

三相 LCL 型并网逆变器的阻抗建模及特性分析

李奕欣,赵书强,马燕峰,李 忍,汪 洋

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,河北 保定 071003)

摘要:考虑锁相环、电流调节器(含 dq 轴解耦系数)、LCL 型滤波器等环节,并计及运行工作点,采用谐波线性化的方法建立了三相 LCL 型并网逆变器正、负序阻抗模型,并基于 PSCAD/EMTDC 对阻抗模型进行仿真验证。详细分析了锁相环、电流调节器控制参数及滤波器参数对阻抗特性的影响,结果表明:锁相环比例和积分增益对并网逆变器阻抗特性的影响主要在工频附近,而电流调节器比例和积分增益则在次同步和超同步频域均有一定的影响;锁相环和电流调节器积分增益主要影响逆变器工频附近的幅频特性和相频特性;电流调节器比例增益对逆变器正序阻抗特性的影响较大,而锁相环比例增益的影响较小。

关键词:并网逆变器;锁相环;电流调节器;谐波线性化;模型

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.07.016

0 引言

截至 2017 年底,我国风电总装机容量 1.64×10^8 kW,光伏总装机容量 1.3×10^8 kW^[1]。然而,随着光伏并网容量的不断增加,大型光伏电站与交流电网之间的交互作用带来的稳定性问题日益显著^[2-3]。

2015 年 7 月 1 日,我国新疆哈密地区发生了永磁直驱机组并入交流电网次同步振荡事故^[4]。大规模集中式光伏与永磁直驱机组并网接口具有较高的相似性,从交流电网看去,光伏并网系统源、网交互作用与永磁直驱机组并网系统具有较高的一致性。文献[5]记录了实际光伏电站发生的几十到近千赫兹的功率/电流振荡数据,其中某次故障录波数据中,振荡电流中含有 20 Hz/80 Hz 的次同步分量。

三相 LCL 型并网逆变器是大规模光伏电站并网的重要接口元件,直接影响光伏并网系统的稳定运行。目前,现有研究主要采用特征值分析法和阻抗分析法研究光伏并网系统的稳定性^[6-13]。文献[11]针对含逆变器接口的分布式交流系统,综述了基于时域状态空间模型和频域阻抗模型的建模和分析方法,并详细分析了各自的优缺点。

相较于特征值分析法,阻抗分析法由于物理意义明晰并且可基于仿真或实验平台下的阻抗扫描结果进行对比校验,近年来在新能源并网稳定性研究领域得到了广泛应用,也常用于研究光伏并网系统的稳定性^[13]。该方法将逆变器和电网分为独立的子系统,以阻抗的形式表示其端口特性,再基于奈奎斯特稳定性判据来判断系统稳定性^[7-8]。

对于并网逆变器建模,由于电力电子装置具有非线性时变特性,为便于理论分析,一般建立待研究系统的线性化模型^[11-12]。文献[13]推导了单相逆变器的阻抗模型,但其没有推广到三相逆变器系统。对于采用矢量控制的三相交流系统,由于锁相环 PLL(Phase Locked Loop)、电流控制环节、电压控制环节均在同步旋转 dq 坐标系中,因而采用统一的数学表达式描述系统阻抗难度较大。并且,在 dq 坐标系下,采用解耦控制的并网逆变器,其阻抗矩阵为非对角矩阵,需要利用广义奈奎斯特判据对系统稳定性进行分析,进而导致稳定性分析过程较为复杂^[14]。

为了解决并网三相逆变器 dq 坐标系下阻抗耦合问题,文献[15]提出了序阻抗分析法,即采用谐波线性化的方法建立逆变器正、负序阻抗模型。在三相系统参数对称的情况下,正、负序阻抗自然解耦且便于实验测量^[11]。文献[16-17]基于谐波线性化方法,推导了三相逆变器在正、负序下的阻抗解析表达式。但文献[16]采用单 L 滤波器,不符合大规模光伏并网系统广泛采用 LCL 滤波器的实际情况;文献[17]未考虑电流调节器的 dq 轴解耦环节,且未考虑运行工作点对阻抗模型的影响。降阶建模法也可以有效解决阻抗耦合的问题,与谐波线性化不同的是,其阻抗建模在 $\alpha\beta$ 坐标系下进行。文献[18]采用降阶建模的方法,在 $\alpha\beta$ 坐标系下得到了大型光伏并网逆变器的受控电源模型, α 坐标与 β 坐标自然解耦。但其电流控制器采用准比例谐振控制策略,LCL 型滤波器采用有源阻尼策略来实现阻尼,不符合光伏并网逆变器常用控制策略^[17]。

针对现有文献对并网逆变器建模和特性分析的现状,根据大规模光伏电站逆变器结构和控制策略,本文以三相 LCL 型并网逆变器为研究对象,考虑 PLL、电流控制器、LCL 滤波器等环节,同时,考虑电流控制器 dq 轴解耦系数,并计及运行工作点对输出

收稿日期:2018-11-14;修回日期:2019-05-10

基金项目:河北省自然科学基金资助项目(E2017502075);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2018ZD001)
Project supported by Hebei Provincial Natural Science Foundation(E2017502075) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2018ZD001)

阻抗的影响,采用谐波线性化的方法建立三相 LCL 型逆变器等效正、负序阻抗模型。

首先,不考虑 PLL 的影响,将电流控制器进行谐波线性化,并考虑 dq 轴解耦系数,推导三相 LCL 型并网逆变器的正、负序输出阻抗模型;其次,将 PLL 谐波线性化,并考虑运行工作点对输出阻抗的影响,建立三相 LCL 型并网逆变器的正、负序输出阻抗模型;然后,基于 PSCAD/EMTDC 搭建仿真模型,对阻抗模型进行时域仿真验证;最后,详细分析了 PLL、电流调节器控制参数及网侧电感参数对阻抗模型的影响,为后续研究大规模光伏并网系统的稳定性提供理论基础。

1 三相 LCL 型并网逆变器

三相 LCL 型并网逆变器系统框图如图 1 所示。图中, L_1 、 C_f 、 L_2 构成了 LCL 型滤波器; R_d 为滤波电容串联阻尼电阻; Z_g 为电网阻抗; v_{ga} 、 v_{gb} 、 v_{gc} 为电网三相电压; v_a 、 v_b 、 v_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为公共耦合点 PCC (Point of Common Coupling) 处的三相电压和电流; v_{ia} 、 v_{ib} 、 v_{ic} 为逆变器输出电压; i_{ia} 、 i_{ib} 、 i_{ic} 为逆变器输出电流; S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{c1} 、 S_{c2} 为桥臂开关管; V_{dc} 为直流输入电压。

在逆变器控制过程中,测取 PCC 处三相电压,通过 PLL 控制得到 dq 同步旋转坐标系下控制所需的坐标旋转角度 θ_{PLL} ;测取 PCC 处三相电流;经过 dq 变换, dq 轴电流参考值 I_{dref} 、 I_{qref} 和实际值 i_d 、 i_q 的差值通过电流调节器,进而输出逆变器输出电压的参考值 v_{id} 、 v_{iq} ;最后通过 PWM 环节控制逆变器开关管的开断。需要指出的是,电流调节器的参考值 I_{dref} 、 I_{qref} 由电压外环控制器给出,而在系统设计时,电压外环带宽较窄,远小于电流环带宽,响应速度慢,因而在阻抗建模过程中忽略不计^[17]。

为简化分析过程,在建立阻抗模型时,忽略高频

开关过程,不考虑采样延时环节。此外,因为直流侧电容一般较大,直流电压环控制带宽很窄,则直流电压 V_{dc} 在模型中可以简化为定值。不考虑 LCL 型滤波器三相不平衡和并网点电压不平衡的情况,此时正、负序阻抗解耦。

2 并网逆变器输出阻抗模型

2.1 不考虑 PLL 时逆变器输出阻抗模型

首先不考虑 PLL,建立逆变器输出阻抗模型,此时认为锁相角 θ_{PLL} 为给定值。基于图 1 的电路拓扑结构,由对称分量法可得逆变器输出电压、PCC 处电压和电流在 abc 坐标系下的电路方程为:

$$\begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i0} \end{bmatrix} = \left(1 + \frac{L_1 C_f s^2}{C_f R_d s + 1} \right) \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{bmatrix} + \left(sL_1 + sL_2 + \frac{L_1 L_2 C_f s^3}{C_f R_d s + 1} \right) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, v_{i1} 、 v_{i2} 、 v_{i0} 、 v_1 、 v_2 、 v_0 和 i_1 、 i_2 、 i_0 分别为逆变器侧电压、PCC 处电压和电流的正、负、零序分量。由于逆变器系统中没有零序电流通路,系统中不存在零序分量,因而在谐波线性化推导阻抗的过程中只考虑各变量的正、负序分量。

应用谐波线性化的方法进行建模,即假设逆变器的 PCC 处存在特定频率的正、负序电压和电流谐波分量,通过逆变器控制结构等环节建立正、负序电压和电流谐波分量之间的关系,从而得到逆变器的正、负序阻抗解析表达式。由于系统三相对称,则以 a 相为例,此时 PCC 处 a 相电流的时域表达式为:

$$i_a(t) = I_1 \cos(\omega_1 t) + I_p \cos(\omega_p t + \varphi_{ip}) + I_n \cos(\omega_n t + \varphi_{in}) \quad (2)$$

其中, I_1 为电网正序基波电流幅值; I_p 、 I_n 分别为正、负序谐波的电流幅值; ω_1 为基频角频率 (100 π rad/s); ω_p 、 ω_n 分别为正、负序谐波的角频率; φ_{ip} 、 φ_{in} 分别为

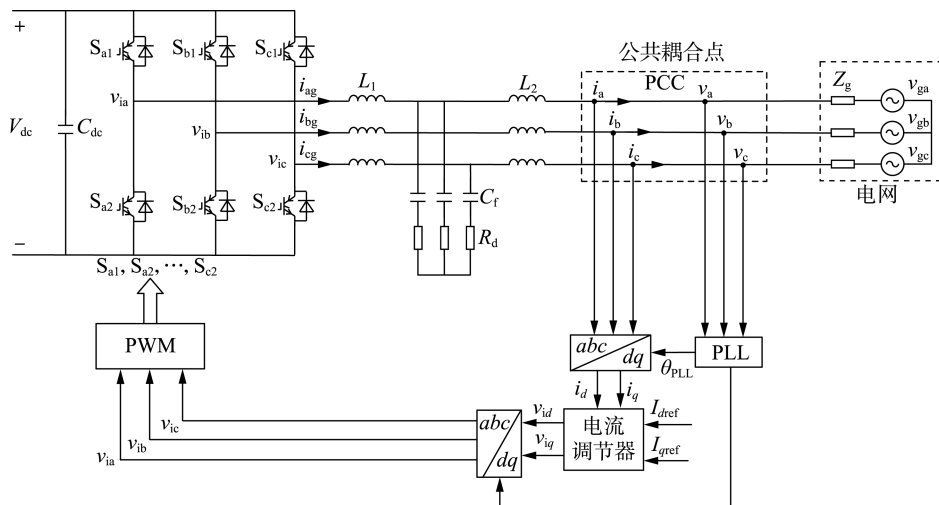


图 1 三相 LCL 型并网逆变器系统框图

Fig.1 Block diagram of three-phase LCL-type grid-connected inverter system

正、负序谐波的初始相角。对并网电流进行坐标变换后得到 $i_d(t)$ 和 $i_q(t)$, 经过傅里叶变换, 得到其频域表达式:

$$\begin{cases} I_d[f] = \begin{cases} I_1 \cos \varphi_{i1} & f=0 \\ \dot{I}_p & f=\pm(f_p-f_1) \\ \dot{I}_n & f=\pm(f_n+f_1) \end{cases} \\ I_q[f] = \begin{cases} I_1 \sin \varphi_{i1} & f=0 \\ \mp j \dot{I}_p & f=\pm(f_p-f_1) \\ \pm j \dot{I}_n & f=\pm(f_n+f_1) \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

其中, φ_{i1} 为正序基波电流初始相位; f_p 、 f_n 分别为正、负序谐波的频率; $\dot{I}_p$ 、 $\dot{I}_n$ 分别为频域中的正、负序谐波电流, 表达式如式(4)所示。

$$\begin{cases} \dot{I}_p = \frac{I_p}{2} [\delta(\omega-2\pi f_p) e^{j\varphi_{ip}} + \delta(\omega+2\pi f_p) e^{j\varphi_{ip}}] \\ \dot{I}_n = \frac{I_n}{2} [\delta(\omega+2\pi f_n) e^{j\varphi_{in}} + \delta(\omega-2\pi f_n) e^{j\varphi_{in}}] \end{cases} \quad (4)$$

通常简写为 $\dot{I}_p = \frac{I_p}{2} e^{\pm j\varphi_{ip}}$, $\dot{I}_n = \frac{I_n}{2} e^{\pm j\varphi_{in}}$, 下文与此相同。

电流调节器(也称为电流环)的控制框图如图 2 所示。图中, K_{dq} 为 dq 轴交叉解耦系数, 可以使 dq 轴基频控制相互解耦; $H_i(s)$ 为比例积分(PI)控制的传递函数, 其表达式为 $H_i(s) = k_{ip} + k_{ii}/s$; v_{id} 和 v_{iq} 为电流调节器输出电压。

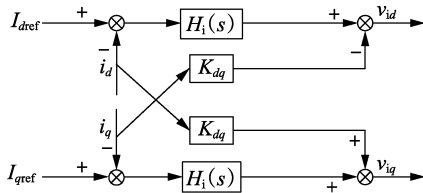


图 2 电流调节器控制框图

Fig.2 Control block diagram of current regulator

在电流调节器的控制中, 对于交流谐波分量, 认为交流谐波指令值为 0; 对于直流分量, 由于积分环节的作用, 认为其在开环传递函数中的增益为无穷大, 因此, 实际正、负序电流分量可以完全跟随正、负序电流给定值, 即 dq 轴指令值和实际值做差为 0, 电流调节器由于积分环节输出一个直流定值以满足额定工作点的需要^[17], 设 d 轴输出直流量为 D_0 , q 轴输出直流量为 Q_0 。此时, PCC 处电流经过电流调节器后的输出电压在频域的表达式见附录中式(A1)和式(A2)。 v_{id} 和 v_{iq} 经过坐标变换和 PWM 控制过程, 得到逆变器输出电压, 以 a 相为例, v_{ia} 在频域的表达式如附录中式(A3)所示, 其中 K_{pwm} 为逆变器电压增益。

最终, 将逆变器输出电压的正、负序分量代入式(1)中, 根据正、负序谐波电压与电流之间的关系,

得到正、负序输出阻抗 $Z_{pp}(s)$ 和 $Z_{nn}(s)$, 如附录中式(A4)和式(A5)所示。

2.2 PLL 的谐波线性化

在实际的逆变器控制中, 三相电压需经过 PLL 对电网电压进行锁相, 为系统提供坐标变换基准。本文采用同步参考坐标系锁相环 SRF-PLL (Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop) 进行建模分析, 其基本框图如图 3 所示。

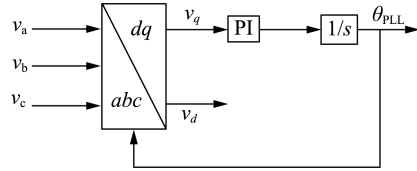


图 3 PLL 基本控制框图

Fig.3 Basic control block diagram of PLL

图 3 中, 电网三相电压经过 dq 变换得到 dq 轴电压 v_d 和 v_q , 通过 PI 控制器将 v_q 调节至 0, 再通过积分环节得到以 d 轴电压定向的坐标旋转角度 θ_{PLL} 。传递函数 $H_{PLL}(s) = \frac{k_{pp} + k_{pi}/s}{s}$, 其中 k_{pp} 、 k_{pi} 分别为 PI 调节器的比例系数和积分系数。

对并网电压进行 dq 变换, 变换矩阵 $T(\theta_{PLL})$ 的表达式见附录中式(A6)。当并网电压存在正、负序谐波时, 锁相得到的角度并不仅仅存在由基频电压得到的正向旋转角 θ_1 , 还包括由谐波电压引起的角度扰动 $\Delta\theta$, 则锁相角可以表示为 $\theta_{PLL} = \theta_1 + \Delta\theta$, 其中 $\theta_1 = 2\pi f_1 t$ 。

由于 $\Delta\theta$ 是因谐波电压引起的, 为小扰动量, 因此有:

$$\begin{aligned} \cos \theta_{PLL} &= \cos \theta_1 \cos \Delta\theta - \sin \theta_1 \sin \Delta\theta \approx \\ &\cos \theta_1 - \Delta\theta \sin \theta_1 \end{aligned} \quad (5)$$

则 $T(\theta_{PLL})$ 可以改写成如下形式:

$$T(\theta_{PLL}) = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta & 0 \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} T(\theta_1) \quad (6)$$

$$T(\theta_1) = \frac{2}{3} \times$$

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - 2\pi/3) & \cos(\theta_1 + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_1 & -\sin(\theta_1 - 2\pi/3) & -\sin(\theta_1 + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

采样 PCC 处三相电压, 以 a 相为例, 其时域表达式为:

$$v_a(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_p \cos(\omega_p t + \varphi_{vp}) + V_n \cos(\omega_n t + \varphi_{vn}) \quad (8)$$

其中, V_1 为电网正序基波电压幅值; V_p 、 V_n 分别为正、负序谐波的电压幅值; φ_{vp} 、 φ_{vn} 分别为正、负序谐波的初始相角。对其进行傅里叶变换, 则 a 相电压在

频域中的表达式如附录中式(A6)所示。其中, $\dot{V}_1 = V_1/2$; $\dot{V}_p = (V_p/2)e^{j\varphi_p}$; $\dot{V}_n = (V_n/2)e^{j\varphi_n}$ 。同理可得到 b 相和 c 相电压的频域表达式。联立解出谐波电压到 $\Delta\theta$ 之间的传递函数为:

$$G_p(s) = (\mp jH_{PLL}(s))/(1+\dot{V}_1H_{PLL}(s)) \quad (9)$$

$$G_n(s) = (\pm jH_{PLL}(s))/(1+\dot{V}_1H_{PLL}(s)) \quad (10)$$

具体推导过程见附录中式(A7)~(A13)。

为了书写方便,令 $F(s) = H_{PLL}(s)/(1+\dot{V}_1H_{PLL}(s))$, 根据 $\Delta\theta$ 在频域中的分量,通过求频域的卷积,可得 $T(\theta_{PLL})$ 中各元素在频域中的表达式。

在卷积计算过程中,忽略频率 $f = \pm(f_p - 2f_1)$ 以及 $f = \pm(f_n + 2f_1)$ 的情况,因为这 2 种频率下无法得到正、负序频率扰动下 PLL 的表达式。同时,卷积带来的频率偏移会反映在传递函数 $F(s)$ 的表达式上。

2.3 考虑 PLL 时逆变器输出阻抗模型

在得到坐标变换矩阵 $T(\theta_{PLL})$ 后,将其应用于其他环节的坐标变换。采样三相并网电流,对其进行 dq 变换得到 $i_d(t)$ 和 $i_q(t)$,其频域表达式分别如下:

$$I_d[f] = \begin{cases} I_1 \cos \varphi_{i1} & f=0 \\ \dot{I}_p \mp j \sin \varphi_{i1} I_1 F(s) \dot{V}_p & f=\pm(f_p - f_1) \\ \dot{I}_n \pm j \sin \varphi_{i1} I_1 F(s) \dot{V}_n & f=\pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (11)$$

$$I_q[f] = \begin{cases} I_1 \sin \varphi_{i1} & f=0 \\ \mp j \dot{I}_p \pm j \cos \varphi_{i1} I_1 F(s) \dot{V}_p & f=\pm(f_p - f_1) \\ \pm j \dot{I}_n \mp j \cos \varphi_{i1} I_1 F(s) \dot{V}_n & f=\pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (12)$$

由式(11)和式(12)可以看出,dq 轴电流的谐波分量不仅与谐波电流 $\dot{I}_p$ 和 $\dot{I}_n$ 有关,还与由 PLL 带来的电压谐波分量 $\dot{V}_p$ 和 $\dot{V}_n$ 有关。这说明 PLL 相当于给整个系统带来了一定的电压前馈的作用。

$i_d(t)$ 和 $i_q(t)$ 经过图 2 所示的电流调节器的控制,可得 dq 轴输出电压 v_{id} 和 v_{iq} ,再经过坐标变换和调制过程,可得逆变器输出电压。以 a 相为例, v_{ia} 的频域表达式如附录中式(A14)所示。其中, I_1^* 为基频电流分量的共轭。由式(A14)可以看出,谐波分量与电流调节器的直流输出量 D_0 和 Q_0 有关,而 D_0 和 Q_0 与并网逆变器在正序基频下的额定运行工作点有关,因此可以通过计算工作点(工频下)来求出 D_0 和 Q_0 。将 v_{ia} 的基频正序分量代入式(1)中,列出正序等式,由此可以解出 D_0 和 Q_0 ,分别如附录中式(A15)和式(A16)所示。

在得到直流输出量 D_0 和 Q_0 的表达式后,由式(1)推导正、负序电压谐波与电流谐波之间的关系,得到三相并网逆变器正、负序输出阻抗 $Z_{pp}(s)$ 和 $Z_{nn}(s)$,分别如附录中式(A17)和式(A18)所示。

由阻抗解析表达式可知,逆变器输出阻抗特性不仅与其电流环参数以及受控电路的结构有关,还与 PLL 参数、电路参数和稳态工作点有关。对比加

入 PLL 前后逆变器正、负序输出阻抗可知,考虑 PLL 的影响后,逆变器输出阻抗的分母多出了一项表达式。这是由于加入 PLL 后,电网电压至电流控制回路中多出一条并联反馈回路,其不仅使电网电压可影响电流环控制回路,还会使 PLL 成为电流环控制回路的组成部分,进而影响逆变器的稳定性。

考虑 PLL 后,对比正序阻抗和负序阻抗的表达式可以发现,两者差别主要在频率部分。由于电流控制器的传递函数是在 dq 轴起作用,对于 abc 坐标系下频率为 f 的正、负序分量,在 dq 轴坐标系下则分别为频率 $f-f_1$ 和 $f+f_1$ 的分量。因此电流调节器对正、负序分量的作用不同,反映在阻抗解析表达式中即为频率偏移的形式。类似地,由于 PLL 中也含有 dq 轴的 PI 调节器,因而对于不同相序的谐波作用也不同,于是造成了解析表达式上的频率偏移。

3 逆变器输出阻抗模型仿真验证

为了验证解析序阻抗的正确性,基于 PSCAD/EMTDC,按照图 1 所示的框图搭建仿真模型。在系统中,PLL、电流调节器等环节的具体控制策略参考上文的内容。在测量过程中,在 a 相 PCC 处注入特定频率的电压小信号谐波 $\hat{v}_a$,同时测量 PCC 处三相对应频率的电流小信号谐波 $\hat{i}_a$ 、 $\hat{i}_b$ 、 $\hat{i}_c$ 和其他两相的电压小信号谐波分量 $\hat{v}_b$ 、 $\hat{v}_c$,通过 PSCAD/EMTDC 中的 FFT 模块得到正、负序电压和电流谐波分量,最后通过计算即可得到逆变器正、负序输出阻抗的仿真结果。仿真中使用的 FFT 模块如附录中图 A1 所示,逆变器系统的基本参数如下^[31]:正序电压幅值 $V_1 = 0.5$ V,额定电流幅值 $I_1 = 0.7$ A,额定电流相位 $\varphi_{i1} = 0$,逆变侧电感 $L_1 = 1.5$ mH,网侧电感 $L_2 = 0.2$ mH,阻尼电阻 $R_d = 1.7$ Ω ,滤波电容 $C_f = 6.8$ μ F,交叉解耦系数 $K_{dq} = 1.256$,PLL 参数 $k_{pp} = 0.2$ 、 $k_{pi} = 50$,电流环参数 $k_{ip} = 1$ 、 $k_{ii} = 10$ 。

利用 MATLAB 编程可以得到阻抗解析表达式在全频域的波特图如图 4 所示。由图可知,正序和负序阻抗的整体特性较为一致,尤其是在高频段;但是,正序阻抗在工频附近存在下沉点,这是 PLL 以

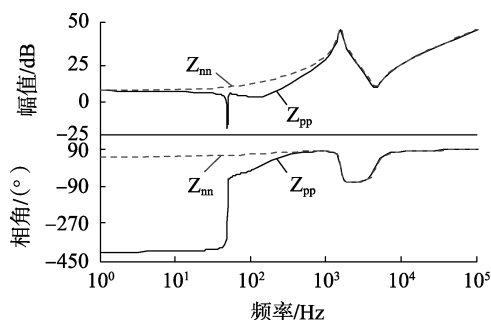


图 4 正、负序阻抗波特图

Fig.4 Bode diagram of positive and negative sequence impedance

及电流环作用的结果,后续会着重分析;负序阻抗在工频附近几乎是均匀增加的。

为了后续研究光伏并网系统的次同步振荡问题,取 10~250 Hz 的频率范围进行仿真验证。正、负序阻抗的仿真结果如图 5 所示。由图可知:仿真结果与理论曲线趋势基本吻合,验证了逆变器正、负序阻抗模型的正确性。因此,后续研究中将采用正、负序阻抗的解析模型。

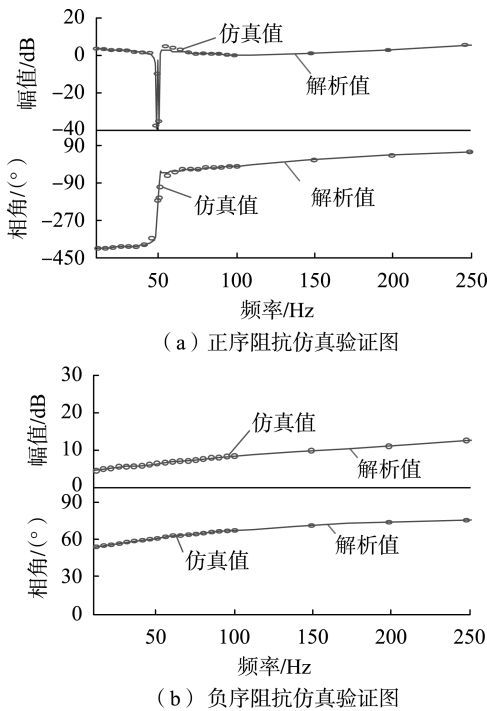


图 5 正、负序阻抗仿真验证图

Fig.5 Simulation verification diagram of positive and negative sequence impedance

4 各参数对逆变器输出阻抗特性的影响

4.1 PLL 与电流环控制参数

基于第 3 节中的序阻抗解析模型,本节研究各参数变化对逆变器输出阻抗的影响。由于负序阻抗受参数变化的影响不大,因此本节主要分析参数变化时正序阻抗的变化。图 6 和图 7 分别为 PLL 和电流环参数变化时,逆变器输出阻抗波特图的变化情况。

图 6(a)中,当 PLL 比例增益由 1 增加到 100 倍时,由相频特性曲线可以看出,在次同步频域内,随着比例增益的增加,正序阻抗的相位逐渐增加了几十度,相频特性曲线进入容性相角区域($-180^\circ \sim 0^\circ$)的部分增多,因此发生次同步频率振荡的风险变大。而在超同步频率范围内,随着比例增益的增加,相频特性曲线进入容性相角区域的部分减少。

由图 6(b)的相频特性曲线可以发现,在次同步频域内,随着 PLL 积分增益的增加,正序阻抗呈现容性的频段逐渐减少,但角度变化范围基本不变;且

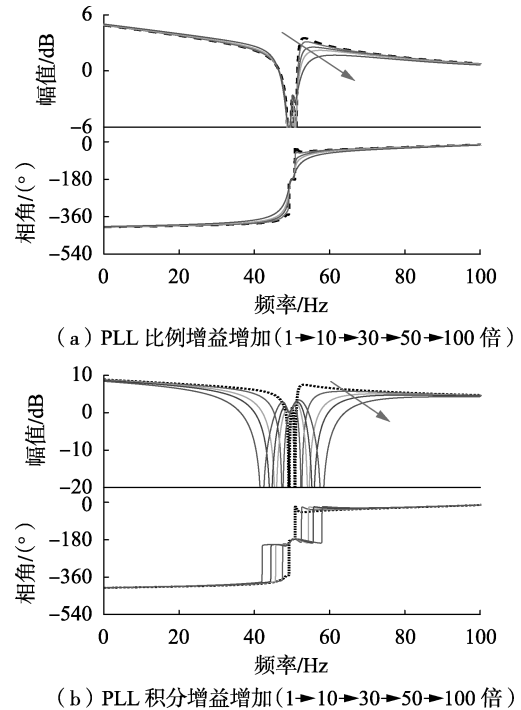


图 6 不同 PLL 参数下并网逆变器正序阻抗的波特图

Fig.6 Bode diagrams of positive sequence impedance of grid-connected inverter with different PLL parameters

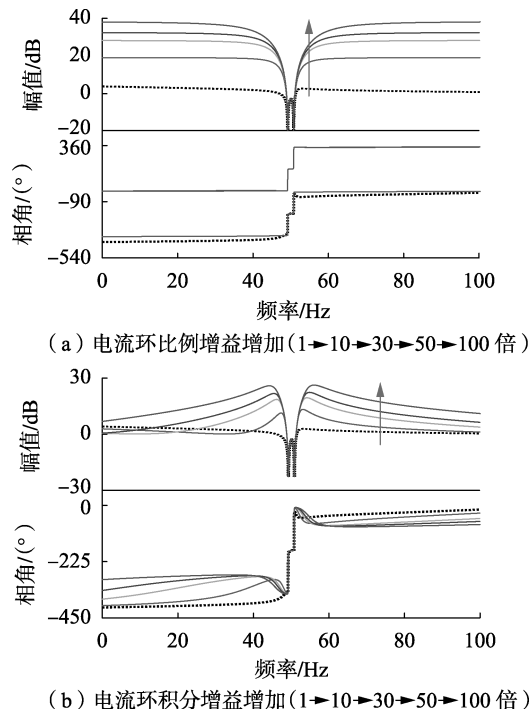


图 7 不同电流环参数下并网逆变器正序阻抗的波特图

Fig.7 Bode diagrams of positive sequence impedance of grid-connected inverter with different current loop parameters

在工频前后 10 Hz 的频率区间内,随着积分增益的增加,相频特性曲线进入容性相角区域的部分逐渐增加。

由图 7(a)的相频特性曲线可以发现,在次同步频率范围内,随着电流环比例增益的增加,曲线逐渐上移,正序阻抗呈现的容性逐渐减弱,而当比例增益

增加到 100 倍时,曲线上移到 0° ,此时正序阻抗呈现出纯电阻特性。在超同步频率范围内,可以得出相似的结论,当比例增益增加到 100 倍时,曲线上移到 360° ,此时正序阻抗也呈现出纯电阻特性。因此,增加电流环比例增益参数可以降低次同步频率振荡发生的风险。换言之,降低电流环比例增益参数会增加次同步频率振荡发生的风险。

由图 7(b) 的相频特性曲线可以发现,在次同步频率范围内,随着电流环积分增益的增加,曲线也有逐渐上移的趋势,正序阻抗呈现的容性逐渐减弱,感性增强。而当积分增益增加到 100 倍时,曲线接近 -270° ,此时正序阻抗呈现出纯电感性。因此,增加电流环积分增益参数可以降低次同步频率振荡发生的风险。在超同步频率范围内,现象恰恰相反,即随着电流环积分增益的增加,曲线逐渐下移,逆变器等效正序阻抗的容性逐渐增强。当积分增益增加到 100 倍时,曲线下移到 -90° ,此时正序阻抗呈现出纯电容特性。因此,增加电流环积分增益参数会增加超同步频率振荡发生的风险。

因此,当光伏并网逆变器在次同步频域(以及可以耦合出次同步分量的超同步频域)呈现出容抗特性时,若光伏电站接入感性的交流电网,则并网系统可能存在电气谐振点。在一定的条件下,例如 PLL 或者电流环参数不合理,可能导致上述电气谐振点处的相位裕度较小,则光伏电站存在与电网发生次同步振荡的风险。

4.2 LCL 型滤波器参数

在低频段,输出阻抗的幅值和相位主要由 PLL 参数决定。而在 100 Hz 以上的高频段,PLL 的影响逐渐减小,LCL 型滤波器和电流环参数占据主导地位,LCL 型滤波器参数决定了阻抗模型中谐振峰的频率。图 8 反映了网侧电感 L_2 参数变化时正序阻抗特性的变化。

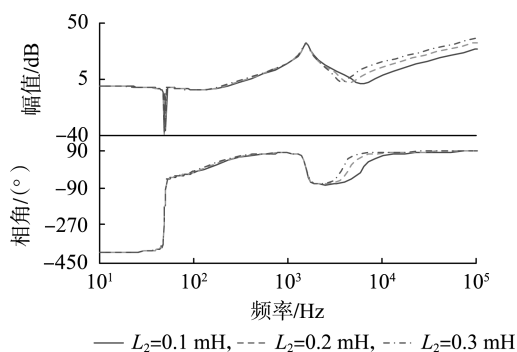


图 8 不同 L_2 参数下逆变器正序阻抗特性

Fig.8 Positive sequence impedance characteristics of inverter under different L_2 parameters

由图可知, L_2 主要影响高频段阻抗模型的下谐振峰频率。在 10 kHz 以上频段,输出阻抗基本表现为 LCL 型滤波器中网侧电感 L_2 的阻抗特性:幅值呈

现 20 dB/(°) 增长,同时相角逐渐接近 90° 。

5 结论

本文采用谐波线性化的方法,考虑 PLL、电流控制器、LCL 型滤波器等环节,电流控制器加入 dq 轴解耦系数,并考虑运行工作点对输出阻抗的影响,对 LCL 型并网逆变器建立了正、负序阻抗模型。基于 PSCAD/EMTDC 的时域仿真进行了模型验证,得到如下结论:

(1) PLL 比例增益和积分增益在一定的范围内主要影响并网逆变器工频附近 (± 10 Hz) 的阻抗特性,电流环比例增益和积分增益对并网逆变器次同步和超同步频率的阻抗特性均有一定的影响;

(2) PLL 和电流环积分环节主要影响工频附近的幅频特性和相频特性,进而影响正序阻抗是呈现电感还是电容特性;

(3) PLL 比例增益对逆变器正序阻抗特性的影响较小,而电流环比例增益对逆变器正序阻抗具有较显著的影响,主要表现为对幅频特性曲线的平移以及使阻抗特性接近电阻特性;

(4) 在 10 kHz 以上频段,输出阻抗基本表现为 LCL 型滤波器中网侧电感 L_2 的阻抗特性,即幅值呈现 20 dB/(°) 增长,同时相角逐渐接近 90° 。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 电力规划设计总院, 电力工程造价与定额管理总站, 水电水利规划设计总院. 中国电力技术经济发展研究报告: 2017 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2018: 42-48.
- [2] 方刚, 杨勇, 卢进军, 等. 三相光伏并网逆变器电网高阻抗谐振抑制方法 [J]. 电力自动化设备, 2018, 38(2): 109-116.
FANG Gang, YANG Yong, LU Jinjun, et al. Resonance suppression method of high impedance power grid for three-phase photovoltaic grid-connected inverters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(2): 109-116.
- [3] 周林, 龙崑平, 张密, 等. 带 LCL 滤波器的单相并网逆变器低频振荡现象分析 [J]. 电力自动化设备, 2014, 34(1): 67-71.
ZHOU Lin, LONG Yanping, ZHANG Mi, et al. Analysis of low frequency oscillation in single-phase grid-connected inverter with LCL filter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 67-71.
- [4] LIU H, XIE X, HE J, et al. Subsynchronous interaction between direct-drive PMSG based wind farms and weak AC networks [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(6): 4708-4720.
- [5] LI C. Unstable operation of photovoltaic inverter from field experiences [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(2): 1013-1015.
- [6] SUN J, BING Z H, KARIMI K J. Input impedance modeling of multipulse rectifiers by harmonic linearization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2812-2820.
- [7] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.

- [8] CHEN X, SUN J. Characterization of inverter-grid interactions using a hardware-in-the-loop system test-bed [C] // 8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia. Jeju, South Korea; IEEE, 2011; 2180-2187.
- [9] 周林, 张密. 大型光伏电站谐振现象分析 [J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6): 8-14.
ZHOU Lin, ZHANG Mi. Analysis of resonance phenomenon in large-scale photovoltaic power plant [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 8-14.
- [10] 韩刚, 蔡旭. 虚拟同步发电机输出阻抗建模与弱电网适应性研究 [J]. 电力自动化设备, 2017, 37(12): 116-122.
HAN Gang, CAI Xu. Output impedance modeling of virtual synchronous generator and its adaptability study in a weak grid [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12): 116-122.
- [11] SUN J. Small-signal methods for electric ship power systems [C] // 2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium. Baltimore, MD, USA; IEEE, 2009; 44-52.
- [12] SUN J. Small-signal methods for AC distributed power systems—a review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2545-2554.
- [13] 陈新, 张畅, 王赞程. 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.
- [14] CESPEDES M, SUN J. Methods for stability analysis of unbalanced three-phase systems [C] // 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA; IEEE, 2012; 3090-3097.
- [15] SUN J, KARIMI K J. Small-signal input impedance modeling of line-frequency rectifiers [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(4): 1489-1497.
- [16] 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.
- [17] 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, 6033.
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, 6033.
- [18] 周林, 张密, 居秀丽, 等. 电网阻抗对大型并网光伏系统稳定性影响分析 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(34): 34-41, 9.
ZHOU Lin, ZHANG Mi, JU Xiuli, et al. Stability analysis of large-scale photovoltaic plants due to grid impedances [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(34): 34-41, 9.
- [19] 杨洪雨. 双馈异步发电机系统阻抗建模及稳定性分析 [D]. 杭州: 浙江大学, 2016.
YANG Hongyu. The impedance modeling and stability analysis of doubly fed induction generator system [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2016.

作者简介:



李奕欣

李奕欣 (1993—), 女, 河北保定人, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统稳定分析与控制 (E-mail: 406660519@qq.com);

赵书强 (1964—), 男, 河北衡水人, 教授, 博士研究生导师, 博士, 通信作者, 主要研究方向为电力系统分析与控制 (E-mail: ZSQDL@163.com)。

Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type grid-connected inverters

LI Yixin, ZHAO Shuqiang, MA Yanfeng, LI Ren, WANG Yang

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: Considering the PLL (Phase Locked Loop), current regulator (including dq -axis decoupling coefficient), LCL filter, etc., and taking into account the operating point, the positive and negative sequence impedance models of three-phase LCL grid-connected inverter are established by harmonic linearization method and verified by PSCAD/EMTDC. The effects of the control parameters of PLL, current regulator and filter on impedance characteristics are analyzed in detail. The results show that the influence of the proportional and integral gains of PLL on the impedance characteristics of grid-connected inverter is mainly in the vicinity of the base frequency, and the proportional and integral gains of current regulator have certain influence in the sub synchronous and super synchronous frequency domains. The integral gains of PLL and current loop mainly affect the amplitude-frequency characteristics and phase-frequency characteristics of inverter near the base frequency. The proportional gain of current regulator has a great influence on the positive sequence impedance characteristics of inverter, while the proportional gain of PLL has less influence.

Key words: grid-connected inverter; phase locked loops; current regulator; harmonic linearization; models

附录

$$v_{id}[f] = \begin{cases} -K_{dq}I_1 \sin \varphi_{i1} + D_0 & f = 0 \\ \dot{I}_p(-H_i(s) \pm jK_{dq}) & f = \pm(f_p - f_1) \\ \dot{I}_n(-H_i(s) \mp jK_{dq}) & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (A1)$$

$$v_{iq}[f] = \begin{cases} K_{dq}I_1 \cos \varphi_{i1} + Q_0 & f = 0 \\ \dot{I}_p(\pm jH_i(s) + K_{dq}) & f = \pm(f_p - f_1) \\ \dot{I}_n(\mp jH_i(s) + K_{dq}) & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (A2)$$

$$v_{ia}[f] = \begin{cases} \frac{1}{2}K_{pwm}(-K_{dq}I_1 \sin \varphi_{i1} + D_0) \pm \frac{1}{2}jK_{pwm}(K_{dq}I_1 \cos \varphi_{i1} + Q_0) & f = \pm f_1 \\ \dot{I}_p K_{pwm}(-H_i(s \mp j2\pi f_1) \pm jK_{dq}) & f = \pm f_p \\ \dot{I}_n K_{pwm}(-H_i(s \pm j2\pi f_1) \mp jK_{dq}) & f = \pm f_n \end{cases} \quad (A3)$$

$$Z_{pp}(s) = \frac{\left(sL_1 + sL_2 + \frac{L_1 L_2 C_f s^3}{C_f R_d s + 1} \right) - (-H_i(s \mp j2\pi f_1) \pm jK_{dq})K_{pwm}}{1 + L_1 C_f s^2 / (C_f R_d s + 1)} \quad (A4)$$

$$Z_{nn}(s) = \frac{\left(sL_1 + sL_2 + \frac{L_1 L_2 C_f s^3}{C_f R_d s + 1} \right) - (-H_i(s \pm j2\pi f_1) \mp jK_{dq})K_{pwm}}{1 + L_1 C_f s^2 / (C_f R_d s + 1)} \quad (A5)$$

$$T(\theta_{PLL}) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{PLL} & \cos(\theta_{PLL} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{PLL} + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_{PLL} & -\sin(\theta_{PLL} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{PLL} + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (A6)$$

$$v_a[f] = \begin{cases} \dot{V}_1 & f = \pm f_1 \\ \dot{V}_p & f = \pm f_p \\ \dot{V}_n & f = \pm f_n \end{cases} \quad (A7)$$

在对三相电压进行 dq 变换时，先让其与矩阵 $T(\theta_1)$ 相乘，得到 $\Delta\theta=0$ 时的 dq 轴电压分量，即：

$$V_{dv}[f] = \begin{cases} \dot{V}_1 & f = 0 \\ \dot{V}_p & f = \pm(f_p - f_1) \\ \dot{V}_n & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (A8)$$

$$V_{qv}[f] = \begin{cases} \mp j\dot{V}_p & f = \pm(f_p - f_1) \\ \pm j\dot{V}_n & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (A9)$$

当考虑 $\Delta\theta$ 时，由于 $\Delta\theta$ 为小扰动量，则由式(6)可得：

$$v_q = -\Delta\theta v_{dv} + v_{qv} \quad (A10)$$

设在频域中由谐波电压到 $\Delta\theta$ 之间可由传递函数得到，即：

$$\Delta\theta[f] = \begin{cases} G_p(s)\dot{V}_p & f = \pm(f_p - f_1) \\ G_n(s)\dot{V}_n & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (A11)$$

根据式(A10)可以得到：

$$v_q[f] = \begin{cases} (-G_p(s)\dot{V}_1 \mp j)\dot{V}_p & f = \pm(f_p - f_1) \\ (-G_n(s)\dot{V} \pm j)\dot{V}_n & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (A12)$$

同时可以从 PLL 基本框图中得出：

$$\Delta\theta[f] = H_{\text{PLL}}(s)v_q[f] \quad (A13)$$

$$v_{ia}[f] = \begin{cases} \frac{1}{2}K_{\text{pwm}}(-K_{dq}I_1 \sin \varphi_{i1} + D_0) \pm \frac{1}{2}jK_{\text{pwm}}(K_{dq}I_1 \cos \varphi_{i1} + Q_0) & f = \pm f_1 \\ F(s \mp j2\pi f_1)V_p K_{\text{pwm}} \left(I_1 H_i(s \mp j2\pi f_1) + \frac{1}{2}D_0 \pm j\frac{1}{2}Q_0 \right) + I_p K_{\text{pwm}}(-H_i(s \mp j2\pi f_1) \pm jK_{dq}) & f = \pm f_p \\ F(s \pm j2\pi f_1)V_n K_{\text{pwm}} \left(I_1^* H_i(s \pm j2\pi f_1) + \frac{1}{2}D_0 \mp j\frac{1}{2}Q_0 \right) + I_n K_{\text{pwm}}(-H_i(s \pm j2\pi f_1) \mp jK_{dq}) & f = \pm f_n \end{cases} \quad (A14)$$

$$D_0 = K_{dq}I_1 K_{\text{pwm}} \sin \varphi_{i1} - \left(\omega_1 L_1 + \omega_1 L_2 - \frac{L_1 L_2 C_f \omega_1^2}{C_f^2 R_d^2 \omega_1^2 + 1} \right) I_1 \sin \varphi_{i1} K_{\text{pwm}} + \left(1 - \frac{L_1 C_f \omega_1^2}{C_f^2 R_d^2 \omega_1^2 + 1} \right) V_1 - I_1 \cos \varphi_{i1} K_{\text{pwm}} \frac{L_1 L_2 C_f^2 R_d \omega_1^3}{C_f^2 R_d^2 \omega_1^2 + 1} \quad (A15)$$

$$Q_0 = -K_{dq}I_1 K_{\text{pwm}} \cos \varphi_{i1} + \left(\omega_1 L_1 + \omega_1 L_2 - \frac{L_1 L_2 C_f \omega_1^2}{C_f^2 R_d^2 \omega_1^2 + 1} \right) I_1 \cos \varphi_{i1} K_{\text{pwm}} + \frac{L_1 C_f R_d \omega_1^3}{C_f^2 R_d^2 \omega_1^2 + 1} V_1 - I_1 \sin \varphi_{i1} K_{\text{pwm}} \frac{L_1 L_2 C_f^2 R_d \omega_1^3}{C_f^2 R_d^2 \omega_1^2 + 1} \quad (A16)$$

$$Z_{pp} = \frac{\left(sL_1 + sL_2 + \frac{L_1 L_2 C_f s^3}{C_f R_d s + 1} \right) - K_{\text{pwm}}(-H_i(s \mp j2\pi f_1) \pm jK_{dq})}{\left(1 + \frac{L_1 C_f s^2}{C_f R_d s + 1} \right) - F(s \mp j2\pi f_1) \cdot \left(K_{\text{pwm}} I_1 H_i(s \mp j2\pi f_1) + \frac{1}{2}D_0 \pm j\frac{1}{2}Q_0 \right)} \quad (A17)$$

$$Z_{nn} = \frac{\left(sL_1 + sL_2 + \frac{L_1 L_2 C_f s^3}{C_f R_d s + 1} \right) - K_{\text{pwm}}(-H_i(s \pm j2\pi f_1) \mp jK_{dq})}{\left(1 + \frac{L_1 C_f s^2}{C_f R_d s + 1} \right) - F(s \pm j2\pi f_1) \cdot \left(K_{\text{pwm}} I_1^* H_i(s \pm j2\pi f_1) + \frac{1}{2}D_0 \mp j\frac{1}{2}Q_0 \right)} \quad (A18)$$

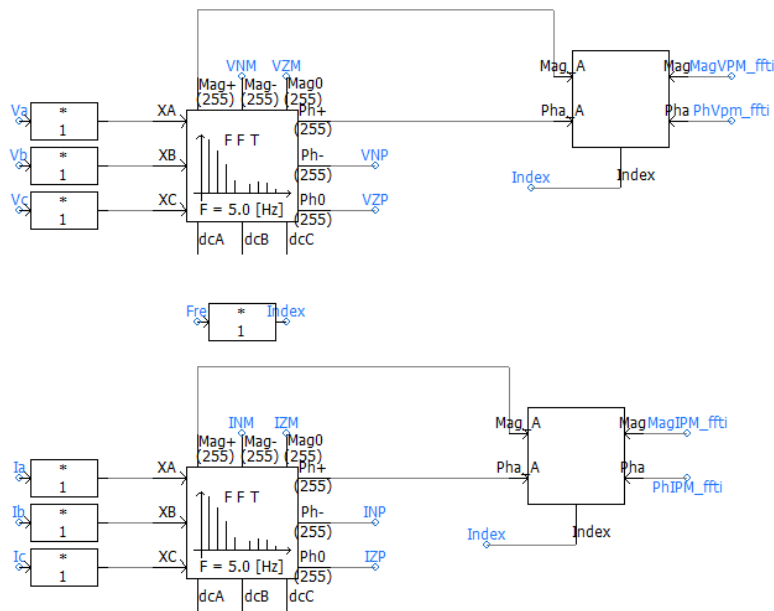


图 A1 FFT 模块示意图

Fig.A1 Sketch of FFT module