基于Vector Fitting的光伏并网逆变器控制器参数频域辨识方法

王 哲[1],吕 敬[1],吴林林[2],王 潇[2],宗皓翔[1],蔡 旭[1]
(1. 上海交通大学 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室,上海 200240;
2. 国网冀北电力有限公司电力科学研究院,北京 100045)

摘要:光伏并网逆变器通常含有内外环、锁相环等不同带宽控制环节,且控制器参数往往并不可知,即存在"灰箱"问题。为准确辨识不同带宽控制器参数,提出一种基于端口导纳特性的光伏并网逆变器控制器参数频域辨识方法。首先,建立典型控制下光伏并网逆变器交流端口的dq理论导纳模型,得到其理论导纳标准式;然后,通过扫频手段获得光伏并网逆变器交流端口的测量导纳数据,并采用Vector Fitting算法对测量的端口导纳数据进行矢量拟合,得到拟合导纳标准式;最后,运用最小二乘原理使理论导纳标准式与拟合导纳标准式对应项系数差值的平方和最小,从而辨识得到光伏并网逆变器控制器参数的估计值。参数辨识实例表明,所提方法能够同时准确辨识出不同带宽控制器参数。

关键词:光伏并网逆变器;参数辨识;导纳特性;Vector Fitting算法;多带宽控制
中图分类号:TM 615;TM 464 **文献标志码:**A DOI:10.16081/j.epae.202202023

0 引言

近十年来,可再生能源发展迅猛,目前我国光伏和风电的装机容量均为世界第一。光伏并网逆变器是光伏发电单元与交流电网之间的关键接口装置,直接影响光伏发电系统并网的动态特性,因此对其进行精确建模至关重要。然而,实际中由于商业机密,厂家往往无法提供光伏并网逆变器的控制器参数,即存在"灰箱"问题。因此,需要根据实测数据对光伏并网逆变器的控制器参数进行辨识[1]。

目前,参数辨识方法主要分为2种,即时域辨识法和频域辨识法。时域辨识法利用系统外部的时域测量数据来估计微分方程或状态方程的系数。文献[2]推导得出数字比例积分(PI)控制器的参数可唯一辨识,并通过时域测量数据辨识参数,验证了理论分析的正确性。文献[3]将光伏逆变器视作"黑箱"系统,仅通过采集逆变器外部的输入-输出数据,对光伏逆变器的数学模型进行辨识。文献[4]建立了典型电力电子电路的混杂系统模型,并基于该模型验证了可采用最小二乘算法来辨识电路参数。文献[5]提出一种在二次侧量测信号上施加扰动的虚拟量测激励方法,对光伏逆变器的直流电压外环和电流内环控制参数进行分步辨识。文献[6]采用自适应差分进化算法分2步辨识内环和外环参数。文献[7]基于差分进化算法对电流内环控制参数及其限幅值进行了分阶段辨识。文献[8]忽略电流内环前馈解耦环节,利用粒子群优化算法分步辨识内环和外环模型参数。文献[9]通过注入指令功率扰动,采用粒子群优化算法辨识下垂控制并网逆变器的等效惯性常数与等效阻尼系数。文献[10]使用阻尼最小二乘算法,利用人为施加的扰动数据分步辨识dq轴电流环控制器参数。文献[11]研究了双馈风力发电机不同系统动态下观测量的选择对参数辨识精度的影响,并分步辨识了双馈发电机的机械和电气参数。文献[12]运用最小二乘回归方法研究了双馈风力发电机三相短路状态下的参数辨识方法。文献[13]提出了风电场集电网络简化等值模型的构建方法,并采用粒子群优化算法对该模型进行了参数辨识。综上,由于模型中多种时间尺度的环节相互混杂,某些频段的外特性与多个参数均存在耦合关系,为了简化混杂在其中的各种因素,实现待辨识模型结构的解耦或简化,获得更好的辨识效果,现有时域辨识方法大多采用分步辨识的方法,常需要针对性地选取扰动信号与观测信号来辨识不同环节参数。

频域辨识法通常用于估计频率响应、传递函数等,适用于具有不同带宽控制环节的电力电子变换器的参数辨识。文献[14]首先采用频域离散激励法测试虚拟同步发电机的功频外特性,然后通过复曲线拟合法辨识其功频控制回路的传递函数。文献[15]提出一种通过递推最小二乘法来拟合并网逆变器端口的dq导纳特性的方法。文献[16]推导了双馈风电机组转子侧的解耦模型,通过注入伪随机信号计算得到该模型的传递函数序列,并进一步辨识其内环和外环控制器参数。此外,上述文献对并网

收稿日期:2021-05-24;**修回日期:**2021-12-27
在线出版日期:2022-02-21
基金项目:国家自然科学基金资助项目(51907125)
Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51907125)

逆变器控制结构均做了一定简化,且未考虑锁相环。

本文提出一种基于Vector Fitting[17-19]的光伏并网逆变器控制器参数的频域辨识方法,该方法基于光伏并网逆变器的交流端口宽频导纳特性,能够准确获取不同带宽控制环节的导纳特征,实现多带宽控制环节参数的精确辨识。首先,建立光伏并网逆变器交流端口的dq导纳模型[20],该模型包含光伏并网逆变器的全部控制环节,包括直流电压外环、电流内环、锁相环等。然后,通过扫频方法获得光伏并网逆变器交流端口的测量导纳数据,采用Vector Fitting算法对测量的导纳数据进行矢量拟合,得到拟合导纳的标准传递函数表达式。最后,通过最小二乘原理使理论导纳标准式与拟合导纳标准式对应项系数的差值平方和最小,最终辨识得到光伏并网逆变器所有控制器参数的估计值。

1　光伏并网逆变器典型拓扑及控制

图1为光伏并网逆变器典型拓扑及控制结构。光伏并网逆变器通常采用基于双闭环矢量控制的三相电压源逆变器结构,外环为直流电压控制,内环为交流电流控制,同时还需要锁相环提供电网角度用于同步旋转坐标变换。图中:$\boldsymbol{U}_{\mathrm{abc}}$和$\boldsymbol{I}_{\mathrm{abc}}$分别为电压源逆变器出口处的三相电压和电流;$\boldsymbol{U}_{\mathrm{iabc}}$为电压源逆变器经滤波器后的三相电压;$U_{\mathrm{dc}}$和$U_{\mathrm{dc}}^*$分别为电压源逆变器的直流侧电压及其参考值;$I_{\mathrm{dc}}$为直流侧输出电流;$L_{\mathrm{f}}$和$R_{\mathrm{f}}$分别为电压源逆变器交流侧滤波电感及其等效电阻;$\theta_{\mathrm{pll}}$为锁相环输出的电网角度;$I_d$、$I_q$和$I_d^*$、$I_q^*$分别为$d$、$q$轴电流及其参考值;$U_{\mathrm{id}}$、$U_{\mathrm{iq}}$分别为电压源逆变器经滤波器后的$d$、$q$轴电压;$\omega$为系统基波角频率;$H_{\mathrm{c}}$、$H_{\mathrm{dc}}$分别为电流内环、直流电压外环的PI控制器传递函数;H_{pll}为锁相环的PI控制器传递函数。

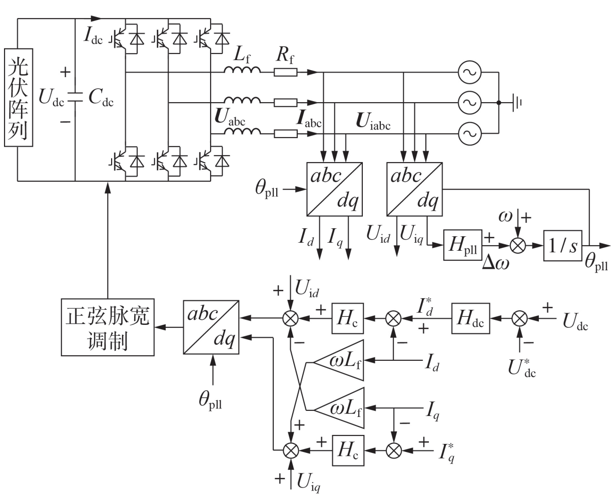


图1　光伏并网逆变器典型拓扑及控制结构

Fig.1　Typical topology and control structure of photovoltaic grid-connected inverter

由图1可得,光伏并网逆变器在dq坐标系下的交流侧数学模型为:

$$\begin{bmatrix}U_d\\U_q\end{bmatrix}=L_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}I_d\\I_q\end{bmatrix}+R_{\mathrm{f}}\begin{bmatrix}I_d\\I_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0&-\omega L_{\mathrm{f}}\\\omega L_{\mathrm{f}}&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_d\\I_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}U_{\mathrm{id}}\\U_{\mathrm{iq}}\end{bmatrix}\tag{1}$$

式中:U_d、U_q分别为VSC出口处d、q轴电压。

将光伏阵列视作恒功率源,假定其输出功率为P,则光伏并网逆变器直流侧数学模型为:

$$C_{\mathrm{dc}}\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=\frac{P}{U_{\mathrm{dc}}}-I_{\mathrm{dc}}\tag{2}$$

光伏并网逆变器内、外环控制器的数学模型可表示为:

$$\begin{bmatrix}U_d\\U_q\end{bmatrix}=H_{\mathrm{c}}\begin{bmatrix}I_d^*-I_d\\I_q^*-I_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}U_{\mathrm{id}}\\U_{\mathrm{iq}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-\omega L_{\mathrm{f}}&0\\0&\omega L_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_d\\I_q\end{bmatrix}\tag{3}$$

$$\begin{bmatrix}I_d^*\\I_q^*\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}H_{\mathrm{dc}}(U_{\mathrm{dc}}-U_{\mathrm{dc}}^*)\\0\end{bmatrix}\tag{4}$$

电流内环、直流电压外环、锁相环的PI控制器传递函数分别表示如下:

$$H_{\mathrm{c}}(s)=K_{\mathrm{pi}}+\frac{K_{\mathrm{ii}}}{s}\tag{5}$$

$$H_{\mathrm{dc}}(s)=K_{\mathrm{pdc}}+\frac{K_{\mathrm{idc}}}{s}\tag{6}$$

$$H_{\mathrm{pll}}(s)=K_{\mathrm{ppll}}+\frac{K_{\mathrm{ipll}}}{s}\tag{7}$$

式中:K_{pi}和K_{ii}分别为电流内环的比例系数和积分系数;K_{pdc}和K_{idc}分别为直流电压外环的比例系数和积分系数;K_{ppll}和K_{ipll}分别为锁相环的比例系数和积分系数。

同时,根据三相逆变器的交、直流侧功率守恒,有下式成立:

$$I_{\mathrm{dc}}=\frac{3}{2}\frac{U_dI_d+U_qI_q}{U_{\mathrm{dc}}}\tag{8}$$

2　基于Vector Fitting的光伏并网逆变器控制器参数辨识方法

2.1　Vector Fitting基本原理

2.1.1　算法原理

Vector Fitting是一种迭代算法,每一次运算都以一组初始极点开始,通过求解线性最小二乘问题来重新定位初始极点至更好的位置,直至达到收敛。

在Vector Fitting算法中,假设系统传递函数$\hat{f}(s)$可以表示为如下形式:

$$\hat{f}(s)=\sum_{n=1}^{N}\frac{c_n}{s-\lambda_n}+d+sh\tag{9}$$

式中:留数$\{c_n\}$和极点$\{\lambda_n\}$以实数或者共轭复数对的形式出现;d和h为实数,在算法初始化时,需要设定拟合极点个数N,以及d、h是否为0,以调整拟合

结果中的分子和分母阶次。

Vector Fitting算法具体步骤如下。

1)选取初始极点为$\{\bar{\lambda}_n\}$,并定义未知函数$\sigma(s)$使其与$\hat{f}(s)$相乘后的结果与$\sigma(s)$有相同极点,如式(10)所示。

$$\begin{bmatrix}\sigma(s)\hat{f}(s)\\ \sigma(s)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\sum_{n=1}^{N}\dfrac{c_n}{s-\bar{\lambda}_n}+d+sh\\ \sum_{n=1}^{N}\dfrac{\bar{c}_n}{s-\bar{\lambda}_n}+1\end{bmatrix} \tag{10}$$

式中:$\{\bar{c}_n\}$为$\sigma(s)$的待确定留数。

将式(10)等号右侧向量第二行元素与$f(s)$相乘可得:

$$\left(\sum_{n=1}^{N}\frac{\bar{c}_n}{s-\bar{\lambda}_n}+1\right)f(s)=\sum_{n=1}^{N}\frac{c_n}{s-\bar{\lambda}_n}+d+sh \tag{11}$$

式中:$f(s)$为频域采样点已知数据;$\{c_n\}$、d、h、$\{\bar{c}_n\}$为未知代求参数。

2)对于一系列给定频率s_k及响应$f(s_k)$求解未知参数,其中k为频率采样点个数,且$k\gg 2N$,求解过程运用最小二乘原理,求解线性方程如下:

$$\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}=\boldsymbol{l}_k \tag{12}$$

$$\boldsymbol{A}_k=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{s_k-\bar{\lambda}_1} & \cdots & \dfrac{1}{s_k-\bar{\lambda}_N} & 1 & s_k & \dfrac{-f(s_k)}{s_k-\bar{\lambda}_1} & \cdots & \dfrac{-f(s_k)}{s_k-\bar{\lambda}_N}\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{x}=[c_1\ \cdots\ c_N\ d\ h\ \bar{c}_1\ \cdots\ \bar{c}_N]^{\mathrm{T}},\ \boldsymbol{l}_k=f(s_k)$$

3)在求解参数$\{c_n\}$、d、h、$\{\bar{c}_n\}$后,可以进一步通过式(11)得到拟合传递函数$\hat{f}(s)$的表达式为:

$$\hat{f}(s)=\frac{\sigma(s)\hat{f}(s)}{\sigma(s)} \tag{13}$$

将$\sigma(s)\hat{f}(s)$与$\sigma(s)$由部分分式形式写作整体分式形式,可得:

$$\sigma(s)\hat{f}(s)=h\frac{\prod_{n=1}^{N+1}(s-z_n)}{\prod_{n=1}^{N}(s-\bar{\lambda}_n)},\quad \sigma(s)=\frac{\prod_{n=1}^{N}(s-\bar{z}_n)}{\prod_{n=1}^{N}(s-\bar{\lambda}_n)} \tag{14}$$

式中:$\{z_n\}$和$\{\bar{z}_n\}$分别为$\sigma(s)\hat{f}(s)$和$\sigma(s)$的零点。则式(13)可以写为:

$$\hat{f}(s)=h\frac{\prod_{n=1}^{N+1}(s-z_n)}{\prod_{n=1}^{N}(s-\bar{z}_n)} \tag{15}$$

通过式(15)可以得出$\sigma(s)$的零点$\{\bar{z}_n\}$即为$\hat{f}(s)$的极点,可通过求解特征值问题得到$\{\bar{z}_n\}$如式(16)所示。

$$\{\bar{z}_n\}=\mathrm{eig}(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{b}\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}) \tag{16}$$

式中:$\boldsymbol{A}$为对角矩阵,其对角元素为初始极点$\{\bar{\lambda}_n\}$;$\boldsymbol{b}$为元素均为1的列向量;$\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}$为包含$\sigma(s)$留数$\{\bar{c}_n\}$的行向量;eig(·)表示求取矩阵特征值的运算。

由式(15)可知,初始极点在求解$\hat{f}(s)$过程中被消去。因此,可以将$\sigma(s)$的零点作为新的初始极点,重新求解式(12),通过多次迭代得到更加准确的拟合结果。

2.1.2 初始极点的选取

关于初始极点,文献[17]提出选取初始极点时,要依照实数或共轭复数的形式,线性地或以对数间隔地分布在待辨识频率范围来选取。实极点常用于拟合光滑函数,一般情况下应选择共轭复极点。对于起始共轭复极点,实部通常选取为虚部的1/100,这有利于减少迭代次数。

另一方面,Vector Fitting算法具有良好的鲁棒性,即使初始极点位置选取不佳,也能通过多次迭代得到准确的拟合结果。将$\sigma(s)$中的固定单位系数1变为未知参数,使$\sigma(s)$在高频处趋为1的限制替换为一个更宽松的条件,极大提高了算法将极点重新定位至更好位置以及抗噪声干扰的能力,从而降低了初始极点选取的重要性。

2.2 参数辨识流程

本文要辨识的光伏并网逆变器的控制器参数为K_{pi}、K_{ii}、K_{pdc}、K_{idc}、K_{ppll}和K_{ipll}。辨识流程图如附录A图A1所示,具体辨识步骤如下。

步骤1:确定光伏并网逆变器的电气参数与控制结构。电气参数包括额定功率、额定直流电压、电网电压、直流母线电容值、交流侧滤波器参数等。

步骤2:理论推导光伏并网逆变器在dq坐标系下的导纳模型,将理论导纳模型中的第一行第一列元素$Y_{dd}(s)$和第二行第二列元素$Y_{qq}(s)$分别转化为标准的有理分式表达形式$G_d(s)$和$G_q(s)$,分别如式(17)和式(18)所示。之所以选取这2个元素,是因为它们的阶次较低,便于算法拟合,且包含了全部待辨识控制器参数。$G_d(s)$和$G_q(s)$的系数特征为$a_{d_n}=1$、$a_{q_n}=1$,其余各项系数均含有控制器待辨识参数,且均无虚部。

$$G_d(s)=\frac{b_{d_m}s^{d_m}+b_{d_{m-1}}s^{d_{m-1}}+\cdots+b_{d_1}s^1+b_{d_0}}{a_{d_n}s^{d_n}+a_{d_{n-1}}s^{d_{n-1}}+\cdots+a_{d_1}s^1+a_{d_0}} \tag{17}$$

$$G_q(s)=\frac{b_{q_m}s^{q_m}+b_{q_{m-1}}s^{q_{m-1}}+\cdots+b_{q_1}s^1+b_{q_0}}{a_{q_n}s^{q_n}+a_{q_{n-1}}s^{q_{n-1}}+\cdots+a_{q_1}s^1+a_{q_0}} \tag{18}$$

步骤3:通过扫频手段获得光伏并网逆变器交流端口导纳数据。扫频方法的具体实现步骤如下。

1)将频率为ω_{p}的d轴小扰动电压$\Delta U_{\mathrm{id}}^{\mathrm{s}}$做反Park变换,得到三相交流电压扰动信号,并注入光伏并网逆变器交流侧;测量三相交流侧在dq坐标系下的d

轴电流，进一步做快速傅里叶变换（FFT）分析，得到频率为ω_p的d轴小扰动电流ΔI_d^s，计算得到扰动频率为ω_p处的Y_{dd}扫频导纳如下：

$$Y_{dd}=\Delta I_d^s/\Delta U_{id}^s \tag{19}$$

2）将频率为ω_p的q轴小扰动电压ΔU_{iq}^s做反Park变换，得到三相交流电压扰动信号，并注入光伏并网逆变器交流侧；测量三相交流侧在dq坐标系下的q轴电流，进一步做FFT分析，得到频率为ω_p的q轴小扰动电流ΔI_q^s，计算得到扰动频率为ω_p处的Y_{qq}扫频导纳如下：

$$Y_{qq}=\Delta I_q^s/\Delta U_{iq}^s \tag{20}$$

值得注意的是：一方面，由于dq导纳矩阵含有非对角元素，在注入扰动电压时，需要分别注入d轴和q轴小扰动电压来求解导纳矩阵元素；另一方面，ΔU_{id}^s、ΔU_{iq}^s、ΔI_d^s和ΔI_q^s均是在电气系统dq坐标系[20]下频率为ω_p的小信号分量，在实验过程由ΔU_{id}^s、ΔU_{iq}^s经过反Park变换生成三相交流小扰动电压，以及由三相电流经过Park变换进一步测量ΔI_d^s和ΔI_q^s，都应当采用理想三相交流电网的相角而非锁相环生成的相角。这是应对控制器“灰箱”情况下合理可行的扫频方式。

步骤4：采用Vector Fitting算法求取Y_{dd}扫频数据的拟合导纳$H_d(s)$。具体步骤为：将扫频所得Y_{dd}及对应s（$s=\mathrm{j}\omega$）作为算法输入参数，设置初始极点为算法默认值，得到拟合结果的有理分式表达形式如式（21）所示，其中$a'_{d_n}=1$，a'_{d_0}—$a'_{d_{n-1}}$、b'_{d_0}—b'_{d_m}均为虚部远小于实部的复数，在接下来的最小二乘辨识过程中，忽略a'_{d_0}—$a'_{d_{n-1}}$、b'_{d_0}—b'_{d_m}的虚部，只使用其实部。

$$H_d(s)=\frac{b'_{d_m}s^{d_m}+b'_{d_{m-1}}s^{d_{m-1}}+\cdots+b'_{d_1}s^{d_1}+b'_{d_0}}{a'_{d_n}s^{d_n}+a'_{d_{n-1}}s^{d_{n-1}}+\cdots+a'_{d_1}s^{d_1}+a'_{d_0}} \tag{21}$$

同理，采用Vector Fitting算法求取Y_{qq}扫频数据的拟合导纳$H_q(s)$，得到拟合结果的有理分式表达形式如式（22）所示，其中$a'_{q_n}=1$，a'_{q_0}—$a'_{q_{n-1}}$、b'_{q_0}—b'_{q_m}均为虚部远小于实部的复数，在接下来的最小二乘辨识过程中，忽略a'_{q_0}—$a'_{q_{n-1}}$、b'_{q_0}—b'_{q_m}的虚部，只使用其实部。

$$H_q(s)=\frac{b'_{q_m}s^{q_m}+b'_{q_{m-1}}s^{q_{m-1}}+\cdots+b'_{q_1}s^{q_1}+b'_{q_0}}{a'_{q_n}s^{q_n}+a'_{q_{n-1}}s^{q_{n-1}}+\cdots+a'_{q_1}s^{q_1}+a'_{q_0}} \tag{22}$$

步骤5：建立列向量$\boldsymbol{M}$和$\boldsymbol{N}$，其元素分别为$G_d(s)$与$H_d(s)$、$G_q(s)$与$H_q(s)$各对应系数的差值，分别如式（23）和式（24）所示。

$$\boldsymbol{M}=[a_{d_0}-a'_{d_0},\cdots,a_{d_{n-1}}-a'_{d_{n-1}},b_{d_0}-b'_{d_0},\cdots,b_{d_m}-b'_{d_m}]^{\mathrm{T}} \tag{23}$$

$$\boldsymbol{N}=[a_{q_0}-a'_{q_0},\cdots,a_{q_{n-1}}-a'_{q_{n-1}},b_{q_0}-b'_{q_0},\cdots,b_{q_m}-b'_{q_m}]^{\mathrm{T}} \tag{24}$$

进一步运用最小二乘算法来辨识控制器参数，具体做法如下。

首先，由于列向量$\boldsymbol{M}$和$\boldsymbol{N}$的元素间次数差距较大，需要合理分配它们的权重，从而使最小二乘原理更加适用。本文通过降低高次项次数，使$\boldsymbol{M}$和$\boldsymbol{N}$所有列向量元素次数保持在同一数量级，得到$\overline{\boldsymbol{M}}$和$\overline{\boldsymbol{N}}$，然后采用非线性最小二乘原理使列向量$\overline{\boldsymbol{M}}$和$\overline{\boldsymbol{N}}$的模最小来求解待辨识控制器参数。

其次，在最小二乘求解之前，需要将已知电路参数和电路运行稳态工作点信息代入，使得列向量$\boldsymbol{M}$和$\boldsymbol{N}$均只包含部分控制器参数，对于$\boldsymbol{M}$和$\boldsymbol{N}$独有的参数，在最小二乘求解后直接将其当作参数辨识结果，对于$\boldsymbol{M}$和$\boldsymbol{N}$共有的参数，需将二者的辨识结果取平均作为最后的辨识结果。

3　参数辨识实例

针对图1所示典型双闭环控制的光伏并网逆变器，分别在光伏并网逆变器运行在50%有功功率输出、100%有功功率输出（无功功率输出均为0）这2种工况下，采用本文所提方法对其控制器参数进行辨识。需要注意的是，当电路有功功率输出情况改变时，电路的稳态工作点将会发生变化，控制器参数保持不变。

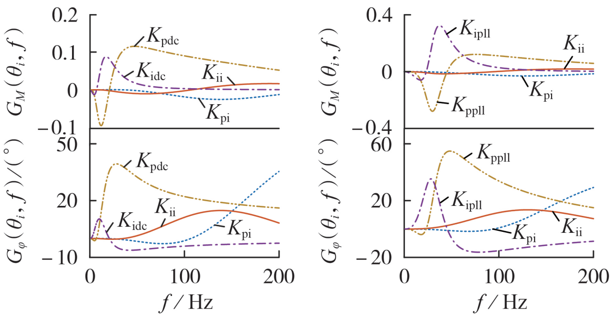
根据步骤1，已知系统电气参数和控制结构，电气参数如下：滤波电感$L_f=1.4$ mH，滤波电阻$R_f=21.7$ mΩ，直流电压$U_{dc}=780$ V，直流侧电容$C_{dc}=10$ mF，电网电压为380 V，光伏阵列输出功率$P=50$ kW。

根据步骤2，推导计及所有控制环节的光伏并网逆变器的dq理论导纳模型，推导过程详见附录B。并将Y_{dd}和Y_{qq}元素转化为标准的有理分式表达形式$G_d(s)$和$G_q(s)$（如式（17）和式（18）所示），根据附录C中该模型对应的$G_d(s)$和$G_q(s)$各项系数，得知$G_d(s)$中包含K_{pi}、K_{ii}、K_{pdc}、K_{idc}这4个控制参数，$G_q(s)$中包含K_{pi}、K_{ii}、K_{ppll}、K_{ipll}这4个控制参数，根据式（17）和式（18）计算得到参数θ_i在频率f处的幅值灵敏度$G_M(\theta_i,f)$和相位灵敏度$G_\varphi(\theta_i,f)$[20]如下：

$$\begin{cases}G_M(\theta_i,f)=\\ \quad\lim\limits_{\Delta\theta_i\to 0}\dfrac{1}{\Delta\theta_i}\Big(\big|G(\theta_i+\Delta\theta_i,\mathrm{j}2\pi f)\big|-\big|G(\theta_i,\mathrm{j}2\pi f)\big|\Big)\\ G_\varphi(\theta_i,f)=\\ \quad\lim\limits_{\Delta\theta_i\to 0}\dfrac{1}{\Delta\theta_i}\big(\angle G(\theta_i+\Delta\theta_i,\mathrm{j}2\pi f)-\angle G(\theta_i,\mathrm{j}2\pi f)\big)\end{cases} \tag{25}$$

式中：$|\cdot|$表示取模值；∠表示取相位；θ_i为第i个待辨识参数，$\Delta\theta_i$为第i个待辨识参数的微小增量。

由传递函数$G_d(s)$和$G_q(s)$获得控制参数的灵敏度曲线如图2所示。由图2可以看出，K_{pdc}、K_{idc}、K_{ppll}、K_{ipll}幅值和相位灵敏度较大，相对容易辨识，电流环控制参数K_{pi}、K_{ii}灵敏度较小，相对较难辨识，即电流



（a）$G_d(s)$各参数灵敏度　（b）$G_q(s)$各参数灵敏度

图2　$G_d(s)$和$G_q(s)$的各参数灵敏度

Fig.2　Parameter sensitivities of $G_d(s)$ and $G_q(s)$

环控制参数的辨识精度会相对差一些。另外，文献[21]指出，若所有参数的灵敏度曲线不同时过零点，则所有参数不相关，可以唯一辨识。由图2看出，各参数的轨迹灵敏度曲线不同时过零点，故可以唯一辨识。

根据步骤3，首先在交流端口处注入1~200 Hz的d轴小扰动电压，注入频率间隔为1 Hz，测量三相交流侧在dq坐标系下的d轴电流，采样频率为10 kHz，采样时间为1 s，通过FFT分析，得到Y_{dd}的扫频导纳曲线；同样地，在交流端口处注入q轴小扰动电压，测量q轴电流，得到Y_{qq}的扫频导纳曲线。

2种工况下Y_{dd}与Y_{qq}的扫频曲线与其理论导纳曲线的对比结果如附录D图D1所示。可以看出，理论导纳与扫频测量导纳具有高度的一致性，验证了理论导纳模型的正确性。

根据步骤4，使用Vector Fitting算法对Y_{dd}和Y_{qq}的扫频测量导纳数据进行传递函数拟合，对照推导得出的$G_d(s)$、$G_q(s)$的模型阶次，设定Vector Fitting算法初始拟合极点数为4，参数d、h均为0，附录E给出了2种工况下通过算法辨识得到的拟合传递函数的具体表达式。由于Vector Fitting算法的结构特征，拟合结果$H_d(s)$、$H_q(s)$均是分子为三阶、分母为四阶的有理分式表达形式，且分子中s^3的系数相对其他项系数非常小，可以忽略。

2种工况下拟合传递函数$H_d(s)$、$H_q(s)$曲线与测量导纳曲线的对比结果如附录F图F1所示，图中将误差幅值定义为同一频率下测量导纳与拟合导纳之差的幅值。由图可见，得到的拟合传递函数具有较高的精度，能够在较宽频率范围内精确拟合测量导纳曲线。

根据步骤5，令理论导纳标准式$G_d(s)$、$G_q(s)$和拟合导纳标准式$H_d(s)$、$H_q(s)$对应项系数差值的平方和最小（忽略$H_d(s)$和$H_q(s)$表达式分子中s^3的系数），可得2种工况下光伏并网逆变器的控制器参数辨识结果如表1和表2所示。通过误差百分比分析可知，本文所提控制器参数辨识方法能够在不同功率输出情况下较精确地辨识光伏并网逆变器的全部控制器参数；另一方面，电流内环PI控制器参数K_{pi}和K_{ii}的辨识误差相比电压环和锁相环较大，与前文的灵敏度分析结果一致。

表1　50%功率输出时的参数辨识结果

Table 1　Parameter identification results under 50% power output condition

参数	真实值	辨识值	误差/%
K_{pi}	2.49	2.07	16.87
K_{ii}	1689.11	1595.46	5.54
K_{ppll}	0.62	0.618	0.32
K_{ipll}	130.88	128.61	1.73
K_{pdc}	2.84	2.83	0.35
K_{idc}	143.89	142.30	1.10

表2　100%功率输出时的参数辨识结果

Table 2　Parameter identification results under 100% power output condition

参数	真实值	辨识值	误差/%
K_{pi}	2.49	2.38	4.42
K_{ii}	1689.11	1802.58	6.72
K_{ppll}	0.62	0.617	0.48
K_{ipll}	130.88	127.77	2.38
K_{pdc}	2.84	2.81	1.06
K_{idc}	143.90	140.28	2.52

在2种工况下，将控制器参数的真实值和辨识值分别代入理论导纳矩阵模型中，并绘制其各元素的幅频曲线，如附录F图F2所示。由图可见，在不同功率输出情况下辨识得到的控制器参数均能够在宽频范围内保持原有端口导纳特性。

在实际应用中对逆变器端口进行小信号阻抗测量时，难免会存在噪声干扰。相比于传统的基于方程误差的复曲线拟合CCF（Complex-Curve Fitting）法[14]，本文所用的Vector Fitting算法具备良好的抗噪声干扰能力。为了更好地说明这一问题，本文对100%有功功率输出工况下Y_{dd}的扫频测量导纳数据加入线性信噪比为1000的噪声信号，采用2种算法分别对加入噪声后的扫频信号进行传递函数拟合（拟合传递函数的具体表达式见附录G式（G1）、（G2）），得到的拟合结果与误差曲线如附录G图G1所示。由图可见，Vector Fitting算法相对CCF法，在待拟合扫频数据含有噪声的情况下，拟合得到的传递函数结果与扫频数据的误差更小，能够更准确地反映系统的端口频域特性。

利用2种拟合方法得到的传递函数进行控制器参数辨识，辨识结果如表3所示。可以看出，基于Vector Fitting的参数辨识方法比基于CCF的参数辨识方法具有更高的辨识精度。

表3　噪声干扰时基于2种拟合方法的控制器参数辨识结果对比

Table 3　Comparison of parameter identification results of controller based on two fitting methods under noise disturbance condition

参数	真实值	Vector Fitting算法		CCF法	
		辨识值	误差/%	辨识值	误差/%
K_{pi}	2.49	2.20	11.65	1.95	21.69
K_{ii}	1689.11	1419.30	15.97	2313.00	36.94
K_{pdc}	2.84	2.77	2.46	1.57	44.72
K_{idc}	143.89	144.58	0.48	499.99	247.48

4　讨论

针对本文所提参数辨识方法的适用性展开以下讨论。

1)本文通过小信号线性化建立光伏并网逆变器的端口阻抗时，认为电路工作在稳态，即正常运行工况下，控制环节中的限幅、保护等非线性环节并不影响电路的稳态工作点，也不影响电路的端口导纳外特性和参数辨识过程，因此对辨识效果的影响可以忽略。

2)在实际系统中，母线电容和交流滤波电感等参数的实际值与标称值可能存在一定的偏差，这会影响光伏并网逆变器的端口导纳特性，进一步影响控制器参数辨识结果的准确度。母线电容的参数偏差主要影响直流电压外环控制参数的辨识精度，交流滤波电感的参数偏差主要影响电流内环控制参数的辨识精度。一般情况下，母线电容和交流滤波电感参数偏差范围在±10%以内，分析表明，在该偏差范围内，母线电容和交流滤波电感的参数偏差对控制器参数辨识结果准确度的影响仍在可接受范围内。

5　结论

针对含多带宽控制环节的光伏并网逆变器，提出一种基于Vector Fitting的控制器参数频域辨识方法，给出了具体的参数辨识步骤，并通过参数辨识实例验证了所提方法的有效性。得出以下结论：

1)采用Vector Fitting算法对测量导纳数据进行矢量拟合，具有良好的抗噪声干扰能力，所得拟合传递函数表达式能够在宽频范围内精确表征测量的导纳曲线；

2)所提方法基于光伏并网逆变器的交流端口宽频导纳特性，能够准确反映不同带宽控制环节的导纳特征，从而实现不同带宽控制环节控制器参数的精确辨识；

3)所提控制器参数辨识方法特别适用于含不同带宽控制环节的电力电子系统的参数辨识，并可扩展应用至风电机组、柔性直流输电系统等不同场合。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献：

[1] 袁震东．系统辨识中时域方法与频域方法的相辅相成关系[J]．控制理论与应用，1988(4)：18-28．
YUAN Zhendong. Some complementary relations between time domain method and frequency domain method for system identification[J]. Control Theory and Applications，1988(4)：18-28．

[2] 张仰飞，袁越，郝思鹏，等．数字PI控制器的参数辨识及实验验证[J]．电力自动化设备，2010，30(11)：40-43．
ZHANG Yangfei，YUAN Yue，HAO Sipeng，et al. Parameter identification of digital PI controller and experiment validation[J]. Electric Power Automation Equipment，2010，30(11)：40-43．

[3] 郑伟，熊小伏．基于Wiener模型的光伏并网逆变器模型辨识方法[J]．中国电机工程学报，2013，33(36)：18-26．
ZHENG Wei，XIONG Xiaofu. A model identification method for photovoltaic grid-connected inverters based on the Wiener model[J]. Proceedings of the CSEE，2013，33(36)：18-26．

[4] 马皓，毛兴云，徐德鸿．基于混杂系统模型的DC/DC电力电子电路参数辨识[J]．中国电机工程学报，2005，25(10)：50-54．
MA Hao，MAO Xingyun，XU Dehong. Parameter identification of DC/DC power electronic circuits based on hybrid system model[J]. Proceedings of the CSEE，2005，25(10)：50-54．

[5] 金宇清，鞠平，潘学萍，等．光伏逆变器控制参数的分步辨识方法[J]．电网技术，2015，39(3)：594-600．
JIN Yuqing，JU Ping，PAN Xueping，et al. A stepwise method to identify controller parameters of photovoltaic inverter[J]. Power System Technology，2015，39(3)：594-600．

[6] LIU Z，WU H，JIN W，et al. Two-step method for identifying photovoltaic grid-connected inverter controller parameters based on the adaptive differential evolution algorithm[J]. IET Generation，Transmission & Distribution，2017，11(17)：4282-4290．

[7] 孔祥平，袁宇波，阮思烨，等．面向故障暂态建模的光伏并网逆变器控制器参数辨识[J]．电力系统保护与控制，2017，45(11)：65-72．
KONG Xiangping，YUAN Yubo，RUAN Siye，et al. Controller parameter identification of the grid connected PV inverter for fault transient modeling[J]. Power System Protection and Control，2017，45(11)：65-72．

[8] 孙黎霞，林雪，金宇清，等．基于粒子群优化算法的并网光伏发电单元建模[J]．电网技术，2015，39(5)：1213-1218．
SUN Lixia，LIN Xue，JIN Yuqing，et al. Modeling of grid-connected photovoltaic generation unit based on particle swarm optimization algorithm[J]. Power System Technology，2015，39(5)：1213-1218．

[9] 于鸿儒，苏建徽，徐华电，等．并网逆变器虚拟惯性与阻尼的等效及辨识[J]．中国电机工程学报，2019，39(20)：6034-6043，6184．
YU Hongru，SU Jianhui，XU Huadian，et al. Equivalent and identification of virtual inertia and damping of grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE，2019，39(20)：6034-6043，6184．

[10] 沈欣炜，郑竞宏，朱守真，等．光伏并网逆变器控制参数的*dq*轴解耦辨识策略[J]．电力系统自动化，2014，38(4)：38-43．
SHEN Xinwei，ZHENG Jinghong，ZHU Shouzhen，et al. A *dq* axis decoupling parameter identification strategy for grid-connected inverter controller of photovoltaic generation system[J]. Automation of Electric Power Systems，2014，38(4)：38-43．

[11] 潘学萍，鞠平，徐倩，等．双馈风力发电机参数分步辨识及观测量的选择[J]．中国电机工程学报，2013，33(13)：116-126．
PAN Xueping，JU Ping，XU Qian，et al. A two-step method for estimating DFIG parameters in a wind turbine and the

measurement selection[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(13):116-126.

[12] 张建华,辛付龙,陈星莺,等. 双馈风力发电机三相短路状态下的参数辨识[J]. 电力自动化设备,2012,32(6):86-89.
ZHANG Jianhua,XIN Fulong,CHEN Xingying,et al. Parameter identification of DFIG with three-phase short circuit[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(6):86-89.

[13] 孙超强,潘学萍,潘生云,等. 风电场集电网络等值模型结构分析及参数辨识[J]. 电力自动化设备,2020,40(10):85-91.
SUN Chaoqiang,PAN Xueping,PAN Shengyun,et al. Equivalent model structural analysis and parameter identification of wind farm collector network[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(10):85-91.

[14] 颜湘武,贾焦心,王俣珂,等. 基于频域特性测试的VSG功频传递函数辨识方法[J]. 中国电机工程学报,2021,41(12):4239-4250.
YAN Xiangwu,JIA Jiaoxin,WANG Yuke,et al. A VSG power frequency transfer function identification method based on characteristic test in frequency domain[J]. Proceedings of the CSEE,2021,41(12):4239-4250.

[15] GONG H,YANG D,WANG X. Parametric identification of *DQ* impedance model for three-phase voltage-source converters[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition(PEAC). Shenzhen,China:IEEE,2018:1-6.

[16] 潘学萍,鞠平,温荣超,等. 解耦辨识双馈风电机组转子侧控制器参数的频域方法[J]. 电力系统自动化,2015,39(20):19-25,108.
PAN Xueping,JU Ping,WEN Rongchao,et al. Decoupling estimation of parameters in rotor side controller of DFIG-based wind turbine by frequency[J]. Automation of Electric Power Systems,2015,39(20):19-25,108.

[17] GUSTAVSEN B,SEMLYEN A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,1999,14(3):1052-1061.

[18] GUSTAVSEN B. Improving the pole relocating properties of vector fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2006,21(3):1587-1592.

[19] DESCHRIJVER D,MROZOWSKI M,DHAENE T,et al. Macromodeling of multiport systems using a fast implementation of the vector fitting method[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters,2008,18(6):383-385.

[20] WEN B,BOROYEVICH D,BURGOS R,et al. Analysis of *DQ* small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(1):675-687.

[21] 鞠平. 电力系统建模理论与方法[M]. 北京:科学出版社,2010:23-26.

作者简介:

王 哲

王 哲(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向为新能源并网稳定分析与控制(**E-mail**:wangzhe_9723@163.com);

吕 敬(1985—),男,副教授,博士,通信作者,研究方向为新能源柔直并网稳定性(**E-mail**:lvjing@sjtu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Frequency-domain identification method for controller parameters of photovoltaic grid-connected inverter based on Vector Fitting

WANG Zhe[1],LÜ Jing[1],WU Linlin[2],WANG Xiao[2],ZONG Haoxiang[1],CAI Xu[1]

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion,Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University,Shanghai 200240,China;
2. State Grid Jibei Electric Power Co.,Ltd. Research Institute,Beijing 100045,China)

Abstract:Photovoltaic grid-connected inverters usually contain multi-bandwidth control links,including inner and outer loops as well as phase locked loop,and the controller parameters are often unknowable,that is, there is a “gray box” problem. In order to accurately identify the control parameters of various control links with different bandwidths,a frequency-domain identification method for the controller parameters of photovoltaic grid-connected inverters based on port admittance characteristics is proposed. Firstly,the theoretical *dq* admittance model of a typical photovoltaic grid-connected inverter is established and its theoretical admittance standard formula is obtained. Then,the measured AC port admittance data of the photovoltaic grid-connected inverter is obtained through frequency sweeping,and the Vector Fitting algorithm is used to perform vector fitting on the measured admittance data to obtain the fitted admittance standard formula. Finally,the least square principle is used to minimize the sum of squares of the difference between the coefficients of the corresponding terms in the theoretical admittance standard formula and the fitted admittance standard formula,thus the estimated values of controller parameters of photovoltaic grid-connected inverter are identified. The parameter identification case shows that the proposed method is able to accurately identify all controller parameters with different bandwidths.

Key words:photovoltaic grid-connected inverter;parameter identification;admittance characteristics;Vector Fitting algorithm;multi-bandwidth control

附录 A

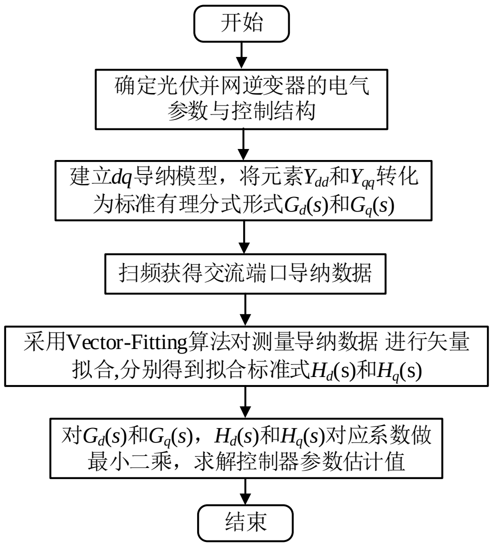


图 A1　参数辨识流程图

Fig.A1　Flowchart of parameter identification

附录 B

VSC 在受到小信号扰动时，锁相环输出相角θ会包含小信号扰动$\Delta\theta$，进一步参与坐标变换形成控制系统 dq 坐标系和电气系统 dq 坐标系，若$\Delta\theta$=0，则 2 个坐标系重合[21]。在下文中分别用上标 c 和 s 表示控制系统 dq 坐标系和电气系统 dq 坐标系中的变量，用符号 Δ 表示该变量的小信号扰动值，分别用下标 d 和 q 表示 d 轴和 q 轴变量。即控制系统 dq 坐标系下的 d 轴变量用$X_d^c+\Delta X_d^c$表示，电气系统 dq 坐标系下的 d 轴变量用$X_d^s+\Delta X_d^s$表示。

对图 1 所示的典型锁相环结构，其开环传递函数如下：

$$G_{\text{pll}}(s)=\frac{H_{\text{pll}}(s)}{s+U_{\text{id}}^{\text{s}}H_{\text{pll}}(s)} \tag{B1}$$

将电气系统 dq 坐标系下的电压、电流转换到控制系统 dq 坐标系下，得到小信号转换关系如下：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_d^{\text{c}}\\ \Delta U_q^{\text{c}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta U_d^{\text{s}}\\ \Delta U_q^{\text{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & U_q^{\text{s}}G_{\text{pll}}(s)\\ 0 & -U_d^{\text{s}}G_{\text{pll}}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta U_d^{\text{s}}\\ \Delta U_q^{\text{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{G}_{U\text{pll}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix} \tag{B2}$$

$$\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\text{c}}\\ \Delta I_q^{\text{c}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\text{s}}\\ \Delta I_q^{\text{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & I_q^{\text{s}}G_{\text{pll}}(s)\\ 0 & -I_d^{\text{s}}G_{\text{pll}}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\text{s}}\\ \Delta I_q^{\text{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{G}_{I\text{pll}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix} \tag{B3}$$

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{c}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{c}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & U_{\text{i}q}^{\text{s}}G_{\text{pll}}(s)\\ 0 & -U_{\text{i}d}^{\text{s}}G_{\text{pll}}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{G}_{U\text{pllx}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix} \tag{B4}$$

式中：$\boldsymbol{G}_{U\text{pll}}$、$\boldsymbol{G}_{I\text{pll}}$、$\boldsymbol{G}_{U\text{pllx}}$为对应矩阵的简略表达，后同。

根据式(1)，VSC 电路部分在电气系统 dq 坐标系的小信号关系如下：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_d^{\text{s}}\\ \Delta U_q^{\text{s}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{\text{f}}+sL_{\text{f}} & -\omega L_{\text{f}}\\ \omega L_{\text{f}} & R_{\text{f}}+sL_{\text{f}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\text{s}}\\ \Delta I_q^{\text{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix}=\boldsymbol{Z}_{dq\text{f}}\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\text{s}}\\ \Delta I_q^{\text{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta U_{\text{i}d}^{\text{s}}\\ \Delta U_{\text{i}q}^{\text{s}}\end{bmatrix} \tag{B5}$$

对式(2)进行小信号线性化可得：

$$-\Delta I_{\mathrm{dc}}=\left[\frac{P}{(U_{\mathrm{dc}})^2}+sC_{\mathrm{dc}}\right]\Delta U_{\mathrm{dc}}=Y_{\mathrm{dc}}^{\mathrm{L}}\Delta U_{\mathrm{dc}} \tag{B6}$$

根据式(3)、(4)，VSC 电流内环控制器部分在控制系统 dq 坐标系的小信号关系如下：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_d^{\mathrm{c}}\\ \Delta U_q^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}=H_{\mathrm{c}}\begin{bmatrix}\Delta I_d^*-\Delta I_d^{\mathrm{c}}\\ \Delta I_q^*-\Delta I_q^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{c}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-\omega L_{\mathrm{f}} & 0\\ 0 & \omega L_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{c}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}=H_{\mathrm{c}}\begin{bmatrix}\Delta I_d^*-\Delta I_d^{\mathrm{c}}\\ \Delta I_q^*-\Delta I_q^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{c}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{ec}}\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{c}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{c}}\end{bmatrix} \tag{B7}$$

$$\begin{bmatrix}\Delta I_d^*\\ \Delta I_q^*\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}H_{\mathrm{dc}}(s)\\ 0\end{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{dc}}=\boldsymbol{H}_{\mathrm{dc}}\Delta U_{\mathrm{dc}} \tag{B8}$$

对式(8)进行小信号线性化可得：

$$\Delta I_{\mathrm{dc}}=\frac{3}{2U_{\mathrm{dc}}}\left(\begin{bmatrix}I_d^{\mathrm{s}} & I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}U_d^{\mathrm{s}} & U_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\right)-\frac{P}{\left(U_{\mathrm{dc}}\right)^2}\Delta U_{\mathrm{dc}} \tag{B9}$$

将式(B2)—(B5)、（B8）代入式（B7）中，得到：

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{Z}_{dq\mathrm{f}}\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{G}_{U\mathrm{pll}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}=H_{\mathrm{c}}(s)\left(\boldsymbol{H}_{\mathrm{dc}}\Delta U_{\mathrm{dc}}-\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}-\boldsymbol{G}_{I\mathrm{pll}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\right)+\\ &\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{G}_{U\mathrm{pllx}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{ec}}\left(\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{G}_{I\mathrm{pll}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\right)\end{aligned} \tag{B10}$$

进一步化简式（B10）得到：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}=-\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}-\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{C}\Delta U_{\mathrm{dc}} \tag{B11}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}=\boldsymbol{D}_{\mathrm{ec}}-H_{\mathrm{c}}(s)\boldsymbol{I}-\boldsymbol{Z}_{dq\mathrm{f}}\\ \boldsymbol{B}=-H_{\mathrm{c}}(s)\boldsymbol{G}_{I\mathrm{pll}}+\boldsymbol{G}_{U\mathrm{pllx}}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{ec}}\boldsymbol{G}_{I\mathrm{pll}}-\boldsymbol{G}_{U\mathrm{pll}}\\ \boldsymbol{C}=H_{\mathrm{c}}(s)\boldsymbol{H}_{\mathrm{dc}}\end{cases}$$

将式（B5）代入式（B9）中，得到：

$$\Delta I_{\mathrm{dc}}=\boldsymbol{D}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{E}\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{F}\Delta U_{\mathrm{dc}} \tag{B12}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{D}=\dfrac{3}{2U_{\mathrm{dc}}}\begin{bmatrix}I_d^{\mathrm{s}} & I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix},\ \boldsymbol{F}=-\dfrac{P}{\left(U_{\mathrm{dc}}\right)^2}\\ \boldsymbol{E}=\dfrac{3}{2U_{\mathrm{dc}}}\left(\begin{bmatrix}U_d^{\mathrm{s}} & U_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}I_d^{\mathrm{s}} & I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\boldsymbol{Z}_{dq}\right)\end{cases}$$

将式（B11）代入式（B12）中，得到：

$$\Delta I_{\mathrm{dc}}=\left(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{E}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}\right)\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\left(\boldsymbol{F}-\boldsymbol{E}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{C}\right)\Delta U_{\mathrm{dc}}=\boldsymbol{G}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\boldsymbol{H}\Delta U_{\mathrm{dc}} \tag{B13}$$

将式（B6）代入式（B13）中，得到：

$$\Delta U_{\mathrm{dc}}=\left(-Y_{\mathrm{dc}}^{\mathrm{L}}\boldsymbol{I}-\boldsymbol{H}\right)^{-1}\boldsymbol{G}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\tag{B14}$$

将式（B14）代入式（B11），得到光伏并网逆变器的 dq 导纳矩阵如下：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}=-\left[\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}+\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{C}(-Y_{\mathbf{dc}}^{\mathrm{L}}\boldsymbol{I}-\boldsymbol{H})^{-1}\boldsymbol{G}\right]\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{\mathrm{i}q}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\tag{B15}$$

附录 C

将式（B15）写为 dq 导纳矩阵的表达形式，可得：

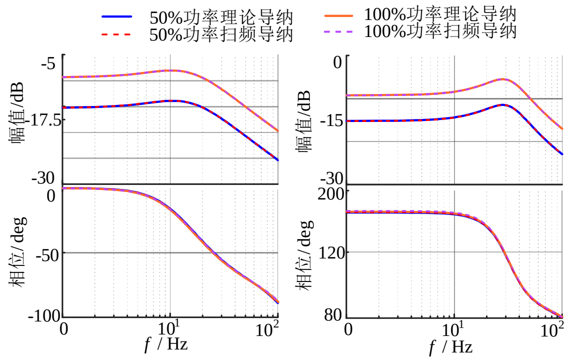
$$\begin{bmatrix}\Delta I_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta I_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}=-\begin{bmatrix}Y_{dd}(s) & Y_{dq}(s)\\ Y_{qd}(s) & Y_{qq}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{id}^{\mathrm{s}}\\ \Delta U_{iq}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\tag{C1}$$

在本文 2.1 节中，将理论导纳模型中的第一行第一列元素 $Y_{dd}(s)$和第二行第二列元素 $Y_{qq}(s)$分别转化为标准的有理分式表达形式 $G_d(s)$和 $G_q(s)$，其形式分别见式(17)和式(18)。在本文第 3 节中，针对图 1 所示典型双闭环控制的光伏并网逆变器，$G_d(s)$和 $G_q(s)$中各项系数的详细表达式分别如式（C2）和（C3）所示。

$$\begin{cases}a_{d_0}=1.5\left(I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{idc}}R_{\mathrm{f}}+K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{idc}}U_d^{\mathrm{s}}\right)\Big/\left(C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dc}}L_{\mathrm{f}}\right)\\ a_{d_1}=1.5(I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{idc}}L_{\mathrm{f}}+I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{pdc}}R_{\mathrm{f}}+I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{idc}}K_{\mathrm{pi}}R_{\mathrm{f}}+K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{pdc}}U_d^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{idc}}K_{\mathrm{pi}}U_d^{\mathrm{s}})/\left(C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dc}}L_{\mathrm{f}}\right)\\ a_{d_2}=(C_{\mathrm{dc}}K_{\mathrm{ii}}U_{\mathrm{dc}}+1.5I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{pdc}}L_{\mathrm{f}}+1.5I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{idc}}K_{\mathrm{pi}}L_{\mathrm{f}}+1.5I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{pi}}K_{\mathrm{pdc}}R_{\mathrm{f}}+1.5K_{\mathrm{pi}}K_{\mathrm{pdc}}U_d^{\mathrm{s}})/\left(C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dc}}L_{\mathrm{f}}\right)\\ a_{d_3}=(C_{\mathrm{dc}}K_{\mathrm{pi}}U_{\mathrm{dc}}+1.5I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{pi}}K_{\mathrm{pdc}}L_{\mathrm{f}}+C_{\mathrm{dc}}R_{\mathrm{f}}U_{\mathrm{dc}})/\left(C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dc}}L_{\mathrm{f}}\right)\\ a_{d_4}=1\\ b_{d_0}=(1.5I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{idc}})/\left(C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dc}}L_{\mathrm{f}}\right)\\ b_{d_1}=(1.5K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{pdc}}+1.5K_{\mathrm{idc}}K_{\mathrm{pi}})I_d^{\mathrm{s}}/\left(C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dc}}L_{\mathrm{f}}\right)\\ b_{d_2}=(1.5I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{pi}}K_{\mathrm{pdc}})/\left(C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dc}}L_{\mathrm{f}}\right)\end{cases}\tag{C2}$$

$$\begin{cases}a_{q_0}=K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{ipll}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\Big/L_{\mathrm{f}}\\ a_{q_1}=\left(K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{ppll}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{pi}}K_{\mathrm{ipll}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{ipll}}R_{\mathrm{f}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\right)\Big/L_{\mathrm{f}}\\ a_{q_2}=\left(K_{\mathrm{ipll}}L_{\mathrm{f}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{pi}}K_{\mathrm{ppll}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{ppll}}R_{\mathrm{f}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{ii}}\right)\Big/L_{\mathrm{f}}\\ a_{q_3}=\left(K_{\mathrm{ppll}}L_{\mathrm{f}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{pi}}+R_{\mathrm{f}}\right)\Big/L_{\mathrm{f}}\\ a_{q_4}=1\\ b_{q_0}=I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{ipll}}\Big/L_{\mathrm{f}}\\ b_{q_1}=\left(-I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ii}}K_{\mathrm{ppll}}-I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{ipll}}K_{\mathrm{pi}}-K_{\mathrm{ipll}}U_d^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{ipll}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\right)\Big/L_{\mathrm{f}}\\ b_{q_2}=\left(-I_d^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{pi}}K_{\mathrm{ppll}}-K_{\mathrm{ppll}}U_d^{\mathrm{s}}+K_{\mathrm{ppll}}U_{\mathrm{i}d}^{\mathrm{s}}\right)\Big/L_{\mathrm{f}}\end{cases}\tag{C3}$$

附录 D



(a) Y_{dd}　　(b) Y_{qq}

图 D1　Y_{dd} 和 Y_{qq} 扫频导纳与理论导纳曲线

Fig.D1　Curves of frequency-scanning admittance and theoretical admittance of Y_{dd} and Y_{qq}

附录 E

在第 3 节的步骤 4 中，针对图 1 所示典型双闭环控制的光伏并网逆变器，使用 VectorFitting 算法对 Y_{dd} 和 Y_{qq} 的扫频测量导纳数据进行传递函数拟合，得到 50%输出功率情况下拟合传递函数$H_d(s)$和$H_q(s)$的具体表达式如下：

$$H_d(s)=\frac{7.347s^3+4.595\times10^4s^2+(2.872\times10^7+\mathrm{j}1.86\times10^{-9})s+(1.34\times10^9+\mathrm{j}1.79\times10^{-7})}{s^4+1\,683s^3+(1.21\times10^6+\mathrm{j}7.276\times10^{-11})s^2+1.695\times10^8s+7.8\times10^9} \tag{E1}$$

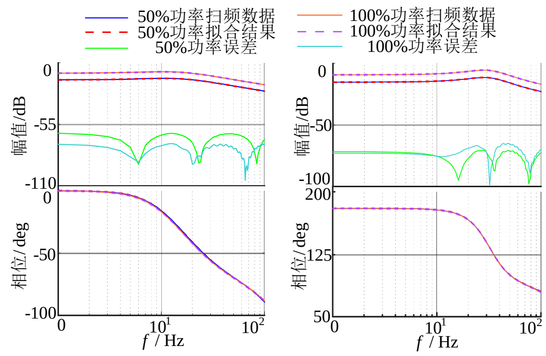
$$H_q(s)=\frac{0.5766s^3-(4.497\times10^4+\mathrm{j}3.64\times10^{-12})s^2-(5.4e7+\mathrm{j}1.863\times10^{-9})s-9.36\times10^9}{s^4+1\,599s^3+(1.65\times10^6+\mathrm{j}5.82\times10^{-11})s^2+(3.139\times10^8-\mathrm{j}7.451\times10^{-9})s+(5.432\times10^{10}+\mathrm{j}3.815\times10^{-6})} \tag{E2}$$

得到 100%输出功率情况下拟合传递函数$H_d(s)$和$H_q(s)$的具体表达式如下：

$$H_d(s)=\frac{9.772s^3+(8.16\times10^4-\mathrm{j}7.28\times10^{-12})s^2+(6.652\times10^7-\mathrm{j}9.313\times10^{-9})s+(3.11\times10^9-\mathrm{j}1.79\times10^{-7})}{s^4+1\,596s^3+(1.4\times10^6-\mathrm{j}1.16\times10^{-10})s^2+(2.01\times10^8-\mathrm{j}9.313\times10^{-9})s+(9.19\times10^9-\mathrm{j}9.54\times10^{-7})} \tag{E3}$$

$$H_q(s)=\frac{21.65s^3-1.494\times10^5s^2-1.254\times10^8s-(1.984\times10^{10}-\mathrm{j}1.907\times10^{-6})}{s^4+2\,468s^3+(1.901\times10^6-\mathrm{j}2.91\times10^{-11})s^2+(3.65\times10^8+\mathrm{j}1.863\times10^{-9})s+5.774\times10^{10}} \tag{E4}$$

附录 F



(a) Y_{dd}(b) Y_{qq}

图 F1　Y_{dd} 和 Y_{qq} 扫频数据的拟合曲线

Fig.F1　Fitting curve of frequency-scanning data of Y_{dd} and Y_{qq}

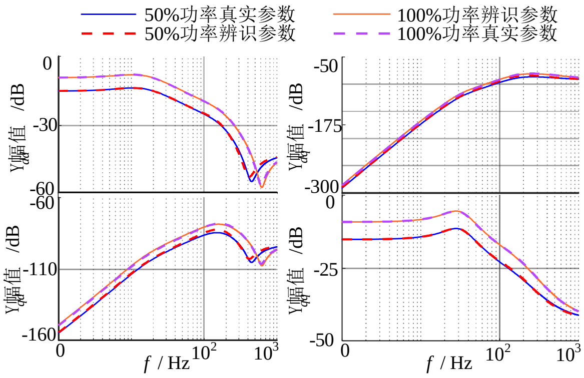


图 F2 真实参数与辨识参数的导纳特性

Fig.F2 Admittance characteristics of actual parameters and identification parameters

附录 G

在 100%输出功率情况下，对 Y_{dd} 的扫频测量导纳数据加入线性信噪比为 1 000 的噪声信号，分别采用 Vector Fitting 算法与复曲线拟合法得到的拟合传递函数$H_{d1}(s)$和$H_{d2}(s)$的具体表达式如下：

$$H_{d1}(s)=\frac{5.519s^3+(9\times10^4-\mathrm{j}7.28\times10^{-12})s^2+(6.265\times10^7-\mathrm{j}3.725\times10^{-9})s+(3.006\times10^9+\mathrm{j}1.192\times10^{-7})}{s^4+1\,722s^3+(1.35\times10^6-\mathrm{j}4.36\times10^{-11})s^2+(1.91\times10^8-\mathrm{j}6.52\times10^{-9})s+8.884\times10^9} \tag{G1}$$

$$H_{d2}(s)=\frac{32.56s^3+4.794\times10^4s^2+6.209\times10^7s+1.73\times10^{10}}{s^4+899.2s^3+1.3\times10^6s^2+3.591\times10^8s+4.549\times10^{10}} \tag{G2}$$

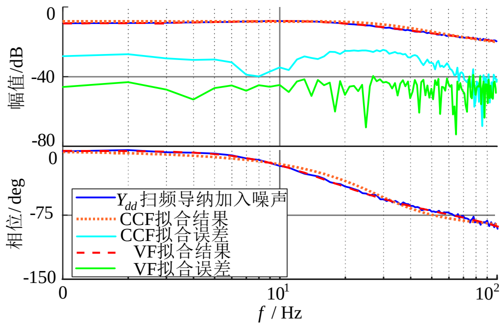


图 G1 2 种拟合方法对含噪声 Y_{dd} 扫频数据拟合曲线的对比

Fig.G1 Comparison of fitting curves of frequency-scanning data of Y_{dd} with noise by two fitting methods