

多逆变器并网系统多谐波建模及谐波交互分析

戴烨敏,李育坤,林顺富,边晓燕,李东东

(上海电力大学 电力工程学院,上海 200090)

摘要:随着新能源并网技术的广泛应用,大量电力电子装置接入电网,其谐波交互问题对并网电能质量造成了一定的影响。针对多逆变器并网系统的谐波交互问题,采用多输入多输出模型对谐波耦合特性进行分析。首先,通过逆变器的小信号方程和谐波状态空间(HSS)理论对多个并联的三相LCL型并网逆变器系统进行建模。其次,基于多逆变器的HSS模型推导谐波耦合系数理论方程,并绘制谐波分量的耦合关系图,从而分析多逆变器并网系统中的谐波耦合特性,即交流侧和直流侧的各个频次谐波间的谐波耦合过程。最后,通过在多种工况下的仿真实验以及RTLAB实验与HSS模型结果进行对比验证数学模型的有效性。

关键词:谐波状态空间;谐波交互;LCL并网逆变器;直流电压扰动

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed22834

Multiple Harmonic Modeling and Harmonic Interaction Analysis of Multi-inverter Grid-connected System

DAI Yemin, LI Yukun, LIN Shunfu, BIAN Xiaoyan, LI Dongdong

(College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: With the wide application of new energy grid connection technology, a large number of power electronic devices are connected to the power grid, and the power quality is affected by harmonic interaction. Aiming at the harmonic interaction problem of multi-inverter grid-connected system, the multi-input and multi-output model was used to analyze the harmonic coupling characteristics. Firstly, the model of several parallel three-phase LCL grid-connected inverter systems which is based on the small signal equation of the inverter and the harmonic state space (HSS) theory was built. Secondly, the theoretical equation of harmonic coupling coefficient was derived by the HSS model of multiple inverters, and the coupling diagram of harmonic components was drawn, so as to analyze the harmonic coupling characteristics in the grid-connected system of multiple inverters, that is, the transfer process of each harmonic between the AC side and the DC side. Finally, the effectiveness of the mathematical model was verified by contrasting the results of HSS model with the results of simulation experiments and RTLAB experiment.

Key words: harmonic state space (HSS); harmonic interaction; LCL grid-connected inverter; DC voltage disturbance

随着可再生能源的发展,新能源并网技术被广泛应用。我国电网逐渐电力电子化,这使电网与电力电子装置之间的电气耦合问题日趋严重。背景谐波、直流电压扰动等会对并网逆变器的并网电能质量造成一定的影响。并网逆变器在分布式发电并网中承担着重要角色^[1]。建立多并网逆变器系统的详细模型对分析逆变器与电网的谐波交互起着关键作用^[2]。LCL型滤波器具有滤

波效果好、可小型化、成本低等优点,在新能源并网中被广泛应用,但存在自身谐振问题。有源阻尼控制可有效抑制逆变器自身谐振^[3-4]。

传统的平均模型是使用较多的建模方式,建模过程中通常忽略了变换器内部的谐波相互作用等问题。该模型是线性时不变系统,建模简单,精度较低,对高频段的特性进行分析时有较好的准确性,但对于中低频的特性分析有失准确

基金项目:国家自然科学基金(51977127);上海市科学技术委员会资助项目(19020500800);

上海市教育发展基金会和上海市教育委员会“曙光计划”(20SG52)

作者简介:戴烨敏(1995—),男,硕士研究生,Email:davis_daiym@163.com

通讯作者:林顺富(1983—),男,博士,教授,Email:shunfulin@shiep.edu.cn

性^[5-7],不足以分析逆变器的复杂交、直流侧的双向谐波耦合现象。而多频模型建模详细、精度高,在多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)模型下可更好地分析系统特性^[8-9]。

谐波域法、扩展谐波域法和谐波状态空间法(harmonic state space, HSS)等都是MIMO模型。HSS理论在频域中将周期性时变变量转换为不随时间变化的常数。相较于其他建模方法,HSS方法将多个谐波频次建立在模型中,能更好分析由谐波、开关调制和信号时变特性造成的稳态或暂态下交、直流侧双向谐波耦合过程^[10]。可直接对复杂的系统进行建模,获取更多系统谐波耦合项。

现有的工作大多研究单台并网变流器的谐波交互过程^[11-13]。文献[11]建立了比例积分控制下单台LCL型单相并网整流器的谐波状态空间小信号模型,分析稳态时的谐波交互特性。文献[14]研究PQ控制下单台LCL型并网逆变器的谐波耦合特性,并对数学模型的计算结果进行对比。对多台逆变器并网背景下的研究较少,在大量新能源器件的并网情景下谐波耦合过程逐渐复杂,对多逆变器并网系统进行整体建模以及特性分析迫在眉睫。

为研究多逆变器并网情景下的谐波交互特性,本文利用谐波状态空间理论建立多个具有有源阻尼反馈的LCL型逆变器并联的多频模型。所建立的模型可详细分析多个逆变器与电网的谐波耦合过程,推导了多并网逆变器情景下交流侧或直流侧的各个变量间的耦合关系式,绘制了谐波交互特性图。通过仿真和RTLAB实验验证了HSS理论下数学模型的有效性。

1 谐波状态空间理论简介

传统的状态空间平均模型是线性时不变系统,建模方法简便,但有精确度低的缺点。通常电路中元件为时变元件,状态方程可表达为

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

式中: $A(t), B(t), C(t), D(t)$ 为时变系数; $u(t)$ 为输入变量; $x(t)$ 为状态变量; $y(t)$ 为输出变量。

各变量按傅里叶级数分解可写成指数的形式,并加入暂态量 e^s ,可表示为

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n e^{(s+jn\omega_1)t} \quad (2)$$

式中: ω_1 为基频角频率。

通过谐波状态空间理论可简化模型,并利用谐波平衡原理进行约分可将其推导为通用式^[13]:

$$\begin{cases} (s + jn\omega_0)X_n = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} A_{n-m}X_m + \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} B_{n-m}U_m \\ Y_n = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} C_{n-m}X_m + \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} D_{n-m}U_m \end{cases} \quad (3)$$

其中, $A_{n-m}, B_{n-m}, C_{n-m}, D_{n-m}, U_m, X_n, Y_n$ 都是由以 T 为周期的时变变量 $A(t), B(t), C(t), D(t), u(t), x(t), y(t)$ 的傅里叶系数组成。

输入变量的傅里叶系数、状态变量的傅里叶系数、输出变量的傅里叶系数可按顺序写矩阵的形式,通过矩阵变换从频域变量变换为时域变量:

$$y(t) = G(t)Y \quad (4)$$

其中 $G(t) = [\cdots, e^{-j2\omega_1 t}, e^{-j\omega_1 t}, 1, e^{j\omega_1 t}, e^{j2\omega_1 t}, \cdots]$

式中: Y 为 Y_n 组成的列矩阵。

2 并网逆变器建模

2.1 单台并网逆变器及 n 台逆变器系统结构

多台LCL型并网逆变器系统结构如图1所示,并网逆变器控制结构采用电流控制环节和有源阻尼反馈环节。图2为单台并网逆变器详细的控制结构图。

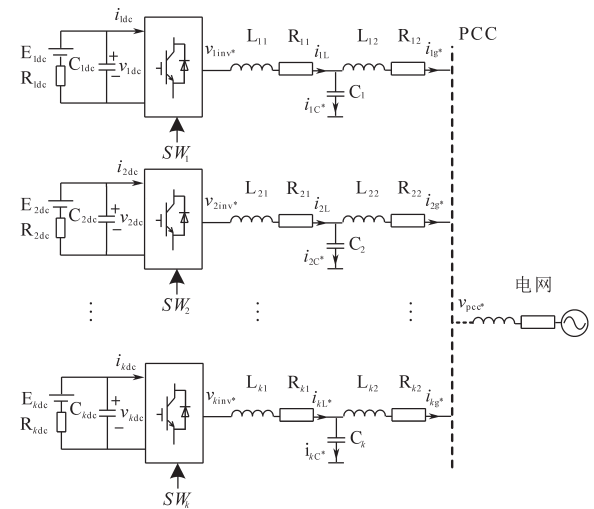


图1 多台逆变器并网系统图

Fig.1 Structure diagram of multi inverter grid connected system

图1中,电路参数如下: L_{k1} 为逆变侧滤波电感(下角 k 表示第 k 台逆变器), R_{k1} 为线路等效电阻, C_k 为交流侧滤波电容, L_{k2} 为并网侧滤波电感, R_{k2} 为线路等效电阻, E_{kdc} 为直流电压源, R_{kdc} 为直流侧内阻, C_{kdc} 为稳压电容;电路变量如下: v_{kdc} 为稳压电容电压; v_{kinv*} 为逆变器输出电压(*为 a, b, c 三相), i_{kc*} 为交流侧的电容电流, i_{kg*} 为公共连接点(PCC)

处并网电流, i_{kl}^* 为逆变侧的电感电流, v_{pcc}^* 为 PCC 点电压。

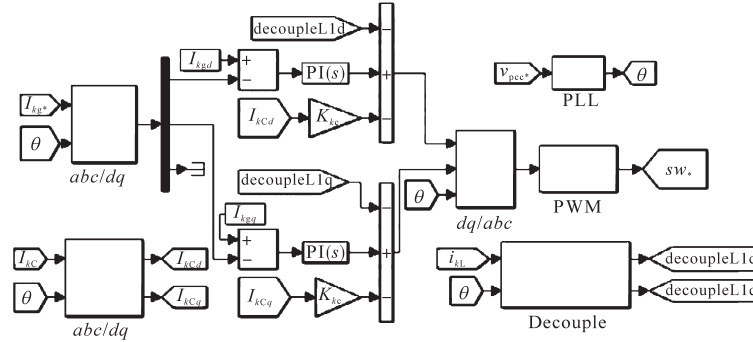


图2 单台并网逆变器控制结构图

Fig.2 Control structure diagram of single grid connected inverter

图2中,PLL模块为锁相环,Decouple模块为解耦模块,PI为比例积分控制器。控制参数如下: K_{kc} 为有源阻尼反馈系数; I_{kgd}, I_{kgq} 为参考电流; I_{kCd}, I_{kCq} 为经过变换后的电容电流。

2.2 并网逆变器建模

对图2中第 k 号逆变器进行建模,根据图1的系统结构列写逆变器的小信号方程:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta i_{kl}^*}{dt} = -\frac{R_{k1}}{L_{k1}} \Delta i_{kl}^* - \frac{1}{L_{k1}} \Delta v_{kC}^* + \frac{1}{L_{k1}} \Delta v_{kinv}^* \\ \frac{d\Delta v_{kC}^*}{dt} = \frac{1}{C_k} \Delta i_{kl}^* - \frac{1}{C_k} \Delta i_{kg}^* \\ \frac{d\Delta i_{kg}^*}{dt} = -\frac{R_{k2}}{L_{k2}} \Delta i_{kg}^* + \frac{1}{L_{k2}} \Delta v_{kC}^* - \frac{1}{L_{k2}} \Delta v_{kpcc}^* \\ \frac{d\Delta v_{kdc}}{dt} = -\frac{1}{C_{kdc}} \Delta i_{kdc} - \frac{1}{C_{kdc} R_{kdc}} \Delta v_{kdc} + \frac{1}{C_{kdc} R_{kdc}} \Delta E_{kdc} \end{cases} \quad (5)$$

式中: Δ 为扰动符号。

进一步可写成谐波状态空间方程:

$$\dot{\mathbf{X}}_{kt} = \mathbf{A}_{kt} \mathbf{X}_{kt} + \mathbf{B}_{kt} \mathbf{U}_{kt} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } \mathbf{X}_{kt} &= [\Delta \mathbf{I}_{kg}^*, \Delta \mathbf{V}_{kC}^*, \Delta \mathbf{I}_{kl}^*, \Delta \mathbf{V}_{kdc}]^T \\ \mathbf{U}_{kt} &= [\Delta \mathbf{V}_{pcc}^*, \Delta \mathbf{SW}_{k^*}, \Delta \mathbf{E}_{kdc}]^T \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{X}_{kt}$ 为第 k 个逆变器的电路部分的状态变量,其元素 $\Delta \mathbf{I}_{kg}^*$ 是由 i_{kg}^* 的傅里叶系数组成的矩阵; $\mathbf{U}_{kt}$ 与 $\mathbf{X}_{kt}$ 的元素形式类似; $\mathbf{A}_{kt}$ 为频域下的常系数矩阵,其元素都是托普利茨矩阵; $\mathbf{B}_{kt}$ 与矩阵 $\mathbf{A}_{kt}$ 形式类似。

根据图2的控制部分也可列写出控制部分小信号方程:

$$\begin{cases} \Delta x_{kPld} = (I_{kgd} - \Delta i_{kgd}) \times G_{kPl} - \\ \quad (L_{k1} + L_{k2}) \omega_1 \Delta i_{kgq} - K_{kc} \Delta i_{kCd} \\ \Delta x_{kPlq} = (I_{kgq} - \Delta i_{kgq}) \times G_{kPl} + \\ \quad (L_{k1} + L_{k2}) \omega_1 \Delta i_{kgd} - K_{kc} \Delta i_{kCq} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta sw_{ka} \\ \Delta sw_{kb} \\ \Delta sw_{kc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{kPld} \\ \Delta x_{kPlq} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: G_{kPl} 为比例积分控制传递函数; θ 为锁相环获得的稳态值; $\Delta x_{kPld}, \Delta x_{kPlq}$ 为中间变量; Δsw_{k^*} ($*$ 为 a, b, c 三相)为第 k 台逆变器的开关函数。

$\Delta i_{kCd}, \Delta i_{kCq}$ 可由 Δi_{kC}^* 经过Park反变换获得, Δi_{kC}^* 为 Δi_{kl}^* 与 Δi_{kg}^* 的差。

小信号方程转换为谐波状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_{kc} = \mathbf{A}_{kc} \mathbf{X}_{kc} + \mathbf{B}_{kc} \mathbf{U}_{kc} \\ \mathbf{Y}_{kc} = \mathbf{C}_{kc} \mathbf{X}_{kc} + \mathbf{D}_{kc} \mathbf{U}_{kc} \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{kc} &= [\Delta \mathbf{I}_{kgd}, \Delta \mathbf{I}_{kgq}, \Delta \mathbf{I}_{kl}^*]^T \\ \mathbf{X}_{kc} &= [\mathbf{X}_{kPld}, \mathbf{X}_{kPlq}]^T \\ \mathbf{Y}_{kc} &= [\Delta \mathbf{SW}_{k^*}]^T \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{A}_{kc}$ 为频域下的常系数矩阵,其元素都是托普利茨矩阵; $\mathbf{B}_{kc}, \mathbf{C}_{kc}, \mathbf{D}_{kc}$ 与矩阵 $\mathbf{A}_{kc}$ 形式类似; $\mathbf{U}_{kc}$ 为控制部分的输入变量; $\mathbf{X}_{kc}$ 为控制部分的状态变量; $\mathbf{Y}_{kc}$ 为控制部分的输出变量; $\Delta \mathbf{SW}_{k^*}$ 为HSS模型下开关函数。

在HSS模型中PI控制函数转换为

$$\mathbf{G}_{kPl} = \text{diag} \left[\cdots K_p + \frac{K_i}{s - j\omega_1} \quad K_p + \frac{K_i}{s} \quad K_p + \frac{K_i}{s + j\omega_1} \quad \cdots \right] \quad (10)$$

2.3 谐波传递矩阵

通过方程组的变化可将谐波状态空间方程组变换成谐波传递矩阵的形式,即

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_k \\ \mathbf{Y}_k = \mathbf{C}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{D}_k \mathbf{U}_k \\ \quad = \mathbf{H}_k(s) \mathbf{U}_k \end{cases} \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{H}_k(s) = \mathbf{C}_k(s\mathbf{I}_k - \mathbf{A}_k)^{-1} + \mathbf{D}_k$$

式中: $\mathbf{H}_k(s)$ 为第 k 个逆变器的谐波传递函数矩阵; $\mathbf{X}_k$ 为第 k 个逆变器的状态变量; $\mathbf{U}_k$ 为第 k 个逆变器的输入变量; $\mathbf{Y}_k$ 为第 k 个逆变器的输出变量; $\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k, \mathbf{C}_k, \mathbf{D}_k$ 为频域下的常系数矩阵。

令 $s=0$, 可以获得稳态下输出变量与输入变量间的耦合系数矩阵。该矩阵可以完整地分析谐波耦合过程和谐波传递关系。

图3为 k 台并网逆变器并于同一PCC点处的数学模型结构框图。

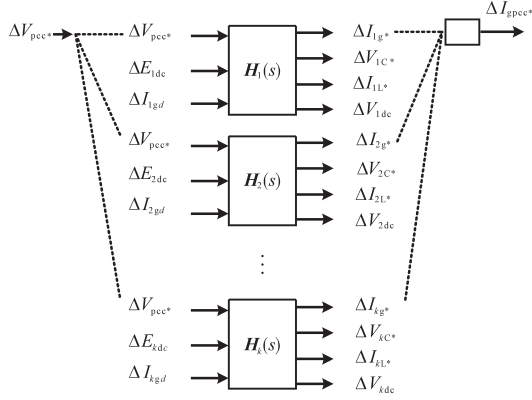


图3 k 台并网逆变器HSS模型结构框图

Fig.3 Block diagram of HSS model for k grid connected inverters

2.4 耦合关系推导

通过数学模型推导可获得各次谐波的耦合关系。利用谐波传递函数可量化各个频次间的耦合系数。当有 k 台并网逆变器并于PCC点时,且有背景谐波电压存在,第 k 台逆变器谐波电流可表示为

$$i_{kg^*,p}(t) = I_{kg^*,p} \cos(p\omega_1 t + \theta_p) = I_{kg^*,(-p)} e^{-jp\omega_1 t} + I_{kg^*,(+p)} e^{jp\omega_1 t} \quad (12)$$

式中: $I_{kg^*,(\pm p)}$ 为 p 次谐波电流的傅里叶系数; θ_p 为 p 次谐波电流的相角。

根据所获得的逆变器数学模型,第 k 台逆变器的并网电流 i_{kg^*} 与PCC点的背景谐波电压 V_{pcc^*} 关系可表示为

$$\begin{aligned} i_{kg^*,p}(t) &= \mathbf{H}_{k(-p,-v)} \frac{V_{pcc^*,v} \cdot e^{-j\theta_v}}{2} \cdot e^{-jp\omega_1 t} + \\ &\quad \mathbf{H}_{k(+p,+v)} \frac{V_{pcc^*,v} \cdot e^{j\theta_v}}{2} \cdot e^{jp\omega_1 t} \\ &= |\mathbf{H}_{k(-p,-v)}| \cdot \frac{V_{pcc^*,v} \cdot e^{-j(\theta_v + \theta_{Hk(-p,-v)})}}{2} \cdot e^{-jp\omega_1 t} + \\ &\quad |\mathbf{H}_{k(+p,+v)}| \cdot \frac{V_{pcc^*,v} \cdot e^{j(\theta_v + \theta_{Hk(+p,+v)})}}{2} \cdot e^{jp\omega_1 t} \end{aligned} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{H}_{k(\pm p, \pm v)}$ 为 p 次的谐波电流与 v 次背景谐波电压之间的耦合系数; $\theta_{Hk(\pm p, \pm v)}$ 为耦合系数相角;

$|\mathbf{H}_{k(\pm p, \pm v)}|$ 为耦合系数模值, $|\mathbf{H}_{k(-p,-v)}| = |\mathbf{H}_{k(+p,+v)}|$; $V_{pcc^*,v}$, θ_v 分别为 v 次谐波电压的幅值和相角。

由于PCC点处总并网电流为

$$i_{g^*} = i_{1g^*} + i_{2g^*} + \cdots + i_{kg^*} \quad (14)$$

故并网总电流 i_{g^*} 与背景谐波电压 V_{pcc^*} 的耦合系数 l 为

$$\begin{aligned} l &= |\mathbf{H}_{1(-p,-v)}| + |\mathbf{H}_{2(-p,-v)}| + \cdots + |\mathbf{H}_{k(-p,-v)}| \\ &= |\mathbf{H}_{1(+p,+v)}| + |\mathbf{H}_{2(+p,+v)}| + \cdots + |\mathbf{H}_{k(+p,+v)}| \end{aligned} \quad (15)$$

若 k 个逆变器的电路拓扑以及控制拓扑都相同时, l 可表示为

$$l = k|\mathbf{H}_{1(-p,-v)}| = k|\mathbf{H}_{1(+p,+v)}| \quad (16)$$

此外,并网电流 i_{kg^*} 与直流电压扰动之间的关系如下所示:

$$\begin{aligned} i_{kg^*,p}(t) &= |\mathbf{H}_{k(-p,-w)}| \cdot \frac{V_{kdc,w} \cdot e^{-j(\theta_w + \theta_{Hk(-p,-w)})}}{2} \cdot e^{-jp\omega_1 t} + \\ &\quad |\mathbf{H}_{k(+p,+w)}| \cdot \frac{V_{kdc,w} \cdot e^{j(\theta_w + \theta_{Hk(+p,+w)})}}{2} \cdot e^{jp\omega_1 t} \end{aligned} \quad (17)$$

式中: $\mathbf{H}_{k(\pm p, \pm w)}$ 为 p 次的谐波电流与 w 次直流电压扰动之间的耦合系数; $|\mathbf{H}_{k(\pm p, \pm w)}|$ 为耦合系数模值, $|\mathbf{H}_{k(-p,-w)}| = |\mathbf{H}_{k(+p,+w)}|$; $V_{kdc,w}$, θ_w 分别为 w 次直流侧扰动电压的幅值和相角。

3 仿真研究

在Matlab中搭建了3台并联的LCL型并网逆变器的仿真模型,并与数学模型结果进行了对比。为了简化模型,仿真模型中3台逆变器参数一致,具体为:直流电压750V;滤波电感 $L_{k1}=2.6$ mH, $L_{k2}=0.7$ mH;滤波电容 $C_k=8$ μ F;电流环控制参数 $K_{kp}=0.05$, $K_{ki}=300$;参考电流 $I_{kgd}=10$ A, $I_{kqi}=0$ A;开关频率10 kHz。设计了多种工况进行对比,验证所建立的谐波状态空间理论下模型的有效性。

3.1 背景谐波电压对并网电流的影响

图4为背景谐波电压与并网电流耦合关系图。

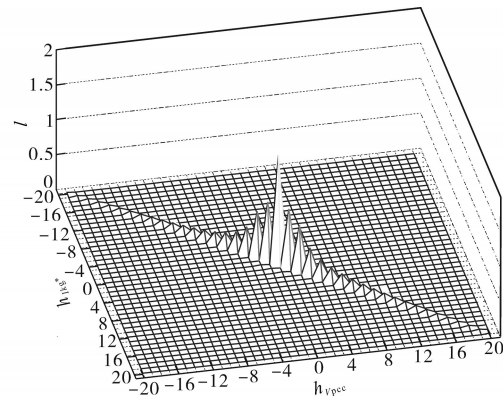


图4 背景谐波电压与并网电流耦合关系图

Fig.4 Coupling relationship between background harmonic voltage and grid connected current

利用逆变器仿真参数建立 HSS 模型,通过 $H_k(s)$ 矩阵可获得第 k 台并网逆变器的并网电流 I_{kg^*} 与 PCC 点处背景谐波电压 V_{pcc^*} 的耦合系数图。

从图 4 中可看出, h 次的背景谐波电压扰动会在 PCC 点处造成 h 频次谐波电流的响应。

为验证模型有效性,令并网逆变器在不同工况下运行。在 PCC 点处含有 5 次背景谐波电压的工况下并网逆变器从 0.5 s 运行至 1 s;在 PCC 点处含有 7 次背景谐波电压的工况下并网逆变器从 1 s 运行至 1.5 s。

图 5 是当 PCC 处含有 5 次背景谐波电压时,稳态情况下并网电流的波形图。可以看出,仿真模型与数学模型结果对比有一些偏差,这是因为本文仅对逆变器建立了 0~20 次谐波的 HSS 数学模型,而仿真模型中所含有的高次谐波本文未建立在数学模型中。

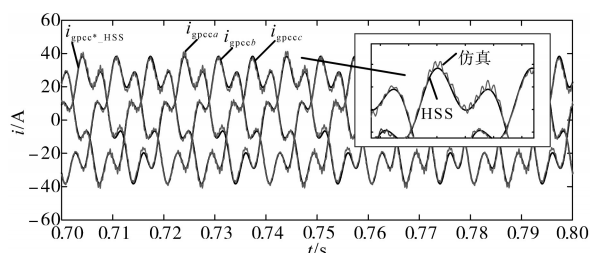


图 5 含 5 次背景谐波电压时并网电流波形图

Fig.5 Waveforms of grid connected current with 5th order background harmonic voltage

从图 5 中的对比依旧可以得出, HSS 模型可较好地反映并网电流处谐波情况。可扩大谐波阶数来增加模型的准确性。

图 6 是当 PCC 处含有 7 次背景谐波电压时,稳态情况下并网电流的波形图,可看出 HSS 模型与仿真模型有较好的匹配。

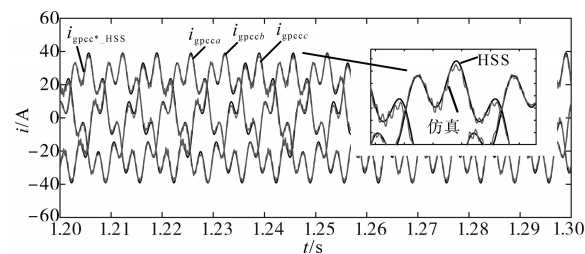


图 6 含 7 次背景谐波电压时并网电流波形图

Fig.6 Waveforms of grid connected current with 7th order background harmonic voltage

对仿真结果和 HSS 结果中的并网电流 i_{gpcc} 所含有的谐波进行对比,并将对比结果列举于表 1 中。其中, HSS 的理论值可由背景谐波电压幅值与 l 乘积获得。

表 1 含背景谐波时并网电流谐波含量对比

Tab.1 Comparison of harmonic content of grid connected current with background harmonics

谐波次数	背景谐波 V_{pcc}/V	THD/%	
		仿真 i_{gpcc}	HSS i_{gpcc}
5	20	33.82	31.12
7	20	28.58	30.41

3.2 直流扰动电压对并网电流的影响

利用逆变器仿真参数建模,通过 $H_k(s)$ 矩阵可获得第 k 台并网逆变器并网电流 I_{kg^*} 与直流扰动电压 V_{kdc} 间的耦合系数图,如图 7 所示。

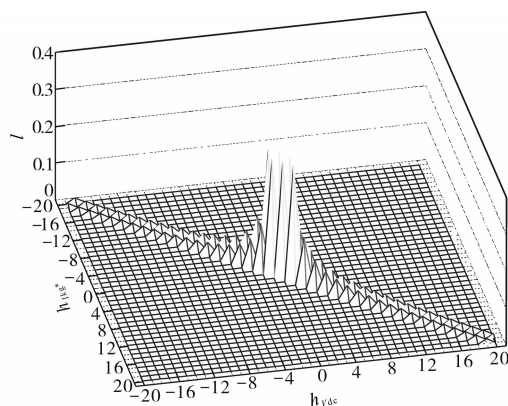


图 7 直流扰动电压与并网电流耦合关系图

Fig.7 Coupling relationship between DC disturbance voltage and grid connected current

从图 7 中可看出, h 次的直流电压扰动会在 PCC 点处造成 $h \pm 1$ 两个频次的并网电流的响应。

分别设置在 3 种工况下进行仿真研究直流扰动电压对并网电流的影响,工况 1 是在 0~0.5 s 之间直流侧无扰动电压;工况 2 是在 0.5~1 s 之间 2 号逆变器直流侧含有 20 V/300 Hz 的直流电压扰动,3 号逆变器直流侧含有 20 V/600 Hz 的直流电压扰动;工况 3 是在 1~1.5 s 之间 1 号逆变器直流侧含有 20 V/200 Hz 的直流电压扰动,而 2 号和 3 号逆变器延续工况 2 继续运行。

图 8 为 0.5~1 s 时 PCC 处 HSS 模型与仿真模型的并网电流的波形对比图。图中, HSS 理论下数学模型结果与仿真结果有较高符合度。

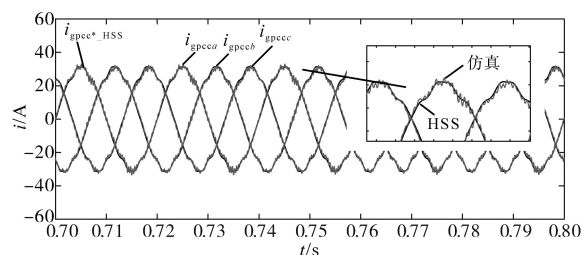


图 8 工况 2 情景下并网电流波形图

Fig.8 Waveforms of grid connected current under case 2

图9是1~1.5 s时PCC处HSS模型与仿真模型的并网电流的波形对比图。

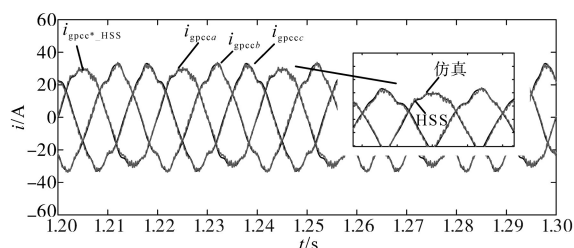


图9 工况3情景下并网电流波形图

Fig.9 Waveforms of grid connected current under case 3

在表2中列举了受直流电压扰动影响时,响应的并网谐波电流对比。

表2 直流电压受扰动时并网电流谐波含量对比

Tab.2 Comparison of harmonic content of grid connected current with DC disturbance voltage

工况	谐波次数	THD/%	
		仿真 i_{gpec}	HSS i_{gpec}
工况2	5	2.84	2.83
	7	2.27	2.49
	11	1.18	1.68
	13	1.02	1.64
工况3	3	3.86	4.74
	5	0.48	1.85
	7	2.41	2.50
	11	1.16	1.68
	13	1.08	1.64

4 实验验证

利用RTLAB实验验证数学模型的有效性。为了简化模型,采用3台并网逆变器连接于同一PCC点,逆变器参数与仿真模型一致。实验平台如图10所示。分别设计了PCC处含5次背景谐波电压、PCC点处含7次背景谐波电压、工况2、工况3这4种情景进行验证。不同工况下并网电流的FFT谐波分析如图11所示。

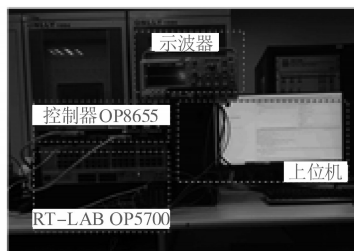
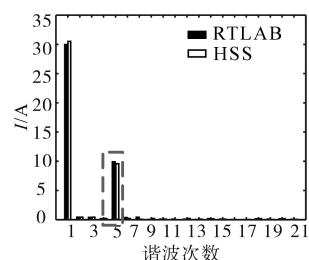


图10 实验平台

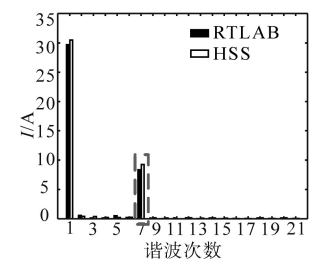
Fig.10 Experimental platform

图11a是PCC点处含有5次背景谐波电压

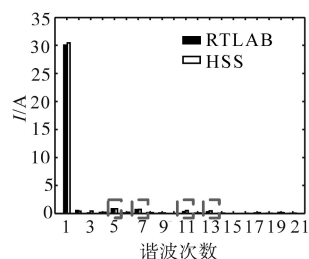
情景下,RTLAB和HSS的FFT分析对比图,有较高的匹配度。并且可看出5次的谐波电压造成了5次并网电流的响应。图11b是PCC点处含有7次背景谐波电压的情景,7次的谐波电压造成了7次并网电流的响应。图11c是在工况2情景下,并网电流有5次、7次、11次、13次的谐波电流响应。图11d是工况3情景下,并网电流有3次、5次、7次、11次、13次的谐波电流响应。由此可见,在PCC处的 h 次背景谐波电压会在PCC处造成 h 次的并网电流的谐波响应; h 次的直流侧电压扰动会造成 $h\pm 1$ 次的并网电流谐波响应。



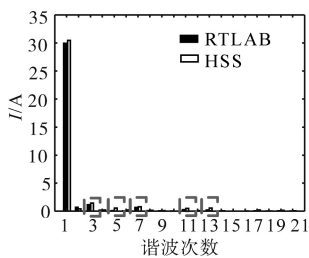
(a)PCC处含 $h=5,20$ V背景谐波电压



(b)PCC处含 $h=7,20$ V背景谐波电压



(c)工况2情景下



(d)工况3情景下

图11 不同情景下RTLAB实验与HSS理论并网电流FFT分析对比

Fig.11 Comparison of FFT analysis of grid connected current between RTLAB experiment and HSS theory in different scenarios

5 结论

针对多个并联逆变器与电网之间多频耦合关系,建立了谐波状态理论下的多个并联逆变器数学模型。通过谐波状态空间矩阵推导出各频率间耦合系数 l 的数学表达式。通过实验与仿真验证了数学模型的有效性,并发现 h 次的背景谐波电压会造成 h 次的并网谐波电流响应; h 次直流电压扰动会造成 $h\pm 1$ 次的并网谐波电流响应。基于现有的工作,后续会深入研究带有前一级光伏或者风力发电机或考虑线路阻抗在内的系统建模,并在所建模型基础下分析其稳定性,以及结合数学模型给出一定抑制谐波干扰的措施。

参考文献

- [1] 喻宙,苏白娜,徐世周.逆变器VSG小信号建模与参数设计[J].电气传动,2020,50(8):79-86.
Yu Zhou, Su Baina, Xu Shizhou. Small signal modeling and parameter design for VSG of the inverter[J]. Electrical Drive, 2020, 50(8): 79-86.
- [2] 刘威,谢小荣,王衡,等.基于频率耦合阻抗模型的并网逆变器全工况小信号稳定性分析[J].中国电机工程学报,2020,40(22):7212-7221.
Liu Wei, Xie Xiaorong, Wang Heng, et al. Frequency-coupled impedance model-based small-signal stability analysis of grid-tied converters under all operating conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7212-7221.
- [3] 吴玮,程国栋,王贵峰,等.LCL并网逆变器多变量模型预测控制策略[J].电气传动,2020,50(11):7-12.
Wu Wei, Cheng Guodong, Wang Guifeng, et al. Multi-variable model predictive control strategy of LCL grid-connected inverter[J]. Electrical Drive, 2020, 50(11): 7-12.
- [4] 刘洋,杨旭红,蓝建宇.三相LCL并网逆变器新型主动阻尼控制[J].电气传动,2020,50(10):35-39.
Liu Yang, Yang Xuhong, Lan Jianyu. New active damping control for three-phase LCL grid-connected inverter[J]. Electrical Drive, 2020, 50(10): 35-39.
- [5] Cespedes M, Sun J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [6] Wang X, Harnefors L, Blaabjerg F. Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1775-1787.
- [7] 武相强,王赞程,陈新,等.考虑频率耦合效应的三相并网逆变器序阻抗模型及其交互稳定性研究[J].中国电机工程学报,2020,40(5):1605-1617.
Wu Xiangqiang, Wang Yuncheng, Chen Xin, et al. Sequence impedance model and interaction stability research of three-phase grid-connected inverters with considering coupling effects[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(5): 1605-1617.
- [8] 李志远,吴思奇,孟祥宇,等.基于谐波状态空间的车网耦合系统小信号阻抗建模和稳定性分析[J].电网技术,2021,45(7):2709-2718.
Li Zhiyuan, Wu Siqi, Meng Xiangyu, et al. Harmonic state-space based small signal impedance modeling and stability analysis of vehicle-grid coupling system[J]. Power System Technology, 2021, 45(7): 2709-2718.
- [9] 刘天琪,周攀,王顺亮,等.考虑多频率谐波动态的模块化多电平换流器建模及耦合特性分析[J].电网技术,2021,45(8):3164-3172.
Liu Tianqi, Zhou Pan, Wang Shunliang, et al. Modular multilevel converter modeling considering multi-frequency harmonic dynamics and coupling analysis[J]. Power System Technology, 2021, 45(8): 3164-3172.
- [10] 黄志强,庞辉,赵成勇,等.考虑频率耦合特性的VSC序阻抗建模[J].电测与仪表,2021,58(6):119-124.
Huang Zhiqiang, Pang Hui, Zhao Chengyong, et al. Sequence impedance modeling of VSC considering frequency couplings[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(6): 119-124.
- [11] Kwon J B, Wang X, Blaabjerg F, et al. Harmonic instability analysis of a single-phase grid-connected converter using a harmonic state-space modeling method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4188-4200.
- [12] 年珩,李萌,陈亮,等.采用多正弦信号注入的宽频带并网逆变器频率耦合特性测量方法[J].中国电机工程学报,2020,40(22):7408-7420.
Nian Heng, Li Meng, Chen Liang, et al. Measurement method for broadband frequency coupling characteristics of grid-connected inverter using multi-sine signal injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7408-7420.
- [13] 杜燕,赵韩广,杨向真,等.考虑频率耦合效应的虚拟同步发电机序阻抗建模[J].电源学报,2020,18(6):42-49.
Du Yan, Zhao Hanguang, Yang Xiangzhen, et al. Sequence impedance modeling of virtual synchronous generator considering frequency coupling effect[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(6): 42-49.
- [14] 王晋宁,王磊,韩肖清,等.基于谐波状态空间建模的变换器交直流谐波耦合特性分析[J].电力系统自动化,2020,44(4):159-168.
Wang Jinning, Wang Lei, Han Xiaoping, et al. Analysis on AC/DC harmonic coupling characteristics of converter based on harmonic state space modeling[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(4): 159-168.

收稿日期:2020-12-17

修改稿日期:2020-12-29