

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.05.010

并网逆变器超高次谐波产生与传播机理分析

王世雨¹, 李绍令^{1,2}, 郑征^{1,2}, 李斌^{1,2}, 黄涛³

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003;

2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003;

3. 都灵理工大学能源系, 意大利 都灵 10129)

摘要:超高次谐波是新能源发电技术中不可忽略的新型电能质量问题, 并网逆变器作为典型超高次谐波源受到广泛关注。为揭示超高次谐波产生与传播机理特性, 文中首先对正弦脉冲宽度调制 (sinusoidal pulse width modulation, SPWM) 下的逆变器超高次谐波产生机理进行分析, 发现逆变器产生的超高次谐波主要分布在开关频率整数倍附近, 且可以等效为电压源, 同时对造成该电压源变化的影响因素进行理论分析。然后, 建立包含逆变器、滤波器以及网侧阻抗的超高次电路模型, 并推导超高次谐波发射电流的数学表达式, 在此基础上通过控制变量法探究多逆变器并联时容量和台数对超高次谐波传播特性的影响。最后, 在 Simulink 中进行仿真实验。结果表明, 并网逆变器超高次谐波主要受直流侧电压与调制比影响, 多逆变器并联运行时超高次谐波的发射强度与容量成正比, 验证了文中对并网逆变器超高次谐波理论分析的正确性。

关键词:并网逆变器; 超高次谐波; 正弦脉冲宽度调制 (SPWM); 谐波交互; 电能质量; 二端口建模

中图分类号: TM721

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2023)05-0080-10

0 引言

近年来我国新能源发电占比逐渐增加, 高比例的电力电子装置入网增强了电能可控性、灵活性, 但也引发了超高次谐波这一新的电能质量问题^[1-4]。超高次谐波会导致设备通信异常、自动开关误动作、电力电子开关管异常发热等诸多后果^[5-6]。

并网逆变器作为新能源的接口, 其谐波问题受到广泛关注。现有针对逆变器谐波产生以及传播机理的研究大多集中在中低频范围^[7-9], 对超高次谐波(2~150 kHz)^[10]的研究较少。国内外学者对并网逆变器超高次谐波展开相关研究, 得出逆变器产生超高次谐波的源头为正弦脉冲宽度调制 (sinusoidal pulse width modulation, SPWM), 其主要存在于开关频率处^[11-12]。但现有研究大部分都基于现场测量分析, 缺乏对机理的分析。文献[13]对逆变器超高次谐波的产生进行了数学推导, 描述了逆变器超高次谐波源的特点, 但并未分析其影响因素。文献[14]分别通过调整前级光伏电池参数、最大功率点跟踪 (maximum power point tracking, MPPT) 控制参数以及直流纹波来观察后级逆变器超高次谐波的产生规律, 结果均证明光伏逆变器前级参数对超高次谐波的产生影响较小。文献[15]通过分析逆变器控制环路与超高次谐波之间的关系, 得出控

制环路主要影响其低频谐波, 对超高次谐波影响甚微的结论。文献[16]分析了逆变桥绝缘栅双极型晶体管暂态特性与超高次谐波产生规律之间的关系, 发现其结温升高会导致负载侧所含超高次谐波的幅值改变。

在传播特性方面, 文献[17]提出了原生发射和次生发射的概念, 并将超高次谐波电路模型等效为电流源并联电容的形式, 但并未考虑逆变器的电路特点, 缺乏准确性。文献[18]将并网逆变器超高次电路模型等效为传统受控源并联阻抗的形式, 以此探究传播规律, 但这种针对低频的建模方法无法精确描述超高次谐波的产生机理。文献[19-20]探究了多台相同逆变器之间的传播特性, 但其所建模型较为理想, 缺乏实际性。上述文献对逆变器超高次谐波发射与传播问题的研究大多是对规律的描述, 并没有采用准确的数学推导进行理论分析。

针对以上问题, 亟须探究分析逆变器超高次谐波产生和传播方面的机理以及影响因素。为此, 文中首先建立了 SPWM 下逆变器的超高次谐波电压源数学表达式, 探究直流侧电压和逆变器容量对开关频率处超高次谐波电压幅值的影响以及 SPWM 对超高次谐波相位的影响; 其次, 对其传播特性, 运用二端口方法, 建立并网逆变器超高次谐波下的电路模型, 推导超高次谐波电流数学表达式; 然后, 以 2 台逆变器为基础, 对 n 台不同容量逆变器之间的超高次谐波传播特性进行分析, 探究相同逆变器流入网侧的超高次谐波电流与接入台数的关系; 最

收稿日期: 2023-04-14; 修回日期: 2023-06-30

后,通过仿真验证了文中所提超高次谐波发射和传播特性的正确性。

1 并网逆变器超高次谐波影响因素分析

三相并网逆变器系统拓扑如图 1 所示。其中, S_1 — S_6 为 6 个开关管;电感 L_1 、 L_2 和电容 C 组成 LCL 型滤波器; o 为参考电位点; N 为接地点,电网平衡时, N' 与 N 等电位; U_{dc} 为直流侧电压; R_g 、 L_g 分别为电网电阻和电感; V_a 、 V_b 、 V_c 为交流电网三相电压。

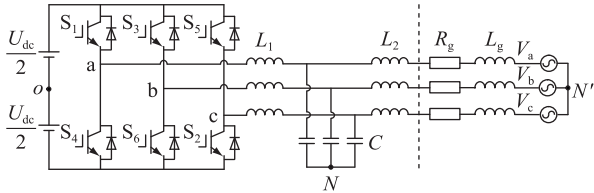


图 1 三相 LCL 型并网逆变器拓扑

Fig.1 Topology of three-phase LCL-type grid-connected inverter

1.1 双极性 SPWM 控制

采用双极性 SPWM 控制逆变器时,对控制环路生成的调制波 v_s 与载波 v_{tri} 进行比较。当调制波大于载波幅值时,生成高电平 SPWM 波,反之,生成低电平 SPWM 波,以此控制开关管关断。记图 1 中逆变器三相桥臂相电压为 u_{aN} 、 u_{bN} 、 u_{cN} ,根据文献 [20],对逆变器桥臂输出 a 相相电压 u_{aN} 进行双边傅里叶分析,如式(1)所示。

$$u_{aN}(t) = \frac{M_r U_{dc}}{2} \sin(\omega_o t - \varphi_o) + \frac{2U_{dc}}{\pi} \left(\sum_{a=1,3,\dots}^{\infty} \sum_{b=0, \pm 2, \pm 4, \dots}^{\infty} \frac{4J_b(aM_r \pi/2)}{3a} \sin(a\pi/2) \times \sin^2(b\pi/3) \cos(a(\omega_{sw} t - \varphi_{sw}) + b(\omega_o t - \varphi_o)) + \sum_{a=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{b=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \frac{4J_b(aM_r \pi/2)}{3a} \cos(a\pi/2) \times \sin^2(b\pi/3) \sin(a(\omega_{sw} t - \varphi_{sw}) + b(\omega_o t - \varphi_o)) \right) \quad (1)$$

$$J_b(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k! (k+b)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+b} \quad (2)$$

式中: M_r 为调制比; ω_o 为输出电压基波角频率; φ_o 为调制波初始相位; ω_{sw} 为逆变器开关角频率; φ_{sw} 为载波初始相位; $J_b(x)$ 为第一类贝塞尔函数; $k \in \mathbf{N}$; a 、 b 分别为三角载波频率和调制波频率(即基频)的倍数。

令 f_{sw} 为开关频率, f_o 为基波频率,由式(1)可知,双极性 SPWM 控制逆变器产生的超高次谐波电压幅值主要与直流侧电压、调制比以及开关频率倍

数有关,其主要频率出现在 $af_{sw} \pm bf_o$ 处。

1.2 直流侧电压影响分析

光伏逆变器的直流电源通常由光伏电池构成。因此直流侧电压并不是一个常量,在直流电压幅值大小波动时调制比^[21]会发生变化,如式(3)所示。

$$M_r = \frac{2\sqrt{2}u_{aN0}}{U_{dc}} \quad (3)$$

式中: u_{aN0} 为桥臂输出基波 a 相相电压有效值。由式(3)可知,直流侧电压幅值的大小变化会引起调制比变化,调制比和直流侧电压的变化又共同影响着开关频率处谐波的幅值大小。定义开关频率边频第一处对称谐波为第一边频带。根据式(1),贝塞尔函数 $J_b(x)$ 中的自变量为调制比,因此应拟画出第一类贝塞尔函数图像^[21]。图 2 为贝塞尔函数一阶、二阶展开图像,以此探究直流侧电压和调制比变化对一倍和二倍开关频率第一边频带超高次谐波幅值的影响趋势。

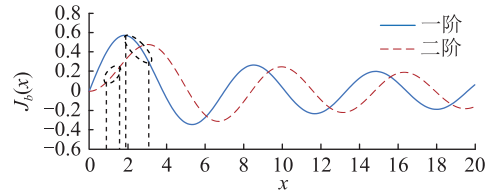


图 2 一阶、二阶第一类贝塞尔函数曲线

Fig.2 First- and second-order curves of Bessel function of the first kind

选取直流侧电压 U_{dc} 范围为 622~1 000 V^[22],给定输出电压为 220 V。由式(1)、式(2)可知,二阶贝塞尔函数自变量变化范围为 0.97~1.57,一阶贝塞尔函数自变量变化范围为 1.95~3.14。

以所选电压范围为例进行分析,可以看出直流侧电压的变化影响着式(1)中贝塞尔函数自变量的取值,影响着超高次谐波电压的幅值大小。在电压选取范围内,一倍开关频率第一边频带处谐波应参考二阶贝塞尔函数曲线,二倍开关频率第一边频带处谐波应参考一阶贝塞尔函数曲线。由图 2 可知,二阶贝塞尔函数值在所选取的 x 范围内呈递增趋势,函数值变化范围为 0.11~0.25;一阶贝塞尔函数值在所选取的 x 范围内呈递减趋势,函数值变化范围为 0.57~0.28。

由式(1)可知,一、二倍开关频率第一边频带处超高次谐波电压幅值 V_{1-1} 、 V_{2-1} 分别为:

$$\begin{cases} V_{1-1} = \frac{2U_{dc}}{\pi} J_2(M_r \pi/2) \\ V_{2-1} = \frac{U_{dc}}{\pi} J_1(M_r \pi) \end{cases} \quad (4)$$

桥臂一、二倍开关频率第一边频带谐波电压幅值随直流侧电压变化的曲线如图3所示。由图3可知,在一倍开关频率第一边频带处的谐波电压幅值大小随着直流侧电压的增加而减小。这是因为在该范围内直流侧电压的增大导致调制比减小,且此时二阶贝塞尔函数为递增函数,尽管直流侧电压在增加,但其变化速率没有贝塞尔函数值快。因此,一倍开关频率第一边频带处的谐波电压幅值与直流侧电压幅值大小成反比。同理可得,二倍开关频率第一边频带处的谐波电压幅值与直流侧电压幅值大小成正比。

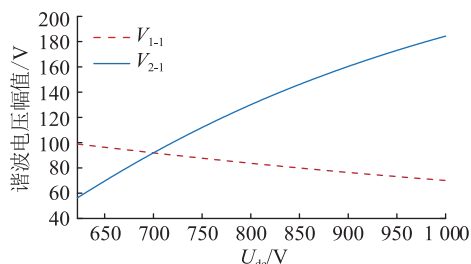


图3 一、二倍开关频率第一边频带谐波电压幅值曲线
Fig.3 Harmonic voltage amplitude curves of the first frequency band at once and twice the switching frequency

1.3 逆变器容量参数影响

以a相为例,根据逆变器的电路结构可得稳态运行时单台逆变器输出电压有效值 u_{aNO} 与电网相电压 V_{aN} 之间的相量关系^[21]。由于滤波电容主要对逆变器输出的超高次谐波电流进行分流,对基波电流影响较小,因此忽略电容对输出电流的影响。近似可得相量关系如式(5)所示,相量图如图4所示,其中 I_o 为并网电流; $Z = \omega_o(L_1 + L_2 + L_g)$; φ 为逆变器输出功率因数角。

$$u_{aNO} = I_o j\omega_o(L_1 + L_2 + L_g) + I_o R_g + V_{aN} \quad (5)$$

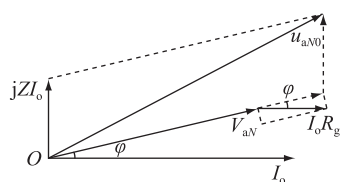


图4 并网逆变器电流电压相量
Fig.4 Current and voltage phasors of grid-connected inverter

根据余弦定理可得:

$$u_{aNO}^2 = (I_o Z)^2 + (V_{aN} + I_o R_g \cos \varphi)^2 + 2I_o Z (V_{aN} + I_o R_g \cos \varphi) \sin \varphi \quad (6)$$

$$u_{aNO}^2 = \frac{P^2 + Q^2}{9V_{aN}^2} (Z^2 + R_g^2 \cos^2 \varphi + ZR_g \sin 2\varphi) + \frac{2}{3} (PR_g + QZ) + V_{aN}^2 \quad (7)$$

式中: P 、 Q 分别为逆变器输出的有功和无功率。

联立式(3)、式(6)和式(7),可知调制比 M_r 为:

$$M_r = \frac{2\sqrt{2}}{U_{dc}} \left[\frac{P^2 + Q^2}{9V_{aN}^2} (Z^2 + R_g^2 \cos^2 \varphi + ZR_g \sin 2\varphi) + \frac{2}{3} (PR_g + QZ) + V_{aN}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

由式(8)可知,在逆变器输出功率方面,并网逆变器发出的功率越大,在逆变器输出侧阻抗产生的电压降也就越大,这会抬高逆变器桥臂电压基波幅值,增大调制比,从而影响逆变器开关频率处的超高次谐波电压幅值。滤波器阻抗和网侧阻抗参数较高会加剧调制比的变化趋势。

综上,采用SPWM控制逆变器产生的开关频率处谐波电压幅值会受到直流侧电压及调制比影响。直流侧电压改变带动调制比改变,共同影响着开关频率处谐波电压幅值大小;逆变器调制比会随逆变器容量以及滤波器、网侧阻抗等因素的变化而变化,从而影响谐波电压幅值,且上述因素都会因不同开关频率倍数的边频带不同而产生不同影响。

2 多逆变器超高次谐波传播机理

2.1 2台逆变器并联运行分析

根据式(1)和第1章的分析可知,并网逆变器超高次谐波本质上是一个电压源。基于并网逆变器拓扑建立图5所示的2台逆变器并联运行的电路,其中 V_{SH1} 、 V_{SH2} 分别为2台逆变器产生的超高次谐波电压; I_{SH1} 、 I_{SH2} 分别为2台逆变器桥臂侧的超高次谐波电流; L_{11} 、 L_{21} 分别为2台逆变器桥臂侧电感; L_{12} 、 L_{22} 分别为2台逆变器电网侧电感; C_1 、 C_2 分别为2台逆变器电容; Z_{LCL1} 、 Z_{LCL2} 分别为2台逆变器的滤波器阻抗; Z_{GRID} 为电网侧阻抗; V_g 为电网电压,对应电压源不发射超高次谐波; I_{pri-1} 为第一台逆变器自身产生的超高次谐波原生发射电流; I_{sec-1} 为其他逆变器流入第一台逆变器的超高次谐波次生发射电流; I_{em-1} 为第一台逆变器超高次谐波总发射电流; I_{grid} 为流入网侧的超高次谐波电流; PCC 为公共并网端。

滤波器是影响逆变器超高次谐波发射的重要结构,由逆变器LCL型滤波器整定方法可知,并网电流的大小影响着滤波器参数的设计。因此,研究不同容量逆变器之间的超高次谐波传播特性尤为重要。

LCL型滤波器的参数按照文献[23]进行整定,逆变器侧电感 L_1 最大值由电网电压 V_g 、并网电流 I_o 、基波角频率 ω_o 决定。

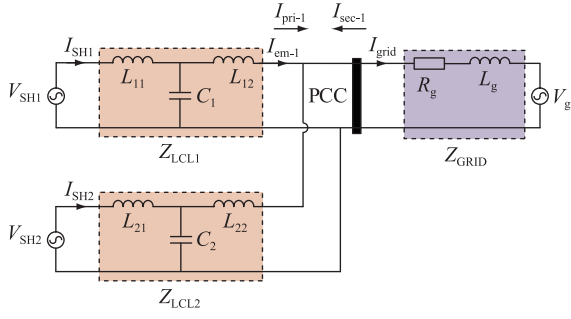


图5 2台逆变器并联运行电路

Fig.5 Parallel operation circuit of two inverters

$$L_1 \leq \frac{V_g}{\omega_o I_o} \times 5\% \quad (9)$$

滤波电容 C 的选取受电容所吸收的无功功率影响,滤波电容容量越大,引入的无功功率越大。 P_o 为三相逆变器其中一相的输出功率,电容 C 的取值范围为:

$$C \leq \frac{P_o}{\omega_o V_g^2} \times 5\% \quad (10)$$

电网侧电感 L_2 一般根据逆变器侧电感 L_1 的大小来选取,如下:

$$L_2 \geq \frac{1}{L_1 C \omega_h^2 - 1} \left(L_1 + \frac{|u_{an}(j\omega_h)|}{0.3\% \omega_h I_o} \right) \quad (11)$$

式中: ω_h 为谐波含量最大处的角频率; $u_{an}(j\omega_h)$ 为逆变器桥臂输出谐波电压有效值最大电压。

基于图5所示模型推导超高次谐波二端口等效矩阵。以第一台逆变器为例, LCL 型滤波器为 T 型二端口网络, 列写传输矩阵 T_{LCL1} , 其中参数 A_{LCL1} 、 B_{LCL1} 、 C_{LCL1} 、 D_{LCL1} 分别为电压转移比、转移阻抗、转移导纳、电流转移比。定义滤波器阻抗 Z_{LCL1} 为滤波器 T 型电路从 PCC 到逆变器侧的等效阻抗; ω 为角频率; V_{PCC} 为 PCC 处电压。同理可得第二台逆变器参数 A_{LCL2} 、 B_{LCL2} 、 C_{LCL2} 、 D_{LCL2} 。运用叠加定理, 只有第一台逆变器超高次谐波作用时, 二端口推导如式 (12)~(20) 所示。

$$T_{LCL1} = \begin{bmatrix} A_{LCL1} & B_{LCL1} \\ C_{LCL1} & D_{LCL1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 L_{11} C_1 & j\omega(L_{11} + L_{12}) - j\omega^3 L_{11} L_{12} C_1 \\ j\omega C_1 & 1 - \omega^2 L_{12} C_1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} V_{SH1} \\ I_{SH1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{LCL1} & B_{LCL1} \\ C_{LCL1} & D_{LCL1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PCC} \\ I_{pri-1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\frac{V_{PCC}}{I_{pri-1}} = 1 / \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \frac{1}{Z_{LCL2}} \right) \quad (14)$$

其中:

$$\begin{cases} V_{PCC} = \frac{V_{SH1}}{W_1} \\ I_{pri-1} = \frac{V_{SH1}}{W_1} \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \frac{1}{Z_{LCL2}} \right) \end{cases} \quad (15)$$

同理当第二台逆变器单独作用时, 可得第一台逆变器超高次谐波次生发射电流为:

$$I_{sec-1} = \frac{V_{SH2}}{W_2} \times \frac{1}{Z_{LCL1}} \quad (16)$$

由叠加定理易得该逆变器超高次谐波总发射电流如下:

$$I_{em-1} = I_{pri-1} - I_{sec-1} = \frac{V_{SH1}}{W_1} \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \frac{1}{Z_{LCL2}} \right) - \frac{V_{SH2}}{W_2} \times \frac{1}{Z_{LCL1}} \quad (17)$$

$$I_{grid} = \left(\frac{V_{SH1}}{W_1} + \frac{V_{SH2}}{W_2} \right) \frac{1}{Z_{GRID}} \quad (18)$$

令 K_{pri-1} 为第一台原生发射强度, K_{sec-1} 为第一台次生发射强度, 发射强度与对应的发射电流成正比。

$$\begin{cases} K_{pri-1} = \left| \frac{1}{W_1} \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \frac{1}{Z_{LCL2}} \right) \right| \\ K_{sec-1} = \left| \frac{1}{W_2} \times \frac{1}{Z_{LCL1}} \right| \end{cases} \quad (19)$$

其中:

$$\begin{cases} Z_{GRID} = R_g + j\omega L_g \\ W_1 = A_{LCL1} + B_{LCL1} \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \frac{1}{Z_{LCL2}} \right) \\ Z_{LCL1} = B_{LCL1} / A_{LCL1} \\ W_2 = A_{LCL2} + B_{LCL2} \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \frac{1}{Z_{LCL1}} \right) \\ Z_{LCL2} = B_{LCL2} / A_{LCL2} \end{cases} \quad (20)$$

根据上文所提 LCL 滤波器整定方法, 按最值参数整定, 令 $f_{sw} = 10$ kHz, 以第一台逆变器为例, 得到不同并网电流对滤波器二端口参数的影响, 如图6所示。根据 A_{LCL1} 参数定义, A_{LCL1} 值将不发生变化。随着并网电流的增大, B_{LCL1} 和 Z_{LCL1} 的模值将会减小。结合式 (19) 可得, 大容量逆变器的滤波器中 B_{LCL1} 的模值较小, 可增大该台逆变器的原生发射强度 K_{pri-1} ; 且大容量逆变器的等效阻抗 Z_{LCL1} 的模值也小, 增大了该台逆变器的次生发射强度 K_{sec-1} 。

模拟2台逆变器并联运行, 其中一台逆变器输出电流为10 A, 另一台逆变器在不同输出电流下运行, 对应的滤波器参数按照图6设定。该台逆变器原生发射强度和次生发射强度的大小变化见图7。

可以发现, 随着该台逆变器的容量增大, 原生发射强度较次生发射强度的增值更大。这是因为由实际滤波器和网侧阻抗参数可知原生发射强度

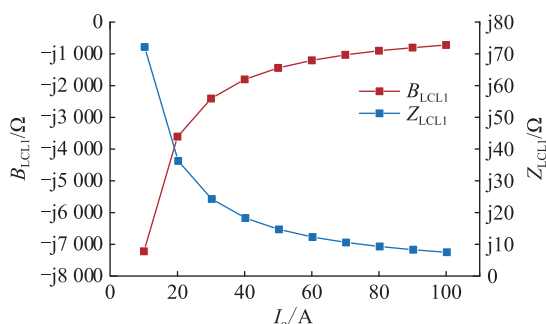


图6 并网电流与滤波器矩阵参数关系

Fig.6 Relationship between I_o and T_{LCLi} parameters

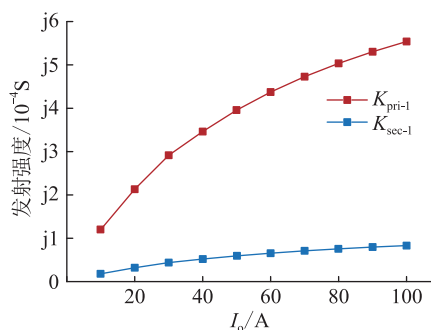


图7 并网电流与发射强度参数关系

Fig.7 Relationship between grid-connected current and emission intensity parameters

为次生发射强度的数倍,虽然大容量逆变器次生发射强度有所增大,但其主要决定因素还是原生发射强度。当 $V_{SH1} = V_{SH2}$ 时,超高次谐波总发射电流与发射强度关系严格对应,即大容量逆变器的超高次谐波总发射电流较大。

对于流入网侧的超高次谐波电流,通过式(18)可知网侧阻抗较大将会抑制流入网侧的超高次谐波电流,大容量逆变器的 B_{LCLi} 模值较小,其流入网侧的超高次谐波电流较大。

2.2 n 台逆变器并联运行分析

对于多台逆变器并联运行,超高次谐波总发射电流为本台逆变器的超高次谐波原生发射电流与其余台逆变器流入本台逆变器的超高次谐波次生发射电流之和。

图8为多逆变器并联运行电路,其中 n 为逆变器台数。以第一台逆变器为例,其超高次谐波总发射电流以及流入网侧的超高次谐波电流可由式(21)、式(22)得出,其他台逆变器分析同理。

$$I_{em-1} = \frac{V_{SH1}}{W_1} \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \sum_{i=2}^n \frac{1}{Z_{LCLi}} \right) - \sum_{i=2}^n \frac{V_{SHi}}{W_i} \times \frac{1}{Z_{LCLi}} \quad (21)$$

$$I_{grid} = \sum_{i=1}^n \frac{V_{SHi}}{W_i} \times \frac{1}{Z_{GRID}} \quad (22)$$

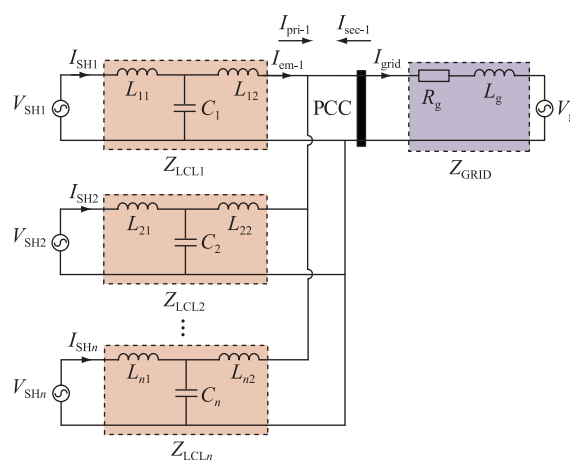


图8 多逆变器并联运行电路

Fig.8 Parallel operation circuit of multiple inverters

其中:

$$\begin{cases} W_i = A_{LCLi} + B_{LCLi} \left(\frac{1}{Z_{GRID}} + \frac{1}{Z_{LCL1}} + \dots + \frac{1}{Z_{LCL(i-1)}} + \frac{1}{Z_{LCL(i+1)}} + \dots + \frac{1}{Z_{LCLn}} \right) & n \geq 3 \\ Z_{LCLi} = B_{LCLi} / A_{LCLi} \end{cases} \quad (23)$$

根据式(21)可知,多台逆变器并联运行时,台数增加将会增大逆变器的原生发射强度,同样也增大次生发射强度。对于其中任意一台逆变器的超高次谐波总发射电流,其与并网逆变器台数和其他逆变器产生的超高次谐波电压都有紧密联系。由式(22)可知,流入网侧的超高次谐波电流与逆变器台数和其他逆变器并网容量都有关系。

当参数完全相同的逆变器并联运行时,式(21)、式(22)可以分别化简为:

$$I_{em-1} = \frac{V_{SH1}}{A_{LCL1} Z_{GRID} + B_{LCL1} [1 + (n-1) Z_{GRID} / Z_{LCL1}]} \quad (24)$$

$$I_{grid} = \frac{n V_{SH1}}{W_1} \times \frac{1}{Z_{GRID}} = \frac{n V_{SH1}}{n A_{LCL1} Z_{GRID} + B_{LCL1}} \quad (25)$$

从式(24)、式(25)可以得知,完全相同的逆变器在相同工况下运行时,逆变器超高次谐波总发射电流会随着接入台数的增加而减小,随着网侧阻抗的增大而减小;而流入网侧的超高次谐波电流随着接入台数的增加也将逐渐增大,随着网侧阻抗的增大而减小。

3 实验仿真验证

根据上文分析,搭建 Simulink 仿真模型,通过分析直流侧电压和容量大小对逆变器超高次谐波电

压源的影响来验证逆变器超高次谐波的产生机理。

3.1 单台逆变器仿真验证

首先验证单台逆变器的超高次谐波电压源产生机理,搭建图9所示LCL型三相并网逆变器,其中 u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴下的电网电压; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴下的电网电流; i_{Cd} 、 i_{Cq} 分别为 d 、 q 轴下的电容电流; I_d^* 、 I_q^* 分别为 d 、 q 轴下的给定电流。表1为仿真参数。分析一倍、二倍开关频率第一边频带,电网电压源为理想电压源,不产生背景谐波。

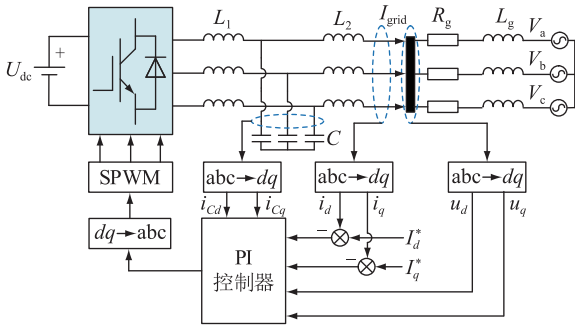


图9 LCL型三相并网逆变器仿真示意

Fig.9 Simulation of LCL type three-phase grid-connected inverter

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值
电网电压 V_g/V	30	开关频率 f_{sw}/kHz	10
电网频率 f_o/Hz	50	电感 L_1/mH	1
电网电阻 R_g/Ω	0.02	电感 L_2/mH	0.4
电网电感 L_g/mH	1	电容 $C/\mu\text{F}$	15
并网电流 I_o/A	30		

通过改变直流侧电压的大小,对逆变器桥臂输出电压中的一相进行傅里叶分析。选取直流侧电压 U_{dc} 范围为 700~1 000 V,绘制桥臂电压频谱分析图,如图10所示,其仿真数据如表2所示。

从图10和表2中可以看出,随着直流侧电压的增大,调制比减小,一倍开关频率处谐波缓慢减小,二倍开关频率处谐波增大,所得结果符合1.2节中的理论分析。

文中通过调节给定有功、无功功率来验证不同功率对逆变器产生的超高次谐波影响。取并网逆变器功率因数范围为0.95~1.00^[24],直流侧电压为800 V,绘制桥臂电压频谱分析图,如图11所示,其仿真数据如表3所示。

分析图11与表3可知,逆变器有功功率一定时,逆变器发出无功功率将会明显抬高逆变器输出基波电压,调制比也将增大。根据1.2节中贝塞尔函数曲线,调制比增大将增大一倍开关频率处谐波,

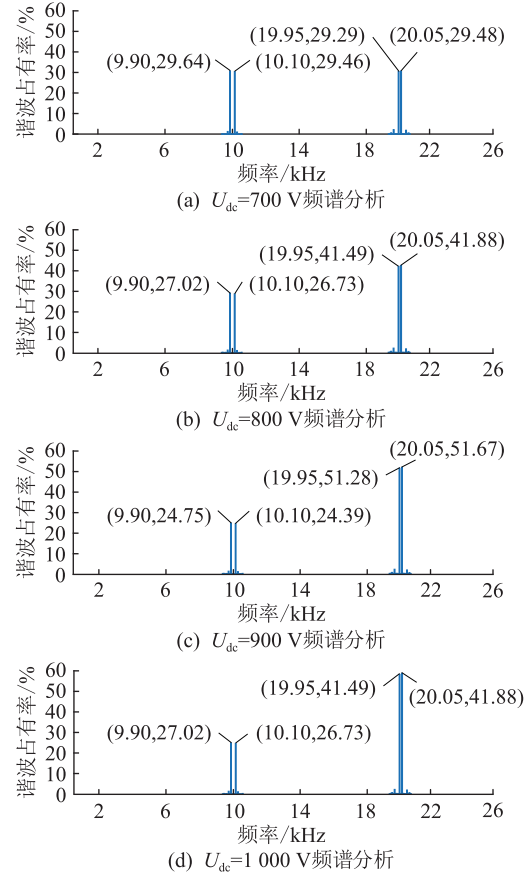


图10 不同直流侧电压对逆变器超高次谐波电压的影响

Fig.10 Influence of different DC voltages on inverter supraharmonic voltages

表2 不同直流侧电压下逆变器桥臂电压值

Table 2 Inverter arm voltage values of different DC voltages

U_{dc}/V	基波电压/V	谐波畸变率/%	9.9 kHz 下桥臂电压值/V	19.95 kHz 下桥臂电压值/V
700	311.6	59.14	91.62	91.68
800	311.6	70.28	83.13	130.24
900	311.5	80.76	75.85	160.69
1 000	311.7	89.60	69.66	184.17

减小二倍开关频率处谐波,与实验结果一致。对比图11(a)、(c),基波电压只相差0.6 V。而对比图11(a)、(b)与图11(c)、(d),逆变器基波电压分别增加了4.3 V、6.2 V。由此可知逆变器输出无功功率大小对基波电压影响更大。

由上述分析可得逆变器视在功率增大时,逆变器的输出基波电压会增大,调制比也会增大,且调制比受无功功率影响更为敏感。调制比的变化影响着对应的开关频率处超高次谐波。

3.2 多台逆变器运行仿真验证

由式(1)可知,逆变器产生的超高次谐波相位受调制波和载波相位影响,调制波相位主要通过锁相环对电网电压相位进行同步锁定。对不同载波相

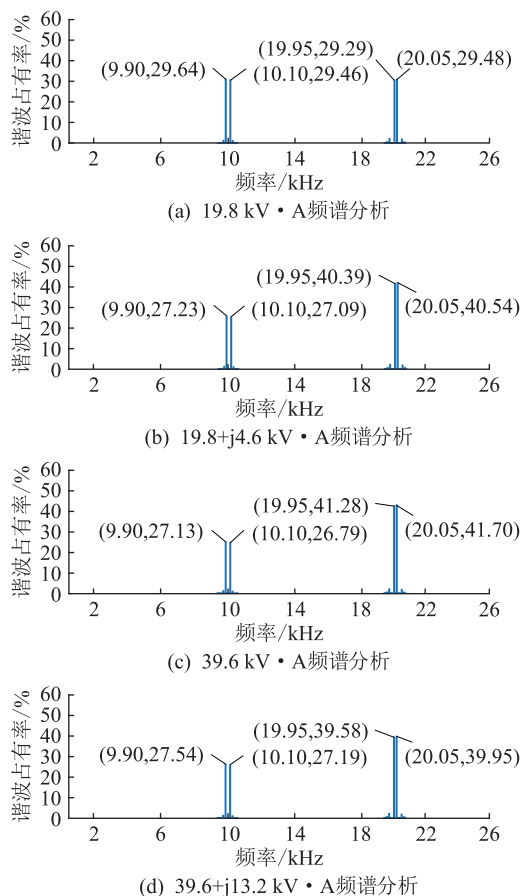


图 11 不同功率下逆变器桥臂电压 FFT 图像
Fig.11 FFT images of inverter bridge arm voltage of different power

表 3 不同功率下逆变器桥臂电压值

Table 3 Inverter arm voltage values of different powers

$P+jQ/$ (kV·A)	基波 电压/V	谐波畸变 率/%	9.9 kHz 下 桥臂电压值/V	19.95 kHz 下 桥臂电压值/V
19.8	311.6	59.14	83.13	130.24
19.8+j4.6	315.9	69.07	85.33	127.70
39.6	312.2	70.20	85.38	130.10
39.6+j13.2	318.4	68.42	86.46	127.04

电压差的 2 台逆变器进行仿真,图 12 为网侧电流仿真结果与计算值对比,以此验证式 (25) 的准确性。逆变器参数参照 3.1 节。

通过图 12 可以得知仿真结果与理论一致,逆变器超高次谐波传播规律受载波相位影响,完全相同的开关频率相位运行将会在同一频率产生叠加,对电网安全运行造成威胁。

为分析不同容量逆变器并联运行时超高次谐波的传递特性,文中选取 4 台逆变器同步运行。4 台逆变器有 40 A 和 10 A 两种功率,模拟 3 种场景运行。场景 1 为 1 台 40 A 与 3 台 10 A 逆变器并联运行;场景 2 为 2 台 40 A 与 2 台 10 A 逆变器并联运行;场景 3 为 3 台 40 A 与 1 台 10 A 逆变器并联

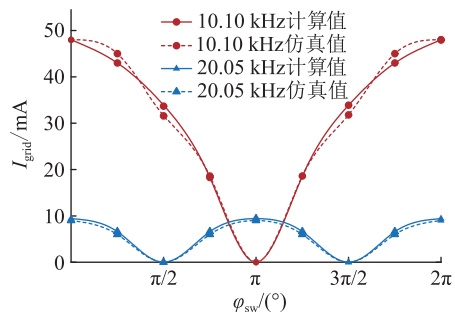


图 12 不同载波相位差下 I_{grid} 幅值变化
Fig.12 Amplitude of I_{grid} variation of different carrier phases

运行,相关滤波器参数如表 4 所示。超高次谐波电流如图 13 所示,分析一、二倍开关频率边频处的超高次谐波总发射电流和流入网侧的超高次谐波电流,以此验证不同容量逆变器并联运行时超高次谐波传递特性。

表 4 相关滤波器参数设计

Table 4 Parameter design of correlation filter

并网电流/A	LCL 滤波器参数
10	$L_1 = 3.5 \text{ mH}, L_2 = 1.17 \text{ mH}, C = 7.2 \text{ }\mu\text{F}$
40	$L_1 = 0.87 \text{ mH}, L_2 = 0.3 \text{ mH}, C = 30 \text{ }\mu\text{F}$

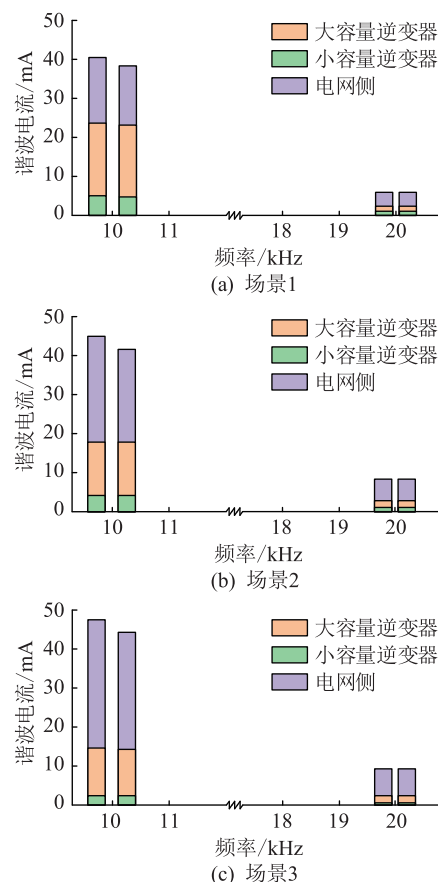


图 13 不同场景下逆变器超高次谐波电流
Fig.13 Supraharmonic current of inverters in different scenarios

根据图 13 可知,在 3 种模拟场景下,大容量逆变器的开关频率谐波电流都大于小容量,这与大容量逆变器的 LCL 滤波器的参数有关。大容量逆变器的滤波器等效阻抗相对较小,这使得整个多逆变器并网系统的阻抗较小,因此大容量逆变器的接入台数增加也将增大流入电网侧的超高次谐波电流。仿真结果符合第 2 章中对不同容量逆变器之间传播特性的分析。

为探究接入台数对超高次谐波的影响,仿真采用并网电流为 30 A 的完全相同的多台逆变器,其他参数参照 3.1 节。模拟 1~5 台逆变器并联运行,其超高次谐波电流如图 14 所示,分析一、二倍开关频率边频处逆变器超高次谐波总发射电流以及流入网侧的超高次谐波电流。

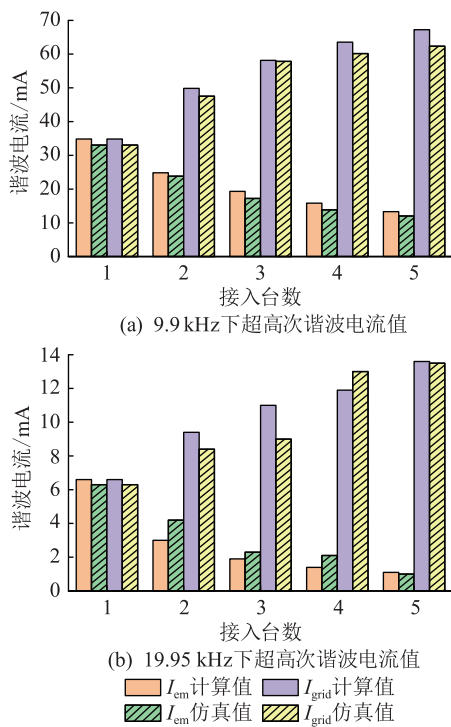


图 14 接入台数与超高次谐波电流关系

Fig.14 Relationship between the number of connected units and supraharmonic current

通过图 14 可以看出,逆变器的超高次谐波总发射电流随着接入台数的增加而逐渐减小;而流入网侧的超高次谐波电流随接入台数的增加而增加,仿真结果符合第 2 章中的理论分析。

随着台数的增加,超高次谐波电流的增长率也越来越小。当参数完全相同的多逆变器并联运行时,在电网侧容易产生较大的超高次谐波电流。因此在近距离多逆变器并联运行时,应避免开关频率一致,防止逆变器开关频率处谐波电流叠加,对电网安全运行造成威胁。

4 结论

文中介绍了 SPWM 下的并网逆变器超高次谐波产生机理,研究了多台逆变器之间的超高次谐波传播特性,并对影响超高次谐波产生与传播特性的各因素展开了分析,最后搭建 Simulink 仿真模型验证了理论的正确性。文中所得结论如下:

(1) SPWM 控制并网逆变器产生的超高次谐波,其幅值主要受直流侧电压和调制比影响,而并网功率大小会影响调制比;其相位主要受载波相位影响,且载波相位对不同开关频率边频处超高次谐波的影响也不同。

(2) 多台逆变器运行时,大容量逆变器产生的超高次谐波总发射电流更高,对相邻逆变器和电网的影响也较大。参数完全相同的多逆变器同步运行时,接入台数增加会增大流入电网侧的超高次谐波电流,减小每台逆变器的超高次谐波总发射电流。且随着台数的增加,超高次谐波电流的变化速率越小。

文中主要对逆变器理想情况下超高次谐波发射特性进行分析,对逆变器超高次谐波情况下电路超高次特性考虑较少,这将在下一步研究中展开分析。

致谢

本文得到河南省高等学校重点科研项目“新能源并网逆变器超高次谐波传播机理及防治策略研究”(22A470006)资助,谨此致谢!

参考文献:

- [1] 韩肖清,李廷钧,张东霞,等. 双碳目标下的新型电力系统规划新问题及关键技术[J]. 高电压技术, 2021, 47(9): 3036-3046.
HAN Xiaoqing, LI Tingjun, ZHANG Dongxia, et al. New issues and key technologies of new power system planning under double carbon goals [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9): 3036-3046.
- [2] 武昭原,周明,王剑晓,等. 双碳目标下提升电力系统灵活性的市场机制综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(21): 7746-7764.
WU Zhaoyuan, ZHOU Ming, WANG Jianxiao, et al. Review on-market mechanism to enhance the flexibility of power system under the dual-carbon target [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(21): 7746-7764.
- [3] 任大伟,肖晋宇,侯金鸣,等. 双碳目标下我国新型电力系统的构建与演变研究[J]. 电网技术, 2022, 46(10): 3831-3839.
REN Dawei, XIAO Jinyu, HOU Jinming, et al. Construction and evolution of China's new power system under dual carbon goal [J]. Power System Technology, 2022, 46(10): 3831-3839.

- [4] 陈思源,景巍巍,史明明,等. 新能源接入背景下的谐波源建模方法综述[J]. 电力系统保护与控制,2022,50(7):162-175.
CHEN Siyuan, JING Weiwei, SHI Mingming, et al. Review of harmonic source modeling methods with the background of renewable energy access[J]. Power System Protection and Control,2022,50(7):162-175.
- [5] 陈露洁,徐式蕴,孙华东,等. 高比例电力电子电力系统宽带振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报,2021,41(7):2297-2310.
CHEN Lujie, XU Shiyun, SUN Huadong, et al. A survey on wide-frequency oscillation for power systems with high penetration of power electronics[J]. Proceedings of the CSEE,2021,41(7):2297-2310.
- [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次谐波新问题[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 supra-harmonics issues[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2018,33(4):707-720.
- [7] 巫付专,陈蒙娜,周元浩,等. 考虑死区效应单相逆变器开关频率分析[J]. 电力系统保护与控制,2021,49(24):96-104.
WU Fuzhuan, CHEN Mengna, ZHOU Yuanhao, et al. Analysis of switching frequency of single-phase inverters considering dead-time effect[J]. Power System Protection and Control,2021,49(24):96-104.
- [8] 江悦,曹旌,梁刚,等. 光伏并网逆变器谐波特性分析与谐波电流抑制[J]. 电力系统及其自动化学报,2022,34(9):64-72.
JIANG Yue, CAO Jing, LIANG Gang, et al. Analysis of harmonic characteristics and suppression of harmonic current for photovoltaic grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSC,2022,34(9):64-72.
- [9] 杨旭红,郝鹏飞. 电网电压谐波畸变条件下并网逆变器的控制策略研究[J]. 浙江电力,2021,40(6):22-27.
YANG Xuhong, HAO Pengfei. Research on control strategy of grid-connected inverter under grid voltage harmonic distortion[J]. Zhejiang Electric Power,2021,40(6):22-27.
- [10] 林海雪. No.4 电网谐波问题的新发展:谈超级谐波[J]. 供用电,2016,33(1):35-38.
LIN Haixue. No.4 the new development of harmonic problems in power grid—about supraharmonics[J]. Distribution & Utilization,2016,33(1):35-38.
- [11] 汪颖,罗代军,肖先勇,等. 超高次谐波问题及其研究现状与趋势[J]. 电网技术,2018,42(2):353-365.
WANG Ying, LUO Daijun, XIAO Xianyong, et al. Review and development tendency of research on 2~150 kHz supraharmonics[J]. Power System Technology,2018,42(2):353-365.
- [12] 陶顺,要海江,宋一丹,等. 三相 Vienna 型充电机超高次谐波产生机理分析[J]. 电力系统保护与控制,2022,50(5):22-32.
TAO Shun, YAO Haijiang, SONG Yidan, et al. Analysis of the generation mechanism of supraharmonics in a three-phase Vienna charger[J]. Power System Protection and Control,2022,50(5):22-32.
- [13] 汪颖,罗代军,肖先勇,等. 多逆变器并网下的超高次谐波特性分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(1):192-199.
WANG Ying, LUO Daijun, XIAO Xianyong, et al. Analysis on supraharmonic resonance characteristics with integration of multiple inverters[J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(1):192-199.
- [14] 丁一博,徐永海,刘子腾,等. 光伏发电超高次谐波发射特性及影响因素分析[J]. 电力电容器与无功补偿,2021,42(2):160-167.
DING Yibo, XU Yonghai, LIU Ziteng, et al. Analysis of ultra-high harmonic emission characteristics and influence factor of photovoltaic power generation[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation,2021,42(2):160-167.
- [15] 唐松浩,肖湘宁,陶顺. 非故意发射超高次谐波发生机理及影响因素分析[J]. 电力电容器与无功补偿,2021,42(2):103-109.
TANG Songhao, XIAO Xiangning, TAO Shun. Analysis of mechanism and influencing factors of non-intentional emission of ultra high harmonics[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation,2021,42(2):103-109.
- [16] 岳家辉,张新燕,周鹏,等. 计及 IGBT 暂态特性的光伏发电负载侧超高次谐波实验研究[J]. 可再生能源,2021,39(7):948-955.
YUE Jiahui, ZHANG Xinyan, ZHOU Peng, et al. Experimental research of supraharmonics on load side of photovoltaic power generation considering transient characteristics of IGBT[J]. Renewable Energy Resources,2021,39(7):948-955.
- [17] ESPÍN-DELGADO Á, RÖNNBERG S. Modeling and analysis of supraharmonic propagation for stochastic studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2022,37(6):4899-4910.
- [18] 阮正鑫,张逸,张嫣,等. 高比例光伏与配电网超高次谐波交互影响研究[J]. 电力工程技术,2021,40(2):18-25.
RUAN Zhengxin, ZHANG Yi, ZHANG Yan, et al. Interaction of high proportion photovoltaic and supraharmonic in distribution network[J]. Electric Power Engineering Technology,2021,40(2):18-25.
- [19] ESPÍN-DELGADO Á, BUSATTO T, RAVINDRAN V, et al. Evaluation of supraharmonic propagation in LV networks based on the impedance changes created by household devices[C]//2020 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe). The Hague, Netherlands. IEEE, 2020:754-758.
- [20] WANG Y, LUO D J, XIAO X Y. Evaluation of supraharmonic emission levels of multiple grid-connected VSCs[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2019, 13(24):5597-5604.
- [21] 沈阳武,刘佳润,张斌,等. 光伏逆变器动态谐波等效建模及其影响因素研究[J]. 电力系统及其自动化学报,2019,31(8):126-132.

- SHEN Yangwu, LIU Jiarun, ZHANG Bin, et al. Research on dynamic harmonic equivalent modeling and influencing factors of photovoltaic inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSSA, 2019, 31(8):126-132.
- [22] 范瑞祥, 苗洁蓉, 王文彬, 等. 集中式太阳能逆变器快速 MPPT 方法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7):113-119.
FAN Ruixiang, MIAO Jierong, WANG Wenbin, et al. Quick MPPT method of centralized PV inverter[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(7):113-119.
- [23] 刘建锋, 李美玉, 余光正, 等. 考虑 VSC 系统谐波稳定条件下的 LCL 滤波器参数优化设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13):80-90.
LIU Jianfeng, LI Meiyu, YU Guangzheng, et al. Optimization design method of LCL filter parameters considering harmonic stability of VSC system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13):80-90.
- [24] 王锐彬, 牛晨晖, 史明明, 等. 非单位功率因数运行下 HERIC 型并网逆变器软开关技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(14):4975-4983.
WANG Ruibin, NIU Chenhui, SHI Mingming, et al. Soft-switching techniques for HERIC-type inverter with non-unity power factor[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14):4975-4983.

作者简介:



王世雨

王世雨(1999),男,硕士在读,研究方向为电力电子与电气传动、电力电子谐波等(E-mail:srainwang@foxmail.com);

李绍令(1990),男,博士,讲师,研究方向为电力电子系统及其控制技术;

郑征(1965),女,博士,教授,研究方向为电力电子系统及其控制技术。

Analysis of generation and propagation mechanism of supraharmonic in grid-connected inverter

WANG Shiyu¹, LI Shaoling^{1,2}, ZHENG Zheng^{1,2}, LI Bin^{1,2}, HUANG Tao³

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;

2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China;

3. Department of Energy, Politecnico di Torino, Turin 10129, Italy)

Abstract: Supraharmonics are a new power quality problem that can not be ignored in new energy power generation technology. As a typical supraharmonic source, the grid-connected inverter has received extensive attentions. To reveal the characteristics of its generation and propagation mechanism, the mechanism of supraharmonic generation in sinusoidal pulse width modulation (SPWM) inverters is analyzed firstly. It is found that the supraharmonics generated are mainly distributed around integer multiples of the switching frequency, and can be equivalent to a voltage source. At the same time, the influencing factors that cause changes in the voltage source are theoretically analyzed. Then, a supraharmonic circuit model including inverter, filter and grid side impedance is established, and the mathematical expression of supraharmonic emission current is derived. On this basis, the influence of capacity and number of inverters on supraharmonic propagation characteristics when multiple inverters are connected in parallel is explored through the control variates. Finally, the simulation experiment is carried out in Simulink. The results show that supraharmonics in the grid-connected inverter are mainly affected by the DC side voltage and modulation ratio, and the emission intensity of supraharmonics is proportional to the capacity when multiple inverters operate in parallel. The correctness of the theoretical analysis of supraharmonics in the grid-connected inverter is verified in this paper.

Keywords: grid-connected inverter; supraharmonic; sinusoidal pulse width modulation (SPWM); harmonic interaction; power quality; two-port modeling

(编辑 陆海霞)