

次同步扰动下并网电压源换流器电气量的 频率分布及其幅值特性

薛安成,王子哲,吴 雨,李景一,毕天姝

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,北京 102206)

摘要:针对并网电压源换流器在次同步电压扰动下输出多频率分量的现象,采用动态响应分析法和二阶近似,推导并分析了相应的输出电气量近似解的频率分布特性及其幅值大小。具体地,在次同步电压扰动下,保留二阶扰动量,逐步分析推导了锁相环、电流控制部分电气量的多频率分布及其幅值特性,得到了各频率分量幅值的近似计算公式;进一步地,分析了所提方法和传统小信号分析方法的区别和联系。通过仿真结果表明,次同步扰动下电压源换流器并网端口会出现互补的次/超同步分量,并伴有幅值较小的多频率分量产生,且其与次同步扰动频率互补的电压分量幅值与积分参数有关,与其他控制参数基本无关。仿真结果与理论推导结果基本一致。

关键词:次/超同步;多频率分布特性;电压源换流器;控制参数;动态响应

中图分类号:TM 46

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.03.004

0 引言

含有风电、光伏、直流的电力电子化电力系统与常规系统的主要区别是电力电子电源、负荷装备及电力网络的动态特性,由于其在电能方面的灵活性,近些年来得到了大面积的推广^[1-3]。然而,在设计电力电子装置控制器时主要考虑系统工频下的稳定性,未充分考虑其他频带特性,其在次同步频段对功率、电流的快时间尺度的调节作用,会影响发电机电磁转矩及转速的相位差,从而导致在次同步扰动下有可能放大扰动并威胁电网安全。因此,大规模风电场接入的系统作为典型的电力电子化电力系统,其在次同步扰动下的响应特性、机理、影响因素及控制手段等,均亟待研究。

目前,对大规模风电场并网系统的次同步振荡问题的研究方法主要有动态响应法^[4-7]和传递函数分析法^[8-16]。动态响应法物理过程直观,次同步扰动下的动态响应结果呈现比较完整,如文献[4]在时域中建立了直驱风机的小信号模型,分析了不同控制参数对系统振荡特性的影响。传递函数分析法包括序阻抗分析方法^[8-11]、同步坐标系下的阻抗方法^[12-15]和其他传递函数法^[16],由于其可扩展性强,可适用于连接关系多变的新能源系统不同装备之间的相互作用分析。如文献[11]基于序阻抗建模,分析了直驱风电场的次同步振荡机理,文献[15]基于同步旋转坐标系下的阻抗建模分析方法,给出了新

能源发电并网系统稳定性判定方法。上述文献对次同步扰动下的振荡机理等问题进行了深入研究,取得了丰硕成果。然而,值得注意的是,上述方法未能完整解释次同步扰动下的多频率分量响应产生的原因及频率分布特性。同时,也有不少学者对次同步扰动下的多频率分量问题进行了研究,如文献[17]基于一阶动态响应分析,针对模块化多电平换流器机侧换流器的多频率分量问题,进行了次同步扰动响应主导频率分量的分析,但未分析其他频率分量具体的幅值大小关系;文献[18]基于闭环传递函数的思想,给出了直驱风机多频率分量的频率响应及其幅值量级的定性分析;文献[19]分析了双馈风机在单一频率次同步扰动下多频率响应现象,但二者均缺乏对幅值的定量分析。

鉴于此,本文采用二阶近似的动态响应分析,具体分析推导次同步扰动下并网电压源换流器电气量的频率分布特性和幅值的近似计算公式,完善相应的理论分析。

1 并网电压源换流器的锁相环动态响应

典型电压源换流器结构如图 1 所示,其包括交直流电路部分、锁相环控制部分、电流控制部分和载波调制部分。其中,交直流电路部分包括稳压电容、换流桥、滤波电感等元件;锁相环控制部分包括电气量的采样、前置滤波等环节,通过测量并网点处电压的相位角,维持输入和输出电压相位差不变;电流控制部分,通过在电压外环采用定电压控制,实现电流内环在 dq 坐标系下的解耦控制,输出电压参考值;载波调制部分通过载波与三相指令值得到门电路控制信号,调节并网换流器出口电压。

实际系统中,逆变器出口一般采用 LCL 滤波

收稿日期:2018-01-11;修回日期:2018-10-26

基金项目:国家重点研发计划项目(2017YFB0902000);国家自然科学基金资助项目(51477050)

Project supported by the National Key R&D Program of China (2017YFB0902000) and the National Natural Science Foundation of China(51477050)

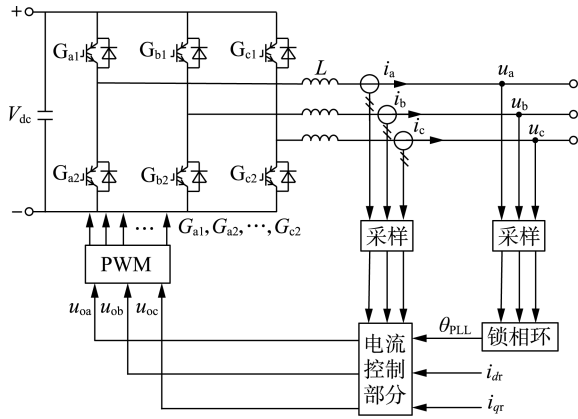


图 1 并网电压源换流器的结构

Fig.1 Structure of grid-connected voltage source converter [20]. 本文主要研究换流器在次同步频段的动态特性,为简化分析过程,用 L 滤波器近似代替,可行性分析见附录 A。

锁相环控制环节如图 2 所示,包括 abc/dq 的坐标变换部分和对 dq 轴电压的控制部分。控制结构中包含 PI 环节和积分环节,其传递函数可用式(1)表示。

$$H_{PLL}(s) = \frac{1}{s} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (1)$$

其中, K_p 和 K_i 为锁相环 PI 环节的控制参数。

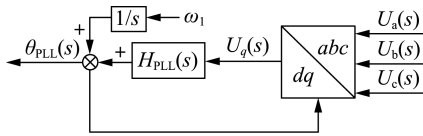


图 2 锁相环控制环节

Fig.2 Phase-locked loop control link

1.1 锁相环工频动态响应

未发生次同步扰动时,仅考虑三相对称时的工况,锁相环馈入的三相电压为 $\mathbf{u}_{abc}$ 。经 abc/dq 坐标变换后,得到同步旋转坐标下的电压 $\mathbf{u}_{dq}$ 如式(2)所示。

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{T}(\theta_{PLL}) \mathbf{u}_{abc} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{u}_{dq} = [u_d \ u_q]^T$, 为 dq 坐标系下的电压; $\mathbf{u}_{abc} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$, 为 abc 坐标系下的电压; $u_a = U_1 \cos(\omega_1 t)$, $\omega_1 = 2\pi f_1$, 为工频角频率, U_1 为并网端口工频相电压幅值; $\mathbf{T}(\theta_{PLL})$ 为锁相环坐标变换矩阵, θ_{PLL} 为锁相环控制角, $\mathbf{T}(\theta_{PLL})$ 具体计算公式如式(3)所示。

$$\mathbf{T}(\theta_{PLL}) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{PLL} & -\sin \theta_{PLL} \\ \cos(\theta_{PLL} - \alpha) & -\sin(\theta_{PLL} - \alpha) \\ \cos(\theta_{PLL} + \alpha) & -\sin(\theta_{PLL} + \alpha) \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

其中, $\alpha = 2\pi/3$ 。

通过锁相环的快时间尺度调节作用,控制 q 轴电压 $u_q = 0$, 实现锁相环的锁相功能。锁相环控制角

θ_{PLL} 可用式(4)表示。

$$\theta_{PLL} = \int \left[\omega_1 + K_p u_q(t) + \int K_i u_q(t) dt \right] dt \quad (4)$$

其中, u_q 为锁相环跟踪的 q 轴电压。未发生次同步扰动时, dq 坐标下的电压满足 $\mathbf{u}_{dq} = [U_1 \ 0]^T$, 因此锁相环控制角稳态值可表示为 $\theta_1 = \omega_1 t$ 。

1.2 次同步扰动下锁相环动态响应

次同步扰动下,锁相环馈入的三相电压中会叠加扰动频的次同步电压 $\Delta \mathbf{u}_{abc} = [\Delta u_a \ \Delta u_b \ \Delta u_c]^T$, 本文假设三相扰动为对称的, 其中 $\Delta u_a = U_f \cos(\omega_f t)$, U_f 和 ω_f 分别为电压扰动分量的幅值和角频率。此时, 锁相环馈入电压可表示为:

$$\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} U_1 \cos(\omega_1 t) + U_f \cos(\omega_f t) \\ U_1 \cos(\omega_1 t - \alpha) + U_f \cos(\omega_f t - \alpha) \\ U_1 \cos(\omega_1 t + \alpha) + U_f \cos(\omega_f t + \alpha) \end{bmatrix}$$

$\Delta \mathbf{u}_{abc}$ 使锁相环控制角 θ_{PLL} 相比扰动前变化了 $\Delta \theta$, 即 $\theta_{PLL} = \theta_1 + \Delta \theta$ 。由于 $\cos \theta_{PLL} = \cos \theta_1 \cos \Delta \theta - \sin \theta_1 \sin \Delta \theta$, 故扰动角 $\Delta \theta$ 使得三相馈入电压做 abc/dq 变换时, 在原有 abc/dq 变换下增加了关于锁相环扰动角 $\Delta \theta$ 的旋转变换, 即:

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

由于 $\Delta \theta$ 的存在, 单一频率 f_f 下的次同步扰动使得 dq 轴电压控制量 $\mathbf{u}_{dq}$ 中产生了频率为 $k(f_1 - f_f)$ 的次同步扰动分量, 其中 k 为正整数。若仅保留幅值较大的频率为 $f_1 - f_f$ 和 $2(f_1 - f_f)$ 的分量, $\mathbf{u}_{dq}$ 可用式(6)近似表示, 具体的推导过程见附录 B.1。

$$\begin{cases} u_d = A_0 + A_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{A1}] + \\ \quad A_2 \cos[2(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{A2}] \\ u_q = B_0 + B_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{B1}] + \\ \quad B_2 \cos[2(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{B2}] \end{cases} \quad (6)$$

频率为 f_f 的次同步电压扰动 $\Delta \mathbf{u}_{abc}$ 在 abc/dq 坐标变换中主要产生了频率为 $f_1 - f_f$ 和 $2(f_1 - f_f)$ 的扰动, 并且对 dq 轴电压控制量的直流分量有一定的影响。频率为 $f_1 - f_f$ 的电压分量的幅值 A_1 、 B_1 中含有与次同步电压扰动幅值相关的因子 U_f , 而频率为 $2(f_1 - f_f)$ 的电压分量的幅值 A_2 、 B_2 中含有与次同步电压扰动幅值平方相关的因子 U_f^2 。由于 U_f 一般远小于 U_1 , 故此时 $A_2/A_1 \approx B_2/B_1 \propto U_f/U_1$ 。未发生扰动时, $U_f = 0$, 通过式(6)得到的 $\mathbf{u}_{dq}$ 与采用 $\mathbf{T}(\theta_1)$ 进行坐标变换得到的结果是一致的。

需要注意的是, 锁相环的控制参数 K_p 和 K_i 对各频率分量的幅值有一定的影响。此外, 不同频率的扰动分量对锁相环角度偏差 $\Delta \theta$ 的影响不同, 因此式(6)中不同频率电压分量的幅值是不同的。式(6)为保留二阶扰动量锁相环馈入电压的近似解,

若在分析时保留更高阶的扰动量,则可在 $\mathbf{u}_{dq}$ 中得到含有更多频率分量的表达式,如式(7)所示。

$$\mathbf{u}_{dq} = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cos[k(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{Ak}] \\ \sum_{k=0}^{\infty} B_k \sin[k(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{Bk}] \end{bmatrix} \quad (7)$$

当 $k \neq 0$ 时, A_k 、 B_k 的大小与 U_f 相近,由于次同步电压扰动下 $\Delta \mathbf{u}_{abc}$ 的幅值 U_f 一般远小于工频幅值 U_1 ,故在实际分析中,可取 $k \leq 2$ 。

2 并网电压源换流器的电流控制部分动态响应

并网电压源换流器的电流控制部分结构如图3所示。图中, $\mathbf{I}_{dqr} = [I_{dr} \ I_{qr}]^T$ 为 dq 坐标系下的电流参考值; $\mathbf{i}_{dq} = [i_d \ i_q]^T$ 为 dq 坐标系下的控制电流; $H^*(s)$ 为电流环 PI 控制的传递函数,可表示为 $H^*(s) = K_p^* + K_i^*/s$; K_{dq}^* 为电流控制部分 dq 轴分量的耦合增益; $\mathbf{u}_{odq} = [u_{od} \ u_{oq}]^T$ 为电流控制部分在 dq 坐标系下的出口电压; $\mathbf{u}_{oabc} = [u_{oa} \ u_{ob} \ u_{oc}]^T$ 为电流控制部分在 abc 坐标系下的出口电压。

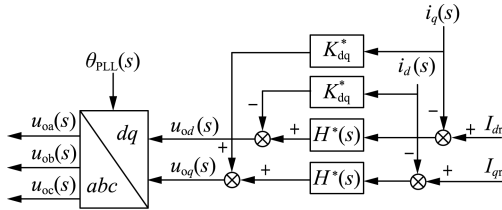


图3 电流控制部分结构

Fig.3 Structure of current control section

2.1 电流外环参考值

由于并网换流器接口电源直流侧存在直流电容,当分析换流器接口电源并网特性时,直流电压外环与功率外环的控制带宽远低于所研究的次同步振荡范围,可以忽略直流电压与功率控制回路对给定参考值的影响,认为 dq 坐标系下的电流参考值 $\mathbf{I}_{dqr} = [I_{dr} \ I_{qr}]^T$ 在次同步扰动分量 $\Delta \mathbf{u}_{abc} = [\Delta u_a \ \Delta u_b \ \Delta u_c]^T$ 叠加前后是不变的,因此可以在未发生扰动时的状态下求得 $\mathbf{I}_{dqr}$ 。记 $\mathbf{I}_{dqr}$ 在 dq 坐标系下对电压调制量的影响为 $[U_d \ U_q]^T$,则工频状态下网侧三相电流 $\mathbf{i}_{abc}$ 如式(8)所示。

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} I_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_i) \\ I_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_i - \alpha) \\ I_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_i + \alpha) \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, φ_i 为网侧换流器并网端口电压超前电流的角度; I_1 为并网端口工频相电流幅值。

结合图3所示控制环节的结构,可得工频电压、电流满足方程式(9),具体推导过程见附录B.2。

$$-K_{dq}^* I_1 \sin \varphi_i + U_d + j(K_{dq}^* I_1 \cos \varphi_i + U_q) - U_1 = j\omega_1 L l_1 (\cos \varphi_i + j \sin \varphi_i) \quad (9)$$

电流参考值 $\mathbf{I}_{dqr}$ 对调制量的影响如下:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{dq}^* I_1 \sin \varphi_i - \omega_0 L l_1 \sin \varphi_i + U_1 \\ -K_{dq}^* I_1 \cos \varphi_i + \omega_0 L l_1 \cos \varphi_i \end{bmatrix} \quad (10)$$

2.2 dq 轴指令值

对三相电流 $\mathbf{i}_{abc}$ 做 abc/dq 变换 $\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{T}(\theta_{PLL}) \mathbf{i}_{abc}$ 时,电流指令值 $\mathbf{i}_{dq}$ 含有与锁相环扰动角 $\Delta \theta$ 同频的频率分量。电流控制部分在 dq 坐标系下的出口电压 $\mathbf{u}_{odq}$ 可表示为:

$$\begin{cases} u_{od} = U_d - (K_p^* i_d + \int K_i^* i_d dt) + K_{dq}^* i_q \\ u_{oq} = U_q - (K_p^* i_q + \int K_i^* i_q dt) + K_{dq}^* i_d \end{cases} \quad (11)$$

由式(10)、(11)可以得到电流控制部分在 dq 坐标系下的出口电压 $\mathbf{u}_{odq}$ 二阶近似解如式(12)所示,其幅值和相位的表达式见附录B.3。

$$\begin{cases} u_{od} = E_0 + E_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{E1}] \\ u_{oq} = F_0 + F_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{F1}] \end{cases} \quad (12)$$

式(12)表明,除工频分量之外,电流控制部分在 dq 坐标系下的出口电压 $\mathbf{u}_{odq}$ 含有与在 dq 坐标系下的控制电流 $\mathbf{i}_{dq}$ 相同的频率分量,并且各频率分量的幅值受锁相环和电流控制部分控制参数的影响。

2.3 abc 三相指令值

abc 三相电压指令值 $\mathbf{u}_{oabc} = [u_{oa} \ u_{ob} \ u_{oc}]^T$ 由在 dq 坐标系下的出口电压 $\mathbf{u}_{odq} = [u_{od} \ u_{oq}]^T$ 经 dq/abc 坐标变换得到,变换矩阵可用式(13)表示。由于锁相环扰动角 $\Delta \theta$ 的存在,锁相环扰动角 $\Delta \theta$ 的各频率分量对 $\mathbf{u}_{odq}$ 会产生一定的影响,进而变换后的 abc 三相电压指令值 $\mathbf{u}_{oabc}$ 呈现出多频率特性。

$$\mathbf{u}_{oabc} = \mathbf{T}^{-1}(\theta_{PLL}) \mathbf{u}_{odq} \quad (13)$$

$$\mathbf{T}^{-1}(\theta_{PLL}) = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos \theta_{PLL} & -\sin \theta_{PLL} \\ \cos(\theta_{PLL} - \alpha) & -\sin(\theta_{PLL} - \alpha) \\ \cos(\theta_{PLL} + \alpha) & -\sin(\theta_{PLL} + \alpha) \end{bmatrix}$$

对于换流器的 abc 三相电压指令值 $\mathbf{u}_{oabc}$,三相对称下仅分析 a 相电压指令值。在 dq 坐标系下频率为 $k(f_1 - f_f)$ 的次同步扰动分量由于做 dq/abc 坐标变换,在 abc 坐标系下相应地会发生频率为 f_1 的频率偏移。若只考虑二阶扰动响应, u_{oa} 的近似表达式如式(14)所示。

$$\begin{aligned} u_{oa} = & G_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_{G0}) + G_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_{G1}) + \\ & G_2 \cos[(2\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{G2}] + \\ & G_3 \cos[(3\omega_1 - 2\omega_f)t + \varphi_{G3}] + \\ & G_4 \cos[(\omega_1 - 2\omega_f)t + \varphi_{G4}] \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $G_1/G_0 \approx G_2/G_0 \propto U_f/U_1$; $G_3/G_0 \approx G_4/G_0 \propto U_f^2 \div$

U_1^2 。各系数表达式详见附录 B.3。

三相电压指令值 $\mathbf{u}_{\text{oabc}}$ 与载波调制产生触发信号。当分析次同步扰动下换流器的输出特性时,由于直流电压外环与功率外环的控制带宽远低于所研究的次同步振荡范围,可将直流电容视为恒定,此时换流器出口电压与三相电压指令值呈比例关系,其频率分布特性和幅值大小对应关系相同。此外,由于换流器出口的滤波电感电抗值 ωL 在次同步频段较小,可认为并网接口电压近似等于换流器出口电压 $\mathbf{u}_{\text{abc}} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ 。

换流器并网端口次同步电压的扰动响应是多个频率分量叠加的结果,其中频率为 f_i 和 $2f_1 - f_i$ 的频率分量的幅值较大,其他分量幅值一般较小,在分析次同步振荡时为非主要影响因素,这与实际发生次同步振荡时次/超同步分量总是成对出现且互补的现象是一致的。

3 本文方法和小信号方法的区别和联系

一方面,本文所提的二阶动态响应分析方法,其核心为两点:一是在处理控制器的非线性结构时,在稳态工作点附近用二阶多项式形式进行近似;二是针对次同步电压扰动下的换流器动态响应问题,保留次同步扰动下二阶以内的电压因子。采用上述方法可以获得多频率分量的近似解,并给出其幅值的计算公式。

另一方面,将幅值较小的次同步扰动视为“小信号”采用“小信号法”,对锁相环控制及功率外环控制等非线性结构进行线性化处理,忽略了高阶扰动响应,并结合特征根法或传递函数法,已解决了电力电子化系统次同步振荡相关的许多问题,例如风电场多机等值^[6]、控制器设计^[11]、系统稳定性判据^[15]、振荡影响因素的分析^[16]等。但是,上述小信号分析忽略了扰动量的高阶因子,对一些幅值较低的频率分量的产生无法给出充分的解释。

值得注意的是,二阶动态响应分析方法的结果可用小信号分析方法的结果多次迭代得到,采用小信号分析方法时若保留高阶扰动响应,利用换流器控制的闭环结构,也可以给出换流器多频率分量的解释^[18]。此外,若采用更高阶的多项式近似求解方法可以得到更为完整的多频率分量的幅值与频率特

性,但鉴于采用高阶近似得到的频率分量幅值较小,在振荡检测和控制中一般不需要考虑。

4 算例分析

为验证本文所提频率分布特性及幅值分析方法的有效性,在 PSCAD/EMTDC 仿真平台中搭建了包含并网换流器接口的直驱风机仿真模型。换流器各参数如下:并网端口工频相电压幅值 $U_1 = 29 \text{ kV}$,并网端口工频相电流幅值 $I_1 = 0.04 \text{ kA}$,滤波电感 $L = 0.0038 \text{ H}$;锁相环比例系数 $K_p = 10$,积分系数 $K_i = 500$;电流控制器比例系数 $K_p^* = 1$,积分系数 $K_i^* = 50$,耦合系数 $K_{dq}^* = 1.5$ 。

在锁相环中馈入幅值为 5% 工频分量、频率为 f_i (20 Hz) 的次同步电压扰动分量。换流器出口 a 相电压、电流波形如图 4 所示。进一步地,通过频域分析,可得不同环节各频率分量幅值相对于基波幅值的百分比。

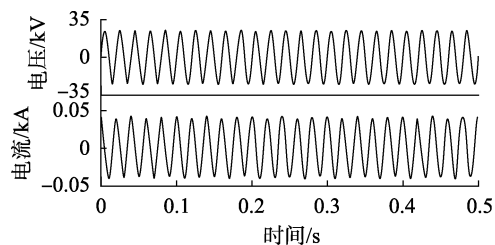


图 4 a 相电压、电流波形

Fig.4 Voltage and current waveforms of phase-a

4.1 电流控制部分的电压量

通过近似公式计算得到 dq 坐标系下电压 $\mathbf{u}_{dq}$ 的近似值,与仿真模型中 $\mathbf{u}_{dq}$ 的仿真值做对比,利用频谱分析,得到其主要频率分量的幅值占基波幅值的百分比如表 1 所示。

由表 1 可知,电压量 $\mathbf{u}_{dq}$ 中频率为 $f_1 - f_i$ 的分量的近似值与仿真值基本对应;由于忽略了高阶分量,频率为 $2(f_1 - f_i)$ 和 $3(f_1 - f_i)$ 的分量,其近似值与仿真值有一定的差别,但若仅关注该频率分量相对基波幅值的大小,其误差尚可接受。

4.2 换流器出口的电压

考虑到换流器三相出口电压的对称性,仅对 a 相电压各频率分量的幅值大小关系进行分析,结果如表 2 所示。

表 1 d, q 轴电压主要频率分量的幅值百分比

Table 1 Magnitude percentage of main frequency component for d - and q -axis voltage

频率分量	占基波幅值的百分比/%								
	近似值			仿真值			误差		
	u_d	u_q	$ u_{dq} $	u_d	u_q	$ u_{dq} $	u_d	u_q	$ u_{dq} $
$f_1 - f_i$ (30 Hz)	5.00	4.33	6.61	5.44	4.63	7.14	-0.44	-0.29	7.14
$2(f_1 - f_i)$ (60 Hz)	0.69	0.069	0.69	0.67	0.017	0.67	0.015	0.052	0.019
$3(f_1 - f_i)$ (90 Hz)	0.004 1	0.003 7	0.005 5	0.003 6	0.002 2	0.004 2	0.000 50	0.001 5	0.001 3

注: $|u_{dq}|$ 为相量 $u_d + ju_q$ 的模值,误差为近似值与仿真值之差。

表2 a相电压主要频率分量的幅值百分比
Table 2 Amplitude percentage of main frequency component for phase-a voltage

频率分量	占基波幅值的百分比/%		
	近似值	仿真值	误差
$f_1 - 2f_i$ (10 Hz)	0.180 4	0.124 5	0.055 9
f_i (20 Hz)	6.755	6.819	-0.064
$2f_1 - 3f_i$ (40 Hz)	0.042 77	0.043 88	-0.001 1
$2f_i - f_i$ (80 Hz)	6.755	5.139	1.616
$3f_1 - f_i$ (110 Hz)	0.194 7	0.264 6	-0.070
$4f_1 - 3f_i$ (140 Hz)	0.015 68	0.013 49	0.002 2

由表2可知,换流器出口a相电压的近似值与仿真值基本一致。图5给出了换流器a相并网处电压扰动分量仿真值和近似计算值的波形比较。

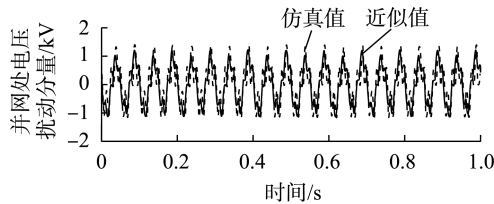


图5 仿真值与近似值比较

Fig.5 Comparison between simulation and approximation values

进一步地,图6给出了对数坐标下仿真结果中各频率分量幅值相对基波幅值的大小。

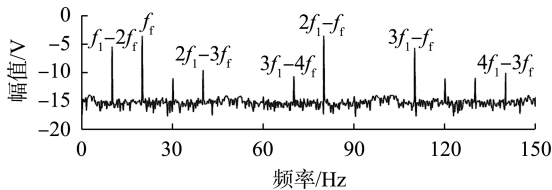


图6 扰动分量的幅频特性

Fig.6 Amplitude-frequency characteristic of disturbance components

图6揭示了不同频率分量幅值与频率的对应关系。在频率为 f_i 的次同步电压扰动下,a相电压产生多个频率分量的次同步扰动响应,其中频率为 $2f_1 - f_i$ 的频率分量与扰动频率为 f_i 的分量幅值相接近,频率为 $f_1 - 2f_i$ 的分量幅值与频率为 $3f_1 - f_i$ 的分量幅值相接近,频率为 $2f_1 - 3f_i$ 的分量幅值与频率为 $4f_1 - 3f_i$ 的分量幅值相接近。特别地,图6中其他幅值较小的频率分量主要来源有2个:一是被忽略的其他高阶分量,二是随机干扰。

4.3 灵敏度分析

换流器出口电压各频率分量幅值与并网换流器的控制参数相关。通过改变锁相环PI控制参数 K_p 和 K_i 、电流控制部分PI控制参数 K_p^* 和 K_i^* 及耦合参数 K_{dq}^* 的大小,可得到不同频率分量幅值变化曲线。图7给出了频率为 $3f_1 - f_i$ (110 Hz)的分量幅值随不同控制参数变化的情况。

由图7可知,电流控制器出口电压中频率为 $3f_1 - f_i$ (110 Hz)的分量幅值大小随不同控制参数增长有

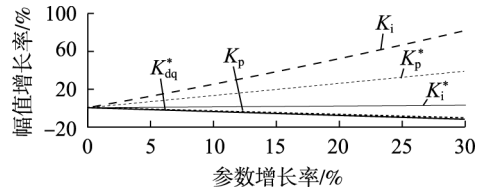


图7 不同参数对110 Hz幅值分量变化的影响

Fig.7 Effect of different parameters on amplitude of 110 Hz frequency component

不同的变化率。进一步地,通过仿真可知当参数增长率不大于30%时,频率为 $f_1 - 2f_i$ 、 $2f_1 - f_i$ 和 $3f_1 - f_i$ 的分量幅值随控制参数增长接近线性变化,因此,可采用相对灵敏度表示换流器出口电压不同频率分量幅值随控制参数变化的情况,如表3所示。

表3 电压幅值对控制参数的相对灵敏度

Table 3 Relative sensitivity of voltage amplitude to different control parameters

频率分量	相对灵敏度				
	K_p	K_i	K_p^*	K_i^*	K_{dq}^*
$2f_1 - f_i$	0	1.00	0	1.16	0
$f_1 - 2f_i$	0.26	0.18	0.72	0.06	0.22
$3f_1 - f_i$	-0.34	0.25	1.29	0.10	-0.39

由表3可知,换流器出口的次同步电压扰动响应中,幅值较大的频率为 $2f_1 - f_i$ 的分量主要与锁相环积分参数 K_i 和电流控制部分积分参数 K_i^* 有关,与锁相环比例参数 K_p 、电流控制部分比例参数 K_p^* 和耦合参数 K_{dq}^* 基本无关。而幅值较小的频率为 $f_1 - 2f_i$ 、 $3f_1 - f_i$ 的分量受多个控制参数影响,其中受锁相环比例参数 K_p 的影响最大。

5 结论

本文采用二阶动态响应分析法,给出了电压源换流器在次同步电压扰动下端口电气量的近似解,并定量分析了电气量的频率分布特性及电压大小关系。研究表明,次同步扰动下电压源换流器端口会出现互补的频率为 f_i 及频率为 $2f_1 - f_i$ 的次/超同步分量,同时还有幅值较小的频率为 $f_1 - 2f_i$ 、 $2f_1 - 3f_i$ 、 $3f_1 - f_i$ 、 $4f_1 - 3f_i$ 等分量。各频率分量的幅值与换流器的控制参数有关,对于换流器出口的次同步电压扰动响应,积分控制参数 K_i 与 K_i^* 对幅值较大的频率为 $2f_1 - f_i$ 的分量影响最大,锁相环比例参数 K_p 、电流控制部分比例参数 K_p^* 和耦合参数 K_{dq}^* 对其基本无影响。锁相环比例参数 K_p 对幅值较小的频率为 $f_1 - 2f_i$ 的分量与频率为 $3f_1 - f_i$ 的分量影响最大。本文所得结论可以解释次同步振荡发生时多频率分量的产生原因,对直驱风机设计和次同步振荡扰动检测与保护控制具有参考价值。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] 余涛,史军. 基于FFT和小波变换的交直流并联输电系统间谐波研究[J]. 电力自动化设备,2008,28(6):44-48.
YU Tao, SHI Jun. Study of interharmonic in AC/DC parallel transmission system based on FFT and wavelet transform[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(6): 44-48.
- [3] 薛安成,耿继瑜,刘瑞煌,等. 限幅环节对DFIG故障中输出特性的影响研究[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):29-33,56.
XUE Ancheng, GENG Jiyu, LIU Ruihuang, et al. Impact of limiter on output characteristics of DFIG during fault[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 29-33, 56.
- [4] 吴汪平,楚皓翔,解大,等. PI控制器参数对并网永磁直驱型风力发电系统机网相互作用的影响[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):21-28.
WU Wangping, CHU Haoxiang, XIE Da, et al. Influence of PI controllers' parameters on machine-network interaction of grid-connected PMSG system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 21-28.
- [5] 迟永宁,田新首,汤海雁,等. 双馈风电机组与静止无功发生器交互作用原理及系统振荡特性研究[J]. 电网技术,2017,41(2):486-492.
CHI Yongning, TIAN Xinshou, TANG Haiyan, et al. Research on principle and system oscillation characteristics of doubly fed wind turbine linked to reactive power regulator[J]. Power System Technology, 2017, 41(2): 486-492.
- [6] 高澈,牛东晓,罗超,等. 双馈风电场单机与多机等值模型对次同步振荡特性影响的对比[J]. 电力自动化设备,2018,38(8):152-157.
GAO Che, NIU Dongxiao, LUO Chao, et al. Comparison of impact on sub-synchronous oscillation characteristics between single- and multi-generator equivalent model in DFIG wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8): 152-157.
- [7] 高本锋,李忍,杨大业,等. 双馈风电机组次同步振荡阻尼特性与抑制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(12):11-20.
GAO Benfen, LI Ren, YANG Daye, et al. Damping characteristics and countermeasure of DFIG sub-synchronous oscillation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(12): 11-20.
- [8] SUN J. Small-signal methods for AC distributed power systems; a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2545-2554.
- [9] CESPEDAS M, SUN J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [10] 年珩,杨洪雨. 不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析[J]. 电力系统自动化,2016,40(10):76-83.
NIAN Heng, YANG Hongyu. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverters under unbalanced operation conditions[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(10): 76-83.
- [11] 张冲,王伟胜,何国庆,等. 基于序阻抗的直驱风电场次同步振荡分析与锁相环参数优化设计[J]. 中国电机工程学报,2017,37(23):6757-6767.
ZHANG Chong, WANG Weisheng, HE Guoqing, et al. Analysis of permanent magnet synchronous generators electric field minor synchronization oscillation and parameter optimization design of phase locked loop based on sequence impedance[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6757-6767.
- [12] LIU Z, LIU J, BAO W, et al. Infinity-norm of impedance-based stability criterion for three-phase AC distributed power systems with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3030-3043.
- [13] ALAWASA K M, MOHAMED A R I, XU W. Modeling analysis and suppression of the impact of full-scale wind-power converters on subsynchronous damping[J]. IEEE Systems Journal, 2013, 7(4): 700-712.
- [14] WEN B, BOROEYEVICH D, BURGOS R, et al. Analysis of *D-Q* small-signal impedance of grid-tied inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 675-687.
- [15] 刘华坤,谢小荣,何国庆,等. 新能源发电并网系统的同步参考坐标系阻抗模型及其稳定性判别方法[J]. 中国电机工程学报,2017,37(14):4002-4007,4278.
LIU Huakun, XIE Xiaorong, HE Guoqing, et al. Synchronous reference coordinate system impedance model and its stability discrimination method for new energy generation grid connected system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14): 4002-4007, 4278.
- [16] 宋瑞华,郭剑波,李柏青,等. 基于输入导纳的直驱风电次同步振荡机理与特性分析[J]. 中国电机工程学报,2017,37(16):4662-4670,4891.
SONG Ruihua, GUO Jianbo, LI Baiqing, et al. The permanent magnet synchronous generators to minor synchronization oscillation mechanism and characteristic analysis based on input admittance[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(16): 4662-4670, 4891.
- [17] 吕敬,董鹏,施刚,等. 大型双馈风电场经MMC-HVDC并网的次同步振荡及其抑制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(19):4852-4860.
LÜ Jing, DONG Peng, SHI Gang, et al. Subsynchronous oscillation and its mitigation of MMC-based HVDC with large doubly-fed induction generator-based wind farm integration [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 4852-4860.
- [18] 李景一,毕天姝,于钊,等. 直驱风机变流控制系统对次同步频率分量响应的机理研究[J]. 电网技术,2017,41(6):1734-1740.
LI Jingyi, BI Tianshu, YU Zhao, et al. Study on response characteristics of grid converter control system of Permanent Magnet Synchronous Generators (PMSG) to subsynchronous frequency component [J]. Power System Technology, 2017, 41(6): 1734-1740.
- [19] 薛安成,吴雨,王子哲,等. 次同步扰动下的双馈风机系统多频率响应分析[J]. 电网技术,2018,42(6):1804-1810.
XUE Ancheng, WU Yu, WANG Zizhe, et al. Analysis of frequency response of DFIG system under subsynchronous disturbance [J]. Power System Technology, 2018, 42(6): 1804-1810.
- [20] 许斌,张志强,李程昊,等. 应用于双馈风力发电机的LCL型滤波器[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):44-50.
XU Bin, ZHANG Zhiqiang, LI Chenghao, et al. LCL filters applied in doubly fed induction generator [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 44-50.

作者简介:



薛安成

薛安成(1979—),男,江苏常熟人,教授,博士研究生导师,博士,通信作者,主要研究方向为模型和数据驱动的新能源电力系统稳定性分析和安全控制(**E-mail**:acxue@ncepu.edu.cn);

王子哲(1995—),男,山东菏泽人,硕士研究生,主要研究方向为新能源电力系统稳定性分析与控制(**E-mail**:hdwangzz@ncepu.edu.cn);

吴雨(1994—),男,山西晋城人,硕士研究生,主要研究方向为新能源电力系统稳定性分析(**E-mail**:flutewuyu@163.com);

李景一(1990—),男,辽宁丹东人,博士,主要研究方向为新能源电力系统次同步振荡分析与控制(**E-mail**:ljy510647583@163.com);

毕天姝(1973—),女,河南济源人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力系统继电保护与控制、广域同步相量测量技术及其应用(**E-mail**:tsbi@ncepu.edu.cn)。

Frequency distribution and amplitude characteristic of electric flux for grid-connected voltage source converter under subsynchronous disturbance

XUE Ancheng, WANG Zizhe, WU Yu, LI Jingyi, BI Tianshu

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: In view of the case that multi-frequency components exists in the voltage response of the converter under subsynchronous voltage disturbances, the characteristics of the frequency distribution and the magnitude in the response are theoretically derived based on the method of the dynamic response analysis with two-order approximation. More specifically, with the two-order perturbation, the frequency distribution and amplitude characteristics of the response for PLL (Phase-Locked Loop) and current inner-loop controller under the subsynchronous voltage disturbance are firstly derived. Subsequently, the difference and similarity of the proposed method with respect to the traditional small signal analysis are discussed. Simulative results indicate that, under the subsynchronous voltage disturbance, the voltage response of the converter at the terminal of PCC (Point of Common Coupling) that is connected to the external power grid includes not only a pair of complementary sub/supersynchronous frequency components, but also a series of complementary small amplitude frequency components. Besides, the amplitude of the largest complementary sub/supersynchronous frequency components is directly related to integral parameters, while is insensitive to other parameters. Simulative results generally coincide with theoretical results.

Key words: sub/supersynchronization; multiple-frequency distribution characteristic; voltage source converter; control parameters; dynamic response

(上接第 22 页 continued from page 22)

Detection method of high impedance grounding fault based on differential current of zero-sequence current projection and neutral point current in low-resistance grounding system

SHENG Yaru¹, CONG Wei¹, BU Xianghai², LI Xiaoming¹

(1. Key Laboratory of Power System Intelligent Dispatch and Control, Ministry of Education, Shandong University, Jinan 250061, China; 2. Zibo Power Supply Company, State Grid Shandong Electric Power Company, Zibo 255000, China)

Abstract: Based on the analysis of the vector relation between the neutral point current and zero-sequence current of faulty and normal lines, a detection method of high impedance grounding fault based on the differential current of zero-sequence current projection and neutral point current is proposed. As grounding fault occurs, the fault line passes through grounding point and neutral point of the system to form a basic zero-sequence circuit. Because the neutral point current is resistive, the difference between the projection of zero-sequence current of fault line on neutral point current and the neutral point current is small. However, the zero-sequence current of non-fault line is capacitive, so the difference between the projection of zero-sequence current of non-fault line on neutral point current and the neutral point current is large. Therefore, the ratio method is introduced to detect high impedance grounding fault effectively. Then a further investigation is made about the effects of asymmetric line parameters, asymmetric load and asymmetric voltage of the system on the presented method. Simulative results by PSACD proves that the presented method can reliably detect high resistance grounding fault, which is less affected by various asymmetric conditions, and has high sensitivity and reliability.

Key words: low-resistance grounding distribution network; high impedance grounding fault; current projection; current difference

附录

附录 A L 滤波器和 LCL 滤波器的差异

L 滤波器和 LCL 滤波器均可用 T 型二端口电路描述，其传输方程为：

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ -\dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A-1})$$

当采用 L 滤波器时，传输方程为：

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \omega(L_1 + L_2) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ -\dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A-2})$$

当采用 LCL 滤波器时，传输方程为：

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \omega^2 L_1 C & \omega(L_1 + L_2) + \omega^2 L_1 L_2 C \\ \omega C & 1 + \omega^2 L_2 C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ -\dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A-3})$$

A.1 对多频率分量幅值的影响

在高频段下， ωC 较大，采用 L 滤波器代替 LCL 滤波器会产生较大的差异；在低频段下， ωC 较小，可采用 L 滤波器作近似分析。本文研究次同步扰动下并网电压源换流器电气量频率分布特性及电压大小关系，涉及到的频率不高于 150Hz，因此采用 L 滤波器近似分析。

若分析中高频段的振荡，在采用 L 滤波器代替实际并网换流器采用的 LCL 滤波器，可能会有较大的误差。

A.2 对控制回路的影响

在较低频段（150Hz）以下，次同步电压扰动引起的多频率现象中，采用 LCL 滤波器相比于 L 滤波器主要影响了电流控制器中给定参考值。

本文将电流控制器参考值 I_{dr} 和 I_{qr} 对输出的影响记为 U_d 和 U_q ，采用扰动产生前的稳态值通过式(9)求得，得到 U_d 和 U_q 的结果如式(10)。

若采用 LCL 滤波器代替本文分析使用的 L 滤波器，式(9)重新表示为：

$$j\omega_1(L_1 + L_2 + \omega_1^2 L_1 L_2 C)I_1(c \cos \varphi_i + j \sin \varphi_i) = (-K_{dq}^* I_1 \sin \varphi_i + \tilde{U}_d) + j(K_{dq}^* I_1 \cos \varphi_i + \tilde{U}_q) - (a \tilde{L} C_1)U \quad (\text{A-4})$$

因此，采用 LCL 滤波器后 $\tilde{U}_d$ 和 $\tilde{U}_q$ 为：

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}_d \\ \tilde{U}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1^2 L_1 C - \omega_1^2 L_1 L_2 C I_1 \sin \varphi_i \\ \omega_1^2 L_1 L_2 C I_1 \cos \varphi_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (\text{A-5})$$

式(A-5)表明，相对于 L 滤波器， $\tilde{U}_d$ 和 $\tilde{U}_q$ 变化了量为：

$$\begin{bmatrix} \Delta U_d \\ \Delta U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1^2 L_1 C - \omega_1^2 L_1 L_2 C I_1 \sin \varphi_i \\ \omega_1^2 L_1 L_2 C I_1 \cos \varphi_i \end{bmatrix} \quad (\text{A-6})$$

在表 1 中的参数下，取 $L_1 = L_3 = 0.5L = 0.0019H$ ， $C = 0.0001F$ 。可以得到：

$$\left| \frac{\Delta U_d}{U_d} \right| \leq \left| \frac{\omega_1 L_1 I_1 C (1 + L_2 I_1)}{U_1 + (K_{dq}^* - \omega_1 L) I_1} \right| = 6.45 \times 10^{-8}$$

$$\left| \frac{\Delta U_d}{U_d} \right| = \left| \frac{\omega_1^2 L_1 L_2 C}{\omega_1 L - K_{dq}^*} \right| = 1.16 \times 10^{-3}$$

U_d 和 U_q 结果的变化值低于原结果的 1%。因此，在该系统参数下，采用 L 滤波器近似代替 LCL 滤波器，对控制回路的影响可以忽略。

A.3 仿真结果的比较

在本文采用的仿真模型中，分别采用 L 滤波器和 LCL 滤波器对换流器输出电压进行了仿真分析，分析结果如图 A-1。结果显示，换流器输出电压几乎未发生变化。因此，本文采用 L 滤波器作近似分析是合理的。

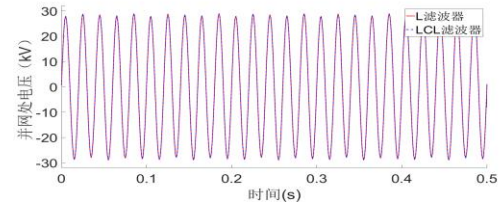


图 A-1 两种滤波器下换流器出口电压波形

Fig. A-1 The voltage waveforms at the outlet of the converter under two filters.

附录 B 对部分公式的说明

B.1 公式(6)的说明

在锁相环馈入的工频三相对称电压中叠加对称的三相次同步电压扰动 $\Delta u_{abc} = [\Delta u_a \Delta u_b \Delta u_c]^T$ ，其中 $\Delta u_a = U_f \cos(\omega_f t)$ ， U_f 和 ω_f 分别为次同步电压扰动分量的幅值和角频率。此时，锁相环馈入电压可表示为：

$$\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \cos(\omega_1 t) + U_f \cos(\omega_f t) \\ U_1 \cos(\omega_1 t - \alpha) + U_f \cos(\omega_f t - \alpha) \\ U_1 \cos(\omega_1 t + \alpha) + U_f \cos(\omega_f t + \alpha) \end{bmatrix}$$

(B-1)

未考虑次同步电压扰动时, 锁相环跟踪角为 $\theta_{PLL} = \omega_1 t$ 。记此时 $\mathbf{u}_{abc}$ 在 dq 坐标下为

$$\mathbf{u}_{dq} = [u_{dv} \quad u_{qv}]^T$$

$$u_{dv} = [u_a \cos(\omega_1 t) + u_b \cos(\omega_1 t - \alpha) + u_c \cos(\omega_1 t + \alpha)] * 2/3$$

$$= U_1 + U_f \cos[(\omega_1 - \omega_f)t]$$

$$u_{qv} = -[u_a \sin(\omega_1 t) + u_b \sin(\omega_1 t - \alpha) + u_c \sin(\omega_1 t + \alpha)] * 2/3 \quad \varphi_{B1} = \tan^{-1}(B_{li} / B_{lr})$$

$$= U_f \sin[(\omega_1 - \omega_f)t]$$

考虑次同步电压扰动时, 锁相环跟踪角为 $\theta_{PLL} = \omega_1 t + \Delta\theta$ 。记此时 $\mathbf{u}_{abc}$ 在 dq 坐标下为 $\mathbf{u}_{dq} = [u_d \quad u_q]^T$ 。通过 $\Delta\theta$ 的旋转变换可以由 $\mathbf{u}_{dq}$ 求得 $\mathbf{u}_{dq}$ 。

根据锁相环方程, $\Delta\theta$ 为:

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= \int [K_p u_{qv} + \int K_i u_{qv} dt] dt \\ &= K_p U_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t] / (\omega_1 - \omega_f) \\ &\quad + K_i U_1 \sin[(\omega_1 - \omega_f)t] / (\omega_1 - \omega_f)^2 \end{aligned}$$

考虑次同步电压扰动后 dq 坐标系下的电压 $\mathbf{u}_{dq}$ 为:

$$u_d = u_{dv} \cos(\Delta\theta) + u_{qv} \sin(\Delta\theta)$$

$$u_q = -u_{dv} \sin(\Delta\theta) + u_{qv} \cos(\Delta\theta)$$

这里, 由于 $\Delta\theta$ 表达式较为复杂, 其正弦和余弦函数 $\sin(\Delta\theta)$ 和 $\cos(\Delta\theta)$ 采用多项式进行近似求解, 即: $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta - \Delta\theta^3/6$, $\cos(\Delta\theta) \approx 1 - \Delta\theta^2/2$ 。求解时发现 $\mathbf{u}_{dq}$ 中除直流量外含有 $k(f_1 - f_f)$ 频率的正弦量, 且 $k(f_1 - f_f)$ 频率的正弦量的幅值主要受 U_f^k 因子 (表示 k 个 U_f 项相乘) 影响, 而 U_f 远小于工频下的电压幅值, 故 k 的取值越大, 对应电压分量幅值越小。仅保留 $k \leq 2$ 的项, 得到 $\mathbf{u}_{dq}$ 可用式(6)表示。

$$\begin{aligned} u_d &= A_0 + A_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{A1}] \\ &\quad + A_2 \cos[2(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{A2}] \\ u_q &= B_0 + B_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{B1}] \\ &\quad + B_2 \cos[2(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{B2}] \end{aligned}$$

其中各项系数如下:

$$A_0 = U_1 - (K_p U_f^2) / [2(\omega_1 - \omega_f)^2]$$

$$A_2 = \sqrt{A_{2r}^2 + A_{2i}^2}$$

$$\varphi_{A2} = -\tan^{-1}(K_p / K_i)$$

$$A_1 = U_f$$

$$\varphi_{A1} = 0$$

$$A_{2r} = (K_p U_f^2) / [2(\omega_1 - \omega_f)^2]$$

$$A_{2i} = (-K_i U_f^2) / [2(\omega_1 - \omega_f)^2]$$

$$B_0 = (-K_p U_f^2) / [2(\omega_1 - \omega_f)]$$

$$B_1 = \sqrt{B_{1r}^2 + B_{1i}^2}$$

$$B_{1r} = (-K_p U_1 U_f) / (\omega_1 - \omega_f)$$

$$B_{1i} = -U_f + (K_i U_1 U_f) / [(\omega_1 - \omega_f)^2]$$

$$B_2 = \sqrt{B_{2r}^2 + B_{2i}^2}$$

$$\varphi_{B2} = \tan^{-1}\{K_i / [K_p (\omega_1 - \omega_f)]\}$$

$$B_{2r} = (-K_p U_f^2) / [2(\omega_1 - \omega_f)]$$

$$B_{2i} = (-K_i U_f^2) / [2(\omega_1 - \omega_f)^2]$$

B.2 公式 (9) 的说明

利用对称分量法, 并网换流器出口电压电流满足方程:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{i1} \\ u_{i2} \\ u_{i3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (B-2)$$

其中: 下表 1、2、0 分别表示正序、负序、零序分量。若只考虑基频正序分量, 可用相量表示为:

$$j\omega_1 L \dot{I}_1 = \dot{V}_1 - \dot{U}_1 \quad (B-3)$$

其中:

$$\dot{I}_1 = I_1 \cos \varphi_i + j I_1 \sin \varphi_i$$

$$\dot{U}_1 = U_1 + j0$$

$$\dot{V}_1 = V_{id} + j V_{iq}$$

电流控制器参考值 I_{dr} 和 I_{qr} 对输出的影响记为 U_d 和 U_q , 电流参考值 I_{dr} 和 I_{qr} 只受工频分量的影响, 根据图3电流控制器结构, 有:

$$\begin{aligned} V_{id} &= -K_{dq}^* I_1 \sin \varphi_i + U_d \\ V_{iq} &= K_{dq}^* I_1 \cos \varphi_i + U_q \end{aligned} \quad (B-4)$$

联立式(B-3)、(B-4), 得式(9):

$$\begin{aligned} &(-K_{dq}^* I_1 \sin \varphi_i + U_d) + j(K_{dq}^* I_1 \cos \varphi_i + U_q) \\ &-U_1 = j\omega_1 L I_1 (\cos \varphi_i + j \sin \varphi_i) \end{aligned} \quad (9)$$

B.3 公式 (12) 和 (14) 的说明

并网电压源换流器电流控制部分同步坐

标系下的电流如式(B-5)， I_1 和 φ_i 表示工频电流幅值及滞后工频电压的初相位， I_f 表示次同步扰动电流幅值。

$$\begin{aligned} i_d &= C_0 + C_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{C1}] \\ i_q &= D_0 + D_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{D1}] \end{aligned} \quad (B-5)$$

其中各项系数如下：

$$\begin{aligned} C_0 &= I_1 \cos \varphi_i \\ C_1 &= \sqrt{C_{1r}^2 + C_{1i}^2} \\ \varphi_{C1} &= \tan^{-1}(C_{1i} / C_{1r}) \\ C_{1r} &= (-I_1 \sin \varphi_i K_p U_f) / (\omega_1 - \omega_f) \\ C_{1i} &= (-K_i U_f I_1 \sin \varphi_i) / [(\omega_1 - \omega_f)^2] \\ D_0 &= -I_1 \sin \varphi_i \\ D_1 &= \sqrt{D_{1r}^2 + D_{1i}^2} \\ \varphi_{D1} &= \tan^{-1}(D_{1i} / D_{1r}) \end{aligned}$$

同步旋转坐标系下并网换流器出口电压 u_{odq} 主要受参考值 I_{dqr} 和电流 i_{dq} 的影响，由于参考值对调制量的影响 U_{dq} 在 dq 坐标下为直流量，电流 i_{dq} 主要为基波分量派克变换后的直流分量和由锁相环扰动引起的 $(f_1 - f_f)$ 频率分量，故 dq 坐标下电压指令值可表示为：

$$\begin{aligned} u_{od} &= E_0 + E_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{E1}] \\ u_{oq} &= F_0 + F_1 \cos[(\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{F1}] \end{aligned} \quad (12)$$

其中各项系数如下：

$$\begin{aligned} E_0 &= U_1 - I_1 \omega_1 L \sin \varphi_i - I_1 K_p^* \cos \varphi_i \\ E_1 &= \sqrt{E_{1r}^2 + E_{1i}^2} \\ \varphi_{E1} &= \tan^{-1}(E_{1i} / E_{1r}) \\ E_{1r} &= (K_p K_p^* U_f I_1 \sin \varphi_i - K_p K_{dq}^* U_f I_1 \cos \varphi_i) / (\omega_1 - \omega_f) - (K_i K_i^* U_f I_1 \sin \varphi_i) / [(\omega_1 - \omega_f)^3] \\ E_{1i} &= (K_p K_i^* U_f I_1 \sin \varphi_i + K_i K_p^* U_f I_1 \sin \varphi_i - K_i K_{dq}^* U_f I_1 \cos \varphi_i) / [(\omega_1 - \omega_f)^2] \\ F_0 &= -2I_1 K_{dq}^* \cos \varphi_i - I_1 \omega_1 L \cos \varphi_i - I_1 K_p^* \sin \varphi_i \\ F_1 &= \sqrt{F_{1r}^2 + F_{1i}^2} \\ \varphi_{F1} &= \tan^{-1}(F_{1i} / F_{1r}) \\ F_{1r} &= -(K_p K_p^* U_f I_1 \cos \varphi_i - K_p K_{dq}^* U_f I_1 \sin \varphi_i) / (\omega_1 - \omega_f) - (K_i K_i^* U_f I_1 \cos \varphi_i) / [(\omega_1 - \omega_f)^3] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_{1i} &= (K_p K_i^* U_f I_1 \cos \varphi_i - K_i K_{dq}^* U_f I_1 \sin \varphi_i + K_i K_p^* U_f I_1 \cos \varphi_i) / [(\omega_1 - \omega_f)^2] \end{aligned}$$

在 dq 坐标到 abc 坐标变换时，考虑锁相环的影响，以 A 相指令值为例，表达式如下：

$$\begin{aligned} u_{oa} &= u_{od} \cos(\omega_1 t + \Delta\theta) - u_{oq} \sin(\omega_1 t + \Delta\theta) \\ &= u_{od} [\cos(\omega_1 t) \cos(\Delta\theta) - \sin(\omega_1 t) \sin(\Delta\theta)] \\ &\quad - u_{oq} [\sin(\omega_1 t) \cos(\Delta\theta) + \cos(\omega_1 t) \sin(\Delta\theta)] \\ &= [u_{od} \cos(\omega_1 t) - u_{oq} \sin(\omega_1 t)] \cos(\Delta\theta) \\ &\quad - [u_{oq} \cos(\omega_1 t) + u_{od} \sin(\omega_1 t)] \sin(\Delta\theta) \end{aligned} \quad (B-6)$$

式中，锁相环扰动角 $\Delta\theta$ 的正弦函数和余弦函数用多项式逼近，最终表达式为不同频率正弦函数的叠加，仅保留幅值中 $k \leq 2$ 的 U_f^k 因子（表示 k 个 U_f 项相乘），可用式(14)表示：

$$\begin{aligned} u_{oa} &= G_0 \cos[\omega_1 t + \varphi_{G0}] + G_1 \cos[\omega_f t + \varphi_{G1}] \\ &\quad + G_2 \cos[(2\omega_1 - \omega_f)t + \varphi_{G2}] \\ &\quad + G_3 \cos[(3\omega_1 - 2\omega_f)t + \varphi_{G3}] \\ &\quad + G_4 \cos[(\omega_1 - 2\omega_f)t + \varphi_{G4}] \end{aligned} \quad (14)$$

其中各项系数如下：

$$\begin{aligned} G_0 &= \sqrt{G_{0r}^2 + G_{0i}^2} \\ \varphi_{G1} &= \tan^{-1}(G_{0i} / G_{0r}) \\ G_{0r} &= M_{11} + (M_{1211} M_{1221} + M_{1212} M_{1223}) / 2 + M_{131} \\ G_{0i} &= -N_{11} - (N_{1211} N_{1221} + N_{1212} N_{1223}) / 2 - N_{131} \\ G_1 &= \sqrt{G_{1r}^2 + G_{1i}^2} \\ \varphi_{G1} &= \tan^{-1}(G_{1i} / G_{1r}) \\ G_{1r} &= (M_{132} + M_{1211} M_{1221} + N_{133} + N_{1212} N_{1221}) / 2 \\ G_{1i} &= -(M_{132} + M_{1212} M_{1221} + N_{132} + N_{1211} N_{1221}) / 2 \\ G_2 &= \sqrt{G_{2r}^2 + G_{2i}^2} \\ \varphi_{G2} &= \tan^{-1}(G_{2i} / G_{2r}) \\ G_{2r} &= (M_{132} + M_{1211} M_{1221} - N_{133} - N_{1212} N_{1221}) / 2 \\ G_{2i} &= (M_{133} + M_{1212} M_{1221} - N_{132} - N_{1211} N_{1221}) / 2 \\ G_3 &= \sqrt{G_{3r}^2 + G_{3i}^2} \\ \varphi_{G3} &= \tan^{-1}(G_{3i} / G_{3r}) \\ G_{3r} &= (M_{1211} M_{1222} - M_{1212} M_{1223} - N_{1212} N_{1222} - N_{1211} N_{1223}) / 4 \\ G_{3i} &= (M_{1211} M_{1222} + M_{1211} M_{1223} - N_{1211} N_{1222} + N_{1212} N_{1223}) / 4 \\ G_4 &= \sqrt{G_{4r}^2 + G_{4i}^2} \\ \varphi_{G4} &= \tan^{-1}(G_{4i} / G_{4r}) \\ G_{4r} &= (M_{1211} M_{1222} - M_{1212} M_{1223} + N_{1212} N_{1222} + N_{1211} N_{1223}) / 4 \end{aligned}$$

$$G_{4i} = (M_{1211}M_{1222} + M_{1211}M_{1223} + N_{1211}N_{1222} - N_{1212}N_{1223}) / 4$$

$$M_{11} = U_1 + I_1 \sin \varphi_i (K_{dq}^* - \omega_1 L)$$

$$M_{1211} = (-K_p U_f I_1) / [(\omega_1 - \omega_f)^4]$$

$$M_{1212} = (-K_i U_f I_1) / [(\omega_1 - \omega_f)^5]$$

$$M_{1221} = (\omega_1 - \omega_f)^3 [(-2K_{dq}^* + \omega_0 L) \cos \varphi_i + K_p^* \sin \varphi_i]$$

$$M_{1222} = U_f [(-K_i K_i^* + K_p K_p^* (\omega_1 - \omega_f)^2) \cos \varphi_i$$

$$+ K_p K_{dq}^* (\omega_1 - \omega_f)^2 \sin \varphi_i]$$

$$M_{1223} = U_f (\omega_1 - \omega_f) [(-K_p K_i^* + K_i K_p^*) \cos \varphi_i$$

$$+ K_i K_{dq}^* \sin \varphi_i]$$

$$M_{131} = -I_1 (K_{dq}^* \sin \varphi_i + K_p^* \cos \varphi_i)$$

$$M_{132} = [U_f I_1 (-K_p K_{dq}^* \cos \varphi_i + K_p K_p^* \sin \varphi_i)]$$

$$/ (\omega_1 - \omega_f) + (U_f I_1 K_i K_i^* \sin \varphi_i) / [(\omega_1 - \omega_f)^3]$$

$$M_{133} = [U_f I_1 (-K_i K_{dq}^* \cos \varphi_i + K_i K_p^* \sin \varphi_i$$

$$+ K_p K_i^* \sin \varphi_i)] / [(\omega_1 - \omega_f)^2]$$

$$N_{11} = -I_1 \cos \varphi_i (K_{dq}^* - \omega_1 L)$$

$$N_{1211} = (K_p U_f) / (\omega_1 - \omega_f)$$

$$N_{1212} = (K_i U_f) / [(\omega_1 - \omega_f)^2]$$

$$N_{1221} = U_1 - K_p^* I_1 \cos \varphi_i - \omega_1 L I_1 \sin \varphi_i$$

$$N_{1222} = [-K_i K_i^* \sin \varphi_i + K_p (\omega_1 - \omega_f)^2 (-K_{dq}^* \cos \varphi_i$$

$$+ K_p^* \sin \varphi_i)] / [(\omega_1 - \omega_f)^3]$$

$$N_{1223} = \{I_1 U_f [-K_i K_{dq}^* \cos \varphi_i + (K_i K_p^*$$

$$+ K_p K_i^*) \sin \varphi_i]\} / [(\omega_1 - \omega_f)^3]$$

$$N_{131} = -I_1 (K_{dq}^* \cos \varphi_i + K_p^* \sin \varphi_i)$$

$$N_{132} = [U_f I_1 (K_p K_{dq}^* \sin \varphi_i + K_p K_p^* \cos \varphi_i)]$$

$$/ (\omega_1 - \omega_f) - (U_f I_1 K_i K_i^* \sin \varphi_i) / [(\omega_1 - \omega_f)^3]$$

$$N_{133} = [U_f I_1 (K_i K_{dq}^* \sin \varphi_i + K_i K_p^* \cos \varphi_i$$

$$+ K_p K_i^* \cos \varphi_i)] / [(\omega_1 - \omega_f)^2]$$