

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

王晋宁, 王磊, 韩肖清, 孟润泉, 郭海霞

(电力系统运行与控制山西省重点实验室(太原理工大学), 山西省太原市 030024)

摘要: 基于谐波状态空间(HSS)理论对变换器进行建模,深入分析了变换器交直流谐波耦合特性。首先,通过数学推导,采用HSS理论对三相AC/DC变换器拓扑进行建模。HSS模型将交直流侧的各次谐波包括在内,反映了各频次谐波变量的作用关系。其次,通过该模型推导变换器的谐波传递函数,建立耦合阻抗图,分析交直流谐波耦合特性。该模型根据微电网中常用的电压源型三相AC/DC变换器建立,给出了变换器交直流谐波耦合阻抗的全局关系,可探究变换器两侧各个频次的谐波特性,并用于变换器并联、级联等结构的谐波分析。最后,在PLECS平台中搭建电压源型三相AC/DC变换器模型,与HSS模型计算结果进行对比,并通过实验验证了所提模型与谐波耦合特性分析的准确性。

关键词: 微电网(微网); 变换器; 谐波状态空间; 直流电压扰动; 谐波耦合

0 引言

近年来,随着分布式能源发电、储能、电动汽车等新兴负荷以及微电网的广泛发展,电力电子变换器在电网中大量渗透^[1-3]。电力电子变换器作为一种非线性器件,接入电网时可能会产生谐振,运行时会对电网注入大量谐波,导致电能质量恶化^[4]。同时,随着变换器数量的不断提升,谐波交互问题愈加复杂,对系统的稳定运行提出了新的挑战^[5-6]。

电力电子变换器作为有源配电网及微电网中大量接入的设备,需对其行为特征及谐波交互等问题进行深入研究。变换器与电网的交互作用、并联运行以及环境因素的作用都会影响谐波的产生,改变谐振特性。文献[7]讨论了光照强度及温度对光伏逆变器输出谐波的影响。文献[8]分析了逆变器与电网间由阻抗交互引起的谐波振荡。文献[9]表明多台变换器并联运行会改变输出滤波器的固有谐振频率点。目前,已有一些文献研究了给定谐波源条件下变换器交流侧的相互作用。文献[10]表明长输电线路会对某些频次的谐波产生放大效应。文献[11]提出一种阻抗重塑法来抑制谐波域谐振。文献[12]针对微电网中的谐波谐振提出了一种有源阻

尼器,通过改变微电网内的谐波阻抗来抑制谐波谐振的发生。然而变换器的交直流谐波通过开关网络产生耦合,这会导致变换器直流侧的波动对交流侧产生影响。文献[13]计算了光伏逆变器直流电压扰动引起的电流间谐波。文献[14]指出,当谐波从换流站的一侧传递到另一侧时,谐波次数会发生变化。为了进一步地滤除谐波,抑制谐振,需要考虑到交直流侧的耦合关系,准确地分析谐波的传输特性。

变换器的线性模型是研究谐波交互问题的常用方法。国内外学者对于变换器的建模已有不少研究,常用的建模方法有:状态空间平均法建模、 dq 域建模、谐波域建模、动态相量建模、谐波状态空间(harmonic state space, HSS)建模。文献[15-17]采用状态空间平均法对变换器进行建模,这种方法可以平滑不连续的开关波,但这种方法得到的模型是一种非线性模型,一般仍需进一步的线性化处理。文献[18-19]使用派克变换将 abc 坐标系下的时变模型变为 dq 坐标系下的时不变模型,用于三相变流器系统的控制器设计以及稳定性分析。这种方法在线性化的过程中忽略了一些信息,导致其在精确性上有所欠缺。上述建模方法忽略了谐波之间的相互作用,不能准确分析变换器中的谐波耦合现象。为计及高频特性的影响,有学者提出了动态相量法对变换器进行建模^[20-21],也有学者将其称作谐波域建模^[22]。文献[23]采用动态相量法对包含多台逆变器的微电网进行建模,能够反映系统的动态过程,提

收稿日期: 2019-04-09; 修回日期: 2019-07-06。

上网日期: 2019-11-13。

国家重点研发计划资助项目(2018YFB0904700); 国家自然科学基金资助项目(U1610121); 山西省科技重大专项资助项目(20181102028)。

升仿真速度。这种方法可以通过选取关键分量进行建模,从而得到较为精确的计算结果。动态相量法主要侧重于通过选取关键频次来反映系统的动态特性,然而当分析阶数变多时,建模推导过程较为复杂,不便于对谐波耦合特性进行分析。为研究电力电子系统中的谐波相互作用特性,有学者提出了HSS建模^[24]。作为电力电子中一种新的建模方法,HSS将输入与输出中的变量以微电网的形式表达,将多个频次的谐波包含在内进行建模,通过HSS模型计算所得的谐波传递函数,可以考察系统中各频次谐波之间的传递关系^[25-26]。

本文采用HSS建模方法针对微电网中常用的电压源型三相AC/DC变换器进行建模。通过该模型,计算了谐波传递函数,给出了交直流谐波耦合阻抗的全局关系,分析了交直流谐波耦合特性。本文在PLECS平台搭建变换器仿真,与HSS模型计算结果进行对比,并通过实验验证该模型的有效性。

1 HSS建模简述

一般情况下,当电路近似为线性时不变(linear time invariant,LTI)系统时,如式(1)所示,系数A与B是不随时间变化的常量。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1)$$

式中: $x(t)$ 和 $u(t)$ 分别为状态变量与输入变量。

当电路中有时变元件时,如式(2)所示,系数 $A(t)$ 与 $B(t)$ 是关于时间的函数。

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (2)$$

当系数周期性变化时,如式(3)所示(其中 T 为变化周期),根据线性周期(linear time periodic,LTP)时变系统理论,可将其变换为HSS模型^[27],如式(4)所示。HSS模型中系数 $A(\omega)$ 与 $B(\omega)$ 变为常量,便于求解。

$$\begin{aligned} A(t+T) &= A(t) \\ B(t+T) &= B(t) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\dot{X}(\omega, t) = A(\omega) \otimes X(\omega, t) + B(\omega) \otimes U(\omega, t) \quad (4)$$

式中: $X(\omega, t)$ 和 $U(\omega, t)$ 分别为状态变量与输入变量; \otimes 表示卷积运算; $\omega = 2\pi/T$ 。

HSS模型中的信号包含了各频次分量,可用傅里叶变换将时域信号变换为频域信号,如式(5)所示。

$$x(t) = \sum_{k \in Z} X_k e^{jk\omega_0 t} \quad (5)$$

式中: X_k 为 k 次谐波系数; ω_0 为基波角速度。

为探究系统的动态特性,可使用指数调制周期

函数作为其核函数,如式(6)所示。

$$x(t) = e^{st} \sum_{k \in Z} X_k e^{jk\omega_0 t} \quad (6)$$

式中: s 为拉普拉斯算子。

将式(6)代入状态方程与输出方程,即可得到HSS模型的方程,如式(7)所示。

$$\begin{cases} (s + jm\omega_0)X_n = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_{n-m}X_m + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} B_{n-m}U_m \\ Y_n = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} C_{n-m}X_m + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} D_{n-m}U_m \end{cases} \quad (7)$$

式中: X_n 和 Y_n 分别为状态变量和输出变量; U_m 为输入变量; $A_{n-m}, B_{n-m}, C_{n-m}, D_{n-m}$ 分别为状态系数、输入系数、输出系数和关联系数。

由HSS模型计算得到的结果 X 可变换为时域信号 $x(t)$,如式(8)所示。

$$x(t) = F(t)X \quad (8)$$

$$F(t) = [e^{-jh\omega_0 t}, \dots, e^{-j\omega_0 t}, 1, e^{j\omega_0 t}, \dots, e^{jh\omega_0 t}]$$

$$X = [X_{-h}, \dots, X_{-1}, X_0, X_1, \dots, X_h]^T$$

式中: h 为分解阶数。

HSS模型将系统从时域变换至复频域,对非线性系统进行线性化处理,从而将时域内周期变化的变量转变为复频域内的常量,避免了复杂的时域计算过程,便于求解。

2 基于HSS的变换器建模

图1为光伏逆变器、微电网双向功率变换器中常用的电压源型三相AC/DC变换器拓扑,本文以该结构为基础进行分析,具有通用性。图1中: e_{dc} 为直流侧等效电源电压; R_{dc} 为直流侧等效电源内阻; C_{dc} 为直流侧稳压电容; i_g 为输出电流; L_g 为滤波电感; R_g 为线路等效电阻; v_{pcc} 为接入点交流电网电压; P 和 Q 分别为有功功率和无功功率; u_{ABC} 和 i_{ABC} 分别为三相电压和三相电流; v_{dc} 为直流电容电压。

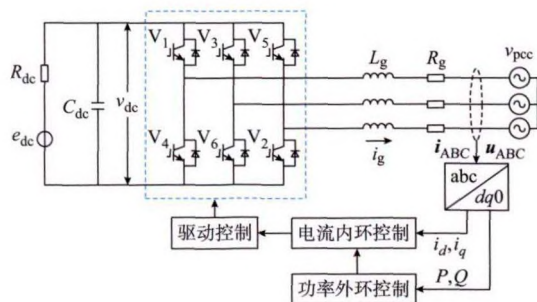


图1 三相AC/DC变换器拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase AC/DC converter

根据图1,可列出变换器的小信号方程^[28]如下:

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,A} = -\frac{R_{g,A}}{L_{g,A}} \Delta i_{g,A} + \frac{p_{A,o}}{L_{g,A}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{L_{g,A}} \Delta v_{pcc,A} + \frac{v_{dc,o}}{L_{g,A}} \Delta s_A \quad (9)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,B} = -\frac{R_{g,B}}{L_{g,B}} \Delta i_{g,B} + \frac{p_{B,o}}{L_{g,B}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{L_{g,B}} \Delta v_{pcc,B} + \frac{v_{dc,o}}{L_{g,B}} \Delta s_B \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,C} = -\frac{R_{g,C}}{L_{g,C}} \Delta i_{g,C} + \frac{p_{C,o}}{L_{g,C}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{L_{g,C}} \Delta v_{pcc,C} + \frac{v_{dc,o}}{L_{g,C}} \Delta s_C \quad (11)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta v_{dc} = -\frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{C_{dc}} \Delta i_{dc} + \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta e_{dc} \quad (12)$$

$$\Delta i_{dc} = \sum_{\varphi \in \{A,B,C\}} p_{\varphi,o} \Delta i_{g,\varphi} + \sum_{\varphi \in \{A,B,C\}} i_{g,\varphi,o} \Delta p_{\varphi} \quad (13)$$

式中: p 表示PWM调制信号; Δ 表示变化量;下标“o”表示状态变量的初始状态; φ 表示A,B,C各相。

当变换器运行于稳态时,可近似认为调制信号是周期信号,即系数周期性变化,从而利用式(7)得到其HSS模型:

$$s \Delta I_{g,A} = \left(\frac{-R_{g,A}}{L_{g,A}} I - N \right) \Delta I_{g,A} + \frac{P_{A,o}}{L_{g,A}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_{g,A}} I \Delta V_{pcc,A} + \frac{T[V_{dc,o}]}{L_{g,A}} \Delta P_A \quad (14)$$

$$s \Delta I_{g,B} = \left(\frac{-R_{g,B}}{L_{g,B}} I - N \right) \Delta I_{g,B} + \frac{P_{B,o}}{L_{g,B}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_{g,B}} I \Delta V_{pcc,B} + \frac{T[V_{dc,o}]}{L_{g,B}} \Delta P_B \quad (15)$$

$$s \Delta I_{g,C} = \left(\frac{-R_{g,C}}{L_{g,C}} I - N \right) \Delta I_{g,C} + \frac{P_{C,o}}{L_{g,C}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_{g,C}} I \Delta V_{pcc,C} + \frac{T[V_{dc,o}]}{L_{g,C}} \Delta P_C \quad (16)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{C_{dc}} \Delta I_{dc} + \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta E_{dc} \quad (17)$$

$$\Delta I_{dc} = \sum_{\varphi \in \{A,B,C\}} T[P_{\varphi,o}] \Delta I_{g,\varphi} + \sum_{\varphi \in \{A,B,C\}} T[I_{g,\varphi,o}] \Delta P_{\varphi} \quad (18)$$

式中: I 为单位矩阵; N 为微分运算产生的对角阵; $T[\cdot]$ 为进行频域内的卷积运算时使用的托普利茨矩阵; $I_g, P, V_{dc}, V_{pcc}, E_{dc}$ 分别表示输出电流 i_g 、PWM调制信号 p 、直流电容电压 v_{dc} 、交流电网电压 v_{pcc} 、直

流电源电压 e_{dc} 在HSS模型中的谐波系数矩阵。

将其改写为矩阵形式,可得:

$$\dot{X}_f = A_f X_f + B_f U_f \quad (19)$$

式中:状态变量矩阵 $X_f = [\Delta I_{g,\varphi}, \Delta V_{dc}]^T$;输入变量矩阵 $U_f = [\Delta V_{pcc,\varphi}, \Delta P_{\varphi}, \Delta E_{dc}]^T$; A_f 和 B_f 分别为HSS模型中的状态矩阵和输入矩阵,如式(20)和式(21)所示。

$$A_f = \begin{bmatrix} -\frac{R_{g,\varphi}}{L_{g,\varphi}} I - N & \frac{1}{L_{g,\varphi}} T[P_{\varphi,o}] \\ -\frac{1}{C_{dc}} T[P_{\varphi,o}] & -\frac{1}{C_{dc} R_{dc}} I - N \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$B_f = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_{g,\varphi}} I & \frac{T[P_{dc,o}]}{L_{g,\varphi}} & Z_m \\ -\frac{T[P_{\varphi,o}]}{C_{dc}} & -\frac{T[I_{g,\varphi,o}]}{C_{dc}} & \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} I \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: Z_m 为零矩阵。

这些谐波状态变量矩阵,包括状态变量 X_f 和输入变量 U_f 以及参数矩阵 A_f 与 B_f ,它们中的每个子矩阵都包含相同的谐波分量,并且所有的子矩阵都具有相同的大小,其大小取决于所包含的谐波频次。

式(9)一式(13)建立了变换器的小信号模型,由于调制信号 p 是一个周期信号,这种模型是一种非线性模型,不便于分析,利用式(5)一式(7)所述方法可得其HSS模型,如式(19)所示。

3 谐波传递函数及耦合特性分析

变换器的HSS模型考虑了系统的时变特性,包含了更丰富的系统特性信息。为了分析变换器中交直流谐波的耦合规律,需要建立各个不同输入、输出信号的传递函数用于分析。由此,需要建立可反映多人多出系统传递特性的传递函数矩阵。

将式(7)重写如下:

$$Y = [C(sI - A)^{-1}B + D]U \quad (22)$$

从而可得谐波传递函数 G 为:

$$G = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (23)$$

式中: A, B, C, D 分别为状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵和关联矩阵; U 和 Y 分别为输入变量和输出变量矩阵。

系统的谐波传递函数矩阵包括输入与输出各频次变量的传递函数,将输入中的各次谐波映射至输出侧。而在等效为传统的LTI模型的系统,不同频次谐波不存在传递关系。

如图2所示,LTI系统中仅有相同频率输入/输出变量的传递关系,而LTP系统的时变特性导致耦合现象,从而存在不同频率输入与输出的传递关系。

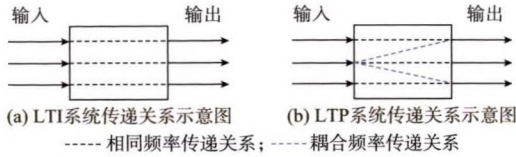


图2 2种传递关系的对比示意图
Fig. 2 Schematic diagram of comparison between two transfer relationships

通过上述HSS建模并推导得到的谐波传递函数可以分析变换器交直流谐波的耦合关系。令谐波传递函数中的 $s=0$,即可得到谐波耦合导纳,这些耦合导纳的分布情况反映了存在耦合关系的变量频次。同时,通过求取传递函数在该处的幅值,可分析不同耦合导纳的大小。

图3是由谐波传递函数得到的耦合导纳分布图,蓝色点表示在其位置上的输入的某次分量与输出的某次分量存在耦合导纳,该图截取了一8~8次进行绘制。从图中可以看出,并网点电压 V_{pcc} 各相与输出电流 I_g 各相主要是同相之间相同频率谐波的作用关系,不同相之间的并网点电压与输出电流耦合现象不明显,同一相之间并网点电压与输出电流不同频率谐波之间的耦合现象也不明显。而直流侧等效电源电压 E_{dc} 与输出电流 I_g 各相之间存在着耦合关系。 E_{dc} 的 ω 次分量与 I_g 的 $k\omega \pm 1$ 次分量存在耦合导纳。这表明直流侧发生电压扰动时,会对交流侧电流产生影响,造成多个频次的谐波电流。

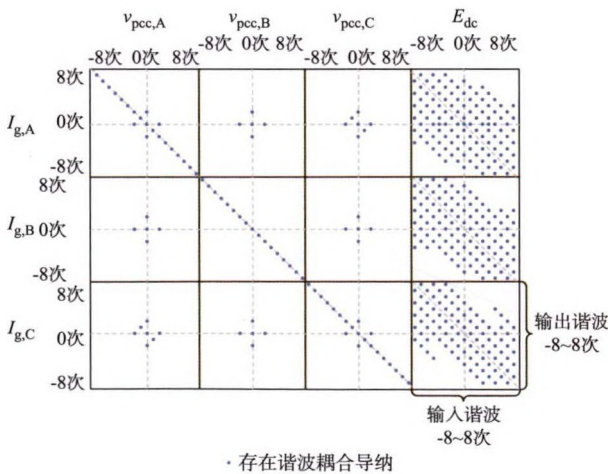


图3 耦合导纳分布图(-8~8次)
Fig. 3 Distribution of coupled admittance (-8th~8th)

为了分析这种耦合关系的强弱,可根据谐波传递函数的对称性,将其变换至实频域,并计算耦合导纳的幅值。

图4是由谐波传递函数计算的直流电源电压 E_{dc} 与输出A相电流 $I_{g,A}$ 的耦合导纳幅值图,该图截

取了一8~8次进行绘制。从图中可以看出,直流电源电压 E_{dc} 与输出电流 $I_{g,A}$ 许多频次都存在耦合导纳。在 E_{dc} 的 ω 次波动与 $I_{g,A}$ 各次谐波的耦合导纳中,主要是 $\omega \pm 1$ 次耦合导纳,其余次较小。随着电压扰动频率与交流电流谐波频次的增高,耦合导纳的幅值呈现出下降趋势。

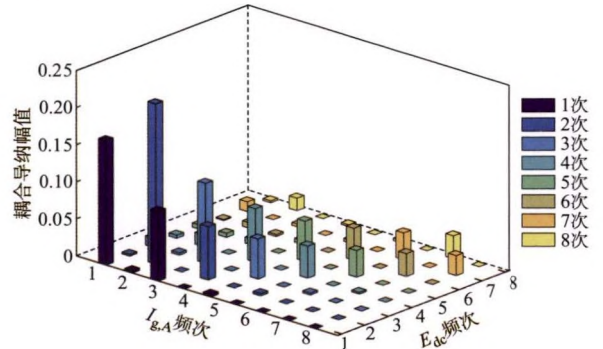


图4 耦合导纳幅值图(0~8次)
Fig. 4 Amplitude of coupled admittance (0~8th)

图4表明,变换器直流侧发生 ω 次扰动时,交流电流中主要会产生 $\omega \pm 1$ 次的谐波电流。在直流电压扰动幅值相同的情况下,低频扰动导致的电流畸变更严重。

由于谐波传递函数的计算过程中包含了滤波电感 L_g ,因此,当滤波电感值发生变化时,系统的交直流谐波耦合特性也会发生变化。

经过比较不同电感值的谐波传递函数后,发现谐波耦合导纳分布情况基本不变,不同电感值下的谐波耦合导纳分布图与图3基本一致。这表明电感值的变化基本不会改变存在耦合关系的谐波频次。

图5选取了直流电压 E_{dc} 的3次波动与输出A相电流 $I_{g,A}$ 的2次、4次谐波之间的耦合导纳来绘制不同电感值下的耦合导纳幅值。

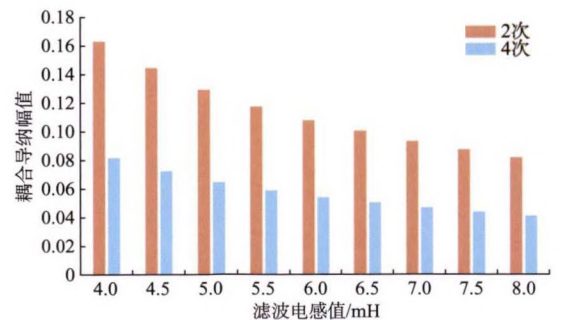


图5 耦合导纳幅值受滤波电感值影响的变化图
Fig. 5 Variation diagram of coupled admittance amplitude affected by filter inductance

从图5中可以看出,随着滤波电感值的上升, E_{dc} 的3次波动对 $I_{g,A}$ 的2次、4次谐波的耦合导纳幅值

均呈现出下降趋势,而且各个电感值下, E_{dc} 的3次波动对 $I_{g,A}$ 的2次谐波的耦合导纳的幅值均高于对 $I_{g,A}$ 的4次谐波的耦合导纳。这表明,滤波电感值增大时,会减轻直流侧电压波动对交流侧并网电流的影响。

4 仿真及实验验证

在PLECS平台中搭建电压源型三相AC/DC变换器仿真,并在MATLAB中计算HSS模型结果。通过仿真与模型计算结果对比以及实验来验证HSS模型计算的准确性以及关于变换器谐波耦合特性的理论分析。

4.1 仿真验证

变换器采用恒功率控制,HSS计算程序选取 $-200\sim 200$ 次进行计算。变换器额定功率为4.5 kW,并网点相电压为220 V,直流电压为800 V,滤波电感为6 mH。为了验证HSS模型的计算准确

性,在不同的直流侧扰动电压下进行仿真与理论计算。利用式(14)即可计算变换器在直流侧发生电压扰动时输出电流中的谐波情况。当系统建立稳态后,在0.3 s时,令直流电源输出给定的扰动电压,观察交流电流谐波含量。

频率不同,幅值都为20 V的直流电压扰动下,变换器交流电流的PLECS仿真结果及HSS模型计算结果比较如图6所示(本节及后续仿真均以A相为例,其中THD表示总谐波畸变率)。从图6可以看出:150 Hz的直流电压扰动产生了2次、4次谐波电流,200 Hz的直流电压扰动产生了3次、5次谐波电流,其他频次谐波含量较低。同一扰动产生的谐波电流中, $\omega - 1$ 次谐波含量高于 $\omega + 1$ 次谐波含量。这表明,电压扰动的幅值相同时,扰动频率越低,产生的谐波含量越高。2种频率混合的电压扰动也验证了该结论。

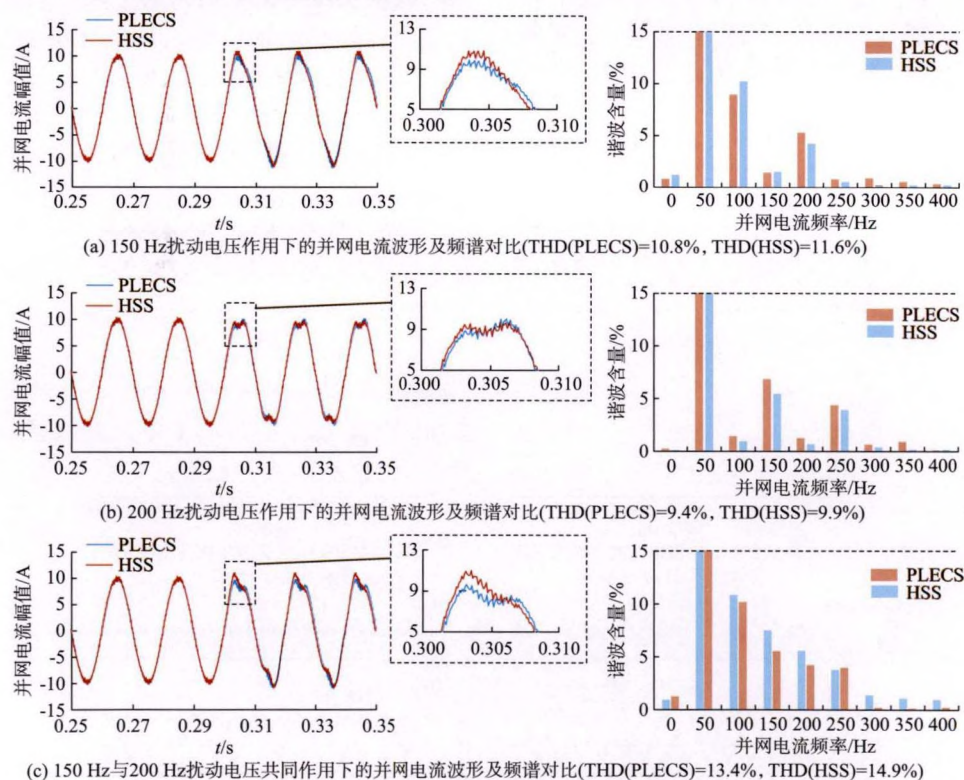


图6 直流电压扰动作用下变换器交流电流幅值及频谱对比图

Fig. 6 Comparison of AC current amplitude and spectrum of converter with DC voltage disturbance

在150 Hz/20 V的直流电压扰动下,不同滤波电感值的仿真及HSS模型计算所得的电流频谱如图7所示。从图中可以看出,在直流扰动电压的幅值均为20 V的情况下,电感值从5 mH增大至7 mH时,2次、4次谐波含量都有所降低,同时并网电流的总谐波畸变率也有所降低。这表明增大滤波电感值能够减轻直流侧电压波动对交流侧并网电流的

影响。

从图6与图7的对比结果中可以看出,HSS模型计算得出的结果与PLECS仿真结果有一些细微出入,但仍能体现出存在耦合关系的谐波频次以及不同频次谐波之间耦合阻抗的强弱区别。考虑到进行快速傅里叶变换时导致的频谱泄露以及程序计算时产生的计算误差,可认为本文建立的变换器HSS

模型计算基本准确。同时,仿真结果与HSS模型计算结果的对比也验证了前文中分析出的有关谐波耦

合特性的结论。

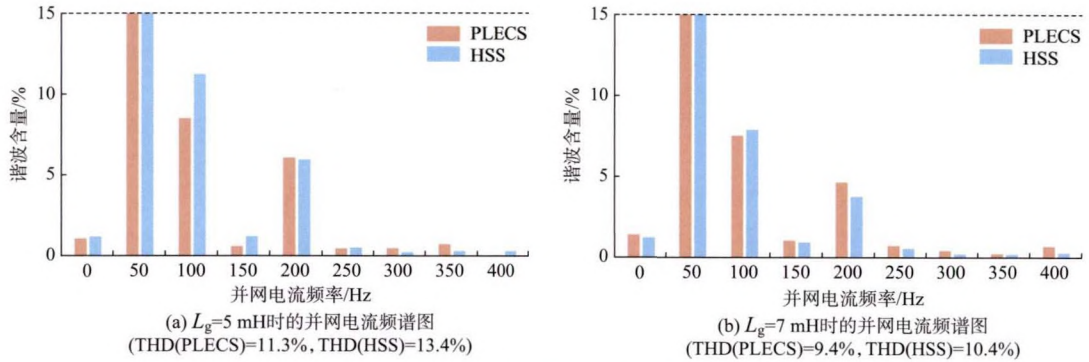


图7 滤波电感值变化时的电流频谱
Fig. 7 Current spectrum with varied filter inductance

4.2 实验验证

为验证理论分析和仿真结果的有效性,本文搭建了电压源型三相AC/DC变换器系统,实验平台照片如附录A图A1所示。该实验平台采用DS1104作为控制器,并网点相电压有效值为50V,

直流电压为200V,额定功率为2.3kW,其他电气参数与仿真分析中一致。令直流电压源输出扰动电压,观察交流电流中的谐波。

不同频率、幅值的直流电压扰动作用下变换器并网电流实验波形如图8所示。

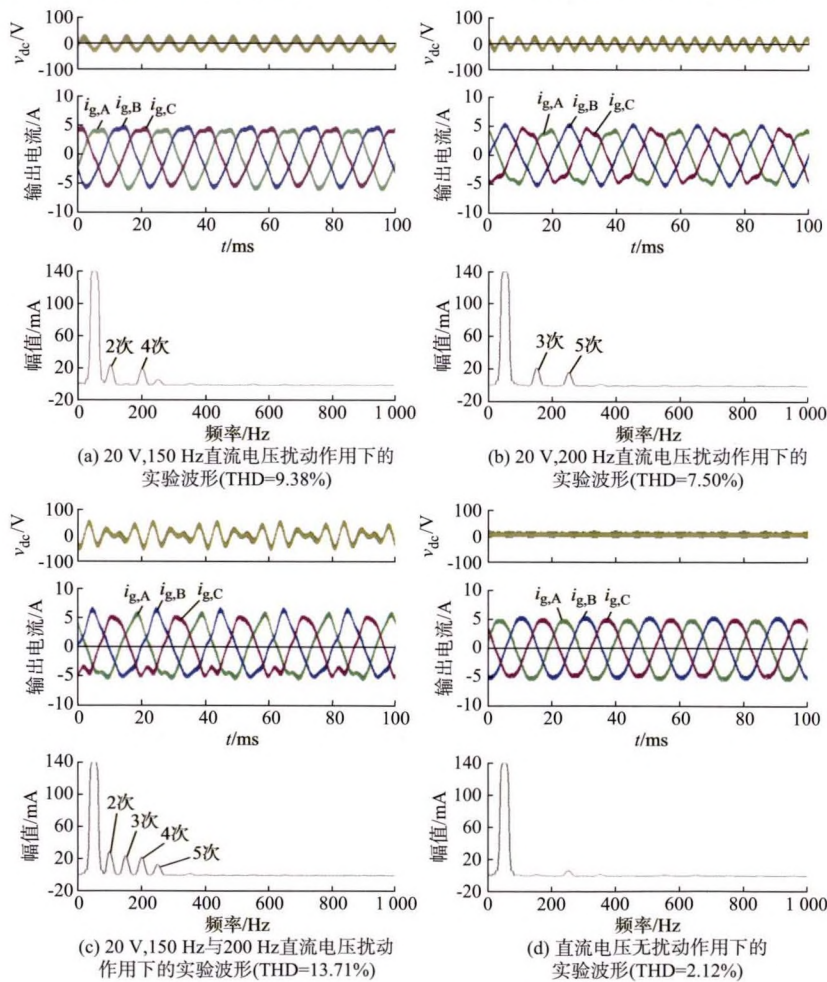


图8 不同直流电压扰动作用下的变换器实验波形
Fig. 8 Experimental waveforms of converter with different DC voltage disturbances

图8(d)为变换器正常运行时的实验波形图,从A相电流的频谱中可以看到,有少量的5次谐波,这是控制中的死区效应导致的,这一现象也在图8(a)中有所体现。而在图8(b)和(c)中,5次谐波含量明显高于图8(d)中死区效应导致的5次谐波含量,可认为由直流电压扰动产生。

从图8(a),(b),(c)可以看出: ω 次的直流电压扰动主要会产生 $\omega+1$ 和 $\omega-1$ 这2个频次的谐波,相同幅值下,低频扰动产生的谐波含量高,高频扰动产生的谐波含量低。从图8中可以看出,实验结果与HSS模型计算结果在谐波耦合频次与谐波含量上表现出了相同的特征,验证了所建模型的正确性。同时也验证了前文中所得电压扰动与电流谐波频次的关系以及扰动频率与谐波含量的关系的结论。

5 结语

本文采用HSS理论对变换器进行建模,能准确计算变换器两侧电压发生扰动时交流侧的谐波情况。通过该模型计算了谐波传递函数,建立了变换器交直流谐波耦合阻抗图,揭示了交直流谐波耦合阻抗的全局耦合关系,为研究有关变换器中的谐波耦合问题提供了一种可行的方法。从耦合阻抗图中可以看出,在变换器中,相同幅值的直流电压扰动,低频扰动导致的谐波情况更严重。此外,本文中针对微电网中常用的电压源型三相AC/DC变换器所建立的HSS模型与交直流谐波耦合特性的分析,通过理论计算与仿真对比以及实验得到验证。

基于本文已有的工作,后续可展开的研究有:
①继续深入研究微电网中带有前级DC/DC变换器的系统以及多变换器并联等结构的谐波耦合特性;
②基于本文建立的变换器HSS模型对带有电力电子变换器的微电网或电力系统进行仿真及谐波分析。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

参考文献

- [1] 周孝信,鲁宗相,刘应梅,等.中国未来电网的发展模式和关键技术[J].中国电机工程学报,2014,34(29):4999-5008.
ZHOU Xiaoxin, LU Zongxiang, LIU Yingmei, et al. Development models and key technologies of future grid in China [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 4999-5008.
- [2] 刘吉臻.大规模新能源电力安全高效利用基础问题[J].中国电机工程学报,2013,33(16):1-8.
- [3] LIU Jizhen. Basic issues of the utilization of large-scale renewable power with high security and efficiency [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(16): 1-8.
- [4] LI Qing, XU Zhao, YANG Li. Recent advancements on the development of microgrids [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2014, 2(3): 206-211.
- [5] ENSLIN J R, HULSHORST W J, ATMADJI A S, et al. Harmonic interaction between large numbers of photovoltaic inverters and the distribution network [C]// IEEE Bologna PowerTech Conference, June 23-26, 2003, Bologna, Italy.
- [6] 肖湘宁,廖坤玉,唐松浩,等.配电网电力电子化的发展和超高频谐波新问题[J].电工技术学报,2018,33(4):707-720.
XIAO Xiangning, LIAO Kunyu, TANG Songhao, et al. Development of power-electronized distribution grids and the new supraharmonics issues [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 707-720.
- [7] 李霞林,王成山,郭力,等.直流微电网稳定控制关键技术研究综述[J].供用电,2015,32(10):1-14.
LI Xialin, WANG Chengshan, GUO Li, et al. A review on the key stability control technologies of DC microgrid [J]. Distribution & Utilization, 2015, 32(10): 1-14.
- [8] 谢宁,罗安,陈燕东,等.大型光伏电站动态建模及谐波特性分析[J].中国电机工程学报,2013,33(36):10-17.
XIE Ning, LUO An, CHEN Yandong, et al. Dynamic modeling and characteristic analysis on harmonics of photovoltaic power stations [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 10-17.
- [9] 陈新,张畅,王贻程.基于阻抗分析法研究光伏并网逆变器与电网的动态交互影响[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4559-4567.
CHEN Xin, ZHANG Yang, WANG Yuncheng. A study of dynamic interaction between PV grid-connected inverters and grid based on the impedance analysis method [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4559-4567.
- [10] 许德志,汪飞,毛华龙,等.多并网逆变器与电网的谐波交互建模与分析[J].中国电机工程学报,2013,33(12):64-71.
XU Dezhi, WANG Fei, MAO Hualong, et al. Modeling and analysis of harmonic interaction between multiple grid-connected inverters and the utility grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 64-71.
- [11] 谢宁,罗安,马伏军,等.大型光伏电站与电网谐波交互影响[J].中国电机工程学报,2013,33(34):9-16.
XIE Ning, LUO An, MA Fujun, et al. Harmonic interaction between large-scale photovoltaic power stations and grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(34): 9-16.
- [12] 曾正,赵荣祥,吕志鹏,等.光伏并网逆变器的阻抗重塑与谐波谐振抑制[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4547-4558.
ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, LÜ Zhipeng, et al. Impedance reshaping of grid-tied inverters to damp the series and parallel harmonic resonances of photovoltaic systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4547-4558.

- [12] 曾正,徐盛友,冉立,等.应用于交流微电网谐振抑制的有源阻尼器及控制[J].电力自动化设备,2016,36(3):15-20.
ZENG Zheng, XU Shengyou, RAN Li, et al. Active damper and its control for harmonic resonance damping of AC microgrid [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(3): 15-20.
- [13] 陶顺,姚黎婷,廖坤玉,等.光伏逆变器直流电压扰动引起的间谐波电流解析模型[J].电网技术,2018,42(3):878-885.
TAO Shun, YAO Liting, LIAO Kunyu, et al. Analytical model for inter-harmonic current caused by DC voltage disturbance of photovoltaic inverter [J]. Power System Technology, 2018, 42(3): 878-885.
- [14] HU L, YACAMINI R. Harmonic transfer through converters and HVDC links [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(3): 514-525.
- [15] 张宇,程启明,程尹曼,等.电容中点式三相四线制SAPF混合无源非线性控制策略[J].电力系统自动化,2017,41(19):110-119.
ZHANG Yu, CHENG Qiming, CHENG Yinman, et al. Nonlinear control strategy of three-phase four-wire shunt active power filter with mid-point capacitor based on hybrid passive theory[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(19): 110-119.
- [16] SUN J, MITCHELL D M, GREUEL M F, et al. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 482-492.
- [17] 王瑶.基于状态空间平均模型的电压控制SIDO Buck变换器稳定性分析[J].中国电机工程学报,2018,36(6):1810-1817.
WANG Yao. Stability analysis for voltage controlled single-inductor dual-output Buck converter based on state space average model [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 36(6): 1810-1817.
- [18] 武健,刘瑜超,徐修林,等.基于双坐标系复合控制的模块化多电平换流器环流抑制方法[J].电力系统自动化,2015,39(11):166-172.
WU Jian, LIU Yuchao, XU Xiulin, et al. A circulating current suppression method based on double coordinate compound control for modular multilevel converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(11): 166-172.
- [19] 刘芳,张兴,石荣亮,等.大功率微网逆变器输出阻抗解耦控制策略[J].电力系统自动化,2015,39(15):117-125.
LIU Fang, ZHANG Xing, SHI Rongliang, et al. An output impedance decoupled control strategy for high power microgrid inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(15): 117-125.
- [20] 鄂志君,应迪生,陈家荣,等.动态相量法在电力系统仿真中的应用[J].中国电机工程学报,2008,28(31):42-47.
E Zhijun, YING Disheng, CHEN Jiarong, et al. Application of dynamic phasor in power system simulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(31): 42-47.
- [21] 姜宽,王慧芳,林达,等.面向逆变器型分布式电源的快速建模与仿真方法[J].电力系统自动化,2017,41(12):13-19.
JIANG Kuan, WANG Huifang, LIN Da, et al. Rapid modeling and simulation method for inverter-interfaced distributed generators [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(12): 13-19.
- [22] ARRILLAGA J, WATSON N R. The harmonic domain revisited [C]// 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, September 28-October 1, 2008, Wollongong, Australia; 9p.
- [23] 曾正,赵荣祥,杨欢.含逆变器的微电网动态相量模型[J].中国电机工程学报,2012,32(10):65-71.
ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, YANG Huan. Dynamic phasors model of micro-grid with grid-connected inverters and simulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(10): 65-71.
- [24] LOVE G N, WOOD A R. Harmonic state space model of power electronics [C]// 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, September 28-October 1, 2008, Wollongong, Australia; 309-314.
- [25] HWANG M S, WOOD A R. Harmonic state-space modelling of a controlled HVDC converter [J]. Electric Power Systems Research, 2015, 124: 65-73.
- [26] KWON J B, WANG Xiongfei, BAK C L, et al. Harmonic interaction analysis in grid connected converter using harmonic state space (HSS) modeling [C]// IEEE 30th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 15-19, 2015, Charlotte, USA; 1779-1786.
- [27] WERELEY N M, HALL S R. Frequency response of linear time periodic systems [C]// 29th IEEE Conference on Decision and Control, December 5-7, 1990, Honolulu, USA; 3650-3655.
- [28] 徐德鸿.电力电子系统建模及控制[M].北京:机械工业出版社,2006.
XU Dehong. Power electronic system modeling and control [M]. Beijing: China Machine Press, 2006.

王晋宁(1996—),男,硕士研究生,主要研究方向:微电网运行与控制。E-mail:jinningee@163.com

王磊(1985—),男,讲师,主要研究方向:电力电子变换器及其控制策略。E-mail:tywanglei1985@126.com

韩肖清(1964—),女,通信作者,教授,博士生导师,主要研究方向:电力系统运行与控制、微电网及新能源技术。E-mail:hanxiaqing@tyut.edu.cn

(编辑 蔡静雯)

Analysis on AC/DC Harmonic Coupling Characteristics of Converter Based on Harmonic State Space Modeling

WANG Jinning, WANG Lei, HAN Xiaoqing, MENG Runquan, GUO Haixia

(Shanxi Key Laboratory of Power System Operation and Control (Taiyuan University of Technology), Taiyuan 030024, China)

Abstract: A model of the AC/DC converter based on the harmonic state space (HSS) theory is developed, and the AC/DC harmonic coupling characteristics of the converter have been analyzed in depth. Firstly, through the mathematical derivation, the three-phase AC/DC converter is modeled based on the HSS theory. The HSS model includes each harmonic on the AC and DC sides, which reflects the relationship between the harmonic variables of each frequency. Secondly, the harmonic transfer function of the converter is deduced by the model, and the diagram of harmonic coupling impedance is established to analyze the AC/DC harmonic coupling characteristics. The model is built according to the voltage source three-phase AC/DC converter which is commonly used in microgrids. The full range of coupling characteristics between AC and DC side is illustrated, and can be used to explore the harmonic characteristics at all frequencies, and can also be applied in harmonic analysis of converter with parallel and cascaded structures. Finally, the simulation of the voltage source three-phase AC/DC converter is performed in PLECS, and it is compared with the HSS calculation results to verify the proposed model and the study of harmonic coupling characteristics. Furthermore, the proposed model and the conclusion of harmonic coupling characteristics are verified by experiments.

This work is supported by National Key R&D Program of China (No. 2018YFB0904700), National Natural Science Foundation of China (No. U1610121) and Major Science and Technology Projects of Shanxi Province (No. 20181102028).

Key words: microgrid; converter; harmonic state space (HSS); DC voltage disturbance; harmonic coupling

