

非理想电网下并网逆变器复数控制器及其控制簇研究

王晓寰, 骈帅华, 张纯江

(燕山大学电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 秦皇岛 066004)

摘 要: 针对电网出现的频率偏移、不平衡及含有低次谐波等问题,提出一种基于 $\alpha\beta$ 静止坐标系可消除交流稳态误差的通用型复数控制器,此通用型复数控制器可等效变换成正序准PCI(QPCI)、正负序解耦准PCI、正负序2阶解耦准PCI以及高次正负序解耦准PCI等一系列控制簇。针对上述电网出现的任何一种情况,此控制簇均可控制并网逆变器对称、稳定输出。最后在三相并网逆变器基础上建立仿真和实验,验证通用型复数控制器及其控制簇的正确性及优越性。

关键词: 电压调控; 控制器; 控制理论; 通用型复数控制器; 控制簇; 非理想电网

中图分类号: TM46

文献标识码: A

0 引 言

光伏并网逆变器作为可再生能源发电、大规模储能系统的并网接口,其控制是实现电能高效安全应用的基础^[1]。柔性交流输电及新能源等技术的发展使得高性能逆变器控制器得到越来越多的关注^[2-4]。

光伏并网逆变器与电网直接相连,电网电压的运行状态将直接影响逆变器运行性能和输出电能质量。实际运行中电网常常出现频率漂移、不平衡及谐波污染等非理想现象^[5],如果依然采用传统矢量控制,逆变器不仅输出电流会出现严重的不平衡和谐波畸变,同时输出有功和无功功率也会发生波动^[6,7],这将进一步污染电网并降低电网运行的可靠性^[8,9]。因此,研究非理想电网下并网逆变器的高性能控制策略十分必要。

目前应用于不平衡及谐波电网下的现有控制技术主要有:多PI(proportional integrator)控制^[10]、多重PR(proportional resonance)控制^[11]、PIR、PI-ROR(proportion integral-reduced order resonant)控制^[12,13]。不平衡控制中多PI技术简单成熟,因此得

到广泛应用,但控制当中需要对电压和电流进行正负序分量提取,并在正负序同步旋转坐标系下对正负序电流分量分别进行控制,这造成控制器数目及控制参数较多,同步旋转坐标计算量大;谐波抑制方面,多PI控制需要建立多组旋转坐标系并同时对各次电流谐波分量进行单独控制,对坐标变换、谐波信号分解和滤波器环节依赖性强。多PR控制无需对电网电压进行正、负序分离和提取,可直接对并网电流、功率及直流侧电压进行调节,系统控制策略的复杂程度大大减小,但PR控制本身属于2阶控制器,再加上多重控制其复杂程度不亚于多PI控制,在应用方面其离散化方程十分复杂。PIR、PI-ROR控制能在同步旋转坐标和静止坐标系下实现直流和交流分量的控制,对正负序电流控制无需进行电流的正负序分量提取,但控制器参数较多且相互影响,参数调节困难,一定程度上增加系统的复杂程度,运用场合存在局限性。

本文提出一种通用型复数控制器并通过等效变换得到正序准PCI(positive sequence quasi-proportional complex integral, PQPCI)、正负序解耦准PCI(positive and negative sequences decoupled quasi-

收稿日期: 2016-10-13

基金项目: 国家自然科学基金(51607154); 河北省自然科学基金(E2016203357; E2018203152); 河北省高校基金(QN2017362)

通信作者: 王晓寰(1980—), 女, 博士、副教授、硕士生导师, 主要从事双模式逆变器及控制、光伏分布式发电系统、微电网系统运行控制及孤岛检测等方面的研究。wxh@ysu.edu.cn

proportional complex integral, PNQPCI)、正负序 2 阶解耦准 PCI (positive and negative sequences 2-order decoupled quasi-proportional complex integral, PN2OQPCI) 及高次正负序解耦准 PCI (high-order positive and negative sequences decoupled quasi-proportional complex integral, HOPNQPCI) 等一系列控制簇。相对于 PCI 而言, 正序准 PCI 在工作点附近通频带宽大于 PCI, 能有效抑制电网频率漂移对并网电流造成的负面影响; 其次, 电网不平衡情况下正负序解耦准 PCI 可解耦正负序分量控制并网电流对称输出, 并在此基础上引入正负序 2 阶解耦准 PCI 控制, 保证并网电流稳态精度同时又保证较快的暂态性能; 最后, 针对电网中含有低次谐波问题, 高次正负序解耦准 PCI 控制器能有效抑制低次谐波对并网电流的影响并控制逆变器稳定运行。本文在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下建立三相 LCL 并网逆变器, 通过仿真和实验验证复数控制簇的正确性和优越性。

1 并网逆变器结构及通用控制器

1.1 主电路拓扑

图 1 为本文研究的三相并网逆变器结构拓扑, 采用 LCL 滤波器, 其中直流母线 U_{dc} 由可再生能源提供, 分裂电容由 C_1 、 C_2 组成, 滤波电感 L_1 、 L_g 和滤波电容 C 及阻尼电阻 R 构成 LCL 滤波器, 其中 i_{L_1} 、 i_C 、 i_g 分别为逆变器输出电流、电容电流和入网电流, u_g 为电网电压。

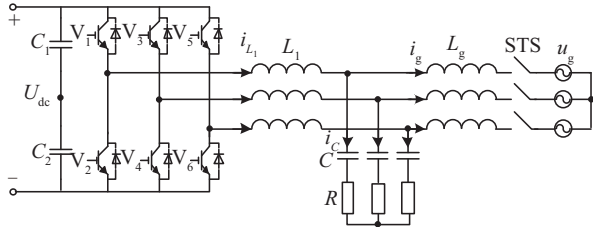


图 1 三相 LCL 并网逆变器拓扑

Fig. 1 Topology for three phase grid-connected inverter with LCL filter

1.2 并网逆变器控制策略

图 2 为 $\alpha\beta$ 静止坐标系下并网逆变器系统控制策略框图。图中采样电流 $i_{\alpha\beta}$ 和参考电流 $i_{\alpha\beta}^*$ 的误差作为控制器 $G(s)$ 的输入, 其输出为调制波电压 $u_{\alpha\beta}$,

通过空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 后生成 IGBT 驱动, 来控制逆变器输出基波电压 u_0 , 再经过 LCL 滤波器与电网相连^[14]。

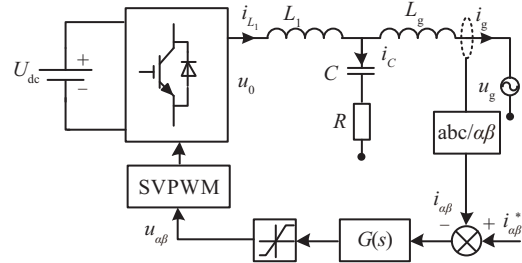


图 2 两相静止坐标系下并网逆变器控制策略

Fig. 2 Control strategy of grid-connected inverter under stationary frame

将并网逆变器系统控制模型线性化, 如图 3 所示。图中 $G(s)$ 为电流控制器, R 为无源阻尼, K 为 PWM 变换器等效增益, 一般取 $K = U_{dc}/2$ 。

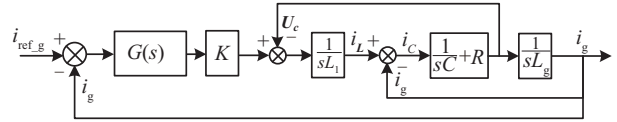


图 3 三相并网逆变器控制图

Fig. 3 Control diagram of grid-connected inverter

根据图 3 得出三相 LCL 并网逆变器输出电流开环传递函数, 如式 (1) 所示:

$$G(s) = \frac{G(s)K(sCR + 1)}{s^3 L_1 L_g C + s^2 CR(L_1 + L_g) + s(L_1 + L_g)} \quad (1)$$

1.3 通用型复数控制器提出

针对并网逆变器系统中存在的电网频率漂移、不平衡、含有低次谐波及电流暂态响应快慢和稳态精度等问题, 本文提出一种通用型复数控制器并由此等效变换成正序准 PCI、正负序解耦准 PCI、正负序高阶解耦准 PCI、高次正负序解耦准 PCI 等一系列的准 PCI 控制簇。

首先给出通用型控制器方程, 如式 (2) 所示:

$$G_{C_QPCI}(s) = K_p + \sum_{n=0}^{n=N} \frac{K_1 \omega_c N(s)}{(s \pm j\omega_0(2n+1))D(s) + \omega_c N(s)} \quad (2)$$

式中, K_p ——比例系数; K_1 ——复数积分系数; ω_0 ——基频; ω_c ——通频带宽; $D(s)$ 、 $N(s)$ ——多项式, s 为复频域; n ——自然数; 令 $h = 2n + 1$, 则 $\omega_0 h = \omega_0(2n + 1)$ 为通用型控制器工作频率。

可通过对多项式 $D(s)$ 、 $N(s)$ 以及自然数 n 取不同值来实现对通用型复数控制器的等效变换。

2 准 PCI 控制簇性能分析

2.1 正序准 PCI 性能分析

当式(2)中 $n=0$, $D(s)=1$, $N(s)=1$, 且仅考虑正序谐振频率 ω_0 时就得到正序准 PCI 控制器, 如式(3)所示。为与 PCI 控制器对比, 本节首先给出两者的传递函数, 即式(3)、式(4), 并通过 Bode 图进行对比分析。

$$G_{P_QPCI}(s) = K_p + \frac{K_l \omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} \quad (3)$$

$$G_{PCI}(s) = K_p + \frac{K_l}{s - j\omega_0} \quad (4)$$

从图 4 中控制器 Bode 图对比发现, 正序准 PCI 消除了 PCI 在谐振频率处无限大的增益, 可避免无限大增益引起的稳定性问题。其次由放大后 Bode 图发现, 正序准 PCI 在谐振频率处的通频带宽变大, 克服了 PCI 在基频附近增益低的缺点, 有效提高对频率波动的抗扰性能。

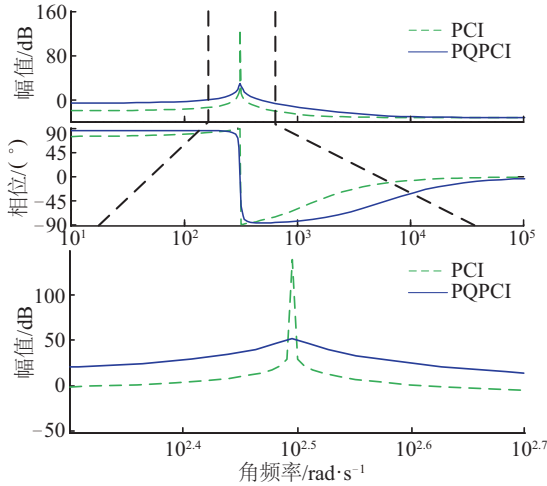


图4 正序 QPCI 与 PCI 控制器 Bode 图

Fig. 4 Bode diagram of PQPCI and PCI controller

为分析正序准 PCI 控制器中参数对系统性能的影响, 将式(3)中参数 K_p 、 K_l 、 ω_c 分别取不同值并绘制 Bode 图, 如图 5 所示。发现 K_p 影响低频与高频处的幅值增益及其相角裕度, K_p 越大低频与高频段增益越大, 增加参数 K_p 可提高系统的暂态响应衰减速度; 参数 K_l 决定工作频率处的幅值增益, K_l 越大其增益越大; ω_c 决定工作频率处的通频

带宽, ω_c 越大其带宽越大; 结合上述分析及图 5 发现, 正序准 PCI 控制器中 3 个参数相互影响作用小, 相互独立性强, 实现过程中参数调节相对容易, 因此调节参数 K_p 值可改变系统的暂态响应速度; 提高参数 K_l 来增大基频处幅值增益, 以减小基频处的稳态误差, 增大 ω_c 可提高谐振点带宽, 有助于降低控制器对微电网电压频率变化的灵敏度。

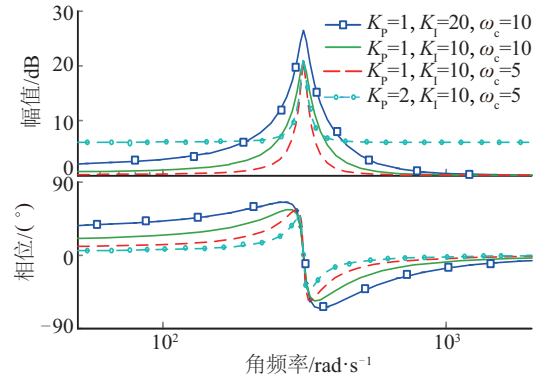


图5 K_p 、 K_l 、 ω_c 取不同值正序准 PCI 控制器伯德图

Fig. 5 Bode diagram of PQPCI controller with different

K_p , K_l and ω_c

文中正序准 PCI 控制器虽然能够有效降低系统对电网中频率波动的灵敏性, 但其中存在复数 j 属于复数域控制器, 根据复变函数理论得知对称系统中 $\alpha\beta$ 坐标系满足 $x_\alpha = jx_\beta$ 关系, 依据此关系在 $\alpha\beta$ 轴之间建立复数 j , 这样既可实现复数 j 又可简化数字实现。其物理结构框图如图 6 所示, x_α 、 x_β 分别为信号在 $\alpha\beta$ 坐标系下的坐标分量, e_α 、 e_β 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标分量下的输入信号, $u_{\alpha-p}$ 、 $u_{\beta-p}$ 分别为正序准 PCI 控制器输出信号。

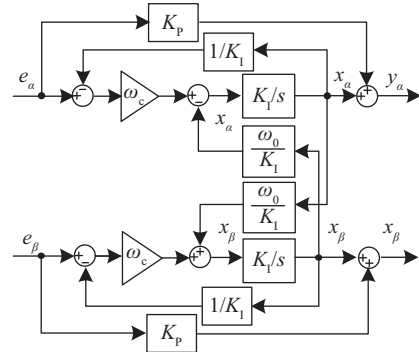


图6 正序准 PCI 控制器物理结构框图

Fig. 6 Physical diagram of PQPCI controller

2.2 正负序解耦准 PCI 性能分析

正序准 PCI 能有效降低电网频率漂移带来的影响,但不能抑制电压不平衡中的负序分量对并网电流的影响。正序准 PCI 中令 $K_p=0$, 可得到式(5):

$$F(s) = \frac{K_1 \omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} \quad (5)$$

其幅频特性和相频特性分别为式(6)和式(7):

$$|F(j\omega)| = \frac{|K_1 \omega_c|}{\sqrt{(\omega - \omega_0)^2 + \omega_c^2}} \quad (6)$$

$$\angle F(j\omega) = -\arctan \frac{\omega - \omega_0}{\omega_c} \quad (7)$$

根据式(6)和式(7)可知,在正序分量频率 ω_0 处幅频特性为 K_1 ,相频特性为零,因此系统在进行闭环调节时准确控制电网电压正序分量。以正序分量的旋转为正方向,则当其频率为 ω_0 时,与其对应的负序分量的频率为 $-\omega_0$ 。然而该控制器在负序谐振频率 $-\omega_0$ 处的幅频特性不为零,相频特性也不为零,如式(8)和式(9)所示。因此当只有正序准 PCI 控制器时,负序增益不为零,正负序存在一定的耦合。

$$|F(-j\omega_0)| = \frac{K_1 \omega_c}{\sqrt{(2\omega_0)^2 + \omega_c^2}} \neq 0 \quad (8)$$

$$\angle F(-j\omega_0) = -\arctan \frac{-2\omega_0}{\omega_c} \neq 0 \quad (9)$$

逆变器并网运行时为了能抑制电网电压不平衡对并网电流造成的影响,本文提出正负序解耦准 PCI 控制策略,如图 7 所示,图中 $e_{\alpha\beta}$ 为控制器输入信号, $x_{\alpha\beta_P}$ 、 $x_{\alpha\beta_N}$ 、 $u_{\alpha\beta_PN}$ 分别为控制器正序、负序、正负序输出信号。

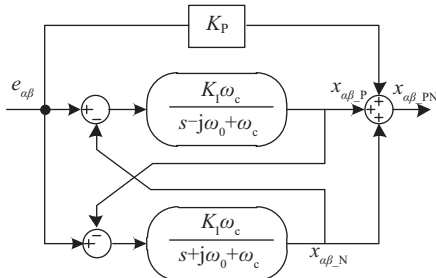


图7 正负序解耦准PCI控制策略

Fig. 7 Control strategy of PNQPCI controller

令通用型公式(2)中 $n=0$, $D(s)=1$, $N(s)=1$, 得到正负序解耦准 PCI 控制器,如式(10)所示:

$$G_{PN_QPCI}(s) = K_p + \sum \frac{K_1 \omega_c}{s \pm j\omega_0 + \omega_c} \quad (10)$$

通过图 7 和式(10)得出正负序解耦准 PCI 数学表达式:

$$\begin{aligned} x_{\alpha\beta_P} &= \frac{K_1 \omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} (e_{\alpha\beta} - x_{\alpha\beta_N}) \\ x_{\alpha\beta_N} &= \frac{K_1 \omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} (e_{\alpha\beta} - x_{\alpha\beta_P}) \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)简化得到解耦方程:

$$\begin{aligned} x_{\alpha\beta_P} &= \frac{K_1 \omega_c (s + j\omega_0)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} e_{\alpha\beta} = F_1(s) e_{\alpha\beta} \\ x_{\alpha\beta_N} &= \frac{K_1 \omega_c (s - j\omega_0)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} e_{\alpha\beta} = F_2(s) e_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (12)$$

$F_1(s)$ 的幅频特性和相频特性分别如式(13)和式(14)所示:

$$|F_1(j\omega)| = \frac{|K_1 \omega_c j(\omega + \omega_0)|}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + (2\omega_c \omega)^2}} \quad (13)$$

$$\angle F_1(j\omega) = -\arctan \frac{2\omega_c \omega}{\omega^2 - \omega_0^2} + 90 \quad (14)$$

由式(13)、式(14)可见, $F_1(s)$ 在正序分量频率 ω_0 处幅频特性为 K_1 ,相频特性为零,而在负序分量频率 $-\omega_0$ 处幅频特性为零,说明 $F_1(s)$ 在负序分量频率 $-\omega_0$ 处增益为零。同理 $F_2(s)$ 在负序分量频率 $-\omega_0$ 处幅频特性为 K_1 ,相频特性为零,在正序分量频率 ω_0 处幅频特性为零,从而可有效解耦正负序分量,达到对正序分量的独立控制得目的。

为了简化,本节只给出负序准 PCI 复数积分的公式及其控制框图,如式(15)和图 8 所示。

$$G_{N_QPCI}(s) = \frac{K_1 \omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} \quad (15)$$

从图 6、图 8 可看出,负序准 PCI 输出的 $x_{\alpha\beta_N}$ 与正序准 PCI 调制电压 $u_{\alpha\beta_P}$ 相叠加产生新的调制电压 $u_{\alpha\beta_PN}$,经过 SVPWM 调制来抑制电网不平衡对并网电流的影响。图 8 中, x_{α_N} 、 x_{β_N} 分别为 $\alpha\beta$ 坐标分量下的负序输出信号, u_{α_P} 、 u_{β_P} 分别为 $\alpha\beta$ 坐标分量下正序输入电压信号, u_{α_PN} 、 u_{β_PN} 分别为 $\alpha\beta$ 坐标分量下输出的正负序电压信号。

综上所述,经过交叉解耦得到正负序解耦准 PCI 控制器中,正负序分量的幅值增益具有解耦特性,可以实现对并网电流正负序分量独立控制,有效抑制电压不平衡对并网电流的影响。此外,可通过增大带宽系数 ω_c 实现较好的暂态性能。

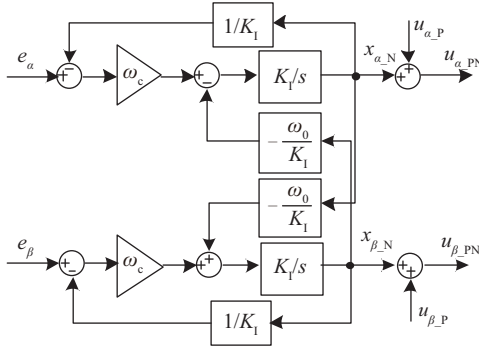


图 8 负序准 PCI 控制器物理结构框图

Fig. 8 Physical diagram of NQPCI controller

2.3 正负序高阶解耦准 PCI 控制器分析

由于逆变器直流侧可再生能源随机性、突变性强的特点,要求并网逆变器暂态响应快,提高带宽系数 ω_c 有助于提高暂态响应速度但稳态精度有所降低。为解决这一问题,本文提出正负序高阶解耦准 PCI 控制方案,如图 9 所示。图中, $x_{\alpha\beta_PHO}$ 、 $x_{\alpha\beta_NHO}$ 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标下的正、负序高阶输出信号, $u_{\alpha\beta_PNHO}$ 为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标分量下的正负序高阶输出电压信号。

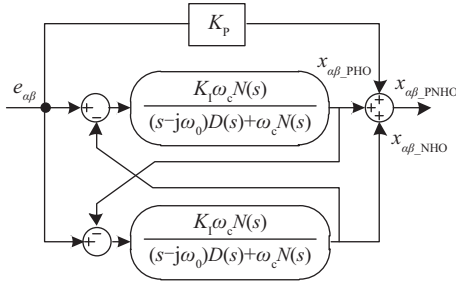


图 9 正负序高阶解耦准 PCI 控制策略

Fig. 9 Control strategy of PNHOQPCI controller

通过图 9 可得正负序高阶解耦准 PCI 表达式:

$$x_{\alpha\beta_PHO} = \frac{K_I \omega_c N(s)}{(s - j\omega_0)D(s) + \omega_c N(s)} (e_{\alpha\beta} - x_{\alpha\beta_NHO}) \quad (16)$$

$$x_{\alpha\beta_NHO} = \frac{K_I \omega_c N(s)}{(s + j\omega_0)D(s) + \omega_c N(s)} (e_{\alpha\beta} - x_{\alpha\beta_PHO})$$

将式(16)简化得到解耦方程(17):

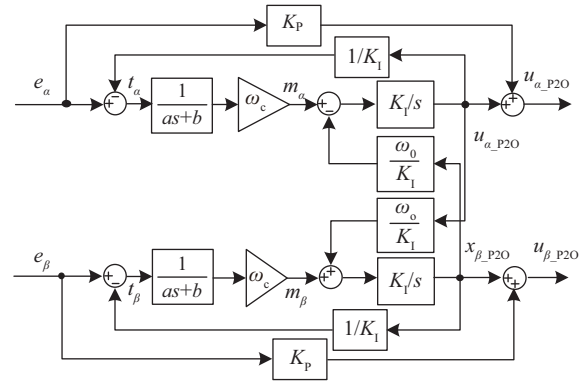
$$\begin{aligned} x_{\alpha\beta_PHO} &= \frac{K_I \omega_c (s + j\omega_0) N(s)}{(s^2 + \omega_0^2)D(s) + 2\omega_c s N(s)} e_{\alpha\beta} = F_3(s) e_{\alpha\beta} \\ x_{\alpha\beta_NHO} &= \frac{K_I \omega_c (s - j\omega_0) N(s)}{(s^2 + \omega_0^2)D(s) + 2\omega_c s N(s)} e_{\alpha\beta} = F_4(s) e_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (17)$$

可知式(17)中,若 $D(s)=1$, $N(s)=1$,则式(17)与式(12)正负序解耦准 PCI 数学表达式一致。可

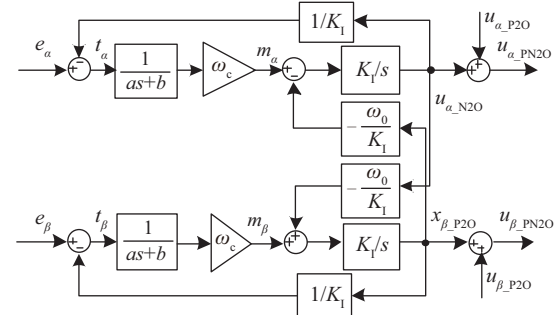
通过不同的多项式表达来实现正负序高阶解耦准 PCI 控制器,但是随着 $D(s)$ 和 $N(s)$ 的多项式阶次越高,得到的正负序高阶解耦准 PCI 控制器阶次越高,系统越复杂。因此本文令通用型式(2)中 $n=0$, $D(s)=as+b$, $N(s)=1$,其中 a 、 b 均为常数,得到正负序 2 阶解耦准 PCI 控制器,如式(18)所示:

$$G_{PN2O_QPCI}(s) = K_p + \sum \frac{K_I \omega_c}{(s \pm j\omega_0)(as+b) + \omega_c} \quad (18)$$

其所对应的控制框图为图 10 所示。图中 t_α 、 t_β 、 m_α 、 m_β 均为过程变量, x_{α_P2O} 、 x_{β_P2O} 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标分量下正序 2 阶输出信号, u_{α_P2O} 、 u_{β_P2O} 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标分量下正序 2 阶电压信号。



a. 正序 2 阶准 PCI 控制器结构框图



b. 负序 2 阶准 PCI 控制器物理结构框图

图 10 正负序 2 阶解耦准 PCI 控制器物理结构框图

Fig. 10 Physical diagram of PN2OQPCI controller

根据式(17)、式(18)可推导出正负序 2 阶解耦准 PCI 方程表达式:

$$\begin{cases} x_{\alpha\beta_PH2O} = \frac{K_I \omega_c (s + j\omega_0)}{(s^2 + \omega_0^2)(as+b) + 2\omega_c s} e_{\alpha\beta} = F_5(s) e_{\alpha\beta} \\ x_{\alpha\beta_NH2O} = \frac{K_I \omega_c (s - j\omega_0)}{(s^2 + \omega_0^2)(as+b) + 2\omega_c s} e_{\alpha\beta} = F_6(s) e_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (19)$$

发现正负序 2 阶解耦准 PCI 控制器参数较多,设计参数时为了保证系统的稳态性能和暂态性能,

需要将解耦后的准 PCI 控制器带入系统开环传递函数中,根据系统特征方程来选定参数。

将式(19)中 $F_5(s)$ 、 $F_6(s)$ 以及比例系数 K_p 代入到系统开环传递函数式(1)中,并整理得:

$$G_{PN20}(s) = \frac{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4}{a_0 s^6 + a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + a_5 s + a_6} \quad (20)$$

式中,

$$a_0 = aL_1 L_g C;$$

$$a_1 = aCR(L_1 + L_g) + bL_1 L_g C;$$

$$a_2 = a\omega_0^2 L_1 L_g C + bCR(L_1 + L_g) + a(L_1 + L_g) + 2\omega_c L_1 L_g C;$$

$$a_3 = b\omega_0^2 L_1 L_g C + a\omega_0^2 CR(L_1 + L_g) + b(L_1 + L_g) + 2\omega_c CR(L_1 + L_g);$$

$$a_4 = b\omega_0^2 CR(L_1 + L_g) + a\omega_0^2 (L_1 + L_g) + 2\omega_c (L_1 + L_g);$$

$$a_5 = b\omega_0^2 (L_1 + L_g);$$

$$b_0 = aK_p KCR;$$

$$b_1 = aK_p + bK_p KCR;$$

$$b_2 = a\omega_0^2 + 2\omega_c (K_p + K_i) + bK_p;$$

$$b_3 = a\omega_0^2 + 2\omega_c (K_p + K_i) + b\omega_0^2 K_p KCR;$$

$$b_4 = b\omega_0^2 K_p.$$

确定系统开环传递函数后,根据参数 a 、 b 变化来分析系统暂态性能。依据经典控制理论,系统暂态性能取决于系统主导特征根偏离虚轴的程度。系统特征根距离虚轴越远,系统暂态响应越快^[15]。为便于分析,首先设置 $a=0.5$, 参数 b 变化所引起系统特征方程根变化情况如图 11 所示。高阶系统中距离虚轴最近的极点,其实部比其他极点实部的 1/5 还小,并且该极点附近无零点,则可认为系统的暂态响应主要由该极点决定,因此图 11 中只绘制出系统主特征根。随着箭头方向参数 b 增大。可发现,随着参数 b 的增大,开环系统主导特征根首先远离虚轴,等达到拐点后又开始靠近虚轴,说明参数 b 在增大过程中存在最优值。根据上述分析当系统主导特征根距离虚轴最远时,系统暂态响应最快,此时 $b=3$ 。

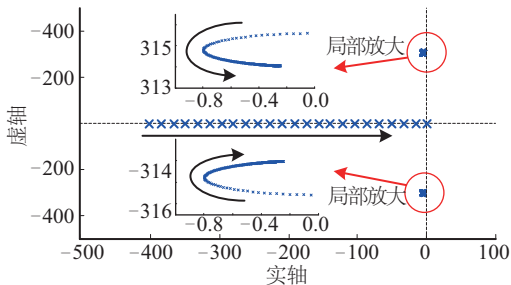


图 11 参数 b 变化时系统主特征根轨迹

Fig. 11 Eigenvalues diagram with varying b

设置 $b=3$, 参数 a 变化所引起系统主特征方程根变化情况如图 12 所示。随着箭头方向参数 a 增大。发现 a 取值越小,系统主导特征根越远离虚轴,说明系统暂态响应越快。但 a 值过小将导致系统阶次降低,从而不能使系统同时保证较快的暂态响应和较高的稳态精度。综合以上因素考虑,选取 $a=0.01$ 。

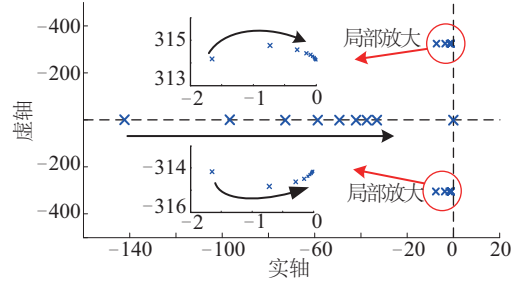


图 12 参数 a 变化时系统主特征根轨迹

Fig. 12 Eigenvalues diagram with varying a

为精确离散化以及降阶离散化方程,从物理结构角度离散,离散化采用 Tustin 变换。将 s 域表达式转换成 z 域表达式,将式(21)代入图 10,有:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (21)$$

式中, T_s ——系统采样时间。

图 10 中 $t_{\alpha\beta}$ 、 $m_{\alpha\beta}$ 为过度变量。得到正负序 2 阶解耦准 PCI 离散方程为:

$$t_{\alpha}(k) = (e_{\alpha} - x_{\alpha_P20}(k) - x_{\alpha_N20}(k))\omega_c \quad (22)$$

$$t_{\beta}(k) = (e_{\beta} - x_{\beta_P20}(k) - x_{\beta_N20}(k))\omega_c \quad (23)$$

$$m_{\alpha}(k) = \frac{1}{a+b}[(b-a)m_{\alpha}(k-1) + t_{\alpha}(k) - t_{\alpha}(k-1)] \quad (24)$$

$$m_{\beta}(k) = \frac{1}{a+b}[(b-a)m_{\beta}(k-1) + t_{\beta}(k) - t_{\beta}(k-1)] \quad (25)$$

$$\begin{aligned} x_{\alpha_P20}(k) = & x_{\alpha_P20}(k-1) + \\ & 0.5T_s[m_{\alpha}(k) + m_{\alpha}(k-1)] - \\ & 0.5T_s\omega_0[x_{\beta_P20}(k) + x_{\beta_P20}(k-1)] \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} x_{\beta_P20}(k) = & x_{\beta_P20}(k-1) + \\ & 0.5T_s[m_{\beta}(k) + m_{\beta}(k-1)] + \\ & 0.5T_s\omega_0[x_{\alpha_P20}(k) + x_{\alpha_P20}(k-1)] \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} x_{\alpha_N20}(k) = & x_{\alpha_N20}(k-1) + \\ & 0.5T_s[m_{\alpha}(k) + m_{\alpha}(k-1)] + \\ & 0.5T_s\omega_0[x_{\beta_N20}(k) + x_{\beta_N20}(k-1)] \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} x_{\beta_N20}(k) = & x_{\beta_N20}(k-1) + \\ & 0.5T_s[m_{\beta}(k) + m_{\beta}(k-1)] - \\ & 0.5T_s\omega_0[x_{\alpha_N20}(k) + x_{\alpha_N20}(k-1)] \end{aligned} \quad (29)$$

$$u_{\alpha_PN20}(k) = K_p e_{\alpha}(k) + K_i [x_{\alpha_P20}(k) + x_{\alpha_N20}(k)] \quad (30)$$

$$u_{\beta_PN20}(k) = K_p e_{\beta}(k) + K_i [x_{\beta_P20}(k) + x_{\beta_N20}(k)] \quad (31)$$

2.4 高次正负序解耦准 PCI 控制器分析

逆变器并网运行时,由于电网受非线性负载影响造成电网电压中含有少量的低次谐波,若并网逆变器系统对电网的抗扰特性在谐波处增益不为零,则电网谐波通过闭环系统反映到并网电流中,造成电流畸变。为了能抑制电网电压中低次谐波对并网电流造成的影响,本文提出高次正负序解耦准 PCI 控制策略,如图 13 所示,图中 $x_{\alpha\beta_HP}$ 、 $x_{\alpha\beta_HN}$ 、 $x_{\alpha\beta_HPN}$ 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标下的高次正序输出信号、高次负序输出信号、高次正负序输出信号, $u_{\alpha\beta_PN}$ 、 $u_{\alpha\beta_HPN}$ 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标下的正负序电压信号、高次正负序输出电压信号。

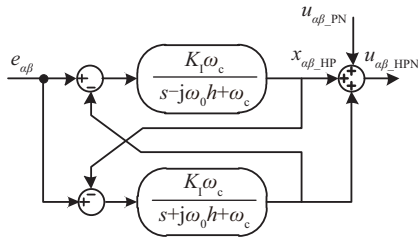


图 13 高次正负序解耦准 PCI 控制策略

Fig. 13 Control strategy of HOPNQPCI controller

由图 13 得出 HOPNQPCI 数学表达式(32):

$$\begin{cases} x_{\alpha\beta_PH} = \frac{K_i \omega_c}{s - j\omega_0 h + \omega_c} (e_{\alpha\beta} - x_{\alpha\beta_NH}) \\ x_{\alpha\beta_NH} = \frac{K_i \omega_c}{s + j\omega_0 h + \omega_c} (e_{\alpha\beta} - x_{\alpha\beta_PH}) \end{cases} \quad (32)$$

将式(32)简化得到解耦方程式(33):

$$\begin{cases} x_{\alpha\beta_PH} = \frac{K_i \omega_c (s + j\omega_0 h)}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_0 h)^2} e_{\alpha\beta} = F_7(s) e_{\alpha\beta} \\ x_{\alpha\beta_NH} = \frac{K_i \omega_c (s - j\omega_0 h)}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_0 h)^2} e_{\alpha\beta} = F_8(s) e_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (33)$$

可知式(33)中,若 $h=1$,则式(33)与式(12)正负序解耦准 PCI 数学表达式一致。本文为消除特定次谐波令通用型公式(2)中 $n=0, 1, 2$, $D(s)=1$, $N(s)=1$,则 $h=(2n+1)$ 代表基波的倍数, $h=3, 5$ 次,因此得到高次正负序解耦准 PCI 控制器,如式(34)所示:

$$G_{HPN_QPCI}(s) = K_p + \sum_{n=0}^{n=2} \frac{K_i \omega_c}{s \pm j\omega_0 (2n+1) + \omega_c} \quad (34)$$

为简化,本节只给 5 次正序准 PCI 公式及其控

制框图,如式(35)和图 14 所示。

$$G_{5P_QPCI}(s) = \frac{K_i \omega_c}{s - j\omega_0 5 + \omega_c} \quad (35)$$

图 14 中, x_{β_3P} 、 x_{α_3P} 、 x_{β_5P} 、 x_{α_5P} 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标分量下的 3 次正序信号和 5 次正序信号, u_{α_P} 、 u_{β_P} 分别为控制器在 $\alpha\beta$ 坐标分量下的一次正、负序电压信号, u_{α_35P} 、 u_{β_35P} 分别为 5 次正序准 PCI 控制器的输出电压信号。从图 14 可知,5 次正序准 PCI 输出的 $x_{\alpha\beta_5P}$ 与 3 次正序准 PCI 输出的 $x_{\alpha\beta_3P}$ 和基频正序准 PCI 调制电压 $u_{\alpha\beta_P}$ 相叠加产生新的调制电压 $u_{\alpha\beta_35PN}$ 。

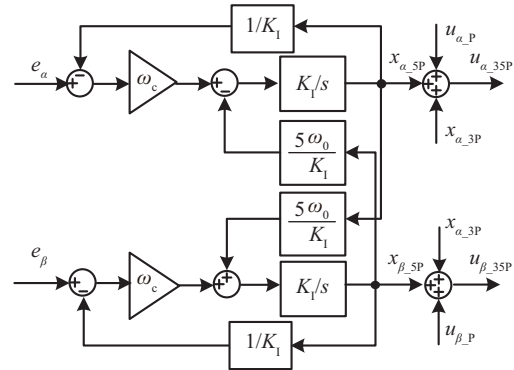


图 14 5 次正序准 PCI 控制器物理结构框图

Fig. 14 Physical diagram of 5 HPNQPCI controller

为能将通用型复数控制器公式(2)变换成一系列的复数控制簇,并掌握其变换条件和功能,这里将简述变换要求列于表 1 中。

表 1 控制簇变换条件及功能简述

Table 1 Transform conditions and function of control clusters

控制器名称	变换条件	功能
正序准 PCI	$n=0$, $D(s)=1$, $N(s)=1$	抑制频率 漂移影响
正负序解耦 准 PCI	$n=0$, $D(s)=1$, $N(s)=1$	抑制电压 不平衡影响
正负序高阶 解耦准 PCI	$n=0$, $D(s)$ 为多项式, $N(s)$ 为多项式	抑制电压不平 衡影响并提高 暂态响应速度
正负序 2 阶 解耦准 PCI	$n=0$, $D(s)=as+b$, $N(s)=1$	抑制电压不平 衡影响并提高 暂态响应速度
高次正负序 解耦准 PCI	$n=0, 1, 2$, $D(s)=1$, $N(s)=1$	抑制电网 谐波影响

3 仿真和实验结果分析

为验证上述复数控制器方案的有效性,在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真验证非理想电压下复数控制簇的控制性能,并搭建了以 TI 公司 32 位浮点 TMS320F28335 DSP 为处理芯片的系统测试平台。实验主电路采用三电平直插式三相桥逆变器,直流侧为 260 V 稳压直流电源提供。系统开关频率 20 kHz, LCL 滤波器参数分别为: $L_1=4$ mH, $L_2=1$ mH, $C=20$ μ F, 串联在滤波电容上的无源阻尼电阻 $R=5$ Ω 。交流侧通过变压器和调压器接入电网,电压变比 380:97。交流网侧采用三相调压器串联单相调压器模拟电网电压不平衡,其中电网电压不平衡度约为 20%。

图 15、图 16 分别为基于正序准 PCI 控制器的三相并网电流仿真和实验结果,其验证了正序准 PCI 控制对电网频率偏移抗扰特性。当 a 相电网电压正向过峰值时静态开关闭合,逆变器并网运行。实验波形上经过约 1/2 个工频周期的暂态调整时间,系统迅速进入稳态。仿真结果、实验结果以及本文理论分析基本一致,验证了正序准 PCI 控制能有效抑制电网频率偏移对并网电流的影响。

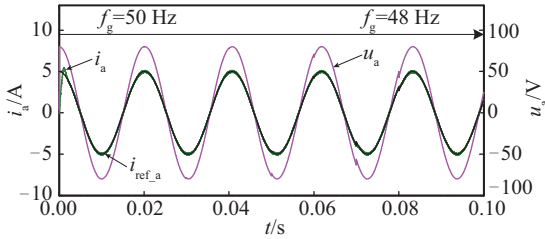


图 15 电网频率暂态变化时并网电流 i_a

Fig. 15 Grid-connected current i_a for dynamic fluctuation of grid frequency

图 15 中电网频率在 0.1 s 内由 50 Hz 动态过渡到 48 Hz,图中正序准 QPCI 控制器能够控制并网电流 I_{abc} 在频率漂移时稳定运行。本文为模拟电网电压频率波动,令式(3)中工作频率点为 48 Hz,即 $\omega_0=301$ rad/s,其他参数不变,启动、加减载暂态及稳态并网电流 i_{abc} 的实验结果如图 16 所示。

图 17 是电网电压不平衡时分别采用正序准 PCI、正负序解耦准 PCI 以及正负序 2 阶解耦准 PCI 控制的并网电流 i_{abc} 仿真图。电网在 0.04 s 后含有 0.2 pu 负序电压。从图 17 可发现,0.04 s 后电网不

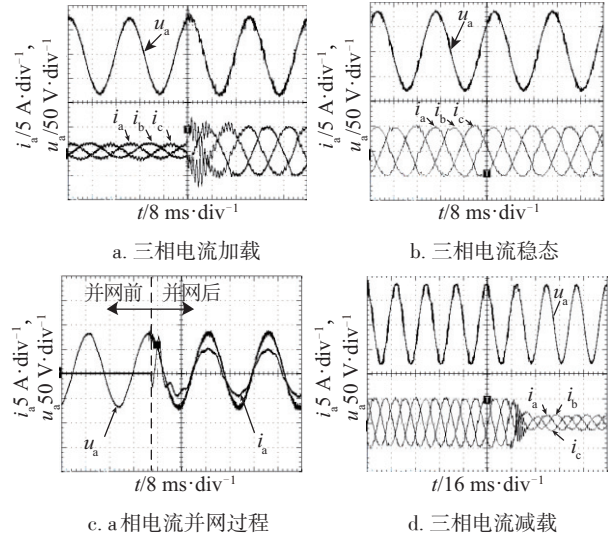


图 16 正序准 PCI 的 $\omega_0=301$ Hz 时实验结果

Fig. 16 Experimental results with $\omega_0=301$ Hz of PQPCI

平衡,采用正序准 PCI 控制的并网电流 i_{abc} 受到电网的影响发生不平衡。图中采用正负序解耦准 PCI 的控制策略后能明显抑制电网不平衡对并网电流的影响,但并网电流启动时超调量大,且暂态调整时间长。而采用正负序 2 阶解耦准 PCI 的控制策略不仅抑制了电网不平衡对并网电流的影响,还有效抑制启动电流超调和减小暂态调整时间。

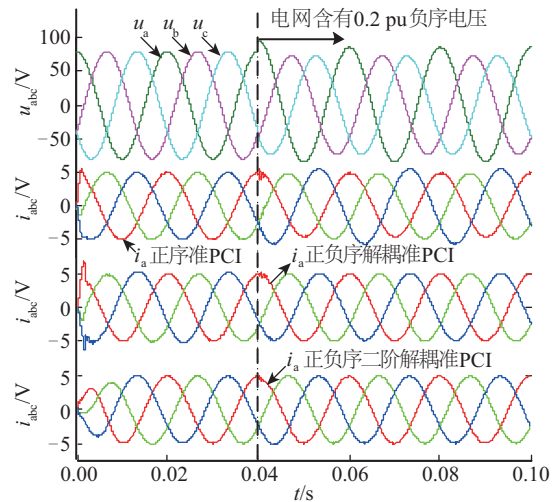


图 17 不同控制策略下的仿真结果

Fig. 17 Simulink results with different control strategies

图 18、图 19 分别为采用正负序解耦准 PCI 及正负序 2 阶解耦准 PCI 控制的并网电流 i_{abc} 实验结果。其中 b、c 相电网电压 $u_b=80$ V, $u_c=64$ V, 参考并

网电流幅值为 4 A。图 21 中启动时 b、c 相并网电流 i_{bc} 经过约 2.5 个工频周期的暂态调整时间进入稳态,而图 19 采用 2 阶控制策略的并网电流 i_{bc} 经过约 1 个工频周期暂态调整时间进入稳态。实验结果、理论分析及仿真结果基本一致。

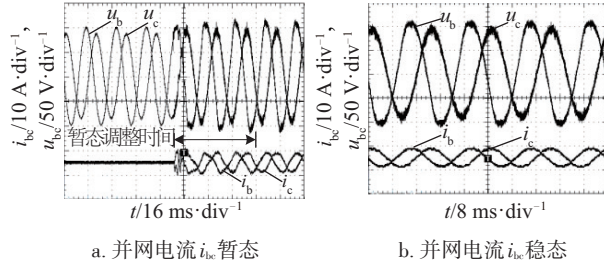


图 18 正负序解耦准 PCI 控制实验结果

Fig. 18 Experimental results with PNQPCI controller

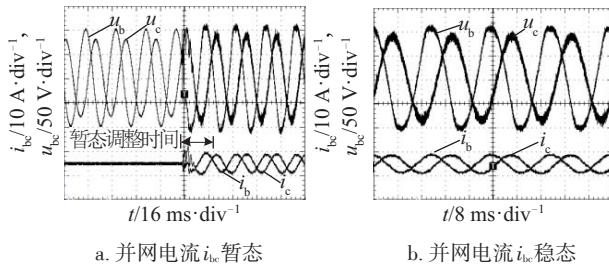


图 19 正负序 2 阶解耦准 PCI 控制实验结果

Fig. 19 Experimental results with PN2OQPCI controller

图 20 分别是电网电压含有 3 次、5 次谐波时,采用正序准 PCI、高次正负序解耦准 PCI 并网电流对比图。0.04 s 后因电网含有 0.1 pu 的 3 次、5 次谐波造成电网电压畸变。图 20 中对比发现,高次正负序解耦准 PCI 控制器能有效抑制电网畸变对并网电流造成的影响,保证了并网电流的质量。

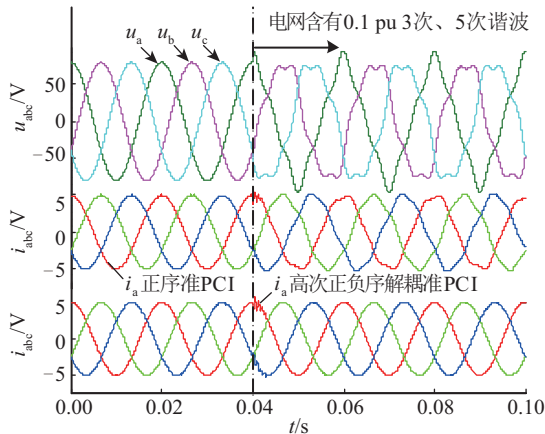


图 20 不同控制策略下的仿真结果

Fig. 20 Simulation results under different control strategies

4 结 论

本文针对非理想电网下提出一种并网逆变器的通用型复数控制器,通过变换得到准 PCI 控制簇来控制并网逆变器在非理性电网下稳定运行,理论分析和实验验证得到以下结论:1)电网频率漂移与传统控制方案相比,正序准 PCI 具有结构简单,离散化易实现特点;2)电网电压不平衡条件下,本文的 2 种控制方案均有效,其中正负序 2 阶解耦准 PCI 具有更好的控制效果;3)电网含有谐波条件下,通过高次正负序解耦准 PCI 控制,并网逆变器能够稳定输出。与传统多重 PR 控制相比,此控制器简单、易实现。上述准 PCI 控制簇都属于 1 阶控制器,离散化方程及数字化实现方面都十分简单,当电网出现一种以上非理想情况,只需将对应的控制器叠加即可实现对并网逆变器的有效控制,为实现稳定、精确的并网技术奠定理论和技术基础。

[参考文献]

- [1] Khumtan P, Suebkinorn W, Neammanee B, et al. Control of line side converter under unbalance voltage for wind turbine [A]. Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) [C], Phetchaburi, Thailand, 2012: 1—4.
- [2] Biricik S, Redif S, Ozerdem O C, et al. Control of the shunt active power filter under nonideal grid voltage and unbalanced load conditions [A]. Power Engineering Conference (UPEC) [C], Dublin, Ireland, 2013.
- [3] Njafi A, Iskender I, Gencet N, et al. Evaluating and derating of three-phase distribution transformer under unbalanced voltage and unbalance load using finite element method [A]. Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO) [C], Langkawi, Malaysia, 2014.
- [4] Zhu Yixin, Zhuo Fang, Wang Feng, et al. A virtual impedance optimization method for reactive power sharing in networked microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(4): 2890—2894.
- [5] Busada C A, Jorge S G, Leon A E, et al. Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2898—2909.

- [6] 阳同光, 桂卫华. 电网不平衡情况下并网逆变器控制策略综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 241—246.
- [6] Yang Tongguang, Gui Weihua. An overview on control strategies of grid-connected inverter under unbalanced voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 241—246.
- [7] Martinez M I, Susperregui A, Tapia G, et al. Sliding-mode control of a wind turbine-driven double-fed induction generator under non-ideal grid voltages[J]. Renewable Power Generation Iet, 2013, 7(4): 370—379.
- [8] Huang Meng, Tse C K, Wong Siu-Chung, et al. Low-frequency Hopf bifurcation and its effects on stability margin in three-phase PFC power supplies connected to non-ideal power grid[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60(12): 3328—3340.
- [9] Xu Jinming, Tang Ting, Xie Shaojun, et al. Research on low-order current harmonics rejections for grid-connected LCL-filtered inverters[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(5): 1127—1234.
- [10] Hu Jiabing, He Yikang. Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions[J]. IEEE Transactions on Energy conversion, 2008, 23(3): 903—1003.
- [11] 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.
- [11] 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.
- [12] 梁莹玉, 张 涛, 刘建政, 等. 不平衡电网电压下模块化多电平换流器的环流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(9): 120—128.
- [12] Liang Yingyu, Zhang Tao, Liu Jianzheng, et al. A circulating current suppressing method for modular multilevel converter under unbalanced grid voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(9): 120—128.
- [13] 赵 新, 金新民, 周 飞, 等. 基于比例积分-降阶谐振调节器的并网逆变器不平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 38—44.
- [13] Zhao Xin, Jin Xinmin, Zhou Fei, et al. Unbalanced control of grid-connected inverters based on proportion integral and reduced order resonant controllers[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 38—44.
- [14] 彭秋波, 盘宏斌, 刘 勇. LCL型三相并网逆变器双闭环解耦控制器设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 103—110.
- [14] Peng Qiubo, Pan Hongbin, Liu Yong. Design of dual loop decoupling controller in LCL three phase grid connected inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 103—110.
- [15] 王德玉, 刘文钊, 郭小强, 等. 非理想电网电压情况下并网变换器高阶解耦复数滤波并网同步技术[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2577—2583.
- [15] Wang Deyu, Liu Wenzhao, Guo Xiaoqiang, et al. Grid Synchronization technique with high-order decoupled complex filters for grid-connected converters under non-ideal grid voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2577—2583.

RESEARCH ON GRID-CONNECTED INVERTER COMPLEX CONTROLLER AND ITS CONTROL CLUSTER UNDER NON-IDEAL GRID VOLTAGES

Wang Xiaohuan, Pian Shuaihua, Zhang Chunjiang

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: A general complex controller is presented in this paper, which can transform into positive sequence quasi-proportional complex integral (PQPCI), positive and negative sequences decoupled quasi-proportional complex Integral (PNQPCI), positive and negative sequences 2-order decoupled quasi-proportional complex integral (PN2OQPCI) and high-order positive and negative sequences decoupled quasi-proportional complex integral (HOPNQPCI) under different conditions. They become a series of control cluster to ensure grid-connected inverter operate steadily under non-ideal grid voltages. Finally simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

Keywords: voltage control; controllers; control algorithms; general complex controllers; control cluster; non-ideal grid conditions