DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20201815

基于动态相量扰动量的光伏并网系统间谐波分析模型

钟 庆,罗擎天,王 钢,汪隆君 (华南理工大学电力学院,广州510640)

摘 要:为解决传统序分量动态相量法用于间谐波分析时模型阶数过高、求解困难的问题,建立了基于动态相量 扰动量的光伏并网系统间谐波分析模型。首先,利用含有间谐波分量的周期信号动态相量计算结果,定义了动态 相量扰动量和序分量动态相量扰动量;之后,在已知待分析间谐波频率的前提下,推导了含间谐波的光伏并网系 统序分量动态相量模型,并利用线性叠加原理形成了动态相量扰动量模型,用于描述间谐波分量在换流器交直流 侧的相互作用关系;然后,通过求取稳态运行点,求解动态相量扰动量模型,获得了间谐波分量的计算结果;最 后,通过理论计算与仿真结果对比,验证了该模型的有效性。研究结果表明:所提模型能实现光伏并网系统的间 谐波分析,降低了分析模型的阶数。所提模型简化了间谐波分析计算,为进行间谐波发射特性分析和抑制策略研 究奠定了基础。

关键词:光伏并网系统;电能质量;间谐波;动态相量;动态相量扰动量;序分量动态相量扰动量

Interharmonic Analysis Model for Grid-connected PV System Based on Dynamic Phasor Disturbances

ZHONG Qing, LUO Qingtian, WANG Gang, WANG Longjun

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: To solve the problem that the model order is too high and difficult to solve when the traditional dynamic phasor sequence components (DPSCs) method is used for interharmonic analysis, we establish a grid-connected PV system model for interharmonic analysis based on dynamic phasor disturbances (DPDs). First, we deduce the dynamic phasor of a signal including interharmonic components, and define DPDs and dynamic phasor sequence components disturbances (DPSCDs). According to the known frequencies of interharmonics, DPSCs model is derived containing interharmonics from which the DPDs model is established based on superposition principle. DPDs model is used to represent the interharmonic interaction between AC and DC sides of the converter. Then, by calculating the steady-state operating point and solving the DPDs model, the calculation results of interharmonic components are obtained. Finally, the theoretical calculation results and simulation ones are compared to verify the validity of the model. The results show that the proposed model can be used to realize the interharmonic analysis of PV grid-connected system and order reduction. This model simplifies the calculation of interharmonic analysis and lays the foundation for the analysis of interharmonic emission characteristics and interharmonic suppression of grid-connected PV system.

Key words: grid-connected PV system; power quality; interharmonic; dynamic phasor; dynamic phasor disturbances; dynamic phasor sequence components disturbances

0 引言

大规模光伏并网给电网安全稳定运行带来了 诸多挑战,如电能质量问题^[1-5]。随着光伏并网比例 的不断增加,其产生的间谐波问题已经引起了广泛 关注^[6-8]。光伏并网系统产生的间谐波可能会导致网 络中谐波被放大、保护意外动作、闪变值超标等问 题^[9-11]。尤其是次同步频段的间谐波较为显著时, 甚至可能与邻近发电机轴系机械振荡相互作用,进 而诱发次同步振荡问题^[12]。因此,建立光伏并网系 统的间谐波分析模型,分析光伏并网系统的间谐波 发射特性,对解决光伏并网系统带来的间谐波问题 具有重要意义。

目前,光伏系统产生间谐波的来源可归结为如下2种:

基金资助项目: 广东省自然科学基金(2021A1515012087)。

Project supported by Natural Science Foundation of Guangdong Province (2021A1515012087).

¹⁾ 光伏并网系统本身的工作特性将产生间谐 波。其一,光照度与温度的变化会导致光伏出力发

生变化,从而在电网中产生间谐波^[13-14]。其二,光 伏并网系统采用的最大功率跟踪(maximum power point tracking, MPPT)策略会导致直流电压指令值 波动,该波动值经过逆变器交直流侧谐波/间谐波相 互作用会在电网中产生丰富的间谐波电流^[8]。

2)电网电压中存在背景间谐波,使得光伏逆 变器发射间谐波电流。电力系统中存在大量变频调 速器类及带波动性负载的感应电动机等间谐波 源^[15-17],这些间谐波源在正常运行时会向电网注入 大量间谐波电流,从而使系统产生电压波形畸变。 因此,光伏并网点处的电压背景间谐波会导致其向 电网注入间谐波电流。

现有的间谐波分析一般采用实验测试和数学 建模分析等方法开展。文献[6-8]通过实验测试指出 了光伏并网系统交直流侧的扰动都会使其发射间谐 波电流,为数学建模分析提供了基础。文献[18]从 直流电压的扰动出发,建立了光伏逆变器的间谐波 电流数学解析模型,研究了间谐波的传播和变化规 律; 文献[19]推导了由 MPPT 周期性扰动引起的间 谐波分析模型,定性分析了 MPPT 控制参数对间谐 波发射特性的影响;但上述2篇文献均未考虑光伏 电池模型对间谐波发射特性的影响。文献[20]考虑 了光伏电池的数学模型,并讨论了不同光照、温度 对光伏逆变器间谐波电流发射特性的影响,但由于 间谐波分量的存在,控制器中的 dq 变换无法完全实 现解耦, 忽略 q 轴间谐波分量的影响将会带来分析 误差。上述间谐波分析模型都考虑了直流电压指令 值扰动造成的间谐波发射特性。而在实际工程中, 系统电压畸变的情况非常普遍,因此电压背景间谐 波对光伏并网系统间谐波发射特性的影响也需要考 虑。CIGRE/CIRED 联合工作组 C4.24 在 2018 年的 工作报告中也指出,一个合适的谐波/间谐波分析模 型需要计及电压背景谐波/间谐波的影响[21]。为了建 立交直流侧扰动下能够用于计算光伏并网系统间谐 波电流的数学模型,可使用修正谐波域[22]或者是传 统动态相量法[23-25]。由文献[22]可知,为了满足间 谐波分析的需要,可以降低动态相量的基频,但是 当分析的间谐波频率分辨率较小时,需要更高阶的 数学模型,因此该方法一般用于分析电力电子系统 中的交直流侧谐波/间谐波相互作用规律[24]。但如果 要分析主电路参数、控制参数等对光伏并网系统间 谐波发射特性的影响,则模型阶数过高会导致耦合 度过强,从而使得求解困难。

为此,本文首先以工频为基频,推导了包含间 谐波分量信号的动态相量计算结果,将计算结果中 的波动量定义为动态相量扰动量,并进一步定义了 序分量动态相量扰动量。然后,在已知待分析的交 直流侧间谐波频率的条件下,基于线性叠加原理, 用传统序分量动态相量模型描述交流侧电流基波与 直流侧电压直流分量的相互作用,用动态相量扰动 量模型描述间谐波的交直流侧相互作用关系,实现 间谐波分析模型的降阶。接着,给出了间谐波分析 模型的求解流程,将传统序分量动态相量模型用于 求取稳态运行点,并利用动态相量扰动量模型求取 间谐波。最后,在直流电压指令值变化以及系统存 在电压背景间谐波的情况下,对光伏并网系统进行 仿真实验,以验证所提模型的有效性。

1 动态相量扰动量和序分量动态相量扰动量

1.1 动态相量扰动量

根据动态相量的定义^[26],当某一周期信号 x(t)不包含间谐波时,其k阶动态相量 $\langle X \rangle_k$ 为常相量 X_k ,即k次谐波的动态相量,如式(1)所示:

 $\left\langle \boldsymbol{X} \right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{k} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^{t} A_{k} \sin\left(k\omega_{s}t + \boldsymbol{\psi}_{k}\right) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\omega_{s}\tau} \mathrm{d}\tau \quad (1)$

式中: a_s 为信号的基波角频率; T为基波对应的周期; A_k 、 ψ_k 分别为 k 次谐波的幅值和相角。

当 *x*(*t*)含有角频率为*ω*(*z*=1, 2, …)的间谐波分量时,即

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \sin(k\omega_s t + \psi_k) + A_z \sin(\omega_z t + \psi_z)$$
(2)

式中: A_z 、 ψ_z 分别为间谐波分量幅值和相角,其 k 阶动态相量为

$$\left\langle \boldsymbol{X} \right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{k} + \frac{jA_{z}\sin\frac{\omega_{z}T}{2}}{(k\omega_{s} - \omega_{z})T} e^{j\left(\psi_{z} - \frac{\omega_{z}T}{2}\right)} e^{-j(k\omega_{s} - \omega_{z})t} + \frac{jA_{z}\sin\frac{\omega_{z}T}{2}}{(k\omega_{s} + \omega_{z})T} e^{-j\left(\psi_{z} - \frac{\omega_{z}T}{2}\right)} e^{-j(k\omega_{s} + \omega_{z})t}$$
(3)

(*X*)*k* 中除包含常相量 *Xk* 外,还包含角频率为
 (*kax*±*ax*)的 2 个波动量。定义这 2 个波动量为 *x*(*t*)
 的 *k* 阶动态相量扰动量,如式(4)和式(5)所示:

$$\Delta \mathbf{x}_{(k\omega_{s}-\omega_{z})} = \frac{jA_{z}\sin\frac{\omega_{z}T}{2}}{(k\omega_{s}-\omega_{z})T} e^{j\left(\psi_{z}-\frac{\omega_{z}T}{2}\right)} e^{-j(k\omega_{s}-\omega_{z})t} \quad (4)$$

$$\Delta \mathbf{x}_{(k\omega_{s}+\omega_{z})} = \frac{jA_{z}\sin\frac{\omega_{z}T}{2}}{(k\omega_{s}+\omega_{z})T} e^{-j\left(\psi_{z}-\frac{\omega_{z}T}{2}\right)} e^{-j(k\omega_{s}+\omega_{z})t}$$
(5)

1179

此时, $\langle X \rangle_k$ 可描述为 X_k 和动态相量扰动量 $\Delta \mathbf{x}_{(ko_s-o_2)}$ 、 $\Delta \mathbf{x}_{(ko_s+o_2)}$ 之和,如式(6)所示

$$\left\langle \boldsymbol{X}\right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{k} + \Delta \boldsymbol{x}_{\left(k\omega_{s}-\omega_{z}\right)} + \Delta \boldsymbol{x}_{\left(k\omega_{s}+\omega_{z}\right)} \tag{6}$$

值得注意的是,当 k=0 时, $\langle X \rangle_0$ 仅为 x(t)的直 流分量 X_0 与一个角频率为 α 的扰动量 $\Delta x_{(\alpha_z)}$ 之和, 其表达式为

$$\left\langle \boldsymbol{X}\right\rangle_{0} = \boldsymbol{X}_{0} + \Delta \boldsymbol{x}_{(\boldsymbol{\omega}_{z})} \tag{7}$$

式中

$$\Delta \mathbf{x}_{(\omega_z)} = \frac{2A_z \sin \frac{\omega_z T}{2}}{\omega_z T} \sin \left(\omega_z t + \psi_z - \frac{\omega_z T}{2} \right) \tag{8}$$

1.2 序分量动态相量扰动量

当三相信号中不存在间谐波分量时,其 k 阶序 分量动态相量为常相量 X_{a(1)k}、X_{a(2)k}、X_{a(0)k},分别为 k 次谐波的正、负和零序序分量动态相量^[26]。

当三相信号中存在角频率为 ω 的间谐波分量 时,其k阶正、负和零序序分量动态相量,即 $\langle X_{a(1)} \rangle_k$ 、 $\langle X_{a(2)} \rangle_k$ 、 $\langle X_{a(0)} \rangle_k$ 分别如式(9)—式(11)所示:

$$\left\langle \boldsymbol{X}_{a(1)} \right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{a(1)k} + \frac{jA_{z}e^{j\psi_{z}}e^{-j\frac{\omega_{z}T}{2}}\sin\frac{\omega_{z}T}{2}}{(k\omega_{s}-\omega_{z})T}e^{-j(k\omega_{s}-\omega_{z})t}$$
(9)

$$\left\langle \boldsymbol{X}_{a(2)} \right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{a(2)k} + \frac{jA_{z}e^{-j\psi_{z}}e^{j\frac{\omega_{z}T}{2}}\sin\frac{\omega_{z}T}{2}}{\left(k\omega_{s}+\omega_{z}\right)T}e^{-j(k\omega_{s}+\omega_{z})t} \quad (10)$$

$$\left\langle \boldsymbol{X}_{a(0)} \right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{a(0)k} \tag{11}$$

由式(11)可知,零序序分量动态相量不存在波动量。

分别定义 k 阶正、负序序分量动态相量中的波动量为 k 阶正、负序序分量动态相量扰动量,如式 (12)和式(13)所示:

$$\Delta \mathbf{x}_{a(1)(k\omega_s-\omega_z)} = \frac{jA_z e^{j\psi_z} e^{-j\frac{\omega_z T}{2}} \sin \frac{\omega_z T}{2}}{(k\omega_s-\omega_z)T} e^{-j(k\omega_s-\omega_z)t}$$
(12)

$$\Delta \mathbf{x}_{a(2)(k\omega_s+\omega_z)} = \frac{jA_z e^{-j\psi_z} e^{j\frac{\omega_z T}{2}} \sin \frac{\omega_z T}{2}}{(k\omega_s + \omega_z)T} e^{-j(k\omega_s + \omega_z)t}$$
(13)

此时, (*X*a(1))*k*和(*X*a(2))*k*可表示为*X*a(1)*k*和*X*a(2)*k* 与各序序分量动态相量扰动量之和,如式(14)和式 (15)所示:

$$\left\langle \boldsymbol{X}_{a(1)} \right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{a(1)k} + \Delta \boldsymbol{x}_{a(1)(k\omega_{s} - \omega_{z})}$$
(14)

$$\left\langle \boldsymbol{X}_{a(2)} \right\rangle_{k} = \boldsymbol{X}_{a(2)k} + \Delta \boldsymbol{x}_{a(2)(k\omega_{s} + \omega_{z})}$$
(15)

由此可知,尽管三相系统中各相信号的动态相 量中均存在2个频率的扰动量,但通过对称分量变 换后,对应的序分量动态相量都只有1个频率的扰动量,从而实现了扰动量的解耦。

值得注意的是,当 k=1 时,如果三相信号中同 时存在角频率 ω1=(ω-ω)和ω=(ω+ω)(ω/ω, 为非整 数, i=1,2,…)的 2 个间谐波分量,那么基波正序分 量(X_{a(1)})1 只存在 1 个角频率为ω 的扰动量,其表达 式为

$$\left\langle \boldsymbol{X}_{a(1)} \right\rangle_{1} = \boldsymbol{X}_{a(1)1} + \Delta \boldsymbol{x}_{a(1)(\omega_{i})}$$
(16)

$$\Delta \mathbf{x}_{a(1)(\omega_{i})} = \frac{jB_{1,i}e^{j\psi_{1,i}}e^{j\frac{\omega_{i}T}{2}}\sin\frac{\omega_{i}T}{2}}{-\omega_{i}T}e^{-j\omega_{i}t} - \frac{jB_{2,i}e^{j\psi_{2,i}}e^{-j\frac{\omega_{i}T}{2}}\sin\frac{\omega_{i}T}{2}e^{j\omega_{i}t}}{\omega_{i}T}e^{j\omega_{i}t}$$
(17)

式中: $B_{1,i}$ 、 $\psi_{1,i}$ 分别为角频率为($\omega_{n}-\omega_{i}$)的间谐波分量的幅值和相角; $B_{2,i}$ 、 $\psi_{2,i}$ 分别为角频率为($\omega_{n}+\omega_{i}$)的间谐波分量的幅值和相角。

此时,序分量动态相量共轭特性可表示为

$$\left\langle \boldsymbol{X}_{a(2)} \right\rangle_{-1} = \boldsymbol{X}_{a(1)1}^{*} + \Delta \boldsymbol{x}_{a(1)(\omega_{i})}^{*}$$
(18)

2 光伏并网系统间谐波分析模型

2.1 交直流侧间谐波频率分析

本文研究对象为单级式光伏并网系统,逆变器 采用直流电压外环和 dq 轴电流内环控制,如图 1 所示。

图 1 中, O 点为交流电网中性点, N 点为直流 侧电容虚拟中点, usa、usb、usc 为交流系统电压, uca、 ucb、ucc 为逆变器交流侧输出电压, ia、ib、ic 为逆变 器交流侧输出电流, udc 为直流侧电压, idc 为直流侧 电流, ipv 为光伏电池输出电流, R、L 为交流滤波 器的等效电阻和电感, Cdc 为直流侧总电容值。usd、 usq 分别为交流系统电压 d、q 轴分量, id、iq 分别为 交流侧电流 d、q 轴分量, udcref 为直流电压指令值, idref、iqref 分别为 d、q 轴电流参考值, kdcp、kdci 及 kip、 kii 分别为电压外环及电流内环 PI 调节器的比例系 数和积分系数, kpwm 为 PWM 等效增益, xudc 为直流 电压环积分环节输出, xdi、xqi 分别为 d 轴电流环和 q 轴电流环积分环节输出, sd、sq 分别为开关函数 d、 q 轴分量, sa、sb、sc 为三相开关函数。

根据现有研究可知,当直流侧电压存在角频率 为*om*(*m*=1, 2, ···)的间谐波分量时,光伏并网系统交

其中



Fig.1 Typical structure and control diagram of single-stage grid-connected PV system

流侧将以角频率为(as-am)和(as+am)的间谐波电流 为主^[18,20]。当交流系统存在角频率为(as-am)的电压 背景间谐波时,光伏并网系统直流侧会存在角频率 为am的间谐波分量,通过交直流侧的相互作用,交 流侧会存在角频率为(as-am)和(as+am)的间谐波电 流;当系统存在角频率为(as+am)的电压背景间谐波 时,光伏并网系统直流侧会存在角频率为am的间谐 波分量,通过交直流侧的相互作用,交流侧会存在 角频率为(as-am)和(as+am)的间谐波电流^[27]。

因此,在间谐波频率已知的前提下,需开展光 伏并网系统间谐波交直流侧相互作用关系分析,以 实现分析模型降阶。

2.2 光伏并网系统的动态相量扰动量模型

如图 1 所示的光伏并网系统序分量动态相量模型详见文献[28]。

光伏并网逆变器主要的交直流侧相互作用为 交流侧电流基波正序分量与直流侧电压直流分量的 相互作用^[29]。由 2.1 节可知,光伏并网系统间谐波 分量主要出现在工频附近。因此,利用序分量动态 相量的解耦特性,可提取光伏并网系统交流侧电流 基波正序序分量动态相量方程与直流侧电压直流分 量动态相量方程以及控制器动态相量方程,并将其 作为间谐波分析模型的基础,其表达式见附录式 (A1)—式(A6)。

当计及间谐波分量时,利用 1.1 节和 1.2 节的

定义,忽略高阶项后,式(A1)—式(A6)可写为附录 B式(B1)—式(B6)。

根据线性叠加原理,可将式(B1)—式(B6)拆分 为如式(A1)—式(A6)所示的序分量动态相量方程组 和如式(19)—式(24)所示的动态相量扰动量方程组。

$$\frac{\mathrm{d}\Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}}{\mathrm{d}t} = \frac{U_{\mathrm{dc0}}\Delta \boldsymbol{s}_{a(1)(\omega_m)} + \boldsymbol{S}_{a(1)1}\Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{dc}(\omega_m)}}{2L} - \left(\frac{R}{L} + j\omega_{\mathrm{s}}\right)\Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)} - \frac{\Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{sa}(1)(\omega_m)}}{L}$$
(19)

$$\frac{\mathrm{d}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{dc}(\omega_m)}}{\mathrm{d}t} = -\frac{3}{2C_{\mathrm{dc}}} \left(\left(\boldsymbol{S}_{\mathrm{a}(1)1} \Delta \boldsymbol{i}_{\mathrm{a}(1)(\omega_m)}^* + \boldsymbol{S}_{\mathrm{a}(1)1}^* \Delta \boldsymbol{i}_{\mathrm{a}(1)(\omega_m)} \right) + \left(\boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)1} \Delta \boldsymbol{s}_{\mathrm{a}(1)(\omega_m)}^* + \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)1}^* \Delta \boldsymbol{s}_{\mathrm{a}(1)(\omega_m)} \right) \right) - \frac{\Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{dc}(\omega_m)}}{R C}$$
(20)

$$\frac{\mathrm{d}\Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{udc}(\omega_m)}}{\mathrm{d}t} = \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{dc}(\omega_m)} - \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{dcref}(\omega_m)}$$
(21)

$$d\Delta x_{d(m)}$$

$$\frac{du_{(\omega_m)}}{dt} = k_{dcp} \left(\Delta \boldsymbol{u}_{dc(\omega_m)} - \Delta \boldsymbol{u}_{dcref(\omega_m)} \right) + k_{dci} \Delta \boldsymbol{x}_{udc(\omega_m)} - \left(-j\Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}^* + j\Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)} \right)$$
(22)

$$\frac{\mathrm{d}\Delta \boldsymbol{x}_{qi(\omega_m)}}{\mathrm{d}t} = \Delta \boldsymbol{i}_{qref(\omega_m)} - \left(\Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}^* + \Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}\right) \quad (23)$$

$$\Delta \boldsymbol{s}_{a(1)(\omega_m)} = (-jk_{ip}k_{dcp}(\Delta \boldsymbol{u}_{dc(\omega_m)} - \Delta \boldsymbol{u}_{dcref(\omega_m)}) - jk_{ip}k_{dci}\Delta \boldsymbol{x}_{udc(\omega_m)} + k_{ip}\Delta \boldsymbol{i}_{qref(\omega_m)} - jk_{ii}\Delta \boldsymbol{x}_{di(\omega_m)} - 2(k_{ip} - j\omega_s L)\Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)} + k_{ii}\Delta \boldsymbol{x}_{qi(\omega_m)} + 2\Delta \boldsymbol{u}_{a(1)(\omega_m)}) / 2k_{pwm}$$
(24)

采用状态空间方程描述式(19)—式(24), 定义状态变量 X_n为

$$X_{m} = \begin{bmatrix} \Delta x_{udc(\omega_{m})} & \Delta x_{di(\omega_{m})} & \Delta x_{qi(\omega_{m})} \end{bmatrix}^{T}$$

$$\Delta i_{a(1)(\omega_{m})R} & \Delta i_{a(1)(\omega_{m})I} & \Delta u_{dc(\omega_{m})} \end{bmatrix}^{T}$$
定义输入变量 U_{m} 为
(25)

$$\boldsymbol{U}_{m} = \begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{sa}(1)(\omega_{m})\mathrm{R}} & \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{sa}(1)(\omega_{m})\mathrm{I}} & \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{dcref}(\omega_{m})} & \Delta \boldsymbol{i}_{\mathrm{gref}(\omega_{m})} \end{bmatrix}^{1}$$
(26)

式中:下标"R"代表扰动量的实部;"I"代表扰动 量的虚部。则式(19)—式(24)可写成状态空间方程形 式,如式(27)所示

$$\dot{\boldsymbol{X}}_m = \boldsymbol{A}_m \boldsymbol{X}_m + \boldsymbol{B}_m \boldsymbol{U}_m \tag{27}$$

系数矩阵 A_m和 B_m如附录 B 中式(B7)和式(B8) 所示。式(27)即可作为光伏并网系统间谐波分析模型。

采用传统序分量动态相量法对工频附近间谐 波进行分析,方程阶数为 6×2×分析频率上限/基频。 如果分辨率(即基频)按照国标选为 5 Hz^[30],分析频 率上限为 150 Hz,则至少需要 6×2×30=360 阶方程; 假设分辨率为1Hz,则需要 6×2×150=1 800 阶方程。 采用本文所提模型,当直流侧存在 n 个频率的间谐 波时,仅需 6n 阶状态空间方程即可描述间谐波在交 直流侧的相互作用。由于实际光伏并网系统中间谐 波分量频率较少,因此本文所提模型可大大降低间 谐波分析模型的阶数。

2.3 间谐波分析模型的求解流程

综上所述,本文所提间谐波分析模型的求解流 程共分为4步,如图2所示。

1) 求取稳态运行点

根据附录 A 中的式(A1)—式(A6),求取 U_{dc0}、 I_{a(1)1}、S_{a(1)1},代入附录 B 中的式(B7)和式(B8),获 得间谐波分析模型的系数矩阵 A_m、B_m。

2) 求输入变量

由给定条件,如电压背景间谐波的频率和相 角,直流电压指令值波动量的频率和相角,根据式 (8)和式(17)可以求得输入变量。

3) 求解动态相量扰动量模型

稳态情况下,用相量法求解式(27)得(Xm)为

$$\langle \boldsymbol{X}_{m} \rangle = - \langle \boldsymbol{A}_{m} \rangle^{-1} \langle \boldsymbol{B}_{m} \rangle \langle \boldsymbol{U}_{m} \rangle$$
 (28)

其中:

$$\langle \boldsymbol{X}_{m} \rangle = \begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{X}_{udc(\omega_{m})} & \Delta \boldsymbol{X}_{di(\omega_{m})} & \Delta \boldsymbol{X}_{qi(\omega_{m})} \\ \Delta \boldsymbol{I}_{a(1)(\omega_{m})R} & \Delta \boldsymbol{I}_{a(1)(\omega_{m})I} & \Delta \boldsymbol{U}_{dc(\omega_{m})} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(29)
$$\langle \boldsymbol{U}_{m} \rangle = \begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{U}_{sa(1)(\omega_{m})R} & \Delta \boldsymbol{U}_{sa(1)(\omega_{m})I} \\ \Delta \boldsymbol{U}_{dcref(\omega_{m})} & \Delta \boldsymbol{I}_{qref(\omega_{m})} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(30)

式中: $\Delta X_{udc(\omega_m)}$ 、 $\Delta X_{di(\omega_m)}$ 、 $\Delta X_{qi(\omega_m)}$ 、 $\Delta I_{a(1)(\omega_m)R}$ 、 $\Delta I_{a(1)(\omega_m)I}$ 、 $\Delta U_{dc(\omega_m)}$ 、 $\Delta U_{sa(1)(\omega_m)R}$ 、 $\Delta U_{sa(1)(\omega_m)I}$ 、 $\Delta U_{dcref(\omega_m)}$ 、 $\Delta I_{qref(\omega_m)}$ 分別为 $\Delta x_{udc(\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{di(\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{qi(\omega_m)}$ 、 $\Delta i_{a(1)(\omega_m)R}$ 、 $\Delta i_{a(1)(\omega_m)I}$ 、 $\Delta u_{dc(\omega_m)}$ 、 $\Delta u_{sa(1)(\omega_m)R}$ 、 $\Delta u_{sa(1)(\omega_m)I}$ 、 $\Delta u_{dcref(\omega_m)}$ 、 $\Delta i_{qref(\omega_m)}$ 的相量形式; 系数 矩阵(A_m)和(B_m)由 A_m 和 B_m 计算获得。

4) 求取交流侧电流间谐波分量幅值与相角

根据式(17),通过 $\Delta I_{a(1)(\omega_m)R}$ 和 $\Delta I_{a(1)(\omega_m)I}$ 求得交 流侧电流间谐波分量的幅值与相角为

$$I_{1,m}e^{j\psi_{1,m}} = \frac{j\omega_m T e^{-j\frac{\omega_m T}{2}}}{\sin\frac{\omega_m T}{2}} \left(\Delta I^*_{a(1)(\omega_m)R} + j\Delta I^*_{a(1)(\omega_m)I}\right) \quad (31)$$
$$I_{2,m}e^{j\psi_{2,m}} = \frac{j\omega_m T e^{j\frac{\omega_m T}{2}}}{(2\pi)^2} \left(\Delta I_{a(1)(\omega_m)R} + j\Delta I_{a(1)(\omega_m)I}\right) \quad (32)$$

$${}^{m} = \frac{j\omega_{m}Te^{-2}}{\sin\frac{\omega_{m}T}{2}} \left(\Delta I_{a(1)(\omega_{m})R} + j\Delta I_{a(1)(\omega_{m})I} \right)$$

式中: $I_{1,m}$ 、 $\psi_{1,m}$ 是角频率为($\omega_{s}-\omega_{m}$)的间谐波电流幅 值和相角; $I_{2,m}$ 、 $\psi_{2,m}$ 是角频率为($\omega_{s}+\omega_{m}$)的间谐波电 流幅值和相角; $\Delta I^{*}_{a(1)(\omega_{m})R}$ 和 $\Delta I^{*}_{a(1)(\omega_{m})I}$ 是 $\Delta I_{a(1)(\omega_{m})R}$ 和 $\Delta I_{a(1)(\omega_{m})I}$ 的共轭。

3 仿真验证

图 1 所示的光伏并网系统参数设置如表 1 所 示,光伏电池参数如表 2 所示。

建立光伏并网系统的仿真模型,分别针对直流 电压指令值变化和交流系统存在电压背景间谐波这 2 种情况进行仿真。将本文所提模型的理论计算结 果与仿真结果进行比较,以验证本文所提模型的有 效性。



图 2 间谐波分析模型求解流程图



表1 系	统参数
------	-----

P.1.1. 1	0	
lable I	System	parameters

× *					
系统参数 数值		系统参数	数值		
系统电压/V	380(50 Hz)	电压外环比例系数	0.5		
滤波器等效电阻/Ω	0.1	电压外环积分系数	15		
滤波器等效电感/mH	8	电流内环比例系数	6		
直流侧电容/μF	3 400	电流内环积分系数	50		
开关频率/Hz	7 500	PWM 等效增益	375		

表 2 光伏电池参数

Table 2 Parameters for the PV cell

参数	数值	参数	数值
开路电压/V	33.4	短路电流/A	8.12
最大功率点电压/V	26.2	最大功率点电流/A	7.63
并联组数	1	串联组数	28
光照强度/(W·m ⁻²)	1 000	温度/℃	25

3.1 直流电压指令值变化

为模拟直流电压指令值变化,在直流电压指令 值上叠加5个正弦的扰动信号,其频率、幅值和相 角如表3所示。

由 2.1 节可知,当直流侧存在频率为 2、6、10、 14、18 Hz 的间谐波分量时,光伏并网系统交流侧 电流会存在频率为 32、36、40、44、48、52、56、 60、64、68 Hz 的间谐波分量。如果采用传统序分 量动态相量法进行间谐波分析,那么分辨率至少为 2 Hz,假设分析频率上限为 68 Hz,则需要构建 408 阶的状态空间方程;采用本文所提模型,只需构建 30 阶的状态空间方程即可描述间谐波在交直流侧 的相互作用,大大降低了间谐波分析模型的阶数。

根据 2.3 节可计算得到光伏并网系统输出的间 谐波电流的幅值和相角,并与仿真结果对比。A 相 间谐波电流结果对比如表 4 所示。

在直流电压指令值变化的情况下,间谐波电流 幅值的理论计算结果和仿真结果的相对误差在 -1.48%~1.12%之间,间谐波电流相角的绝对误差在 -2.60°~1.80°范围内。

3.2 存在电压背景间谐波

电网电压中不可避免地会存在背景间谐波,因此通过2种不同的运行工况验证动态相量扰动量模型在电压背景间谐波下的有效性。工况1:系统存在频率为45Hz,幅值为基波电压幅值5%的电压背景间谐波正序分量;工况2:系统存在频率为45Hz,幅值为基波电压幅值5%的电压背景间谐波负序分量。

由 2.1 节可知,当系统存在频率为 45 Hz 的电 压背景间谐波正序分量时,光伏并网系统直流侧会 存在频率为 5 Hz 的扰动分量,通过交直流侧相互作 用,交流侧会存在频率为 45 Hz 和 55 Hz 的间谐波 电流;当系统存在频率为 45 Hz 和 55 Hz 的间谐波 负序分量时,光伏并网系统直流侧会存在频率为 95 Hz 的扰动分量,通过交直流侧相互作用,交流侧会 存在频率为 45 Hz 和 145 Hz 的间谐波电流。如果采 用传统序分量动态相量法进行间谐波分析,那么分 辨率至少为 5 Hz,假设分析频率上限为 150 Hz,则 需要构建 360 阶的状态空间方程。而采用本文所提 模型,只需构建 6 阶的状态空间方程即可描述间谐 波在交直流侧的相互作用,大大降低了间谐波分析

根据 2.3 节可计算得到光伏并网系统输出的间 谐波电流幅值和相角,并与仿真结果对比,A 相间 谐波电流结果对比如表5所示。

在系统存在电压背景间谐波的情况下,间谐波 电流幅值的理论计算结果和仿真结果的相对误差在 -0.09%~1.36%之间,间谐波电流相角的绝对误差在 -0.30°~0.00°范围内。

由表 5 可知,相同幅值的正序分量激起的间谐 波电流幅值大约是负序分量激起的间谐波电流幅值 的 7~8 倍,因此在制定电压背景间谐波扰动下光伏 并网系统间谐波抑制策略时,应着重关注电压背景 间谐波正序分量的影响。

综上所述,无论是在直流电压指令值变化还是 系统存在电压背景间谐波的情况下,光伏并网系统 注入电网的间谐波电流频率、幅值、相角的计算结 果均与仿真结果相符,验证了本文提出的基于动态

表 3 直流电压指令值扰动的频率、幅值和相角

 Table 3
 Frequency, amplitude and phase angle of DC voltage

reference disturbance

序号	频率/Hz	幅值/V	相角/(°)
1	2	9.003	225
2	6	3.001	135
3	10	1.800	225
4	14	1.286	135
5	18	1.000	225

表 4 直流电压指令值变化下理论计算与仿真结果对比

Table 4 Comparison between simulation and calculation re-

sults of AC current under change of DC voltage reference

频率/	间谐波电流幅值				相角/(°	')
Hz	仿真值/A	计算值/A	误差/%	仿真值	计算值	误差
32	0.231 1	0.230 3	-0.35	17.3	17.2	-0.10
36	0.268 8	0.269 9	0.41	97.2	97.2	0.00
40	0.312 7	0.314 5	0.58	-5.86	-6.10	-0.24
44	0.348 0	0.350 5	0.72	67.2	66.5	-0.70
48	0.347 5	0.351 4	1.12	-40.7	-43.3	-2.60
52	0.310 8	0.306 2	-1.48	36.9	38.7	1.80
56	0.330 4	0.329 2	-0.36	-67.4	-66.6	0.80
60	0.303 9	0.302 8	-0.36	6.38	6.48	0.10
64	0.264 5	0.262 8	-0.64	-96.8	-96.7	0.10
68	0.226 9	0.225 7	-0.53	-16.6	-16.7	-0.10

表 5 电压背景间谐波下理论计算与仿真结果对比 Table 5 Comparison between simulation and calculation results of AC current under background interharmonic voltage

I	频率	间谐波电流幅值			相角/(°)		
况	/Hz	仿真值/A	计算值/A	误差/%	仿真值	计算值	误差
1	45	0339 9	0339 6	-0.09	-165	-166	-1.00
1	55	0.359 0	0.359 1	0.03	169	169	0.00
2	45	0.048 7	0.049 3	1.23	27.8	27.5	-0.30
2	145	0.044 2	0.044 8	1.36	-123	-123	0.00

相量扰动量的光伏并网系统间谐波分析模型的有效性。

4 结论

 1)在已知待分析间谐波频率范围的前提下, 光伏并网系统动态相量扰动量模型可准确描述交直 流侧的间谐波相互作用关系,能准确计算出直流电 压指令值变化以及系统存在电压背景间谐波的情况 下光伏并网系统交流侧间谐波电流的幅值和相角。

2)与传统序分量动态相量间谐波分析模型相
 比,利用动态相量扰动量进行间谐波分析可大大降
 低间谐波分析模型的阶数。

3)理论计算结果表明,电压背景间谐波正序 分量比负序分量引起的交流侧间谐波电流幅值大。

所提模型简化了光伏并网系统的间谐波分析计 算,可应用于间谐波发射特性分析和抑制策略研究。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn/ CN/volumn/current.shtml)。

参考文献 References

- 丁 明, 王伟胜, 王秀丽, 等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 1-14.
 DING Ming, WANG Weisheng, WANG Xiuli, et al. A review on the effect of large-scale PV generation on power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 1-14.
- [2] CHIDURALA A, SAHA T K, MITHULANANTHAN N. Harmonic impact of high penetration photovoltaic system on unbalanced distribution networks-learning from an urban photovoltaic network[J]. IET Renewable Power Generation, 2016, 10(4): 485-494.
- [3] 袁志昌,郭佩乾,刘国伟,等.新能源经柔性直流接入电网的控制 与保护综述[J]. 高电压技术, 2020, 46(5): 1473-1488.
 YUAN Zhichang, GUO Peiqian, LIU Guowei, et al. Review on control and protection for renewable energy integration through VSC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1473-1488.
- [4] 冉 岩,王 卫,王艳杰. 单相非隔离型改进 Y 源光伏并网逆变器[J]. 高电压技术, 2020, 46(3): 1086-1095.
 RAN Yan, WANG Wei, WANG Yanjie. Improved single-phase transformerless Y-source PV grid-connected inverter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(3): 1086-1095.
- [5] 曹子恒,肖先勇,李 媛,等. 弱电网下 LCL 型并网逆变器的自适应改进前馈控制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(5): 1567-1576. CAO Ziheng, XIAO Xianyong, LI Yuan, et al. Adaptive novel feed-forward control strategy for LCL type grid-connected inverters in the weak grid[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1567-1576.
- [6] FEOLA L, LANGELLA R, MARINO P, et al. On the effects of interharmonic distortion on grid connected three-phase PV inverter[C]//2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Hong Kong, China: IEEE, 2012: 682-688.
- [7] LANGELLA R, TESTA A, DJOKIC S Z, et al. On the interharmonic emission of PV inverters under different operating conditions[C]//2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Belo Horizonte, Brazil: IEEE, 2016: 733-738.
- [8] LANGELLA R, TESTA A, MEYER J, et al. Experimental-based

evaluation of PV inverter harmonic and interharmonic distortion due to different operating conditions[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(10): 2221-2233.

- [9] RAVINDRAN V, RÖNNBERG S K, BOLLEN M H J. Interharmonics in PV systems: a review of analysis and estimation methods; considerations for selection of an apt method[J]. IET Renewable Power Generation, 2019, 13(12): 2023-2032.
- [10] LI C. Unstable operation of photovoltaic inverter from field experiences[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(2): 1013-1015.
- [11] DRAPELA J, LANGELLA R, SLEZINGR J, et al. Tunable flickermeter to account for different lamp technologies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(2): 872-880.
- [12] 肖湘宁,罗 超,廖坤玉.新能源电力系统次同步振荡问题研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 85-97.
 XIAO Xiangning, LUO Chao, LIAO Kunyu. Review of the research on subsynchronous oscillation issues in electric power system with renewable energy sources[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 85-97.
- [13] AIELLO M, CATALIOTTI A, FAVUZZA S, et al. Theoretical and experimental comparison of total harmonic distortion factors for the evaluation of harmonic and interharmonic pollution of grid-connected photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1390-1397.
- [14] RAVINDRAN V, BUSATTO T, RÖNNBERG S K, et al. Time-varying interharmonics in different types of grid-tied PV inverter systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(2): 483-496.
- [15] 杨迪瑞,杨文焕,李荣高. 双 PWM 交流调速系统耦合调制建模及 其注入电网间谐波电流特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(3): 869-879.
 YANG Dirui, YANG Wenhuan, LI Ronggao. Modeling for coupling modulation in dual PWM speed control systems and characteristic

analysis of interharmonic currents injected into distribution networks[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(3): 869-879.

- [16] LI M, WANG X R. The spectral analysis of stator interharmonic currents of induction and synchronous motors with oscillating mechanical loads[J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2014, 24(8): 1194-1216.
- [17] 廖坤玉,陶 顺,姚黎婷,等. RSC 扰动分量与转差频率耦合引起的 DFIG 定子间谐波电流解析模型[J]. 电网技术, 2017, 41(4): 1076-1083.
 LIAO Kunyu, TAO Shun, YAO Liting. Analytical model for DFIG

stator interharmonic current induced by coupling of RSC disturbance components and slip frequency[J]. Power System Technology, 2017, 41(4): 1076-1083.

- [18] 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.
- [19] SANGWONGWANICH A, YANG Y H, SERA D, et al. Analysis and modeling of interharmonics from grid-connected photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8353-8364.
- [20] 钟 庆,石 泉,王 钢,等. 基于扰动式 MPPT 控制的光伏并网 系统间谐波分析模型[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(22): 6533-6541.

ZHONG Qing, SHI Quan, WANG Gang, et al. Interharmonic analysis model of photovoltaic grid-connected system based on perturbed

MPPT control[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(22): 6533-6541.

- [21] Joint Working Group C4.24/CIRED. Power quality and EMC issues associated with future electricity networks[R]. Paris, France: CIGRE, 2018.
- [22] RAMIREZ A. The modified harmonic domain: interharmonics[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 235-241.
- [23] KWON J, WANG X F, 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.
- [24] 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):159-167.
 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): 159-167.
- [25] 胡 伟,孙建军,查晓明,等. 基于动态相量法的逆变型分布式电源微电网建模与仿真[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 14-18. HU Wei, SUN Jianjun, ZHA Xiaoming, et al. Modeling and simulation of microgrid including inverter-interfaced distributed resources based on dynamic phasors[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(3): 14-18.
- [26] 钟 庆,黄 凯,王 钢,等.不对称三相电压下电压源型换流器 谐波分析与抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(4): 79-85. ZHONG Qing, HUANG Kai, WANG Gang, et al. Harmonic analysis and elimination strategy for voltage source converter under unbalanced three-phase voltage[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(4): 79-85.
- [27] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, et al. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the DQ-domain impedance definition for the stability analysis of AC power electronic systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1383-1396.
- [28] 冯俊杰. 直流配电网谐振特性分析[D]. 广州:华南理工大学,2019: 12-17.

FENG Junjie, Analysis on the resonance characteristic in DC distribution network[D]. Guangzhou, China: South China University of Technology, 2019: 12-17.

- [29] 钟 庆,汪道旻,王 钢,等. 电压源型换流器谐波产生机理的道路树分析[J]. 高电压技术, 2016, 42(1): 26-32. ZHONG Qing, WANG Xiaomin, WANG Gang, et al. Analysis of the harmonic generation mechanisms of voltage source converters with path sets[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(1): 26-32.
- [30] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局,中国国家标准化管 理委员会. 电磁兼容 试验和测量技术供电系统及所连设备谐波、 间谐波的测量和测量仪器导则: GB/T 17626.7—2017[S]. 北京:中 国标准出版社, 2017.

General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, Standardization Administration of the People's Republic of China. Electromagnetic compatibility—testing and measurement techniques—general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto: GB/T 17626.7—2017[S]. Beijing, China: China Standard Press, 2017.



钟 庆(通信作者)
 1978—,男,博士,教授,博导
 主要研究方向为电能质量分析及其控制
 E-mail: epqzhong@scut.edu.cn

ZHONG Qing Ph.D., Professor Corresponding author



罗擎天

1996一, 男, 硕士生 主要研究方向为电能质量分析及其控制 E-mail: luoqingtian1996@qq.com

LUO Qingtian



王钢

1966一,男,博士,教授,博导 主要研究方向为电力系统控制、保护与自动化 E-mail: wangg@scut.edu.cn

WANG Gang Ph.D., Professor



汪隆君

1982一,男,博士,讲师,硕导 主要研究方向为电力系统调度控制与优化规划 E-mail: epwlj@scut.edu.cn

WANG Longjun Ph.D.

收稿日期 2020-12-25 修回日期 2021-07-13 编辑 何秋萍

附录 A

光伏并网系统交流侧电流基波正序序分量动 态相量方程为

$$\frac{\mathrm{d}\langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)} \rangle_{1}}{\mathrm{d}t} = \frac{\langle \boldsymbol{S}_{\mathrm{a}(1)} \rangle_{1} \langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{dc}} \rangle_{0}}{2L} - \frac{\left(\frac{R}{L} + j\omega_{\mathrm{s}}\right) \langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)} \rangle_{1} - \frac{\langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{sa}(1)} \rangle_{1}}{L}$$
(A1)

直流侧电压直流分量动态相量方程为

$$\frac{\mathrm{d}\langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{dc}}\rangle_{0}}{\mathrm{d}t} = \frac{\langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{pv}_\mathrm{equal}}\rangle_{0}}{C_{\mathrm{dc}}} - \frac{\langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{dc}}\rangle_{0}}{C_{\mathrm{dc}}R_{\mathrm{p}}} - \frac{3}{2C_{\mathrm{dc}}} \left(\langle \boldsymbol{S}_{\mathrm{a}(1)}\rangle_{1}\langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)}\rangle_{1}^{*} + \langle \boldsymbol{S}_{\mathrm{a}(1)}\rangle_{1}^{*}\langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)}\rangle_{1}\right)$$
(A2)

控制器动态相量方程为:

$$\frac{\mathrm{d}\langle \boldsymbol{X}_{\mathrm{udc}}\rangle_{0}}{\mathrm{d}t} = \langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{dc}}\rangle_{0} - \langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{dcref}}\rangle_{0}$$
(A3)

$$\frac{\mathrm{d}\langle \boldsymbol{X}_{di} \rangle_{0}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{dcp}} \left(\langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{dc}} \rangle_{0} - \langle \boldsymbol{U}_{\mathrm{dcref}} \rangle_{0} \right) + k_{\mathrm{dci}} \langle \boldsymbol{X}_{\mathrm{udc}} \rangle_{0} + j \langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)} \rangle_{1}^{*} - j \langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)} \rangle_{1}$$

$$\frac{\mathrm{d}\langle \boldsymbol{X}_{qi} \rangle_{0}}{\mathrm{d}t} = \langle \boldsymbol{I}_{q\mathrm{ref}} \rangle_{0} - \langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)} \rangle_{1}^{*} - \langle \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)} \rangle_{1}$$
(A4)
(A5)

$$\left\langle \boldsymbol{S}_{a(1)} \right\rangle_{1} = \left(-jk_{ip} \left(k_{dcp} \left(\left\langle \boldsymbol{U}_{dc} \right\rangle_{0} - \left\langle \boldsymbol{U}_{dcref} \right\rangle_{0} \right) + k_{dci} \left\langle \boldsymbol{X}_{udc} \right\rangle_{0} \right) + k_{ip} \left\langle \boldsymbol{I}_{qref} \right\rangle_{0} - jk_{ii} \left\langle \boldsymbol{X}_{di} \right\rangle_{0} - 2\left(k_{ip} - j\omega_{s}L \right) \left\langle \boldsymbol{I}_{a(1)} \right\rangle_{1} + k_{ii} \left\langle \boldsymbol{X}_{qi} \right\rangle_{0} + 2\left\langle \boldsymbol{U}_{sa(1)} \right\rangle_{1} \right) / 2k_{pwm} \right)$$
(A6)

式(A1)—式(A6)中: $\langle U_{sa(1)}\rangle_1$ 、 $\langle U_{sa(2)}\rangle_1$ 为交流系统 电压 1 阶正、负序序分量动态相量; $\langle I_{a(1)}\rangle_1$ 、 $\langle I_{a(2)}\rangle_1$ 为交流侧电流 1 阶正、负序序分量动态相量; $\langle S_{a(1)}\rangle_1$ 为开关函数 1 阶正序序分量动态相量, $\langle U_{dc}\rangle_0$ 为直 流侧电压 0 阶动态相量; $\langle X_{udc}\rangle_0$ 是电压环积分环节 输出的 0 阶动态相量; $\langle U_{dcref}\rangle_0$ 是直流电压参考值 的 0 阶动态相量; $\langle X_{di}\rangle_0$ 、 $\langle X_{qi}\rangle_0$ 分别是 d 轴电流环 和 q 轴电流环积分环节输出的 0 阶动态相量; $\langle I_{qref}\rangle_0$ 是 q 轴电流参考值的 0 阶动态相量; $\langle I_{pv_equal}\rangle_0$ 为光 伏等效电流源的 0 阶动态相量; R_p 为与等效电流源 并联的等效电阻; I_{pv_equal} 和 R_p 的表达式可参考文献 [20]; $\langle S_{a(1)}\rangle^*_1$ 、 $\langle I_{a(1)}\rangle^*_1$ 是 $\langle S_{a(1)}\rangle_1$ 、 $\langle I_{a(1)}\rangle_1$ 的共轭。

附录 B

$$\frac{\mathrm{d}\left(\boldsymbol{I}_{a(1)1} + \Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}\right)}{\mathrm{d}t} = \frac{\boldsymbol{U}_{dc0}\Delta \boldsymbol{s}_{a(1)(\omega_m)} + \boldsymbol{S}_{a(1)1}\Delta \boldsymbol{u}_{dc(\omega_m)} + \boldsymbol{U}_{dc0}\boldsymbol{S}_{a(1)1}}{2L} - \left(\frac{R}{L} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{s}}\right)\left(\boldsymbol{I}_{a(1)1} + \Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}\right) - \frac{\left(\boldsymbol{U}_{\mathrm{sa}(1)1} + \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{sa}(1)(\omega_m)}\right)}{L} \right)$$
(B1)

$$\frac{d(\boldsymbol{U}_{dc0} + \Delta \boldsymbol{u}_{dc(\omega_m)})}{dt} = \frac{\langle \boldsymbol{I}_{pv_equal} \rangle_0}{C_{dc}} - \frac{3}{2C_{dc}} \left(\left(\boldsymbol{S}_{a(1)1} \Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}^* + \boldsymbol{S}_{a(1)1}^* \Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)} + \boldsymbol{S}_{a(1)1} I_{a(1)}^* \right) + \left(\boldsymbol{I}_{a(1)1} \Delta \boldsymbol{s}_{a(1)(\omega_m)}^* + \boldsymbol{I}_{a(1)1}^* \Delta \boldsymbol{s}_{a(1)(\omega_m)} + \boldsymbol{I}_{a(1)1} \boldsymbol{S}_{a(1)1}^* \right) \right) - \frac{\left(\boldsymbol{U}_{dc0} + \Delta \boldsymbol{u}_{dc(\omega_m)} \right)}{R_p C_{dc}}$$
(B2)

$$\frac{d\left(\boldsymbol{X}_{udc0} + \Delta \boldsymbol{x}_{udc(\omega_m)}\right)}{dt} = \left(\boldsymbol{U}_{dc0} + \Delta \boldsymbol{u}_{dc(\omega_m)}\right) - \left(\boldsymbol{U}_{dcref0} + \Delta \boldsymbol{u}_{dcref(\omega_m)}\right)$$
(B3)

$$\frac{\mathrm{d}\left(\boldsymbol{X}_{di0} + \Delta \boldsymbol{x}_{di(\omega_m)}\right)}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{dcp}}\left(\left(\boldsymbol{U}_{\mathrm{dc0}} + \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{dc}(\omega_m)}\right) - \left(\boldsymbol{U}_{\mathrm{dcref}\,0} + \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{dcref}(\omega_m)}\right) + k_{\mathrm{dci}}\left(\boldsymbol{X}_{\mathrm{udc0}} + \Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{udc}(\omega_m)}\right) - \left(-j\left(\boldsymbol{I}_{\mathrm{a(1)1}}^* + \Delta \boldsymbol{i}_{\mathrm{a(1)}(\omega_m)}^*\right) + j\left(\boldsymbol{I}_{\mathrm{a(1)1}} + \Delta \boldsymbol{i}_{\mathrm{a(1)}(\omega_m)}\right)\right)$$

$$(b4)$$

$$\frac{\mathrm{d}\left(\boldsymbol{X}_{q\mathrm{i}0} + \Delta\boldsymbol{x}_{q\mathrm{i}(\omega_m)}\right)}{\mathrm{d}t} = \left(\boldsymbol{I}_{q\mathrm{ref}\,0} + \Delta\boldsymbol{i}_{q\mathrm{ref}\,(\omega_m)}\right) - \left(\left(\boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)\mathrm{l}}^* + \Delta\boldsymbol{i}_{\mathrm{a}(1)(\omega_m)}^*\right) + \left(\boldsymbol{I}_{\mathrm{a}(1)\mathrm{l}} + \Delta\boldsymbol{i}_{\mathrm{a}(1)(\omega_m)}\right)\right) \tag{B5}$$

$$\boldsymbol{S}_{a(1)1} + \Delta \boldsymbol{s}_{a(1)(\omega_m)} = \left(-jk_{ip}k_{dcp}\left(\left(\boldsymbol{U}_{dc0} + \Delta \boldsymbol{u}_{dc(\omega_m)}\right) - \left(\boldsymbol{U}_{dcref\,0} + \Delta \boldsymbol{u}_{dcref(\omega_m)}\right)\right) - jk_{ip}k_{dci}\left(\boldsymbol{X}_{udc0} + \Delta \boldsymbol{x}_{udc(\omega_m)}\right) + k_{ip}\left(\boldsymbol{I}_{qref\,0} + \Delta \boldsymbol{i}_{qref(\omega_m)}\right) - jk_{ii}\left(\boldsymbol{X}_{di0} + \Delta \boldsymbol{x}_{di(\omega_m)}\right) - 2\left(k_{ip} - j\omega_s L\right)\left(\boldsymbol{I}_{a(1)1} + \Delta \boldsymbol{i}_{a(1)(\omega_m)}\right) + k_{ii}\left(\boldsymbol{X}_{qi0} + \Delta \boldsymbol{x}_{qi(\omega_m)}\right) + 2\left(\boldsymbol{U}_{sa(1)1} + \Delta \boldsymbol{u}_{sa(1)(\omega_m)}\right)\right) / 2k_{pwm}$$
(B6)

式(B1)—式(B6)中: $U_{sa(1)1}$ 为系统基波正序电压的动态相量系数; $I_{a(1)1}$ 为交流侧基波正序电流的动态相量系数; $S_{a(1)1}$ 为控制系统开关函数基波正序分量的动态相量系数; X_{udc0} 、 X_{di0} 、 X_{qi0} 为中间变量 x_{udc} 、 x_{di} 、 x_{qi} 直流分量的动态相量系数; U_{dc0} 、 U_{dcref0} 、 I_{qref0} 为 u_{dc} 、 u_{dcref} 、 i_{qref} 直流分量的动态相量系数; $I_{a(1)1}^*$ 和 $S_{a(1)1}^*$ 和 $S_{a(1)1}^*$ 和 $S_{a(1)1}^*$ 和 $S_{a(1)1}^*$ 和 $S_{a(1)(\omega_m)}$ 、 $\Delta i_{a(1)(\omega_m)}^*$ 、 $\Delta s_{a(1)(\omega_m)}$ 、 $\Delta i_{a(1)(\omega_m)}^*$ 、 $\Delta s_{a(1)(\omega_m)}$ 、 $\Delta i_{a(1)(\omega_m)}^*$ 、 $\Delta s_{a(1)(\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{a(1)(\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{a(i\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{a(i\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{qi(\omega_m)}$ 、 $\Delta u_{dcref(\omega_m)}$ 、 $\Delta i_{a(i\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{a(i\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{a(i\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{a(i\omega_m)}$ 、 $\Delta u_{dcref(\omega_m)}$ 、 $\Delta i_{a(i\omega_m)}$ 、 $\Delta x_{a(i\omega_m)}$ 、 Δ