比曲线,可见当滤波电容减小为 20 μF 时,阻抗比曲线相位差增大到 178° ,系统不稳定,动态响应变差。

为验证 Vienna 整流器阻抗与三相交流级联系统小信号稳定性等效判据分析的正确性,在理论分析的基础上构建了完整的仿真与实验模型,实验模型参数与理论分析保持一致,控制环路采用基于 dq 解耦的电流双闭环 PI 控制策略。Vienna 主电路中 $L=0.001\text{ H}$, $R_L=0.1\ \Omega$, $C_1=C_2=1\ 080\ \mu\text{F}$, $u_0=720\text{ V}$; LC 滤波 I 中 $L_{sg1}=0.35\text{ mH}$, $R_{sg1}=0.02\ \Omega$, $C_{g1}=50\ \mu\text{F}$, $R_{cg1}=0.03\ \Omega$; LC 滤波 II 中 $L_{sg2}=0.35\text{ mH}$, $R_{sg2}=0.02\ \Omega$, $C_{g2}=20\ \mu\text{F}$, $R_{cg2}=0.03\ \Omega$; 控制环路电压 PI 控制器中 $K_{p1}=0.1$, $K_{i1}=10$; 控制环路电流 PI 控制器中 $K_{p2}=-0.05$, $K_{i2}=-20$ 。

图 5(a)与图 5(b)分别为 Vienna 整流器与 LC 滤波网络级联时网侧电压、电流输出波形。可以看到,随着滤波电容的减小,网侧电压、电流出现振荡;当滤波电容为 20 μF 时,网侧电流发生振荡,系统不稳定,此时相位差为 178° 。大量仿真表明本文判据有一定的绝对误差,绝对误差在 $\pm 5^\circ$ 以内,这一现象由忽略耦合项导致,但并不影响输出阻抗特性,与理论分析基本保持一致,结果表明了本文小信号建模与三相交流系统稳定性等效判据分析的正确性。



(a) 滤波器 I 时网侧输出波形

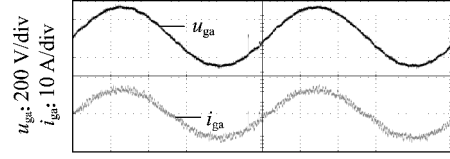


(b) 滤波器 II 时网侧输出波形

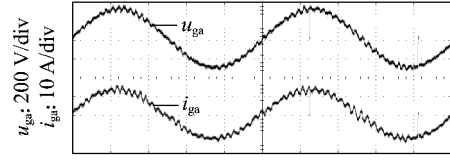
图 5 网侧电压、电流输出波形

Fig.5 Output waveforms of grid-side voltage and current

为验证阻抗与交流系统稳定性简化判据分析的正确性,本文构建了完整的实验测试模型。图 6(a)与图 6(b)分别为采用滤波器 I 与 II 时 Vienna 整流器网侧电压、电流输出波形,可以看到当电网阻抗为 I 型时网侧电压与电流出现畸变,当电网阻抗为 II 型时,网侧电流波峰波谷出现振荡,实验结果表明阻抗分析与简化判据的正确性。



(a) 滤波器 I 时网侧输出波形



(b) 滤波器 II 时网侧输出波形

图 6 网侧电压、电流输出波形

Fig.6 Output waveforms of grid-side voltage and current

2.2 虚拟阻抗调节

根据本文采用的三相交流小信号稳定性判据,若需保证 Vienna 整流器与电网 LC 滤波器级联小信号稳定,此时应使得 Vienna 整流器 d 通道输入阻抗与 LC 滤波器交截区域的相位差始终小于 180° [15]。传统的阻抗调节策略通过在滤波电容器串联阻尼电阻支路达到阻抗匹配,然而这增大了系统的功率损耗,同时抑制了高频的衰减能力 [16-17]。在已有研究的基础上,本文基于传统的反馈校正原则,通过将电容侧输出电压引入 dq 通道的电流调节器输出侧,从而改变电容电压与占空比之间的传递函数,进而实现系统阻抗匹配。

图 7 为引入虚拟阻抗调节后的 Vienna 整流器 d 通道简化控制框图,显而易见当引入虚拟阻抗调节后会使得电压与占空比之间传递函数得到改变,此时系统阻抗可等效为 2 个阻抗并联。图 8 为引入虚拟阻抗后 Vienna 整流器与 LC 滤波器阻抗比曲线,可以看到采用虚拟阻抗调节后阻抗交截区域相位差

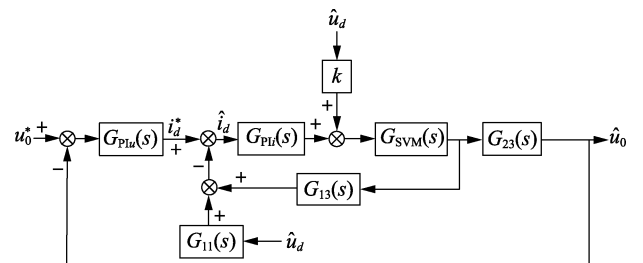


图 7 引入虚拟阻抗调节后 Vienna 整流器简化框图

Fig.7 Simplified block diagram of Vienna rectifier with virtual impedance regulation

约为 160° , 完全满足级联小信号稳定性。

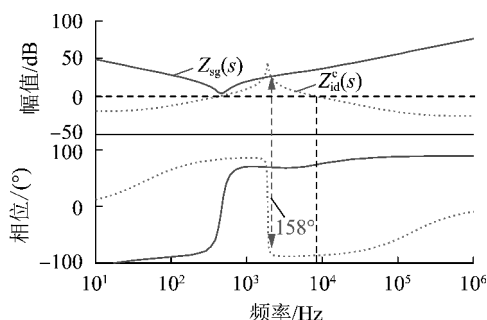
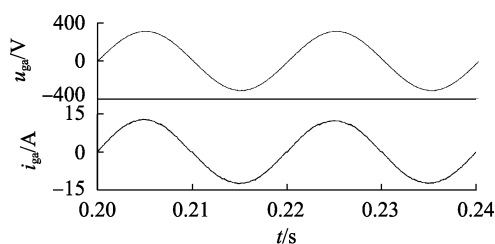


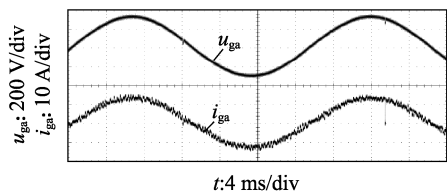
图 8 引入虚拟阻抗后的阻抗比曲线

Fig.8 Impedance ratio curve with presented virtual impedance

图 9 为在滤波器 II 时引入虚拟阻抗调节后网侧电压、电流输出波形。对比图 9 与图 5、6 可以看到, 采用阻抗调节后网侧电流、电压波形得到极大改善。



(a) 引入阻抗调节后仿真输出波形



(b) 引入阻抗调节后实验输出波形

图 9 引入虚拟阻抗后输出波形

Fig.9 Output waveforms with virtual impedance

3 结论

针对三相三电平 Vienna 整流器交流级联小信号稳定性问题, 首先将三相 Vienna 整流器交流级联系统稳定性转变为源变换器输出阻抗与 Vienna 整流器 d 通道输入阻抗之间的联系, 其次给出了 Vienna 整流器小信号模型与闭环阻抗表达式。为改善级联系统稳定性, 提出并采用了虚拟阻抗有效实现了系统阻抗匹配。仿真与实验结果表明, 电网滤波器中滤波电容取值与级联稳定性相关, 本文所提稳定性判据极大简化了三相交流级联系统小信号稳定性分析问题, 同时提供了一种虚拟阻抗匹配方案, 有效提升了交流级联系统稳定裕度, 极大改善了网侧电流质量, 为能量单向流动的 Vienna 整流器建模与交流级联系统小信号稳定性分析提供了重要参考。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 刘树, 张高言, 石山, 等. 面向数据中心的高品质供电研究[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(4): 133-139, 146.
LIU Shu, ZHANG Gaoyan, SHI Shan, et al. Analysis of inter-pole coupling effect and faulty pole selection for HVDC transmission line [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 133-139, 146.
- [2] DANG Chaoliang, TONG Xiangqian, HUANG Jingjing, et al. The neutral point-potential and current model predictive control method for Vienna rectifier[J]. Journal of the Franklin Institute, 2017, 354(17): 7605-7623.
- [3] 陆翔, 谢运祥, 桂存兵, 等. 基于无源性与滑模变结构控制相结合的 VIENNA 整流器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(10): 110-115.
LU Xiang, XIE Yunxiang, GUI Cunbing, et al. Vienna rectifier control strategy based on passivity control and sliding mode variable structure control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(10): 110-115.
- [4] 高铁峰, 仲宙宇, 张森, 等. 基于单周期控制的三相三电平 PFC 整流器中点电压平衡方法[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(7): 111-117.
GAO Tiefeng, ZHONG Zhouyu, ZHANG Sen, et al. Neutral-point voltage balancing based on one-cycle control for three-phase three-level PFC rectifier [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 111-117.
- [5] 李晶, 姜久春. 纯电动汽车充电机系统稳定性研究[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(9): 13-17.
LI Jing, JIANG Jiuchun. System stability of battery charger for battery electric vehicle[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(9): 13-17.
- [6] 腾宇, 王学华, 余辉, 等. 提高 LCL 型并网逆变器对电网阻抗鲁棒性的阻抗调节方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(增刊 1): 197-204.
TENG Yu, WANG Xuehua, YU Hui, et al. A grid impedance shaping method to improve robustness of LCL type grid-connected inverter against grid impedance variation [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(Supplement 1): 197-204.
- [7] 吕敬, 蔡旭, 张建文. 模块化多电平换流器的交直流侧阻抗模型[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(1): 131-135.
LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Jianwen. AC- and DC-side impedance models of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(1): 131-135.
- [8] 杨东升, 阮新波, 吴恒. 提高 LCL 型并网逆变器对弱电网适应能力的虚拟阻抗方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2327-2335.
YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. A virtual impedance method to improve the performance of LCL-type grid-connected inverters under weak grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2327-2335.
- [9] JIAN S. Impedance-based stability criterion for grid connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [10] 章涵芝. 三相电压型 PWM 整流器交流级联系统稳定性研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
ZHANG Hanzhi. Stability of AC three-phase voltage source PWM rectifier cascade system[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2014.
- [11] LIU Zeng, LIU Jinjun, BAO Weihai, et al. Infinity-norm of impe-

- dance-based stability criterion for three-phase AC distributed power systems with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3030-3043.
- [12] ROLANDO B, DUSHAN B, FRED W, et al. On the AC stability of high power factor three-phase rectifiers [C] // Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, GA, USA; IEEE, 2010: 2047-2054.
- [13] KOLAR J W, ZACH F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules [C] // The 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference. Vancouver, Canada; IEEE, 1994: 367-374.
- [14] LAI Rixin, WANG Fei, ROLANDO B, et al. Boost-type Vienna rectifier average modeling and control design for Vienna-type rectifiers considering the DC-Link voltage balance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2509-2522.
- [15] HANG Lijun, LI Bin, ZHANG Ming, et al. Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three phase wire level Vienna rectifier and capability of unbalanced-load control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 20-28.
- [16] LEE J S, LEE K B. A novel carrier-based PWM method for Vienna rectifier with a variable power factor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 3-12.
- [17] XUE Mingyu, ZHANG Yu, KANG Yong, et al. Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled grid-connected inverter with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(10): 4234-4247.
- [18] YU Hui, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Stability analysis of cascade AC system based on three-phase voltage source PWM rectifier [C] // Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai, China; IEEE, 2015: 847-852.

作者简介:



党超亮

党超亮(1988—),男,陕西铜川人,博士研究生,主要研究方向为电动汽车与数据中心高压直流供电系统、新型控制理论在现代电力电子中的应用与微电网小信号稳定性分析等(**E-mail**: dangclkk@163.com);

同向前(1961—),男,陕西省户县人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为无功补偿、电力谐波抑制、电力电子功率变换器和柔性直流输电技术(**E-mail**: lstong@mail.xaut.edu.cn);

宋卫章(1980—),男,河南信阳人,副教授,博士,主要研究方向为现代交流传动与矩阵变换器及其高性能控制(**E-mail**: songwz464237@126.com);

黄晶晶(1986—),女,河南焦作人,讲师,博士,主要研究方向为直流微电网控制策略(**E-mail**: hjj7759@163.com)。

Stability analysis of three-phase Vienna rectifier AC cascade system based on reduced order model

DANG Chaoliang, TONG Xiangqian, SONG Weizhang, HUANG Jingjing

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: Taking the small signal stability analysis of three-phase Vienna rectifier AC cascade system as the research object, the simplified small signal stability criterion in dq coordinate system is put forward, further, a Vienna rectifier impedance equation for small signal stability analysis in cascade system is given. Finally, a virtual impedance method is proposed to improve the small signal stability of Vienna rectifier system. A complete simulation and test model is built, and the detailed theoretical analysis and design scheme of virtual impedance are given. The results show the correctness of the small signal stability analysis and the proposed virtual impedance method.

Key words: three-level Vienna rectifier; reduced order model; LC filter; stability; impedance regulator

(上接第 132 页 continued from page 132)

LC coupled cascaded STATCOM and its control strategy

CHENG Jiafu¹, HE Zhixing², ZHOU Qinxian¹, YI Weilang², ZHOU Qianfan²

(1. Huizhou Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Huizhou 516003, China;

2. National Electric Power Conversion and Control Engineering Technology Research Center, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Unlike the conventional L-filter STATCOM, LC-STATCOM (LC coupled cascaded STATCOM) output filter adopts a series structure of inductance and capacitance, which has more advantages in capacitive reactive compensation and operation efficiency. The working principle and operating performance of LC-STATCOM are analyzed, and the discrete state equations are derived. In view of the resonance caused by LC series, a state feedback control method is proposed for LC-STATCOM to increase the resonant damping, improve the system fundamental-frequency gain and advance the current control performance. Furthermore, a capacitor voltage observer is built to estimate the voltage of output capacitor. Therefore, the auxiliary capacitor voltage sensor can be saved by using the voltage observation in the state feedback control, which decreases the cost.

Key words: cascaded multilevel; STATCOM; comprehensive compensation; state feedback control; reactive power control

附录

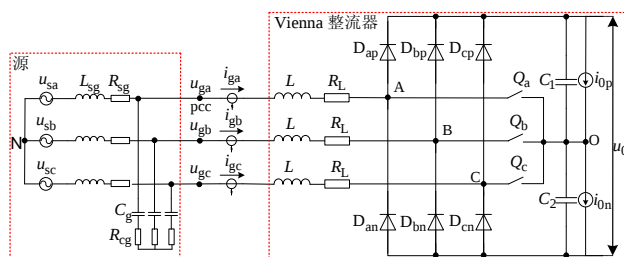


图 A1 三相 Vienna 整流器交流级联系统

Fig.A1 Three-phase Vienna rectifier cascaded AC system

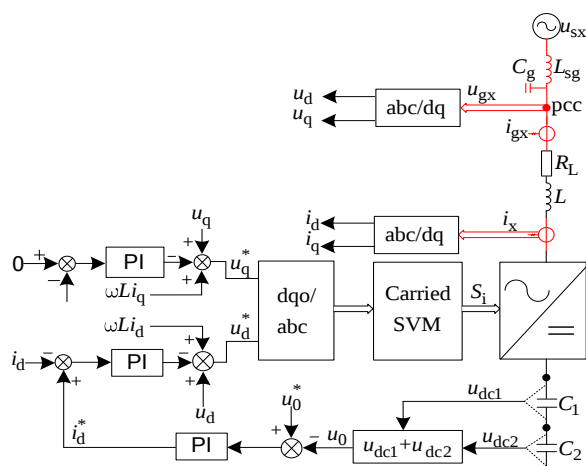


图 A2 基于 dq 解耦的 Vienna 整流器载波 SVM 控制框图

Fig.A2 Block diagram of Vienna rectifier base on the carried-SVM control in dq domain

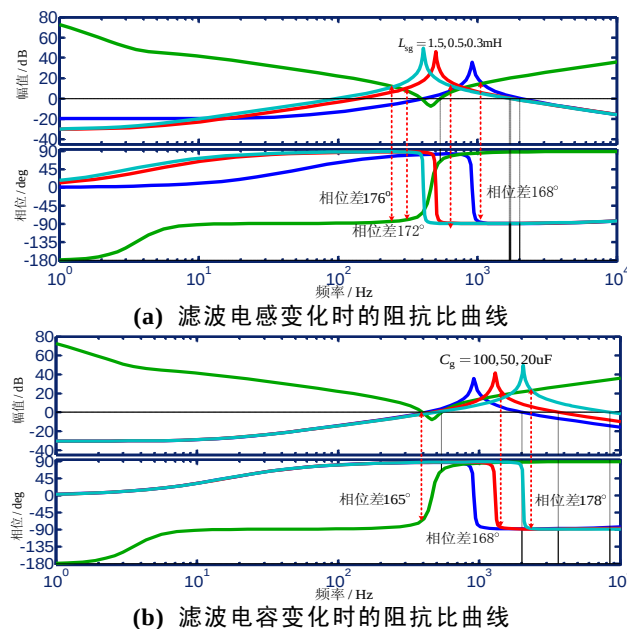


图 A3 Vienna 整流器与 LC 滤波阻抗比曲线

Fig.A3 Impedance ratio curves of Vienna rectifier cascading with LC filter