不平衡及畸变电网下并网变流器的 比例多谐振电流控制

韩 刚,蔡 旭

(上海交通大学 风力发电研究中心,上海 200240)

摘要:针对不平衡及畸变电网电压影响并网变流器控制性能的问题,采用比例多谐振调节器对变流器的电流环进行控制。在建立两相静止坐标系下变流器数学模型的基础上,给出一种采用直流电压外环、电流内环的双环控制结构,电流内环选择比例多谐振调节器实现了对基波电流的跟踪和对畸变电网电压扰动的抑制。针对含有LCL型滤波器的变流器中滤波器以及比例多谐振调节器阶数高、参数设计困难的问题,基于离散域根轨迹分析,提出了比例多谐振调节器参数设计的方法。通过分析谐振调节器参数对系统闭环极点的影响,设计了电流环的控制参数,该参数可使系统在滤波器及电网频率变化时仍然具有较好的鲁棒性。在 RT-LAB 硬件在环实验平台上,验证了电流控制方法的可行性,以及所提比例多谐振调节器参数设计方法的正确性。

0 引言

并网变流器作为连接新能源与电力系统的重要 元件,具有输出电流正弦度高、能量双向流动以及功 率因数易于调节等优点,已被广泛应用于新能源发电、 大规模储能及柔性直流输电等领域^[1]。并网变流器 通常采用基于电网电压定向的矢量控制方式,然而随 着不平衡、非线性负载的大量使用,电网中出现不平 衡与低次谐波的场合越来越多^[2]。这种不平衡与谐 波电压分量易引起变流器输出功率的脉动和畸变, 导致直流侧电容反复充放电,进而危及其正常运行寿 命^[3]。另外,变流器输出电流中谐波成分大量增加, 严重时将无法满足并网标准^[45]。因此,在不平衡和 谐波畸变电网环境下,如何提高并网变流器的电流控 制性能显得尤为重要。

为抑制不平衡及畸变电压对变流器输出电流的 影响,可通过增大网侧无源滤波器的电感量增强其 对高次谐波电流的衰减^[6],但采用此方法对电流中 低次谐波及负序分量的抑制效果较差。文献[7-9] 采用多重比例积分(PI)调节器补偿谐波电流,且其 控制参数是基于同步旋转坐标系下的数学模型而进 行设计的,然而这种控制方法需要繁琐的坐标变换 和精确的锁相技术,且使用了大量滤波器用于提取负 序和谐波电流,降低了电流内环的快速性和准确性。 基波正向旋转坐标系下,文献[10-11]将比例-积分-

收稿日期:2017-03-03;修回日期:2017-08-07

基金项目:台达环境与教育基金会《电力电子科教发展计划》 资助项目(DREM2016005) 谐振(PIR)调节器应用于并网变流器和双馈风电系 统转子变流器的电流控制。文献[12-13]提出采用重 复控制器抑制周期性的谐波扰动,但调节过程开始于 扰动发生后的下一个控制周期,动态调节性能不理想; 固定的采样周期会导致其控制性能受电网频率的影 响较大。文献[14]提出了一种不平衡及谐波畸变电 网下双馈风电变流器的积分滑模控制策略,但此策 略中开关频率不固定,不利于并网侧滤波器的设计。 为解决该问题,文献[15]在滑模切换面引入6倍频 的谐振项,提出定频谐振滑模直接功率控制方法, 实现了并网变流器的有功、无功平稳无波动及输出正 弦电流3个控制目标,然而滑模控制器固有的抖动现 象依然存在。

此外,电网电压不平衡与畸变对并网变流器输出 电流的影响,可通过电流控制环路的比例多谐振 调节器对其进行抑制^[16]。比例谐振(PR)调节器在 特定频率处具有无穷大增益,多频率谐振调节器则 可对基波电流进行无差跟踪并抑制谐波扰动的影 响[17-18]。然而,比例多谐振调节器作为一种高阶控制 器,再考虑 LCL 滤波器的三阶特性,使得设计该控制 器参数变得尤为复杂。文献[19]将多谐振调节器应 用于无差跟踪基波电流,抑制特定次数的谐波电流 含量,同时采用基于根轨迹理论的多谐振调节器参 数设计方法,分析了 LCL 滤波器参数、调节器参数 与控制延时对系统闭环极点的影响。然而,其是在 电流环的连续域模型上开展的,设计出的参数直接 应用于数字化控制系统容易引起调节器性能偏差或 偏谐。文献[20-21]将 PR 调节器应用于有源电力滤 波器的电流环控制。文献[20]在连续域设计 PR 调 节器参数后用于数字控制器,但并未在离散域中直接

Project supported by the Power Electronics Science and Education Development Program of Delta Environmental & Educational Foundation(DREM2016005)

设计,调节器偏谐等问题依然存在。文献[21]在电流环离散域模型的基础上,提出一种基于频率自适应 PR 调节器选择性谐波控制策略,以提高变流器对电网频率波动的适应能力,但并未给出 PR 调节器参数的详细设计方法。

本文综合上述分析,首先,在两相静止坐标系下 建立了变流器的数学模型,给出了一种基于直流电 压外环、电流内环的双环控制结构,其中电流内环选 择比例多谐振调节器。然后,采用双线性变换法对 电流环进行离散化,在分析谐振调节器参数对系统离 散根轨迹影响的基础上,设计电流环的控制参数,并 验证滤波器参数、电网频率变化时闭环系统的稳定 性,说明了所设计的控制参数可使系统具有较好的鲁 棒性。最后,基于 RT-LAB 硬件在环实验平台,验证 了所提电流控制方法的可行性以及比例多谐振调节 器参数设计方法的正确性。

1 主电路拓扑及数学模型

基于 LCL 滤波器的风电机组网侧变流器的拓 扑结构如图 1 所示。图中, L_g , L_1 分别为 LCL 滤波器 的网侧电感、变流器侧电感;C为 LCL 滤波器电容;R为阻尼电阻; i_1 、 i_g 分别为变流器侧电流、注入电网的 网侧电流。





根据基尔霍夫定律,两相静止坐标系下,忽略滤 波电感的寄生电阻,带 LCL 型滤波器的并网变流器 的数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_{\mathrm{g}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L_{\mathrm{g}}} (\boldsymbol{u}_{\mathrm{g}} - \boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}) \\ \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}}{\mathrm{d}t} = \left(\frac{1}{C} + R\right) \boldsymbol{i}_{\mathrm{f}} \\ \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_{\mathrm{1}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L_{\mathrm{1}}} (\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}} - \boldsymbol{u}) \\ \boldsymbol{i}_{\mathrm{f}} = \boldsymbol{i}_{\mathrm{g}} - \boldsymbol{i}_{\mathrm{1}} \end{cases}$$
(1)

由对称分量法可知,当电网电压不平衡且含有谐 波畸变时,电压和电流可分解为正序、负序及零序分 量。需要说明的是,风电和光伏这类新能源发电系 统通常采用三相三线制的接线方式,零序分量无流通 路径,故分析时可忽略零序分量的影响^[22]。以电网 电压矢量 u_g为例,不平衡及谐波畸变电网电压下其表 达式为:

$$\boldsymbol{u}_{g} = \boldsymbol{u}_{g}^{p} + \boldsymbol{u}_{g}^{n} + \boldsymbol{u}_{g}^{5n} + \boldsymbol{u}_{g}^{7p}$$
(2)

其中, $u_{g} = [u_{g\alpha} \ u_{g\beta}]^{T}$, $u_{g}^{p} = [u_{g\alpha}^{p} \ u_{g\beta}^{p}]^{T}$, $u_{g}^{n} = [u_{g\alpha}^{n} \ u_{g\beta}^{n}]^{T}$, $u_{g}^{sn} = [u_{g\alpha}^{sn} \ u_{g\beta}^{n}]^{T}$, $u_{g}^{sn} = [u_{g\alpha}^{sn} \ u_{g\beta}^{n}]^{T}$, $u_{g}^{r} = [u_{g\alpha}^{r} \ u_{g\beta}^{r}]^{T}$, $L \overline{k} p \ n n \ \beta H \overline{k} \overline{k} \overline{k} = L \overline{k} g \overline{k}$ 的正序分量和负序分量,下标 $\alpha \ n \beta \ \beta \ \beta H \overline{k} \overline{k} \overline{k}$, 相应分量, 上标 T 表示该矩阵的转置。 同样地, $u, u_{f}, i_{g}, i_{1} \ n i_{f}$ 也可表示成类似形式,本文不 再赘述。

根据瞬时功率的计算公式,可得并网有功功率 p₂和无功功率 q₂的表达式为:

$$p_{g} = \frac{3}{2} \boldsymbol{u}_{g}^{T} \boldsymbol{i}_{g} = P_{g,dc} + P_{g,ac2} + P_{g,ac4} + P_{g,ac6} + P_{g,ac8} + P_{g,ac12}$$
(3)

$$q_{\rm g} = \frac{3}{2} \left| \boldsymbol{u}_{\rm g}^{\rm T} \dot{\boldsymbol{u}}_{\rm g} \right| = Q_{\rm g,dc} + Q_{\rm g,ac2} + Q_{\rm g,ac4} + Q_{\rm g,ac6} +$$

其中, $P_{g,ac2}(Q_{g,ac2})$ 、 $P_{g,ac4}(Q_{g,ac4})$ 、 $P_{g,ac6}(Q_{g,ac6})$ 、 $P_{g,ac8}(Q_{g,ac8})$ 、 $P_{g,ac12}(Q_{g,ac12})$ 和 $P_{g,dc}(Q_{g,dc})$ 分别为 $p_g(q_g)$ 的2倍频、4 倍频、6倍频、8倍频、12倍频交流分量和直流分量, 其具体表达形式可参见文献[4]。

2 比例多谐振电流控制环路

PI 调节器是一阶控制器,对直流参考量能够实现 无差跟踪,具有鲁棒性强与可靠性高的优点。但由 于 PI 调节器不具有无限大的增益,不能无偏差跟踪 正弦参考量,即使增大比例系数,也只能减小而不能 从根本上消除稳态误差和相位偏移。为消除电网电 压不平衡与畸变对并网变流器输出电流的影响,采 用比例多谐振调节器代替 PI 调节器对电流环控制, 其传递函数表达式为:

$$G_{\rm PR}(s) = K_{\rm p} + \sum_{h=1}^{n} \frac{2K_{th}s}{s^2 + \omega_h^2}$$
(5)

其中, K_p 为比例增益; ω_h 为谐振频率; K_{rh} 为谐振增 益;h为谐波次数;n为谐振调节器的个数。

该比例多谐振调节器在频率 ω 处的增益为:

$$A_{\rm PR}(\omega) = \sqrt{K_{\rm p}^2 + \left(\sum_{h=1}^n \frac{2K_{rh}\omega}{\omega_h^2 - \omega^2}\right)^2} \tag{6}$$

由式(6)可知,比例多谐振调节器在谐振频率 ω_h 处的增益为无限大,在其他频率处的增益是一有限 值,因此比例多谐振调节器能够无静差跟踪多个特 定频率的正弦量,且能抵抗其他频率的扰动。然而, 无限大的增益会降低系统稳定性,也不易于控制器的 实现;这种控制器带宽较小,无法抑制电网频率波 动的影响。为解决理想比例多谐振调节器的上述问 题,一般采用一种易于实现的比例多谐振准调节器, 其传递函数表达式为:

$$G_{\rm PR}(s) = K_{\rm p} + \sum_{h=1}^{n} \frac{2K_{\rm trh}\omega_{ch}s}{s^2 + 2\omega_{ch}s + \omega_h^2}$$
(7)

其中,ω,为截止频率。

图 2 给出了不平衡及畸变电网下并网变流器的 整体控制框图,并网变流器采用直流电压外环、电流 内环的双环控制结构。不平衡及畸变电网电压经锁 相环分离出基波正序、负序分量以及 5 次谐波负序分 量、7 次谐波正序分量,根据电压外环输出的有功功 率参考量计算出基波、5 次谐波与 7 次谐波电流的参 考值。电流参考值作为电流内环的输入,将该电流 参考值与反馈值作差经比例谐振调节器即可产生用 于调制的电压信号。



图 2 不平衡及畸变电网下并网变流器的整体控制框图 Fig.2 Control block diagram of grid-connected converter under unbalanced and distorted grid conditions

在电压电流双环控制结构中,由于内环、外环的 时间常数相差较大,可认为两者近似解耦。本文主 要研究电流内环的控制,图3给出了两相静止 αβ坐 标系下电流环路的简化控制框图。



图 3 静止 $\alpha\beta$ 坐标系下电流环控制框图 Fig.3 Control block diagram of current loop in $\alpha\beta$ stationary frame coordinate system

在两相静止坐标系下, α 通道、 β 通道之间不存 在交叉耦合项且具有相同的控制结构,因此 α 通道、 β 通道的调节器可设计相同的控制参数。图 3 中, $K_{PWM}e^{-sT}$ 为数字控制环节引发的等效延迟,T 为数字 控制周期, K_{PWM} 为逆变桥路放大增益,此处取为 1; G_{LCL} 为 LCL 滤波器的输入电压对电流的传递函数, 其表达式如式(8)所示。

$$G_{\rm LCL}(s) = I_1(s) / (U_{\rm g}(s) - U(s)) = \frac{L_{\rm g}Cs^2 + CRs + 1}{L_1CL_2s^3 + C(L_1 + L_{\rm g})Rs^2 + (L_1 + L_{\rm g})s}$$
(8)

图 3 中 *u_{gap}* 为静止 αβ 坐标系下的电网电压,其 值为基波正弦量。当电网电压出现不平衡与畸变时, *u_{gap}* 中除了基波成分,还含有各次谐波分量,本文以 5 次负序、7 次正序分量为例研究电流环路的控制。 *G*_{PR} 为电流控制环路的比例多谐振调节器,其作用是 对基波正弦参考量的跟随以及环路中 5 次、7 次谐 波电压扰动的抑制,*G*_{PR} 传递函数的表达式为:

$$G_{\rm PR}(s) = K_{\rm p} + \frac{2K_{\rm r1}\omega_{c1}s}{s^2 + 2\omega_{c1}s + \omega_1^2} + \frac{2K_{\rm r5}\omega_{c5}s}{s^2 + 2\omega_{c5}s + \omega_5^2} + \frac{2K_{\rm r7}\omega_{c7}s}{s^2 + 2\omega_{c7}s + \omega_7^2}$$
(9)

其中, ω_1 、 ω_5 、 ω_7 分别为基波、5次谐波、7次谐波对应 的谐振频率,值分别为 314.16 rad/s、1570.80 rad/s、 2199.11 rad/s; K_{rl} 、 K_{r5} 、 K_{r7} 分别为基波、5次谐波、7 次谐波对应的谐振增益; ω_{c1} 、 ω_{c5} 、 ω_{c7} 分别为基波、5 次谐波、7次谐波对应的截止频率。

3 电流控制环路离散化

为设计电流控制环路的比例多谐振调节器参数,本文采用基于直接离散域的数字控制器设计方法,首先需对电流控制环路的各个环节进行离散化。 本文采用双线性变换法(Tustin),s 域和 z 域之间的变换关系可表示为:

$$s = k(z-1)/(z+1)$$
 (10)

其中,k=2/T。

将式(10)代入式(8),经过整理可得 LCL 滤波器 输入电压对输入电流的离散化传递函数表达式为:

$$G_{\rm LCL}(z) = \frac{b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0}$$
(11)
$$\begin{cases} a_0 = -L_1 L_g C k^3 + (L_1 + L_g) C R k^2 - (L_1 + L_g) k \\ a_1 = 3L_1 L_g C k^3 - (L_1 + L_g) C R k^2 - (L_1 + L_g) k \\ a_2 = -3L_1 L_g C k^3 - (L_1 + L_g) C R k^2 + (L_1 + L_g) k \end{cases}$$
(12)
$$a_3 = L_1 L_g C k^3 + (L_1 + L_g) C R k^2 + (L_1 + L_g) k \\ b_0 = L_g C k^2 - C R k + 1 \\ b_1 = -L_g C k^2 - C R k + 3 \\ b_2 = -L_g C k^2 + C R k + 3 \\ b_3 = L_g C k^2 + C R k + 1 \end{cases}$$
(13)

将图 3 中等效延迟环节转化到离散域,其传递 函数表达式为:

$$G_{\rm del} = K_{\rm PWM} z^{-1} \tag{14}$$

将式(10)代入式(9),经过整理可得比例多谐振 调节器的离散化传递函数表达式为:

$$G_{\rm PR}(z) = K_{\rm p} + \frac{d_2 z^2 + d_0}{c_2 z^2 + c_1 z + c_0} + \frac{f_2 z^2 + f_0}{e_2 z^2 + e_1 z + e_0} + \frac{h_2 z^2 + h_0}{g_2 z^2 + g_1 z + g_0}$$
(15)

106

$$\begin{cases} c_0 = k^2 - 2\omega_{c1}k + \omega_1^2 \\ c_1 = -2k^2 + 2\omega_1^2 \\ c_2 = k^2 + 2\omega_{c1}k + \omega_1^2 \end{cases}$$
(16)

$$\begin{cases} d_2 = 2K_{r1}\omega_{c1}k \\ e_0 = k^2 - 2\omega_{c5}k + \omega_5^2 \end{cases}$$
(17)

$$e_1 = -2k^2 + 2\omega_5^2$$
(18)
$$e_2 = k^2 + 2\omega_5 k + \omega_5^2$$

$$f_0 = -2K_{\rm r5}\omega_{\rm c5}k \tag{10}$$

$$f_2 = 2K_{15}\omega_{c5}k$$

$$g_0 = k^2 - 2\omega_{c7}k + \omega_7^2$$
(17)

$$g_1 = -2k^2 + 2\omega_7^2$$
(20)
$$g_2 = k^2 + 2\omega_2 k + \omega_7^2$$

$$h_0 = -2K_{i7}\omega_{c7}k$$

$$h_2 = 2K_{i7}\omega_{c7}k$$
(21)

4 比例多谐振调节器参数设计

基于第3节给出的电流控制环路各个环节的离散化结果,本节将在离散域采用根轨迹法直接设计电流环的调节器参数。图1中基于LCL滤波器的网侧变流器相关电气参数如下:电网线电压有效值 U_{gab} =690 V,电网频率 f_0 =50 Hz,开关频率 f_s =2500 Hz, L_1 =170 μ H, L_g =80 μ H,R=0.1 Ω ,C=466 μ F。

4.1 调节器参数的影响

比例多谐振调节器参数变化将对闭环系统的根 轨迹产生重要影响,基于此可以选择使电流控制环稳 定的调节器参数范围。由于比例多谐振调节器含有 K_{p} 、 K_{r1} 、 ω_{c1} 、 K_{r5} 、 ω_{c5} 、 K_{r7} 、 ω_{c7} 7个参数,本节将分组讨论 这些参数对系统根轨迹变化趋势的影响。图4给出 了 K_{p} 、 K_{r1} 、 ω_{c1} 变化时系统根轨迹图,其中0.02 $\ll K_{p} \ll 2$, $10 \ll K_{r1} \ll 50$, $0.4 \pi \ll \omega_{c1} \ll 3 \pi$ 。从图4中可以看出,该 闭环系统共有5对极点:第1对极点由LCL滤波器 产生;第2对极点由LCL滤波器与延迟环节产生;第 3对极点由基波谐振调节器产生;第4对极点由5次 谐波谐振调节器产生;第5对极点由7次谐波谐振调 节器产生。

分析比例增益 K_p对闭环系统极点的影响。由 图 4(a)可知,随着 K_p的增大,第1 对极点从单位圆 内逐渐运动到单位圆外,为确保系统稳定,则 K_p取 值不能过大;K_p较小时第2 对极点在实轴上,随着 K_p 增大这对极点先相互靠近,相遇后离开实轴分别向 上、向下运动,最后到达关于实轴对称的2个点,故 第2 对极点对闭环系统的稳定性影响较小;第3、第 4、第5 对极点在 K_p较小时处在单位圆外,随着 K_p 增大逐渐运动到单位圆内而后收缩到一点,为了确 保系统稳定,则 K_p取值不能过小。根据 K_p对第1、3、 4、5 对极点分布的影响,可以确定使系统稳定的 K_p 的范围。



图 4 $K_{\rm p}$ 、 $K_{\rm rl}$ 及 $\omega_{\rm cl}$ 变化时系统根轨迹图 Fig.4 Trajectory of eigenvalues when $K_{\rm p}$, $K_{\rm rl}$ and $\omega_{\rm rl}$ change

分析 K_{rl} 、 ω_{cl} 对以 K_{p} 为参变量的系统根轨迹的 影响,从图 4(a)中可以看出,K_{rl}对闭环系统根轨迹 的影响与 ω_{cl} 相同;随着 K_{rl},ω_{cl} 增大,第1对极点远 离实轴分别向上、向下移动;当 K_{rl},ω_{cl} 开始小幅增大 时,第2对极点轨迹的非实轴部分向右移动,第3对 极点向左移动。需要指出的是,随着 K_{rl} 、 ω_{cl} 进一步 增大,第2对极点在实轴相遇后运动到原第3对极点 轨迹的终点,而第3对极点则运动到原第2对极点轨 迹的终点, K_{rl} , ω_{cl} 的增大使得第3对极点轨迹的单 位圆外部分增大,第2对极点轨迹始终处在单位圆内。 图 4(b)、4(c)分别为第 4 对、第 5 对极点轨迹的局部 放大图。从图中可以看出,由于 K_{rl} 、 ω_{cl} 为基波谐振 调节器的参数,其值增大对由5、7次谐波谐振调节 器产生的第4、第5对极点轨迹的影响较小,2条轨迹 单位圆内的部分几乎不变。根据 K_{rl}, ω_{cl} 对应第 1、 3、4、5对极点轨迹的单位圆内部分,可确定使系统稳 定的 K_{r_1} 、 ω_{c_1} 的范围。

图 5 给出了 K_{p} 、 K_{t5} 、 ω_{c5} 变化时系统的根轨迹图, 其中 0.02 \leq K_p \leq 2,1 \leq K_{t5} \leq 70,0.2 $\pi \leq \omega_{c5} \leq$ 2.8 π 。从 图 5 中可以看出,比例增益 K_{p} 对闭环系统极点变化 趋势的影响与图 4 相同,接下来分析 K₁₅、ω₁₅ 对以 K₁ 为参变量的系统根轨迹的影响。图 5(a)中.K.;对闭 环系统根轨迹的影响与 ω_{c5} 相同。随着 $K_{c5}\omega_{c5}$ 增大, 第1对极点远离实轴分别向上、向下移动。需要注意 的是,图4中 K_{rl} , ω_{cl} 增大使得交换第2、第3对极点 轨迹终点的现象,在图 5 中变为 K₅, ω₅ 增大对应交 换第 2、第 4 对极点轨迹的终点,原因在于 K_{s}, ω_{s} 为 5次谐波谐振调节器的参数,其对由5次谐波谐振 调节器产生的第4对极点影响较大。K₁₅、ω₅的增大 使得第4对极点轨迹的单位圆外部分增大.第2对 极点轨迹始终处在单位圆内。从图 5 中还可以看出, $K_{5,\omega}$ 。增大对由基波、7次谐波谐振调节器产生的 第3、第5对极点轨迹的影响较小,2条轨迹单位圆 内的部分几乎不变。根据 K_{r5},ω_{c5} 对应第1、3、4、5对 极点轨迹的单位圆内部分,可确定使系统稳定的 K₄、 ω_{c5} 的范围。

图 6 给出了 K_{p} 、 K_{r7} 、 ω_{c7} 变化时系统的根轨迹图, 其中 0.02 $\leqslant K_{p}$ \leqslant 2,1 $\leqslant K_{r7}$ \leqslant 90,0.2 $\pi \leqslant \omega_{c7} \leqslant$ 3.6 π_{o} 从 图 6 中可以看出,比例增益 K_{p} 对闭环系统极点变化 趋势的影响与图 4 和图 5 相同,接下来分析 K_{r7} 、 ω_{c7} 对以



图 5 K_{p} 、 K_{r5} 及 ω_{c5} 变化时系统根轨迹图 Fig.5 Trajectory of eigenvalues when K_{p} , K_{r5} and ω_{c5} change

 K_p 为参变量的系统根轨迹的影响。图 6(a)中, K_{r7} 对闭环系统根轨迹的影响与 ω_{c7} 相同。随着 K_{r7} 、 ω_{c7} 增大,第1对极点远离实轴分别向上、向下移动。需要注意的是,不同于图 4 和图 5,图 6(d)中随着 K_{r7} 、 ω_{c7} 增大出现交换第2、第5 对极点轨迹终点的现象, K_{r7} 、 ω_{c7} 的增大使得第5 对极点轨迹的单位圆外部分增大,第2 对极点轨迹始终处在单位圆内。从图 6(b)、6(c)中可以看出, K_{r7} 、 ω_{c7} 增大对由基波、5 次谐波谐振调节器产生的第3、第4 对极点轨迹的影响较小,第3 对极点轨迹始终处在单位圆内,第4 对极点轨迹 由小部分处在单位圆外变为完全处在单位圆内。根



图 6 $K_{\rm p}$, $K_{\rm r7}$ 及 $\omega_{\rm c7}$ 变化时系统根轨迹图 Fig.6 Trajectory of eigenvalues when $K_{\rm p}$, $K_{\rm r7}$ and $\omega_{\rm c7}$ change

据 K_{r_1}, ω_{c_7} 对应第 1、3、4、5 对极点轨迹的单位圆内部 分,可确定使系统稳定的 K_{r_1}, ω_{c_7} 的范围。

4.2 滤波器参数的影响

并网变流器在实际运行过程中,由于电流增大、 温度升高等因素的影响,常出现 LCL 滤波器电感、电 容及电阻参数变化的情况。因此,有必要研究 LCL 滤 波器参数对电流控制环闭环极点的影响。

图 7 给出了 LCL 滤波器参数变化时以 K_p 为参 变量的系统根轨迹图,其中 0.02 $\leqslant K_p \leqslant 2,170 \mu H \leqslant L_1 \leqslant$ 340 μ H,80 μ H $\leqslant L_g \leqslant$ 320 μ H,0.1 $\Omega \leqslant R \leqslant$ 0.4 Ω , 466 μ F $\leqslant C \leqslant$ 932 μ F。从图 7(a)中可以看出,随着变 流器侧电感 L_1 的增大,第 1 对极点轨迹单位圆外部 分减小,第 2 对极点轨迹非实轴部分向左移动但仍 处在单位圆内,第 3、4、5 对极点轨迹变化较小,系统 稳定性整体增大。从图 7(b)中可以看出,增大电网 侧电感 L_g ,第 1 对极点轨迹的起点有接近单位圆的 趋势,第 2 对极点轨迹非实轴部分向右移动但仍处 在单位圆内,第 3、4、5 对极点轨迹变化较小,系统



图 7 LCL 滤波器参数变化时系统根轨迹图 Fig.7 Trajectory of eigenvalues when LCL filter parameters change

稳定性略有降低。从图 7(c)中可以看出,随着滤波 器阻尼电阻 R 的增大,第1 对极点向单位圆内移 动,从小部分处在单位圆外变为完全处在单位圆内, 第2 对极点轨迹非实轴部分向左移动仍处在单位圆 内,第3、4、5 对极点轨迹几乎不变,因此,增大阻尼 电阻 R 有利于提高系统稳定性。从图 7(d)中可以看 出,增大滤波电容 C,第1 对极点向单位圆内移动, 第2 对极点轨迹非实轴部分向右移动但仍处在单位 圆内,第3、4、5 对极点轨迹几乎不变,因此,增大滤 波电容 C 对系统稳定性影响较小。

为确保并网变流器系统稳定,电流控制环的特征 根须分布在单位圆以内:为使滤波器参数在一定范 围内变化时系统依然稳定,设计电流环比例多谐振调 节器参数时应留有裕度。从图 4—6 所示的调节器 参数对系统根轨迹的影响可以看出:比例增益 K_n对 系统的5对根轨迹均产生影响;谐振增益 K_{rl} , K_{rs} , K_{rr} , 截止频率ωωωωωα仅对各自频率处谐振调节器产 生的根轨迹影响较大,对其他频率处谐振调节器产生 的根轨迹影响较小。因此,设计比例多谐振调节器参 数的步骤为:根据所绘图形选取使5对根轨迹同时处 于单位圆内,且距离单位圆较远的比例增益 K_n;基于 确定的 K_{n} ,分析谐振增益 K_{rl} 、截止频率 ω_{cl} 对其主导 根轨迹的影响,选取使该根轨迹处于单位圆内,且距 离单位圆较远的 Kri、ωci;同理,依次确定谐振增益 Krs、 K_{α} 与截止频率 $\omega_{\alpha}, \omega_{\alpha}$;基于选取的这组控制参数,验 证滤波器参数在一定范围内变化时系统的稳定性. 若系统稳定则参数设计合理有效,否则,返回第一步 重新设计验证。

本文设计的电流环调节器参数如下: $K_p=0.7, K_{rl}=$ 30, $\omega_{c1}=0.8\pi, K_{r5}=20, \omega_{c5}=0.8\pi, K_{r7}=40, \omega_{c7}=1.2\pi_{o}$ 由此产生的电流环特征根为: $P_{1,2}=0.2166\pm j0.8238$, $P_{3,4}=0.5726\pm j0.3339, P_{5,6}=0.9738\pm j0.0610, P_{7,8}=$ 0.9404±j0.3125, $P_{9,10}=0.8378\pm j0.4526_{o}$

图 8 给出了 LCL 滤波器电感、电容及阻尼电阻在 ±30% 范围内变化时系统的闭环极点分布图。从图 中可以看出,基于上述设定的电流环比例多谐振调节 器参数,即使滤波器参数在一定范围内变化,5 对闭 环极点依然处在单位圆内,系统始终稳定。



图 8 LCL 滤波器参数变化时系统闭环极点分布 Fig.8 Distribution of closed-loop poles when LCL filter parameters change

4.3 电网频率的影响

并网变流器在实际运行过程中,还会出现电网频

率偏移的现象。由于比例多谐振调节器仅对特定频率具有良好的控制效果,电网频率偏移易降低电流环对参考量的跟踪以及扰动量的抑制作用。为应对该问题,本文采用锁相环跟踪电网电压频率,并实时调节比例多谐振调节器的谐振频率 ω1、ω5、ω7。此时,谐振调节器可动态跟踪电网频率变化,从而保障电流环对参考量的跟踪以及扰动量的抑制作用。

为保证并网变流器系统在电网频率变化时的鲁 棒性,有必要研究电网频率变化对电流控制环闭环极 点的影响。图 9 为电网频率变化时系统闭环极点分布 图。图中电网频率 f_0 为 45~55 Hz,即 282.74 rad/s $\omega_1 \leq 345.58 rad/s, 1413.70 rad/s \leq \omega_5 \leq 1727.88 rad/s,$ 1979.18 rad/s $\leq \omega_7 \leq 2419.06 rad/s$ 。从图中可以看 出,当比例多谐振调节器的谐振频率 $\omega_1, \omega_5, \omega_7$ 变化时, 5 对闭环极点在小范围变化,依然处在单位圆内,系 统始终维持稳定。因此,本文提出的基于离散域根轨 迹的数字控制器设计方法以及整定的控制参数,可 确保系统在电网频率变化时具有较好的鲁棒性。



图 9 电网频率变化时系统闭环极点分布 Fig.9 Distribution of closed-loop poles when grid frequency changes

5 硬件在环实验验证

为验证不平衡及畸变电网下,变流器并网控制策略的正确性,以及上文所设计的比例多谐振调节器参数的合理性,本文搭建了基于 RT-LAB 的硬件在环实验平台,其整体控制示意图如图 10 所示。





RT-LAB上位机由普通 PC 机承担主电路 MAT-LAB/Simulink 模型的编辑、编译、下载等工作,下位 机则由 OP5600 实时仿真计算机组成,机身配置了丰 富的 A/D、D/A 及 D/D 等输入输出接口,采用接口 板可实现与主控制器的物理对接,变流器的控制算 法在 DSP+FPGA 架构的主控制器中完成,从而构成 并网变流器的硬件在环控制系统。RT-LAB上位机 与下位机之间通过 TCP/IP 协议进行高速通信,确保 了控制算法的实时性,实验结果具有较高的可信度。 在硬件在环实验中,主电路参数与上文一致,比 例多谐振调节器的参数与上文相同。为了模拟不平 衡及畸变电网,在三相电网电压中注入 10% 的基波负 序分量、7% 的 5次谐波负序分量以及 5% 的 7次谐 波正序分量,此时分析电压的总谐波畸变率(THD)为 8.67%,5次谐波含量为 7.1%,7次谐波含量为 4.97%。

在未加入 5 次和 7 次谐振调节器时,理想电网和 不平衡且畸变电网下,并网变流器的控制效果如图 11 所示。理想电网环境下,并网功率恒定,三相电流正 弦度较高,THD 仅为 0.87%;当电压畸变时,变流器 交流侧输出有功、无功功率出现波动,直流侧电压出 现波动,并网电流畸变较为严重,此时 THD 为 6.13%, 其中 5 次谐波含量为 3.53%,7 次谐波含量为 4.13%, 不满足电流并网标准。



图 12 为加入 5 次和 7 次电流谐振控制器后,变 流器的控制效果图。可以看出,并网电流畸变程度 得以改善,5 次和 7 次谐波含量分别降为 0.11 %和 0.19%,总 THD 也下降至 0.75%,电流控制效果非常 明显,故比例多谐振调节器的参数设计合理。

上述控制条件为变流器工作在满载稳定状态, 图 13 给出了采用电流谐振控制策略变流器由输出 功率满载变为半载时的实验波形。从图中可以看出, 当输出功率半载时,系统动态响应速度较快,并网电 流总 THD 为 1.32%(5 次谐波含量为 0.22%,7 次谐 波含量为 0.36%),满足并网要求。

考虑无源器件参数变化对控制性能的影响,图 14 给出了电感值、电容值同时减小 30% 极端情况下, 三相并网电流波形。由图可知,电流中谐波成分有 些增加,但总 THD 为 0.97%(5 次谐波含量为 0.16%, 7 次谐波含量为 0.21%),仍满足并网标准。

图 15 给出了采用电流谐振控制策略电网频率



图 12 加入电流谐振控制后实验波形 Fig.12 Experimental waveforms with current PR control



图 13 电流谐振控制在负载变化下的实验波形 Fig.13 Experimental waveforms when load changes with current PR control



图 14 LCL 参数变化后的实验波形 Fig.14 Experimental waveforms after variation of LCL filter parameters

增大 10% 时的实验波形。从图中可以看出,锁相环 的调节控制为比例多谐振调节器提供了快速、准确 的频率信息,保证了控制器的良好控制性能。当电 网频率增大 10% 时,并网电流总 THD 为 1.15%(5次 谐波含量为 0.18%,7次谐波含量为 0.25%),满足并 网要求。



图 15 电网频率增大 10% 时的实验波形 Fig.15 Experimental waveforms when grid frequency increases by 10%

图 16 给出了不同控制工况下,变流器并网输出 电流谐波含量的对比图。从图中可以看出,当未加 入采用谐振调节器的电流控制策略时,并网电流总 THD 及 5 次、7 次谐波含量均较高,不满足并网标准; 加入采用谐振调节器的电流控制策略后,在满载、半 载、滤波器参数变化以及电网频率变化工况下,并网 电流总 THD、5 次、7 次谐波含量均较低,取得了良好 的控制效果。



6 结论

针对不平衡及畸变电网电压下 LCL 型并网变流 器控制性能的问题,本文研究了电流环的控制。给 出了一种基于直流电压外环、电流内环的双环控制 结构,采用比例多谐振调节器控制电流内环。基于 离散域根轨迹分析,提出了比例多谐振调节器参数 设计的方法,根据系统极点分布选择调节器参数。最 后在 RT-LAB 硬件在环实验平台上进行验证,得到的 具体结论如下:

a. 比例多谐振调节器有效实现了对电流环基波 参考量的跟踪和对电网电压扰动量的抑制,从而使得 并网变流器在不平衡及畸变电网环境下具有良好的 控制性能;

b. 采用本文设计方法设计的比例多谐振调节器 参数,可适应较宽范围的 LCL 滤波器参数及电网频 率变化,从而确保了系统具有较好的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 李辉,季海婷,秦星,等. 考虑运行功率变化影响的风电变流器可靠性评估[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):1-8.
 LI Hui,JI Haiting,QIN Xing, et al. Reliability evaluation considering operational active power variation of wind power converter [J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):1-8.
- [2] 余光正,林涛,陈汝斯,等. 考虑智能配电网谐波谐振模式不确定性的抑制措施[J]. 电力自动化设备,2016,36(7):60-66.
 YU Guangzheng,LIU Tao,CHEN Rusi,et al. Harmonic resonance suppression considering harmonic resonance mode uncertainty of smart distribution grid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016,36(7):60-66.
- [3] 王冕,陈国柱. 风电背靠背 PWM 变流器直流能量平衡新方法[J].

电力自动化设备,2016,36(7):28-33.

WANG Mian, CHEN Guozhu. DC energy balance scheme for backto-back PWM converters of wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7):28-33.

- [4] HU J,XU H,HE Y. Coordinated control of DFIG's RSC and GSC under generalized unbalanced and distorted grid voltage conditions
 [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (7): 2808-2819.
- [5] 王泽,杨洪耕,王佳兴,等. 消除负频率影响的低频间谐波快速检测方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(3):140-145.
 WANG Ze,YANG Honggeng,WANG Jiaxing, et al. Rapid low-frequency interharmonic detection with negative-frequency elimi-

nation [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(3): 140-145.

- [6] 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.
- [7] XIAO P,CORZINE K A,VENAYAGAMOORTHY G K. Multiple reference frame-based control of three-phase PWM Boost rectifiers under unbalanced and distorted input conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(4):2006-2017.
- [8] 年珩,全字. 谐波电网电压下 PWM 整流器增强运行控制技术[J]. 中国电机工程学报,2012,32(9):41-48.
 NIAN Heng,QUAN Yu. Enhanced control technique of PWM

con-verter under harmonically distorted voltage conditions [J]. Pro-ceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 41-48.

[9] 姚骏,夏先锋,陈西寅,等.风电并网用全功率变流器谐波电流抑制研究[J].中国电机工程学报,2012,32(16):17-25.

YAO Jun,XIA Xianfeng,CHEN Xiyin,et al. Harmonic currents suppression for full size power grid-connection converter used for wind power generation [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32 (16):17-25.

- [10] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3):836-841.
- [11] HU J,ZHANG W,WANG H,et al. Proportional integral plus multi-frequency resonant current controller for grid-connected voltage source converter under imbalanced and distorted supply voltage conditions[J]. Journal of Zhejiang University-Science A, 2009,10(10):1532-1540.
- [12] MATTAVELLI P, MARAFAO F P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5):1018-1024.
- [13] YANG Y,ZHOU K,WANG H,et al. Frequency adaptive selective harmonic control for grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7); 3912-3924.
- [14] MARTINEZ M I,TAPIA G,SUSPERREGUI A,et al. Sliding mode control for DFIG rotor-and grid-side converters under unbalanced and harmonically distorted grid voltage[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(2): 328-339.
- [15] 全宇,年珩. 不平衡及谐波电网下并网逆变器的谐振滑模控制

技术[J]. 中国电机工程学报,2014,34(9):1345-1352.

QUAN Yu, NIAN Heng. Resonance-based sliding mode control of grid connected inverters under unbalanced and harmonic grid voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9):1345-1352.

- [16] 姚骏,陈西寅,廖勇,等.抑制负序和谐波电流的永磁直驱风电系统并网控制策略[J]. 电网技术,2011,35(7):29-35.
 YAO Jun,CHEN Xiyin,LIAO Yong, et al. A grid-connection control strategy to suppress negative-sequence and harmonic currents for permanent magnet direct-driven wind power generation system[J]. Power System Technology,2011,35(7):29-35.
- [17] 李彦林,王明彦,郑载满. 基于谐振控制的微电网储能变流器多 目标控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):22-27.

LI Yanlin, WANG Mingyan, ZHENG Zaiman. Multi-objective control based on resonant control for microgrid energy storage converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34 (3):22-27.

- [18] 马宏伟,李永东,许烈. 不对称电网电压下双馈风力发电机的控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(7):12-18.
 MA Hongwei,LI Yongdong,XU Lie. Control strategy of DFIG under unbalanced grid voltage condition [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(7):12-18.
- [19] 杭丽君,李宾,黄龙,等. 一种可再生能源并网逆变器的多谐振 PR 电流控制技术[J]. 中国电机工程学报,2012,32(12):51-58.
 HANG Lijun,LI Bin,HUANG Long, et al. A multi-resonant PR current controller for grid-connected inverters in renewable energy systems [J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(12): 51-58.
- [20] 周娟,张勇,耿乙文,等.四桥臂有源电力滤波器在静止坐标系下的改进 PR 控制[J].中国电机工程学报,2012,32(6):113-120. ZHOU Juan,ZHANG Yong,GENG Yiwen, et al. An improved proportional resonant control strategy in the static coordinate for four-leg active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012,32(6):113-120.
- [21] 谢川,贺超,闫辉,等. 基于频率自适应广义积分控制器选择性 谐波电流控制技术[J]. 电工技术学报,2013,28(9):65-71.
 XIE Chuan,HE Chao,YAN Hui,et al. Selective harmonic current control strategy based on frequency adaptive generalized integrators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013,28(9):65-71.
- [22] TEODORESCU R,LISERRE M,RODRIGUEZ P. Grid converters for photovoltaic and wind power systems [M]. Chichester,UK: John Wiley & Sons,2011:169-204.

作者简介:



韩 刚

韩 刚(1985—),男,江苏徐州人,博士
 研究生,主要研究方向为风电接入及变流器
 的优化控制技术(E-mail:henryhangang@163.com);

蔡 旭(1964—),男,江苏徐州人,教授,博士,主要研究方向为可再生能源功率 变换与并网技术、大功率电力电子与电力系 统控制。

(下转第119页 continued on page 119)

(I)

Electronics, 2007, 54(5); 2583-2592.

作者简介:

梁营玉(1989—),男,山东济宁人,讲师,博士,主要研究 方向为 HVDC、电能质量治理和柔性交流输配电技术(E-mail: liangyingyu2013@163.com);

刘 涛(1978—),男,湖北襄阳人,高级工程师,博士,主



要研究方向为直流输电控制与保护技术: 李 岩(1973-),男,河北石家庄人,教 授级高级工程师,博士,主要研究方向为直 流输电控制与保护技术。

梁营玉

Model predictive flexible power control strategy for T-type three-level converter based on VSC-HVDC

LIANG Yingyu¹, LIU Tao², LI Yan², HUANG Weihuang², LIU Shu³

(1. School of Mechanical Electronic and Information Engineering, China University of Mining and

Technology (Beijing), Beijing 100083, China; 2. State Key Laboratory of HVDC, China Southern

Power Grid Electric Power Research Institute, Guangzhou 510080, China;

3. Beijing Sifang Automation Co., Ltd., Beijing 100085, China)

Abstract: Power model of T-type three-level based on VSC-HVDC (Voltage Source Converter based HVDC) system is formulated, based on which the finite control set model predictive direct power control strategy with two-step prediction is proposed. The proposed control strategy can achieve three control targets simultaneously, i.e., accurate power reference tracking, DC-side capacitor voltage balancing and average switching frequency decreasing. However, the proposed control strategy may cause harmonic currents under unbalanced grid voltages. To solve the above problem, power compensation strategy is usually adopted, which, however, provides only three alternative control objectives, i.e., eliminating negative current, suppressing active power ripples and removing reactive power ripples. It is difficult for the aforementioned three control objectives satisfying the constraints of converter and the requirements for converter fault ride-through under diverse AC grid faults. In this regard, flexible power control strategy is proposed, which can achieve a compromise and flexible power control between the control targets. A simulation model of T-type three-level VSC-HVDC system is performed and the simulative results verify the correctness of the proposed control strategy.

Key words: flexible HVDC power transmission; VSC-HVDC; finite control set model predictive control; flexible power control; unbalanced grid voltage; two-step prediction

(上接第 112 页 continued from page 112)

Proportional multi-resonance current control of grid-connected converter under unbalanced and distorted grid condition

HAN Gang, CAI Xu

(Wind Power Research Center, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Aiming at impacts of the unbalanced and distorted voltage on grid-connected converter performance, the proportional multi-resonance regulator is adopted to optimize the current loop. On the basis of the converter model in two-phase static axis, a dual-loop control structure with both the DC outer-voltage loop and the inner-current loop is presented. To track the reference current and suppress the voltage disturbance, the proportional multi-resonance regulator is adopted in the current loop. As for the converters with LCL filter, the order of filter and proportional multi-resonance regulator is high and the parameter design is complicated, aiming at which, a regulator parameter design method based on the root locus analysis in the discrete domain is proposed. Effects of the resonance regulator parameters on the system closed-loop poles are analyzed based on which the control parameters of the current loop are designed to guarantee the robustness against the fluctuation in the LCL filter parameters and grid frequency. On the RT-LAB-based hardware-in-loop experimental platform, the feasibility of the current control method and the effectiveness of the proposed regulator parameter design method are verified.

Key words: unbalanced and distorted grid; grid-connected converter; proportional multi-resonance regulator; parameter design; root locus; discrete domain; electric current control