

基于谐波状态空间理论的LCL型并网逆变器 谐波交互及稳定性分析

林顺富¹,戴焯敏¹,颜昕昱²,李东东¹,符 杨¹

(1. 上海电力大学 电气工程学院,上海 200090;2. 国网上海市电力公司市北供电公司,上海 200070)

摘要:电网的逐渐电力电子化引发了谐波谐振、系统不稳定。为获得系统详细的谐波交互情况和不稳定模式,针对三相LCL型并网逆变器,首先基于谐波状态空间(HSS)理论建立其双电流环控制下的数学模型;其次深入研究公共连接点处电网背景谐波电压对逆变器直流侧电压和交流侧电流的影响,以及直流侧电压扰动对交流侧的影响;同时推导出谐波交互的耦合系数矩阵,并分析耦合特性;然后在HSS数学模型的基础上,利用阻抗分析法揭示了弱电网情况下逆变器谐波振荡产生的机理;最后将实验、仿真模型结果与数学模型结果进行了对比,验证了数学模型的有效性以及理论分析结果的正确性。

关键词:谐波状态空间;并网逆变器;谐波交互;弱电网;电网阻抗;稳定性分析

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202203015

0 引言

近年来,新能源分布式发电技术的研究成为当前的热点,并网逆变器是分布式发电的重要接口。随着逆变器装置的广泛应用,电网的电力电子化面临一定的挑战^[1-2]。实际中恶劣、复杂的运行环境以及逆变器与电网的谐波交互过程造成并网电流的质量下降,影响分布式发电系统的稳定性^[2-3]。因此,有必要对逆变器与电网的谐波交互作进一步研究。相比于传统的L型滤波器,LCL型滤波器可以对开关频次的电流谐波进行大幅削减,并且具有重量轻、体积小、成本低等优点,但高阶系统会导致谐振的发生^[4]。文献[5]解释了出现谐振的根本原因,发现在滤波电容上串联电阻可以有效抑制谐振峰。文献[6-7]在无源阻尼的基础上提出了有源阻尼和改进有源阻尼的控制方式,在抑制谐振峰的同时降低了系统的功率损耗。

对变换器进行数学建模的方法可分为2类:一类是基于平均算子的平均模型;另一类是基于多频率模型。前者是传统建模方法,包括电路平均法和状态空间平均法,大多用于单输入单输出系统的研究,具有建模便捷等优势^[8-10]。但该模型精度仅在低

频准确,不能获得系统所有的不稳定模式。常见的基于多频率模型的建模方法有多谐波小信号法^[11]、描述函数法以及谐波状态空间HSS(Harmonic State Space)法。用于多输入多输出或频率耦合系统的建模,进一步反映频率耦合现象,具有较精确的优点。文献[12]推导出多种频率耦合产生原因的并网逆变器频率耦合模型,但建模中未给出具体的耦合系数,只分析了其对系统稳定性的影响。而利用HSS理论建立的数学模型可获得系统所有不稳定的模式。

有学者采用HSS法建立了包含频率耦合现象的变流器模型。文献[13]利用该方法建立了单相整流器的新数学模型,分析了电压外环的比例系数 K_p 以及频率耦合对其稳定性的影响。文献[14]建立了比例谐振控制下的三相整流器的数学模型,但未分析弱电网情况下谐波谐振等问题。文献[15]在上述文献的基础上建立了PQ控制下的三相L型并网逆变器的数学模型,进一步研究了频率耦合导纳矩阵,并分析了直流侧扰动对于交流侧的影响。

传统的阻抗建模通过等效框图推导输出阻抗表达式,利用阻抗判据判断弱电网下逆变器稳定,普适性强^[16-17]。也有学者采用 dq 阻抗建模^[18-19]、正负序阻抗建模^[20]和谐波线性化建模方法^[21]建立逆变器输出阻抗,通过电网阻抗和LCL型并网逆变器的输出导纳绘制奈奎斯特曲线来判断系统稳定性,但不能较好地反映逆变器的谐波特性。

在逆变器的HSS模型中输出阻抗的精度与所考虑的谐波阶数相关,模型中考虑的谐波阶数越高,输出阻抗模型的精度越高,可按照不同频率对逆变器的输出阻抗进行建模,从而获得更精确的逆变器输出阻抗模型。

本文利用HSS理论建立了基于比例积分PI(Pro-

收稿日期:2021-06-27;修回日期:2022-01-23

在线出版日期:2022-03-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51977127);上海市科学技术委员会资助项目(19020500800);上海市教育委员会和上海市教育委员会“曙光计划”(20SG52)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51977127),Shanghai Municipal Science and Technology Commission(19020500800) and "Shuguang Program" of Shanghai Education Development Foundation and Shanghai Municipal Education Commission(20SG52)

portional Integral)控制和电容电流反馈有源阻尼控制下的三相LCL型并网逆变器的数学模型。在该模型下分析并网逆变器与电网之间的谐波交互影响:①公共连接点PCC(Point of Common Coupling)处的背景谐波电压对直流侧电压和并网电流的影响;②逆变器直流侧扰动电压对并网电流的影响。进一步推导HSS理论下谐波传递函数矩阵并量化了它们之间的耦合系数。此外提出了一种基于HSS的阻抗分析方法,用以揭示弱电网下系统发生谐波振荡的机理。通过将实验、仿真模型结果与数学模型结果进行对比,验证了本文理论分析的有效性和分析结果的正确性。

1 HSS理论

利用状态空间平均法建立的系统数学模型为线性时不变LTI(Linear Time Invariant)系统,具体如下:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: A 、 B 、 C 、 D 为常数; $x(t)$ 为状态变量; $y(t)$ 为输出变量; $u(t)$ 为输入变量; t 为时间常数。该方法建模简单,但精确度较低。

为获得精确的数学模型,利用HSS理论建立线性时变LTV(Linear Time Varying)系统,根据电路的周期性对其进行线性化。该方法可将式(1)转换为:

$$\begin{cases} x(\omega, t) = A(\omega) \otimes x(\omega, t) + B(\omega) \otimes u(\omega, t) \\ y(\omega, t) = C(\omega) \otimes x(\omega, t) + D(\omega) \otimes u(\omega, t) \end{cases} \quad (2)$$

式中: \otimes 为卷积符号; $A(\omega)$ 、 $B(\omega)$ 、 $C(\omega)$ 、 $D(\omega)$ 为时不变参数; $x(\omega, t)$ 、 $u(\omega, t)$ 和 $y(\omega, t)$ 分别为与 ω 相关的时变状态变量、时变输入变量和时变输出变量。

根据欧拉公式可将连续的周期函数分解为傅里叶级数的指数形式。电路参量具有动态特性,需要加入暂态量 e^{st} 。以电流 i_g 为例,可得:

$$i_g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{gn} e^{(s+jn\omega_0)t} \quad (3)$$

式中: ω_0 为基波角频率; I_{gn} 为 n 次谐波傅里叶系数。

根据谐波平衡的原理对式(2)等号两边进行约分可得:

$$\begin{cases} (s+jn\omega_0)X_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_{n-m} X_m + \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{n-m} U_m \\ Y_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{n-m} X_m + \sum_{m=-\infty}^{\infty} D_{n-m} U_m \end{cases} \quad (4)$$

式中: A_{n-m} 为状态系数; B_{n-m} 为输入系数; C_{n-m} 为输出系数; D_{n-m} 为关联系数; X_n 、 X_m 为状态量; U_m 为输入量; Y_n 为输出量。

通过式(5)将频域输出变量 Y 转化为时域输出

变量 $y(t)$ 。

$$y(t) = T_r(t) Y \quad (5)$$

$$T_r(t) = [\dots e^{-j2\omega_0 t} \quad e^{-j\omega_0 t} \quad 1 \quad e^{j\omega_0 t} \quad e^{j2\omega_0 t} \dots] \quad (6)$$

2 三相LCL型并网逆变器数学建模

2.1 并网逆变器系统结构和控制结构

电压源型三相LCL型并网逆变器系统结构图如图1所示,基于有源阻尼反馈和电流环控制的结构图如图2所示。图1中: C_{dc} 为稳压电容; L_1 、 L_2 为滤波电感; C_0 为滤波电容; R_1 、 R_2 为寄生电阻; v_{dc} 、 i_{dc} 分别为稳压电容电压和电流; $v_{inva,b,c}$ 为逆变器输出电压; $i_{La,b,c}$ 为电感电流; $i_{Ca,b,c}$ 为滤波电容的电流; $i_{ga,b,c}$ 为并网电流; $v_{pcca,b,c}$ 为PCC处电压; E_{dc} 为直流电压; R_{dc} 为电阻; $s_{wa,b,c}$ 为开关函数; $v_{Ca,b,c}$ 为电容电压。图2中: I_{gdref} 、 I_{gqref} 分别为 d 、 q 轴参考电流; i_{Cd} 、 i_{Cq} 和 i_{gd} 、 i_{gq} 分别为由 abc 坐标系转换到 dq 坐标系获得的 d 、 q 轴滤波电容电流和并网电流; K 为电容电流的有源阻尼反馈系数。

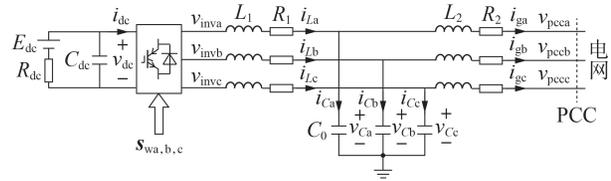


图1 三相LCL型并网逆变器系统结构图

Fig.1 Structure diagram of three-phase LCL grid-connected inverter

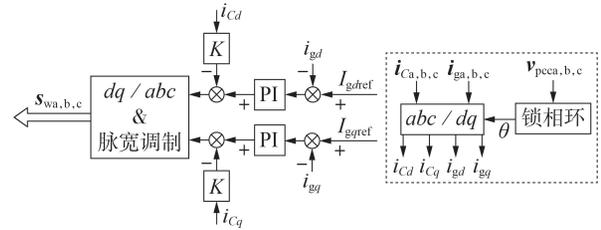


图2 三相LCL型并网逆变器控制框图

Fig.2 Control block diagram of three-phase LCL grid-connected inverter

2.2 并网逆变器电路结构数学建模

根据图1所示的三相LCL型并网逆变器系统结构,在稳态工作点处对模型进行谐波线性化处理,可得线性化的时域电路方程,如式(7)~(10)所示。

$$\frac{d\Delta v_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_{dc}} \Delta i_{dc} - \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta E_{dc} \quad (7)$$

$$\frac{d\Delta i_{La,b,c}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1} \Delta i_{La,b,c} - \frac{1}{L_1} \Delta v_{Ca,b,c} + \frac{1}{L_1} \Delta v_{inva,b,c} \quad (8)$$

$$\frac{d\Delta v_{Ca,b,c}}{dt} = \frac{1}{C_0} \Delta i_{La,b,c} - \frac{1}{C_0} \Delta i_{ga,b,c} \quad (9)$$

$$\frac{d\Delta i_{ga,b,c}}{dt} = -\frac{R_2}{L_2} \Delta i_{ga,b,c} + \frac{1}{L_2} \Delta v_{Ca,b,c} - \frac{1}{L_2} \Delta v_{pcca,b,c} \quad (10)$$

$$\Delta v_{\text{inva, b, c}} = s_{\text{wa, b, c}} \Delta v_{\text{dc}} + v_{\text{dc}} \Delta s_{\text{wa, b, c}} \quad (11)$$

$$\Delta i_{\text{dc}} = s_{\text{wa}} \Delta i_{\text{La}} + s_{\text{wb}} \Delta i_{\text{Lb}} + s_{\text{wc}} \Delta i_{\text{Lc}} + i_{\text{La}} \Delta s_{\text{wa}} + i_{\text{Lb}} \Delta s_{\text{wb}} + i_{\text{Lc}} \Delta s_{\text{wc}} \quad (12)$$

式中: Δ 表示扰动变量。将式(7)~(12)关系式转换成如式(1)的状态方程,再经式(4)转换成频域的HSS模型,可得:

$$\dot{X}_1 = A_1 X_1 + B_1 U_1 \quad (13)$$

式中: $X_1 = [\Delta I_{\text{ga}}, \Delta I_{\text{gb}}, \Delta I_{\text{gc}}, \Delta V_{\text{Ca}}, \Delta V_{\text{Cb}}, \Delta V_{\text{Cc}}, \Delta I_{\text{La}}, \Delta I_{\text{Lb}}, \Delta I_{\text{Lc}}, \Delta V_{\text{dc}}]^T$, 其中 ΔI_{ga} 由 Δi_{ga} 经过指数形式傅里叶分解后的傅里叶系数组成,其维数大小由所要研究的谐波次数决定,若研究 k 次谐波间的交互关系,则 ΔI_{ga} 为 $2k+1$ 阶列向量,其余元素类似; $U_1 = [\Delta V_{\text{pcca}}, \Delta V_{\text{pccb}}, \Delta V_{\text{pccc}}, \Delta S_{\text{wa}}, \Delta S_{\text{wb}}, \Delta S_{\text{wc}}, \Delta E_{\text{dc}}]^T$, 其元素含义与 X_1 相似; 矩阵 A_1 、 B_1 的表达式分别见附录A式(A1)、(A2), 其中 O 为零矩阵, $T[\cdot]$ 为托普利茨矩阵, I 为单位矩阵, N 为运算中产生的对角矩阵。

2.3 并网逆变器控制结构数学建模

控制结构中采用了PI控制的电流内环,并考虑了电容电流有源阻尼反馈。当锁相环带宽较小时,电压扰动对锁相环输出角度的影响较小^[12],可忽略锁相环带来的影响,并假设锁相环获得的角度为 θ 。HSS模型下PI控制函数 G_{PI} 表示为:

$$G_{\text{PI}} = \text{diag} \left[\cdots K_p + \frac{K_i}{s - j\omega_0} \quad K_p + \frac{K_i}{s} \quad K_p + \frac{K_i}{s + j\omega_0} \quad \cdots \right] \quad (14)$$

式中: K_p 为比例系数; K_i 为积分系数。

为适应HSS模型, Park变换矩阵 G_{Park} 为:

$$G_{\text{Park}} = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} T[\cos \theta] & T\left[\cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right)\right] & T\left[\cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)\right] \\ T[-\sin \theta] & T\left[-\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right)\right] & T\left[-\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)\right] \end{bmatrix} \quad (15)$$

根据图2的控制结构可列写如下HSS方程:

$$\begin{cases} \dot{X}_c = A_c X_c + B_c U_c \\ Y_c = C_c X_c + D_c U_c \end{cases} \quad (16)$$

式中: $X_c = [X_{\text{Pld}}, X_{\text{Plq}}]^T$, X_{Pld} 、 X_{Plq} 分别为 d 、 q 轴的状态变量; $Y_c = [\Delta S_{\text{wa}}, \Delta S_{\text{wb}}, \Delta S_{\text{wc}}]^T$; $U_c = [\Delta I_{\text{gd}}, \Delta I_{\text{ga}}, \Delta I_{\text{gb}}, \Delta I_{\text{gc}}, \Delta I_{\text{La}}, \Delta I_{\text{Lb}}, \Delta I_{\text{Lc}}]^T$; 矩阵 A_c 、 B_c 、 C_c 、 D_c 的表达式分别见附录A式(A3)~(A6)。

2.4 谐波传递函数

为研究背景谐波电压、直流纹波对系统造成的影响,以及直流纹波对网侧的影响,需要将HSS方程化简为谐波传递函数。

HSS方程为:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (17)$$

通过等式变换可得:

$$Y = [C(sI - A)^{-1} + D] U \quad (18)$$

令:

$$H(s) = C(sI - A)^{-1} + D \quad (19)$$

式中: $H(s)$ 为谐波传递函数矩阵。相较于线性时不变模型, HSS模型可用于研究不同频次谐波间的传递关系。可将 $H(s)$ 定义为:

$$H(s) = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & H_0(s - j\omega) & H_{-1}(s) & H_{-2}(s + j\omega) & \cdots \\ \cdots & H_1(s - j\omega) & H_0(s) & H_{-1}(s + j\omega) & \cdots \\ \cdots & H_2(s - j\omega) & H_1(s) & H_0(s + j\omega) & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: 矩阵元素为耦合系数,且都为复数。当式(20)中 $s=0$ 时,通过对矩阵进行截断,可获得稳态时输出变量与输入变量间的耦合系数阵。

2.5 HSS模型下耦合系数分析

2.5.1 背景谐波电压与并网电流

假设在交流侧产生了 p 次谐波电流 $i_{\text{g}\xi, p}$ ($\xi = a, b, c$), 并将其时域表达式变换为如下傅里叶级数的形式:

$$i_{\text{g}\xi, p}(t) = I_{\text{g}\xi, p} \cos(p\omega_0 t + \theta_{\xi, p}) = \frac{I_{\text{g}\xi, p} e^{-j\theta_{\xi, p}}}{2} e^{-jp\omega_0 t} + \frac{I_{\text{g}\xi, p} e^{j\theta_{\xi, p}}}{2} e^{jp\omega_0 t} = I_{\text{g}\xi, (-p)} e^{-jp\omega_0 t} + I_{\text{g}\xi, (+p)} e^{jp\omega_0 t} \quad (21)$$

式中: $I_{\text{g}\xi, p}$ 为谐波电流幅值; $\theta_{\xi, p}$ 为谐波电流的相角; $I_{\text{g}\xi, (-p)}$ 、 $I_{\text{g}\xi, (+p)}$ 分别为 p 次谐波电流的傅里叶负系数和傅里叶正系数。根据HSS方程推导可知:

$$i_{\text{g}\xi, p}(t) = H_{\xi(-p, -v)} \frac{V_{\text{pcc}\xi, v} e^{-j\theta_{\xi, v}}}{2} e^{-jp\omega_0 t} + H_{\xi(+p, +v)} \frac{V_{\text{pcc}\xi, v} e^{j\theta_{\xi, v}}}{2} e^{jp\omega_0 t} = \left| H_{\xi(-p, -v)} \right| \frac{V_{\text{pcc}\xi, v} e^{-j(\theta_{\xi, v} + \theta_{H_{\xi(-p, -v)}})}}{2} e^{-jp\omega_0 t} + \left| H_{\xi(+p, +v)} \right| \frac{V_{\text{pcc}\xi, v} e^{j(\theta_{\xi, v} + \theta_{H_{\xi(+p, +v)}})}}{2} e^{jp\omega_0 t} \quad (22)$$

式中: $V_{\text{pcc}\xi, v}$ 为背景谐波电压幅值; $\theta_{\xi, v}$ 为背景谐波电压相角; $H_{\xi(\pm p, \pm v)}$ 表示傅里叶系数为 $\pm p$ 次的谐波电流与傅里叶系数为 $\pm v$ 次的背景谐波电压之间的耦合关系; $\theta_{H_{\xi(\pm p, \pm v)}}$ 为耦合系数相角。对比式(21)

与式(22)可知,耦合系数 $w_1 = \left| H_{\xi(-p, -v)} \right|$, 且 $\left| H_{\xi(-p, -v)} \right| = \left| H_{\xi(+p, +v)} \right|$ 。

2.5.2 背景谐波电压与直流侧电压

假设在直流侧产生了 r 次直流扰动电压 $v_{\text{dc}, r}$, 并

将其时域表达式变换为如下傅里叶级数的形式:

$$v_{dc,r}(t) = V_{dc,r} \cos(\omega_0 t + \theta_r) = \frac{V_{dc,r} e^{-j\theta_r}}{2} e^{-j\omega_0 t} + \frac{V_{dc,r} e^{j\theta_r}}{2} e^{j\omega_0 t} = V_{dc,(-r)} e^{-j\omega_0 t} + V_{dc,(+r)} e^{j\omega_0 t} \quad (23)$$

式中: $V_{dc,r}$ 为直流扰动电压幅值; θ_r 为直流扰动电压的相角。根据HSS方程推导可知:

$$v_{dc,r}(t) = \sum_{\xi=a,b,c} H_{\xi(-r,-v)} \frac{V_{pcc\xi,v} e^{-j\theta_{\xi,v}}}{2} e^{-j\omega_0 t} + \sum_{\xi=a,b,c} H_{\xi(+r,+v)} \frac{V_{pcc\xi,v} e^{j\theta_{\xi,v}}}{2} e^{j\omega_0 t} = \sum_{\xi=a,b,c} |H_{\xi(-r,-v)}| \frac{e^{-j(\theta_{\xi,v} + \theta_{H_{\xi(-r,-v)})}}}{2} V_{pcc,v} e^{-j\omega_0 t} + \sum_{\xi=a,b,c} |H_{\xi(+r,+v)}| \frac{e^{j(\theta_{\xi,v} + \theta_{H_{\xi(+r,+v)})}}}{2} V_{pcc,v} e^{j\omega_0 t} \quad (24)$$

式中: $V_{pcca,v} = V_{pccb,v} = V_{pccc,v}$; $H_{\xi(\pm r, \pm v)}$ 表示傅里叶系数为 $\pm r$ 次的直流扰动电压与傅里叶系数为 $\pm v$ 次的背景谐波电压之间的耦合关系。对比式(23)与式(24)可知,耦合系数 w_2 与 $H_{\xi(+r,+v)}$ 有关。

2.5.3 直流侧扰动电压与并网电流

根据HSS方程推导可知:

$$i_{gg,p}(t) = H_{(-p,-r)} \frac{V_{dc,r} e^{-j\theta_r}}{2} e^{-j\omega_0 t} + H_{(+p,+r)} \frac{V_{dc,r} e^{j\theta_r}}{2} e^{j\omega_0 t} = |H_{(-p,-r)}| \frac{V_{dc,r} e^{-j(\theta_r + \theta_{H_{(-p,-r)})}}}{2} e^{-j\omega_0 t} + |H_{(+p,+r)}| \frac{V_{dc,r} e^{j(\theta_r + \theta_{H_{(+p,+r)})}}}{2} e^{j\omega_0 t} \quad (25)$$

式中: $H_{(\pm p, \pm r)}$ 表示傅里叶系数为 $\pm p$ 次的谐波电流与傅里叶系数为 $\pm r$ 次的直流扰动电压之间的耦合关系。对比式(21)与式(25)可知,耦合系数 $w_3 = |H_{(-p,-v)}|$, 且 $|H_{(-p,-v)}| = |H_{(+p,+v)}|$ 。

2.6 并网逆变器阻抗建模

传统阻抗特性分析可用于研究谐波谐振的产生。该方法需建立并网逆变器的输出阻抗模型。逆变器的诺顿等效电路如附录A图A1所示。通过电网阻抗 Z_g 与输出阻抗 Z_{inv} (即 $1/Y_{inv}$) 的幅频特性曲线交截频率处的幅值裕度与相角裕度来判断并网系统的稳定性。

逆变器完整的HSS数学模型可表示为:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{gg} \\ \Delta V_{C\xi} \\ \Delta I_{L\xi} \\ \Delta V_{dc} \end{bmatrix} = H(s) \begin{bmatrix} \Delta V_{pcc\xi} \\ \Delta I_{gd} \\ \Delta E_{dc} \end{bmatrix} \quad (26)$$

由式(26)可以得到式(27),并进一步获得输出导纳。

$$\Delta I_{gg} = H_m \Delta I_{gd} + H_n \Delta V_{pcc\xi} \quad (27)$$

式中: ΔI_{gg} 、 $\Delta V_{pcc\xi}$ 分别为并网电流 i_g 、PCC处电压在HSS理论中的谐波系数矩阵; H_m 、 H_n 为相应的谐波传递函数矩阵。获得的输出导纳矩阵示意图如附录A图A2所示。对所获得的输出导纳矩阵进行求逆来获取输出阻抗矩阵。由于HSS模型是多输入多输出系统,相较于传统模型可获得传统模型不具备的特性,能分析更多的系统不稳定模式。

3 仿真实验

在Simulink中搭建了逆变器的仿真模型,在MATLAB中实现了HSS数学模型,仿真模型参数如附录B表B1所示。将仿真结果与数学模型结果进行对比分析。

根据表B1中的参数绘制式(21)、(22)中输出变量 I_g 与输入变量 V_{pcc} 之间的耦合系数 w_1 示意图,如图3所示。从图中可看出,输入变量单频次扰动会造成输出变量在该频次下的响应。式(24)、(25)中耦合系数的示意图分别如附录B图B1、B2所示。

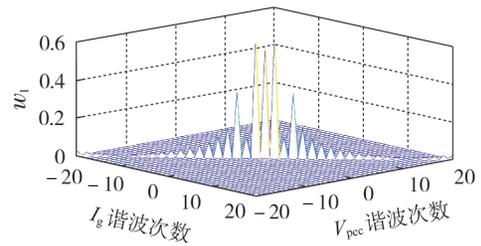


图3 输出变量 I_g 与输入变量 V_{pcc} 的耦合系数

Fig.3 Coupling coefficient between output variable I_g and input variable V_{pcc}

3.1 背景谐波电压对并网电流与直流电压的影响

为了验证HSS模型的有效性,设置多种背景谐波电压工况,如表1所示。

表1 背景谐波电压工况

Table 1 Conditions of background harmonic voltage

工况	背景谐波电压次数	幅值/V	工况	背景谐波电压次数	幅值/V
1	5	20	3	11	20
2	7	20	4	13	20

在HSS模型中,对20次及以内的谐波进行分析,工况1下理论与仿真结果对比图如图4所示。由图可见,电网含有5次谐波电压,会在PCC处产生5次谐波电流,在直流侧产生6次谐波电压扰动。

工况2—4下理论与仿真结果对比图分别如附录B图B3—B5所示。表2、3对比了工况1—4下主要响应变量的仿真值与HSS模型计算值,表中HSS模型计算值为耦合系数与输入变量幅值乘积。

由表2、表3、图3以及附录B图B1可知:当PCC

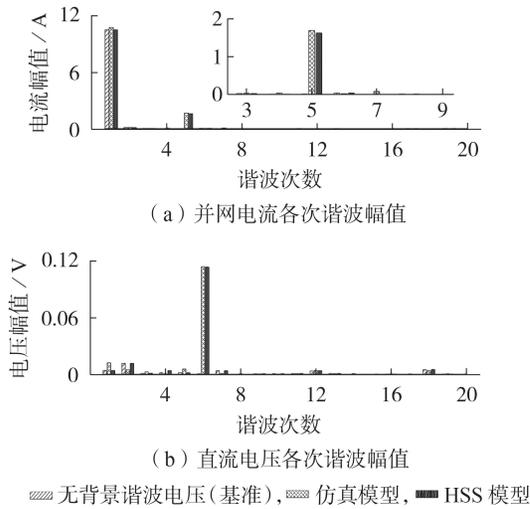


图4 工况1下理论与仿真结果对比

Fig.4 Comparison of theoretical and simulation results under Case 1

表2 PCC处含背景谐波电压时并网电流幅值对比

Table 2 Amplitude comparison of grid-connected current at PCC with background harmonic voltage

工况	电流响应频次	并网电流幅值 / A	
		仿真值	HSS模型计算值
1	5	1.6760	1.6100
2	7	1.3660	1.5370
3	11	0.4365	0.4033
4	13	0.2605	0.3366

表3 PCC处含背景谐波电压时直流电压幅值对比

Table 3 Amplitude comparison of DC voltage at PCC with background harmonic voltage

工况	直流电压响应频次	直流电压幅值 / V	
		仿真值	HSS模型计算值
1	6	0.11500	0.11460
2	6	0.10580	0.11820
3	12	0.05705	0.06048
4	12	0.05766	0.06249

处含有 $6h \pm 1$ 次谐波电压扰动时,除了会造成同一频次的并网谐波电流外,还会在直流侧产生 $6h$ 次的谐波电压扰动。

3.2 直流电压扰动对并网电流的影响

为研究逆变器直流侧与交流侧的谐波交互关系,在直流侧设置了2种直流电压扰动工况:①工况5为直流侧含300 Hz的20 V电压扰动;②工况6为直流侧含600 Hz的20 V电压扰动。工况5、6下理论与仿真结果对比分别如附录B图B6、B7所示。表4给出了工况5、6下主要响应变量的仿真值与HSS模型计算值的对比。

3.3 弱电网下逆变器的稳定性研究

奈奎斯特图可反映弱电网下逆变器稳定性,但不能较好地反映逆变器的谐波特性。基于HSS的逆

表4 直流侧含谐波电压扰动时并网电流幅值对比

Table 4 Amplitude comparison of grid-connected current at DC side with harmonic voltage disturbance

工况	电流响应频次	并网电流幅值 / A	
		仿真值	HSS模型计算值
5	5	0.4161	0.4115
	7	0.3441	0.3980
6	11	0.1854	0.2120
	13	0.1653	0.2187

变器输出阻抗建模可较好地反映弱电网下逆变器的频率特性,能对系统的响应和动态性能的变化进行更细致的分析,具体如附录B图B8所示。图中阻抗曲线是由逆变器HSS模型中各个频次下的输出阻抗谐波传递函数绘制而成,如 H_{-1} 是由 $V_{pcc\xi,-1}$ 与 $I_{g\xi,-1}$ 所对应的输出阻抗。可以看出,不同频次下的输出阻抗具有不同的幅频特性。

由图B8可以看出:当 $L_g=1.5$ mH时,电网阻抗 Z_g 的幅频曲线与 H_{-5} 的幅频曲线在236 Hz处先相交,然后再与 H_0 的幅频曲线相交;当 $L_g=3$ mH时, Z_g 的幅频曲线与 H_{-3} 的幅频曲线在134 Hz处先相交,并且随着电网阻抗的增大,输出阻抗与电网阻抗 Z_g 的交截频率在不断地向左移动;当 $L_g=6$ mH时, Z_g 的幅频曲线与 H_0 的幅频曲线在131 Hz处相交,影响逆变器并网系统的控制性能,会导致系统不稳定。

分别对仿真中的电流数据进行了傅里叶分析,逆变器在 $L_g=1.5$ mH和 $L_g=3$ mH情形下运行相较于 $L_g=0$ 情形下的并网电流总谐波畸变率(THD)变化值如附录B图B9所示。可以看出,当电网阻抗的幅频曲线未与 H_0 曲线相交于236 Hz和134 Hz,但与其他对数频率特性曲线相交时,该交点频率与测得的逆变器输出电流中的谐波频率密切相关,导致并网电流电能质量变差。

4 实验验证

为进一步验证所提方法的有效性,搭建了基于RT-LAB的实时仿真平台实验,使用示波器对I/O口输出进行观测。实验参数与仿真参数相同。实验平台如附录C图C1所示。

RT-LAB实验中获得的并网电流波形图如图5所示。数学模型中获得的并网电流波形图如图6所示,分别在0.5 s和1 s时对工况进行切换。对比图5与图6可看出,HSS模型可以反映谐波传递特性,并且实验结果与理论结果一致,验证了HSS模型的有效性。

附录C图C2为不同工况下实验与理论的快速傅里叶变换(FFT)幅值对比图。从图中可看出,HSS模型结果与RT-LAB实验结果具有较高的符合度。HSS模型可较好地反映交流与直流系统之间的谐波传递特性。

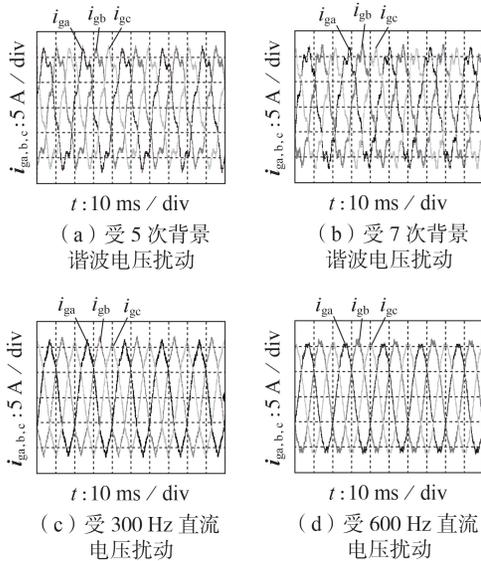


图5 不同工况下并网电流的实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of grid-connected current under different conditions

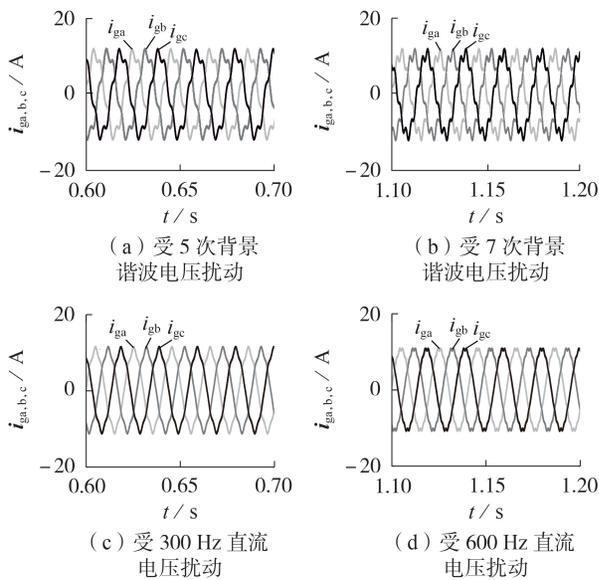
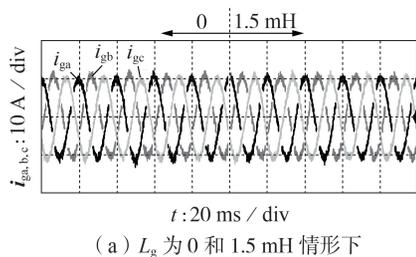


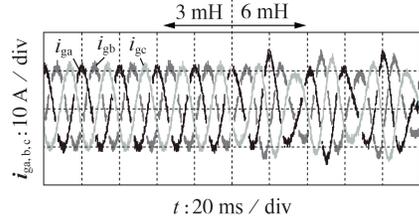
图6 不同工况下并网电流理论波形

Fig.6 Theoretical waveforms of grid-connected current under different conditions

通过实验对弱电网情形进行了验证,分别在 0.5 s 时接入 $L_g=1.5$ mH,在 1 s 时接入 $L_g=3$ mH,在 1.5 s 时接入 $L_g=6$ mH,实验波形如图 7 所示。可以看出,当 $L_g=6$ mH 时逆变器并网系统出现不稳定。



(a) L_g 为 0 和 1.5 mH 情形下



(b) L_g 为 3 mH 和 6 mH 情形下

图7 不同电网阻抗下并网电流实验波形

Fig.7 Experimental waveforms of grid-connected current under different grid impedances

5 结论

本文采用HSS理论对PI调节器和电容电流反馈有源阻尼控制下的三相LCL型并网逆变器进行建模,分析了电网与并网逆变器之间的谐波交互情况,得到如下结论。

1)对于逆变器内部的频率耦合特性,采用HSS法对逆变器进行建模,可以完整地分析谐波耦合过程。当PCC处含有 $6h\pm 1$ 次谐波电压扰动时,除了会造成同一频次的并网谐波电流外,还会在直流侧产生 $6h$ 次的谐波电压扰动。直流侧含有 $6h$ 次谐波电压扰动会在交流侧产生 $6h\pm 1$ 次的谐波电流响应。利用谐波传递函数矩阵可推导交流侧与交流侧、交流侧与直流侧的耦合系数。利用HSS理论建立的模型可定量分析背景谐波电压对直流侧的影响、直流电压扰动对交流侧谐波电流的影响。

2)弱电网下,利用传统阻抗分析法对系统稳定性分析时不能获得所有的不稳定模式。基于HSS模型的阻抗分析法体现出与传统建模不同的特性,能具体分析不同频率下的逆变器输出阻抗与电网阻抗的谐振情况,可以较好地反映逆变器并网系统谐振特性及稳定性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

[1] 郑峰,林祥群,邓长虹,等. 计及降阶混合控制算法多逆变器并联系统谐振抑制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(4): 48-55.
ZHENG Feng, LIN Xiangqun, DENG Changhong, et al. Resonance suppression strategy of multi-inverter parallel system considering hybrid control algorithm for order reduction[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(4): 48-55.

[2] 马明,廖鹏,蔡雨希,等. LCL并网逆变器一阶自抗扰控制及基于粒子群优化的控制参数整定方法[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(11): 174-182.
MA Ming, LIAO Peng, CAI Yuxi, et al. First-order active disturbance rejection control and parameter tuning method based on particle swarm optimization for LCL grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(11): 174-182.

- [3] 钱纹,赵岳恒,邢法财,等. MMC的交直流侧扰动特性分析[J]. 电力自动化设备,2020,40(7):114-128.
QIAN Wen,ZHAO Yueheng,XING Facai,et al. AC- and DC-side disturbance characteristic analysis of MMC[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(7):114-128.
- [4] 朱益良,蒲俊楷,葛兴来,等. 弱电网下计及直流母线和镜像频率耦合扰动的三相LCL型并网逆变器序导纳建模及稳定性分析[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):190-203.
ZHU Yiliang,PU Junkai,GE Xinglai,et al. Sequence admittance modeling and stability analysis for three-phase LCL-type grid-connected inverter with DC bus and MFC disturbance under weak grid[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):190-203.
- [5] 郭小强,邬伟扬,顾和荣,等. 并网逆变器LCL接口直接输出电流控制建模及稳定性分析[J]. 电工技术学报,2010,25(3):102-109.
GUO Xiaoqiang,WU Weiyang,GU Herong,et al. Modelling and stability analysis of direct output current control for LCL interfaced grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(3):102-109.
- [6] 林刚,李勇,王姿雅,等. 直流微网谐振模态分析及有源阻尼抑制方法[J]. 电力自动化设备,2019,39(4):119-125,132.
LIN Gang,LI Yong,WANG Ziya,et al. Resonance modal analysis and active damping suppression method for DC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(4):119-125,132.
- [7] 华铤,林桦,肖建杰,等. 一种扩展LCL型并网逆变器有效阻尼区的超前补偿方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):197-202.
HUA Ting,LIN Hua,XIAO Jianjie,et al. Lead compensation method for extending valid damping region of LCL-type grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):197-202.
- [8] 周国华,冷敏瑞,李媛,等. 开关变换器及其控制环路的建模综述[J]. 中国电机工程学报,2020,40(1):183-199.
ZHOU Guohua,LENG Minrui,LI Yuan,et al. A review on modeling of switching converters and their control loops[J]. Proceedings of the CSEE,2020,40(1):183-199.
- [9] 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.
- [10] 王赞程,陈新,陈杰,等. 基于谐波线性化的三相LCL型并网逆变器正负序阻抗建模分析[J]. 中国电机工程学报,2016,36(21):5890-5898.
WANG Yuncheng,CHEN Xin,CHEN Jie,et al. Analysis of positive sequence and negative sequence impedance modeling of three-phase LCL-type grid-connected inverters based on harmonic linearization[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(21):5890-5898.
- [11] 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.
- [12] 年珩,徐韵扬,陈亮,等. 并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J]. 中国电机工程学报,2019,39(5):1421-1432.
NIAN Heng,XU Yunyang,CHEN Liang,et al. Frequency coupling characteristic modeling of grid-connected inverter and system stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE,2019,39(5):1421-1432.
- [13] 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.
- [14] KWON J B,WANG X,BLAABJERG F,et al. Harmonic interaction analysis in a grid-connected converter using Harmonic State-Space (HSS) modeling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(9):6823-6835.
- [15] 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 Xiaoqing,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.
- [16] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(11):3075-3078.
- [17] 涂春鸣,高家元,赵晋斌,等. 弱电网下具有定稳定裕度的并网逆变器阻抗重塑分析与设计[J]. 电工技术学报,2020,35(6):1327-1335.
TU Chunming,GAO Jiayuan,ZHAO Jinbin,et al. Analysis and design of grid-connected inverter impedance remodeling with fixed stability margin in weak grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2020,35(6):1327-1335.
- [18] WEN B,BOROYEVICH D,BURGOS R,et al. Analysis of $D-Q$ small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(1):675-687.
- [19] 杨苓,陈燕东,周乐明,等. 弱电网下锁相环对三相LCL型并网逆变器小扰动建模影响及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报,2018,38(13):3792-3804,4020.
YANG Ling,CHEN Yandong,ZHOU Leming,et al. Effect of phase locked loop on the small-signal perturbation modeling and stability analysis for three-phase LCL-type grid-connected inverter in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(13):3792-3804,4020.
- [20] 李奕欣,赵书强,马燕峰,等. 三相LCL型并网逆变器的阻抗建模及特性分析[J]. 电力自动化设备,2019,39(7):107-113.
LI Yixin,ZHAO Shuqiang,MA Yanfeng,et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(7):107-113.
- [21] CHEN X,ZHANG Y,WANG S,et al. Impedance-phased dynamic control method for grid-connected inverters in a weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(1):274-283.

作者简介:



林顺富

林顺富(1983—),男,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电能质量及智能电网用户端技术(E-mail: shunfulin@shiep.edu.cn);

戴焯敏(1995—),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子装置与电网的交互影响(E-mail: davis_daiym@163.com)。

(编辑 李莉)

Analysis on harmonic interaction and stability of LCL grid-connected inverter based on harmonic state space theory

LIN Shunfu¹, DAI Yemin¹, YAN Xinyu², LI Dongdong¹, FU Yang¹

- (1. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;
2. State Grid Shanghai North Power Supply Company, Shanghai 200070, China)

Abstract: The electronization of power grid causes harmonic resonance and system instability. In order to obtain the detailed harmonic interaction and instability mode of the system, the mathematical model of three-phase LCL grid-connected inverter under dual current loop control is established based on HSS (Harmonic State Space) theory firstly. Secondly, the influence of grid background harmonic voltage at PCC (Point of Common Coupling) on DC voltage and AC current of the inverter, and the influence of DC voltage disturbance on AC side are deeply studied. At the same time, the coupling coefficient matrix of harmonic interaction is derived, and the coupling characteristics are analyzed. Then, the mechanism of inverter harmonic oscillation in weak grid is revealed by impedance analysis method based on HSS mathematical model. Finally, the results of experiment and simulation model are compared with the results of mathematical model to verify the effectiveness of the established mathematical model and the correctness of theoretical analysis conclusion.

Key words: harmonic state space; grid-connected inverter; harmonic interaction; weak grid; grid impedance; stability analysis

(上接第60页 continued from page 60)

Distributionally robust optimal dispatching of integrated energy system considering line pack effect of gas network

YI Wenfei¹, BU Qiangsheng¹, LU Shan², QIN Yingming³, LI Peishuai³

- (1. Electric Power Research Institute of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 211103, China;
2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;
3. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: The IES (Integrated Energy System) integrated with renewable energy has the feature of uncertainty, while the solution methods such as stochastic programming and robust optimization suffer from insufficient robustness or high conservatism. As the important flexible resources for IES, the line pack of gas network is effective in alleviating the influence of uncertainty. For that, the distributionally robust optimal dispatching method of IES considering the line pack of gas network is proposed. The consumption of renewable energy is promoted and the safe and stable operation of system is realized by making full use of the flexible resources of system. On the basis of analyzing gas flow characteristics in natural gas pipeline and line pack effect, the optimal dispatching model of IES considering the line pack effect of gas network is proposed to minimize the integrated cost. In view of the different characteristics of uncertainty for wind power output and electric load, the probability distribution set and trapezoidal fuzzy function are employed respectively to depict these two kinds of uncertainty factors. On this basis, the distributionally robust optimal dispatching model of IES is established and solved by the column-and-constraint generation algorithm. Finally, the case analysis verifies the accuracy and effectiveness of the proposed method, and the results show that the proposed method has stronger regulation ability and excellent economy under uncertain scenarios.

Key words: integrated energy system; line pack of gas network; uncertainty; distributionally robust optimization; column-and-constraint generation algorithm

附录 A

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2}I - N & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2}I - N & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2}I - N & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C}I & 0 & 0 & -N & 0 & 0 & \frac{1}{C}I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C}I & 0 & 0 & -N & 0 & 0 & \frac{1}{C}I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C}I & 0 & 0 & -N & 0 & 0 & \frac{1}{C}I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1}I & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1}I - N & 0 & 0 & \frac{T[s_{wa}]}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1}I & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1}I - N & 0 & \frac{T[s_{wb}]}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1}I & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1}I - N & \frac{T[s_{wc}]}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{T[s_{wa}]}{C_{dc}} & -\frac{T[s_{wb}]}{C_{dc}} & -\frac{T[s_{wc}]}{C_{dc}} & -\frac{1}{R_{dc}C_{dc}}I - N \end{bmatrix} \quad (A1)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_2}I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2}I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2}I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{T[v_{dc}]}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{T[v_{dc}]}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{T[v_{dc}]}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{T[i_{La}]}{C_{dc}} & -\frac{T[i_{Lb}]}{C_{dc}} & -\frac{T[i_{Lc}]}{C_{dc}} & \frac{1}{R_{dc}C_{dc}}I & 0 \end{bmatrix} \quad (A2)$$

$$A_c = \begin{bmatrix} -N & 0 \\ 0 & -N \end{bmatrix} \quad (A3)$$

$$B_c = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & T\left[-\frac{2}{3}\cos\theta\right] & T\left[-\frac{2}{3}\cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\right] & T\left[-\frac{2}{3}\cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\right] & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & T\left[\frac{2}{3}\sin\theta\right] & T\left[\frac{2}{3}\sin\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\right] & T\left[\frac{2}{3}\sin\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\right] & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \end{bmatrix} \quad (\text{A4})$$

$$C_c = \begin{bmatrix} K_i T[\cos\theta] & -K_i T[\sin\theta] \\ K_i T\left[\cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\right] & -K_i T\left[\sin\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\right] \\ K_i T\left[\cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\right] & -K_i T\left[\sin\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\right] \end{bmatrix} \quad (\text{A5})$$

$$D_c = \begin{bmatrix} K_p T[\cos(\theta)] & D_{c1,2} & D_{c1,3} & D_{c1,4} & D_{c1,5} & D_{c1,6} & D_{c1,7} \\ K_p T\left[\cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\right] & D_{c2,2} & D_{c2,3} & D_{c2,4} & D_{c2,5} & D_{c2,6} & D_{c2,7} \\ K_p T\left[\cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\right] & D_{c3,2} & D_{c3,3} & D_{c3,4} & D_{c3,5} & D_{c3,6} & D_{c3,7} \end{bmatrix} \quad (\text{A6})$$

$$\begin{aligned} D_{c1,2} = D_{c2,3} = D_{c3,4} &= -\frac{2}{3}(K_p - K)\mathbf{I} & D_{c1,5} = D_{c2,6} = D_{c3,7} &= -\frac{2}{3}K\mathbf{I} \\ D_{c1,3} = D_{c2,4} = D_{c3,2} &= \frac{1}{3}(K_p - K)\mathbf{I} & D_{c1,6} = D_{c2,7} = D_{c3,5} &= \frac{1}{3}[K - \sqrt{3}(L_1 + L_2)\omega_0]\mathbf{I} \\ D_{c1,4} = D_{c2,2} = D_{c3,3} &= \frac{1}{3}(K_p - K)\mathbf{I} & D_{c1,7} = D_{c2,5} = D_{c3,6} &= \frac{1}{3}[K + \sqrt{3}(L_1 + L_2)\omega_0]\mathbf{I} \end{aligned}$$

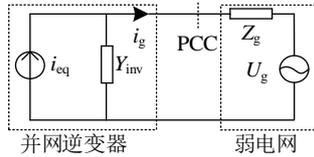


图 A1 逆变器诺顿等效电路

Fig.A1 Norton equivalent circuit of inverter

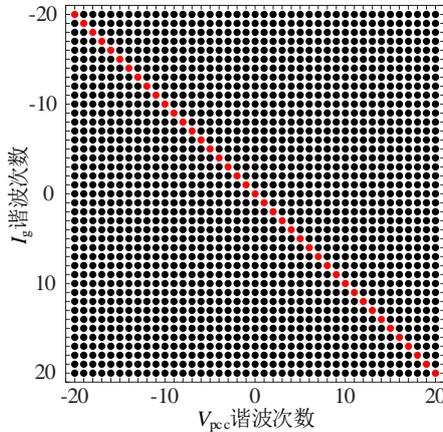


图 A2 输出导纳矩阵散点示意图

Fig.A2 Scatter diagram of output admittance matrix

附录 B

表 B1 逆变器仿真参数

Table B1 Simulation parameters of inverter

参数	数值
直流电压/V	750
滤波电感 L_1 /mH	5.5
滤波电感 L_2 /mH	1
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	8
电流环比例系数 K_p	0.45
电流环积分系数 K_i	2200
锁相环比例系数 K_{pllP}	0.4
锁相环积分系数 K_{pli}	5
参考电流 I_{gdref}/A	10.7
参考电流 I_{gqref}/A	0
开关频率/kHz	10

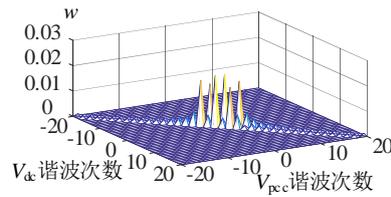


图 B1 输出变量 V_{dc} 与输入变量 V_{pcc} 的耦合系数

Fig.B1 Coupling coefficient between output variable V_{dc} and input variable V_{pcc}

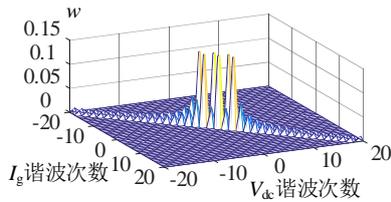
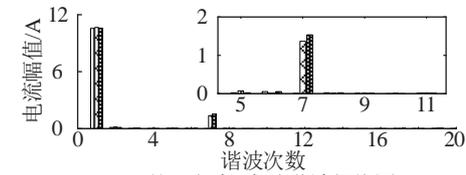
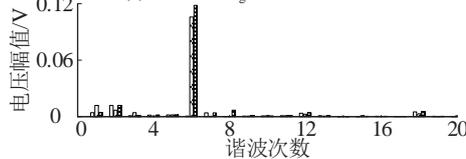


图 B2 输出变量 I_g 与输入变量 V_{dc} 的耦合系数

Fig.B2 Coupling coefficient between output variable I_g and input variable V_{dc}



(a) 并网电流 I_g 各次谐波幅值图



(b) 直流电压 V_{dc} 各次谐波幅值图

□ 无背景谐波电压(基准) ▨ 仿真模型 ▩ HSS

图 B3 工况 2 下理论与仿真结果对比

Fig.B3 Comparison of theoretical and simulative results under Case 2

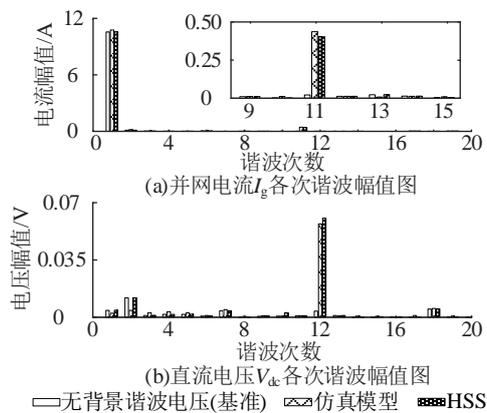


图 B4 工况 3 下理论与仿真结果对比

Fig.B4 Comparison of theoretical and simulative results under Case 3

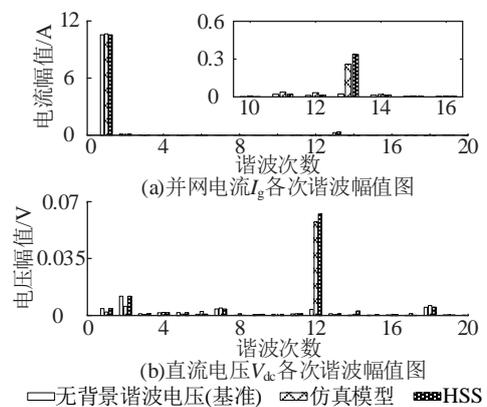


图 B5 工况 4 下理论与仿真结果对比

Fig.B5 Comparison of theoretical and simulative results under Case 4

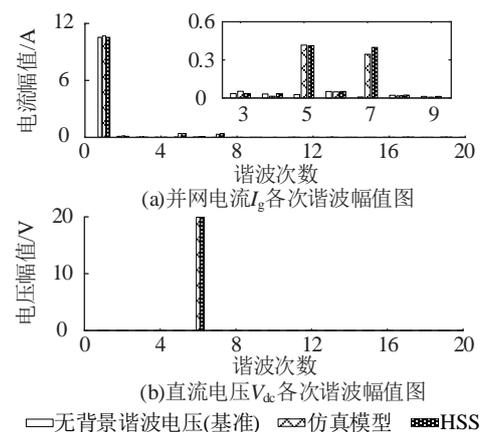


图 B6 工况 5 下理论与仿真结果对比

Fig.B6 Comparison of theoretical and simulative results under Case 5

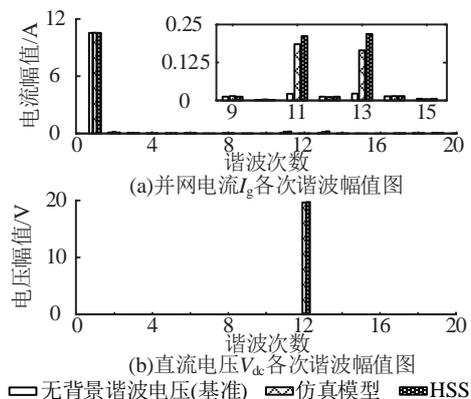


图 B7 工况 6 下理论与仿真结果对比

Fig.B7 Comparison of theoretical and simulation results under Case 6

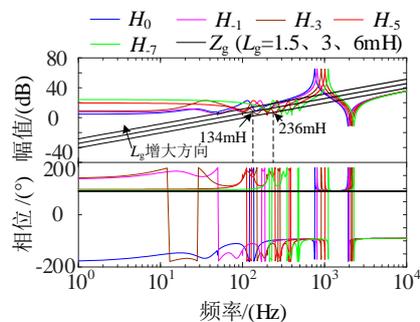


图 B8 逆变器输出阻抗和电网阻抗的频率响应

Fig.B8 Frequency response of inverter output impedance and grid impedance

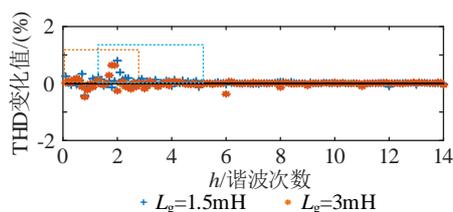


图 B9 不同电网阻抗下并网电流 THD 变化

Fig.B9 THD variation of grid-connected current under different grid impedances

附录 C



图 C1 基于 RT-LAB 实时仿真实验平台

Fig.C1 Real-time simulation experiment platform based on RT-LAB

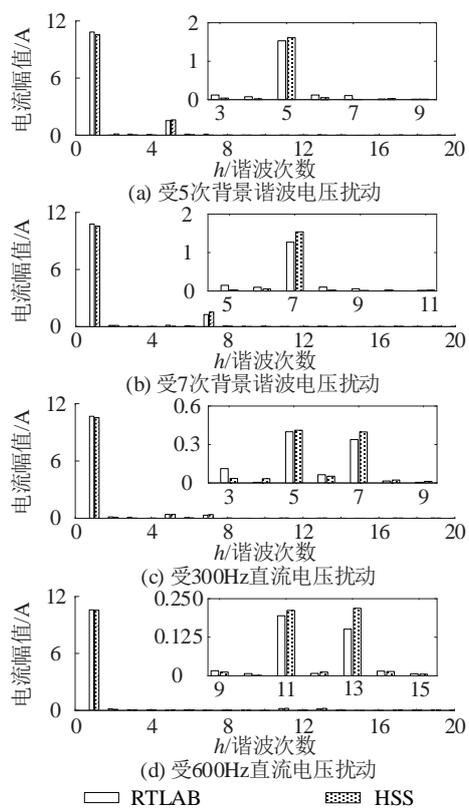


图 C2 实验与理论的并网电流各次谐波幅值对比

Fig.C2 Comparison of experimental and theoretical harmonic amplitudes of grid-connected current