

考虑阻感比变化的构网型变流器功率解耦控制方法

黄晓芸¹, 李杰生¹, 蒋仁战¹, 刘毅斌¹, 梁星桃¹, 王 简^{2*}

(1. 中国能源建设集团广西电力设计研究院有限公司, 广西壮族自治区 南宁 530006;

2. 上海交通大学 智慧能源创新学院, 上海 200240)

Power Decoupling Control Method for Grid-Forming Converters Considering Changes in Resistance-Inductance Ratio

HUANG Xiaoyun¹, LI Jiesheng¹, JIANG Renzhan¹, LIU Yibin¹, LIANG Xingtao¹, WANG Jian^{2*}

(1. China Energy Engineering Group Guangxi Electric Power Design Institute Co., Ltd., Nanning 530006, China;

2. Smart Energy Innovation Institute, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: [Objective] As the proportion of renewable energy in the power system continues to rise, grid-forming converters have garnered significant attention and research interest due to their superior voltage support capabilities. However, in remote low-voltage distribution networks, the ratio of line resistance-inductance is relatively high. This can lead to power coupling issues in grid-forming converters, adversely impacting their fundamental voltage support and power transmission capabilities. This paper addresses the power coupling issues in grid-forming converters, considering changes in the resistance-inductance ratio in distribution networks. A control strategy employing feedforward decoupling is proposed. [Methods] The robustness of the system was improved by adding low-pass filter (LPF) into the decoupling channel. The impact of different LPF bandwidths on system stability was analyzed using the small signal method. [Results] Upon implementing feedforward decoupling, the coupling between the active and reactive power control loops was significantly reduced, effectively resolving the power coupling issues caused by the high resistance-inductance ratio of the distribution network. [Conclusion] The proposed method can achieve effective decoupling and provides a highly robust control strategy for power transmission in grid-forming converters.

Key words: distribution network; grid-forming converter; power coupling; feedforward decoupling; low-pass filter; robustness

摘 要: [目的]随着新能源在电力系统中的占比不断提高,构网型变流器由于具有较好的电压主动支撑能力而

取得广泛的关注与研究。但是在偏远的低压配电网下,配电网的线路阻感比较大,会引起构网型变流器的功率耦合,进而影响变流器基波电压支撑能力以及功率传输能力。本文针对配电网下考虑阻感比变化的构网型变流器功率耦合问题展开研究,提出了一种采用前馈解耦的控制策略。【方法】通过在解耦通道上增加低通滤波器(LPF)的方法提高系统鲁棒性,并通过小信号法分析了不同 LPF 带宽对系统稳定性的影响。【结果】在采用前馈解耦后,有功功率控制回路和无功功率控制回路之间的耦合大大降低,解决了配电网阻感比较大导致的功率耦合问题,最后仿真结果验证了所提方法的可行性。【结论】本文所提方法能够实现良好的解耦效果,为构网型变流器中的功率传输提供了一种高鲁棒性的控制方案。

关键词: 配电网; 构网型变流器; 功率耦合; 前馈解耦; 低通滤波器; 鲁棒性

0 引言

近年来,由于化石燃料的广泛使用及其引发的环境问题,各国都加快了可再生能源的推广应用。与传统火力、水利发电厂采用同步发电机作为能量转换装置不同,这些可再生能源通常通过高度灵活、可控且高效的电力电子设备接入电网。尽管新型电力系统采用变流器作为能量转换装置具有相同的优势,但当前变流器通常依赖锁相环(Phase-Locked Loop, PLL)与电网进行功率同步,在配电网下,由于线路阻抗较大,可能会出现控制稳定性问题^[1-3],这也限制了新型电力系统的功率

传输。因此,为了解决这一问题,需要寻求 PLL 的改进或探索功率同步的替代方案。

为了解决 PLL 在弱电网下控制的稳定性问题,有学者提出了能够使变流器表现出独立电压源特性的 P - f 、 Q - V 下垂控制^[4-5]、虚拟同步机控制^[6-7]等构网控制策略,使得变流器能够作为同步发电机运行,主动调节输出频率和电压。除此之外,构网控制不仅提供了一种功率同步的方法,实现了功率指令的精确跟踪,而且还能主动为电网提供惯性和阻尼,从而提升系统整体的稳定性。

虽然前人对构网控制已经做了大量的研究,但仍然面临诸多技术难题。例如,在配电网下由于阻性阻抗成分较高,导致有功和无功功率之间存在耦合,意味着有功回路和无功回路任一方发生变化都会对另一方产生影响。一方面,这种耦合可能削弱系统的动态响应能力^[8],并威胁系统的稳定运行;另一方面,由于功率控制回路之间的耦合,也限制了变流器的功率传输潜力^[9],变流器需要吸收大量无功以支撑有功输出。进一步地,有功与无功的耦合使得无法对这两个控制回路进行独立控制,这给配电网下的电压调节也带来了不利影响。因此研究配电网的功率解耦对提高配电网的运行稳定性和经济效应具有重要意义^[10]。

为了解决配电网下构网控制的耦合问题,学者们提出了多种解耦控制策略,包括虚拟功率^[11]、解耦矩阵^[12-13]、前馈解耦^[14-16]、虚拟阻抗^[17-18]及电流补偿^[19]等方法。根据文献^[11]的研究,通过正交旋转矩阵对有功和无功向量进行变换,构造虚拟的有功和无功向量。这使得可以通过调节频率和电压的幅值来控制虚拟的有功和无功。然而,这种技术只能实现虚拟功率的解耦,无法对实际输出功率进行有效解耦。因此,其在输出功率解耦方面的作用是受限的。文献^[17]研究了虚拟阻抗的功率解耦机理,提出通过前馈电压补偿削弱功率环路间的耦合,因为过高的虚拟阻抗会加剧线路压降,可能会给系统带来谐波污染,这就决定了虚拟阻抗的电压补偿不能过大,因此采用虚拟阻抗抑制功率耦合的能力也有限。此外,基于虚拟阻抗的解耦控制方法可能会降低系统的稳定裕度,并降低系统的阻尼,对系统的稳定性构成挑战。文献^[12]采用解耦矩阵的方法对功率进行解耦,但这种方法需要设计 4 组不同

的解耦参数,计算复杂。文献^[14]采用前馈解耦方法对系统进行解耦,但是并未考虑解耦通道可能给功率控制环路带来的高频干扰。

此外,大多数解耦控制方法仅考虑电网线路阻感比 R/X 过高对系统耦合的影响,并未考虑公共耦合点(Point of Common Coupling, PCC)电压和电网电压相位差对系统耦合的影响。因此,本文首先对功率耦合的内在机理展开了深入研究,在此基础上讨论了 R/X 和相位差对功率耦合的影响,并分析了有功、无功和阻感比 R/X 对 PCC 电压越限的影响。研究表明,当 R/X 过大或者过小,功率流经 PCC 时都会引发较大的电压波动。因此,为了避免电压越限,必须对有功和无功功率进行精确控制,以确保系统的稳定运行。然后,本文提出了一种前馈解耦的控制方法,能够抑制功率耦合对系统造成的影响,并通过在解耦通道上增加低通滤波器(Low-Pass Filter, LPF),增强所提出解耦方法的控制性能。最后,通过仿真和试验验证了所提出方法的有效性。

1 下垂控制的功率耦合机理分析

1.1 功率耦合机理分析

构网型变流器系统结构如图 1 所示。图中, $V_{pcc} \angle \delta$ 为 PCC 的电压; $V_g \angle 0$ 为电网电压; δ 为 V_{pcc} 与 V_g 之间的相角偏差; P_{pcc} 和 Q_{pcc} 分别为变流器实际输出有功和无功; P_{ref} 和 Q_{ref} 分别为有功和无功的参考值; θ_{ref} 为有功控制环路输出的角度参考值; E_{ref} 为无功控制环路输出的虚拟内电势; U_{dc} 、 I_{abc} 分别为直流母线电压、变流器流向交流电网的三相电流; $Z_c \angle \theta_c$ 为变流器滤波器输出阻抗; $Z_g \angle \theta_g$ 为 PCC 与电网之间的电缆阻抗,且 $Z_g \angle \theta_g = R_g + jX_g$; R_g 为电网线路电阻; X_g 为电网线路感抗; $Z_s \angle \theta_s$ 为系统阻抗,且系统阻抗是变流器滤波器阻抗和弱电网下线路阻抗之和。

虚拟阻抗由控制参数决定,弱电网下线路阻抗可以通过 PCC 电压与电流的变化在线检测得到:

$$Z_g \angle \theta_g = \frac{V_1 - V_2}{I_1 - I_2} \quad (1)$$

式中: V_1 、 I_1 分别为前一时刻测量得到的电压、电流矢量; V_2 、 I_2 分别为当前时刻测量得到的电压、电流矢量。

系统阻抗包括变流器滤波器阻抗和弱电网线

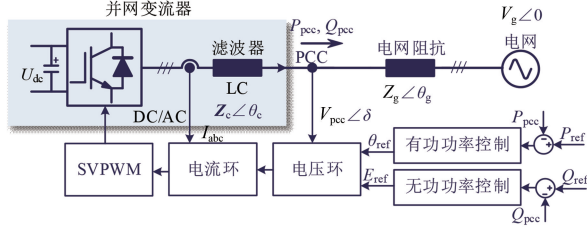


图1 构网型变流器系统框图

Fig.1 System block diagram of a grid-forming converter
路阻抗:

$$Z_s \angle \theta_s = Z_c \angle \theta_c + Z_g \angle \theta_g \quad (2)$$

$$Z_s = \sqrt{Z_c^2 + Z_g^2} \quad (3)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{Z_c \sin \theta_c + Z_g \sin \theta_g}{Z_c \cos \theta_c + Z_g \cos \theta_g} \quad (4)$$

变流器实际输出的有功和无功可描述为

$$\begin{cases} P_{pcc} = \frac{V_{pcc}^2}{Z_g} \cos \theta_g - \frac{V_{pcc} V_g}{Z_g} \cos(\theta_g + \delta) \\ Q_{pcc} = \frac{V_{pcc}^2}{Z_g} \sin \theta_g - \frac{V_{pcc} V_g}{Z_g} \sin(\theta_g + \delta) \end{cases} \quad (5)$$

在稳态工作点附近对式(5)线性化可以得到功率的小信号模型:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{pcc} \\ \Delta Q_{pcc} \end{bmatrix} = \mathbf{W}_{PQ} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta V_{pcc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: \$\mathbf{W}_{PQ}\$ 为有功和无功耦合矩阵,可表示为

$$\mathbf{W}_{PQ} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中:

$$\begin{cases} w_{11} = \frac{V_g}{Z_g} V_{pcc} \sin \gamma \\ w_{12} = \frac{2V_{pcc}}{Z_g} \cos \theta_g - \frac{V_g}{Z_g} \cos \gamma \\ w_{21} = -\frac{V_g}{Z_g} V_{pcc} \cos \gamma \\ w_{22} = \frac{V_g}{Z_g} \left(\frac{2V_{pcc}}{V_g} \sin \theta_g - \sin \gamma \right) \end{cases} \quad (8)$$

式中: \$\gamma = \theta_g + \delta\$。

因为稳态时 \$V_{pcc} \approx V_g\$, 且功角 \$\delta\$ 较小, 则 \$\gamma \approx \theta_g\$, 因此耦合矩阵系数可进一步简化为

$$\mathbf{W}_{PQ} = \begin{bmatrix} \frac{V_g^2}{Z_g} \sin \gamma & \frac{V_g}{Z_g} \cos \gamma \\ -\frac{V_g^2}{Z_g} \cos \gamma & \frac{V_g}{Z_g} \sin \gamma \end{bmatrix} \quad (9)$$

由式(9)可以看出当 \$\gamma = 90^\circ\$ 时, 有功和无功是相互独立的。通过计算耦合系数, 即可得到通过下垂控制的系统有功-无功小信号控制框图, 如图2所示。

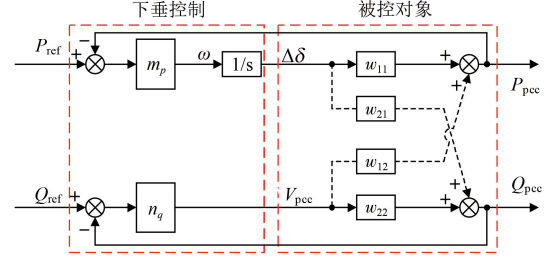


图2 下垂控制小信号控制框图

Fig.2 Small-signal control block diagram of
droop control

通过对耦合矩阵 \$\mathbf{W}_{PQ}\$ 的相对增益矩阵 (Relative Gain Matrix, RGA) [20] 进行运算, 可以评估有功和无功的耦合强度, 相对增益矩阵通常用式(10)表示:

$$\Lambda(\mathbf{W}_{PQ}) = \mathbf{W}_{PQ} \otimes (\mathbf{W}_{PQ}^{-1})^T \quad (10)$$

式中: \$\otimes\$ 为矩阵中对应元素之积; \$\Lambda(\mathbf{W}_{PQ})\$ 为相对增益矩阵, 具体表达式为

$$\Lambda(\mathbf{W}_{PQ}) = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 1 - \lambda_{11} \\ 1 - \lambda_{11} & \lambda_{11} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: \$\lambda_{11} = \lambda_{22} = \sin^2 \gamma\$, 表征 \$P_{pcc} - \delta\$ 和 \$Q_{pcc} - E\$ 控制环路的相对增益; \$\lambda_{12} = \lambda_{21} = 1 - \sin^2 \gamma = \cos^2 \gamma\$, 表征 \$Q_{pcc} - \delta\$ 和 \$P_{pcc} - E\$ 耦合通道的相对增益。

\$|\lambda_{11}|\$ 越大, 构网控制系统有功控制环路和无功控制环路之间的耦合程度越大, 反之亦然。

根据相对增益矩阵的定义, 矩阵对角元素 \$\lambda_{11}\$ 和 \$\lambda_{22}\$ 在 1 附近, \$\lambda_{12}\$ 和 \$\lambda_{21}\$ 在 0 附近时, 即此时相对增益矩阵为单位矩阵, 有功和无功控制环路的耦合接近于 0, 有功 \$P_{pcc}\$ 和功角 \$\delta\$ 以及无功 \$Q_{pcc}\$ 和虚拟内电势 \$E\$ 之间的约束关系较强。当 \$\lambda_{11} < 0.7\$ 即 \$\lambda_{12} > 0.3\$ 时, 相对增益矩阵为非单位矩阵, \$P_{pcc} - \delta\$ 以及 \$Q_{pcc} - E\$ 之间的约束关系会明显减弱, 有功控制环路和无功控制环路的耦合程度较强 [20]。

图3(a)是当功角满足理想条件即 \$\delta = 0\$ 时相对增益与阻感比之间的关系曲线。从图中可以看出在 \$R/X = 0.65\$ 的情形下, \$\lambda_{11} = 0.7, \lambda_{12} = 0.3\$, 明显观察到此时的有功和无功之间的耦合程度较

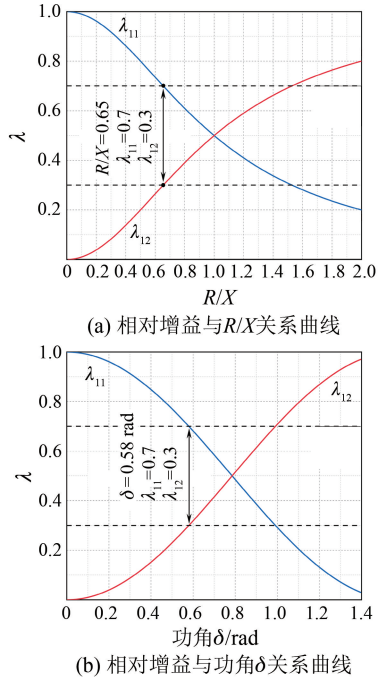


图 3 相对增益与阻感比以及功率角关系

Fig. 3 Relationship between relative gain, resistance-inductance ratio, and power angle

强, $P_{\text{pcc}}-\delta$ 以及 $Q_{\text{pcc}}-E$ 之间的约束关系较弱。随着阻感比进一步增大, $P_{\text{pcc}}-\delta$ 以及 $Q_{\text{pcc}}-E$ 之间的约束关系逐步增强, 原有的功率外环输出与输入关系将不再成立。

图 3(b) 是电网线路阻抗为纯感性即 $R/X=0$ 的工况, 忽略线路阻抗性质对功率耦合的影响, 仅分析相对增益与功率角 δ 之间的关系。从图中可以看出当 $\delta=0.58$ rad 时, $\lambda_{11}=0.7$ 、 $\lambda_{12}=0.3$, 因此可以看出此时有功和无功之间的耦合程度很强, $P_{\text{pcc}}-\delta$ 以及 $Q_{\text{pcc}}-E$ 之间的约束关系较弱。与此同理, 当功率角 δ 进一步增大时, 有功控制环路和无功控制环路之间的耦合程度加重, 最终影响系统的可靠性和稳定性。

由此可见, 当电网阻抗呈纯感性时, $P_{\text{pcc}}-\delta$ 以及 $Q_{\text{pcc}}-E$ 之间存在强关联。然而, 在配电网中, 由于低压电缆电阻率较大, 电阻成分不可忽略, 随着 R/X 的增大, 导致 $P_{\text{pcc}}-\delta$ 以及 $Q_{\text{pcc}}-E$ 控制环路之间的耦合加剧, 传统的功率外环控制不再适用于低压配电网下的构网控制。因此, 有必要对功率外环控制环路进行改进, 以消除或减小有功控制环路和无功控制环路之间的耦合。

1.2 变流器接入对配电网 PCC 电压影响分析

在配电网中, 由于变流器的功率可以双向流

动, 功率流动方向的变化会导致 PCC 电压发生变化。假设变流器处于逆变状态, 即变流器的功率经 PCC 流向电网, 取逆变方向为正方向, 即变流器处于逆变状态时, $P_{\text{pcc}} > 0$ 以及 $Q_{\text{pcc}} > 0$, 如图 1 所示, 则由等效电路可得电路电压方程:

$$\dot{V}_{\text{pcc}} = V_g + \frac{P_{\text{pcc}} - jQ_{\text{pcc}}}{V_{\text{pcc}}} \cdot (R_g + jX_g) \quad (12)$$

因此 PCC 电压方程为

$$V_{\text{pcc}}^2 = P_{\text{pcc}} R_g + Q_{\text{pcc}} X_g + \frac{1}{2} V_g^2 + \left[2P_{\text{pcc}} R_g Q_{\text{pcc}} X_g + V_g^2 (P_{\text{pcc}} R_g + Q_{\text{pcc}} X_g) + \frac{1}{4} V_g^4 - (P_{\text{pcc}}^2 X_g^2 + Q_{\text{pcc}}^2 R_g^2) \right]^{1/2} \quad (13)$$

若变流器以单位功率因数运行, 此时 PCC 电压为

$$V_{\text{pcc}}^2 = P_{\text{pcc}} R_g + \frac{1}{2} V_g^2 + \sqrt{\frac{1}{4} V_g^4 + V_g^2 P_{\text{pcc}} R_g - P_{\text{pcc}}^2 X_g^2} \quad (14)$$

由式 (14) 可以看出, 当电网阻抗为阻感性时, 并且当变流器处于单位功率因数运行工况, PCC 电压受功率大小、功率流动方向以及阻感比的影响: 若功率从电网流向 PCC, PCC 电压会降低; 若功率从 PCC 流向电网, PCC 电压则取决于阻感比和功率大小, 如图 4(a) 所示, 当变流器运行在单位功率因数工况下, 电网阻抗上的电压矢量和电网电压矢量共同决定了 PCC 电压矢量的幅值, 其中 I_{pcc} 为流经 PCC 的电流矢量。

当纯感性阻抗接入电网, 即 $R_g = 0$, 则由式 (13) 可得 PCC 电压为

$$V_{\text{pcc}}^2 = Q_{\text{pcc}} X_g + \frac{1}{2} V_g^2 + \sqrt{\frac{1}{4} V_g^4 + V_g^2 Q_{\text{pcc}} X_g - P_{\text{pcc}}^2 X_g^2} \quad (15)$$

当变流器以单位功率因数运行时, 此时 PCC 电压为

$$V_{\text{pcc}}^2 = \frac{1}{2} V_g^2 + \sqrt{\frac{1}{4} V_g^4 - P_{\text{pcc}}^2 X_g^2} \quad (16)$$

由式 (16) 可以看出, 当电网阻抗为纯感性时, 且变流器在单位功率因数下运行时, 无论功率流动方向如何, PCC 电压都会降低, 如图 4(b) 所示。当变流器与电网之间无功功率流动时, PCC 电

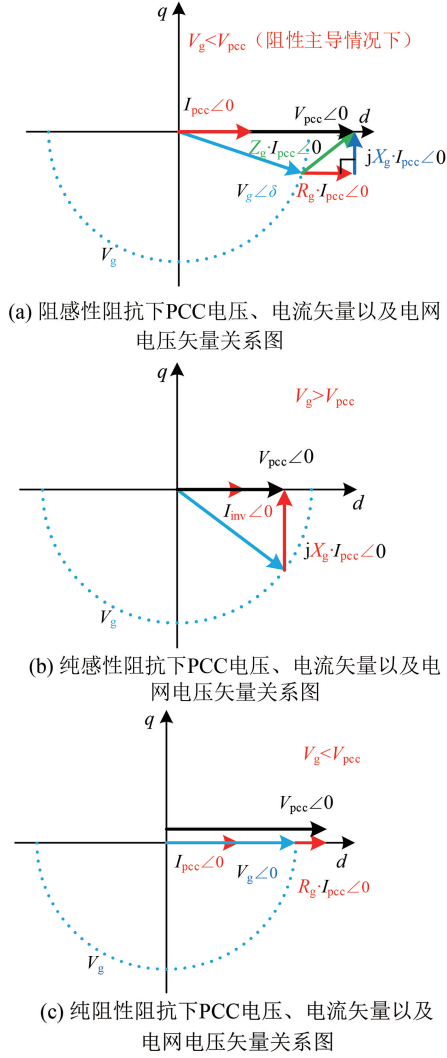


图4 变流器单位功率因数运行时,不同电网阻抗性质下电压、电流矢量关系

Fig. 4 Voltage and current vector relationships under different grid impedance characteristics during unit power factor operation of a converter

压幅值等于电网电压幅值。

当纯阻性阻抗接入电网,即 $X_g = 0$,则由式(13)可得 PCC 电压为

$$V_{pcc}^2 = P_{pcc} R_g + \frac{1}{2} V_g^2 + \sqrt{\frac{1}{4} V_g^4 + V_g^2 P_{pcc} R_g - Q_{pcc}^2 R_g^2} \quad (17)$$

当变流器以单位功率因数运行时:

$$V_{pcc}^2 = P_{pcc} R_g + \frac{1}{2} V_g^2 + \sqrt{\frac{1}{4} V_g^4 + V_g^2 P_{pcc} R_g} \quad (18)$$

由式(18)可以看出,当电网阻抗为纯阻性

时,且变流器在单位功率因数下运行时,PCC 电压取决于功率流动方向:若功率从电网流向 PCC, PCC 电压会降低;若功率从 PCC 流向电网,PCC 电压会升高,如图 4(c) 所示。

图 5 展示了变流器处于逆变状态且以单位功率因数运行时,系统等效短路比(Short Circuit Ratio, SCR)为 2 的情况下,不同阻感 R/L ($L = \frac{X}{2\pi \cdot 50}$) 比下的电压越限情况。当 PCC 电压与电网电压相差 7% 时,判定 PCC 电压越限。从图中可以看出,当变流器输出功率以及 SCR 保持不变时,电网阻抗中感性成分过高可能导致 PCC 电压过低,若电网阻抗中阻性成分过高可能导致 PCC 电压过高。因此,无论阻感比过高还是过低,都可能引发 PCC 电压越限。

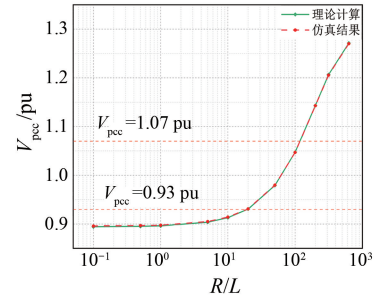


图5 变流器单位功率因数运行时,SCR=2,不同 R/L 比下电压越限情况

Fig. 5 Voltage over-limit conditions at unit power factor operation of a converter with SCR=2 under different R/L ratios

综上所述,PCC 电压大小并不仅受无功环控制,而是由线路之间传递的有功和无功、电网阻抗大小和性质以及功率流动方向共同决定。在配电网中,由于电网阻抗中阻性成分占据主导地位,因此在变流器处于逆变状态下 PCC 电压会高于电网电压,并且随着功率以及电网阻抗的增加,PCC 电压存在越限的风险。如果功率环路之间严重耦合,将难以实现有功和无功的独立控制,从而增加了 PCC 电压越限治理的难度。因此,对有功环路和无功环路进行解耦处理显得尤为重要和必要。

2 利用功角和电压的前馈解耦方法

2.1 前馈解耦分析

有功控制环路和无功控制环路之间的耦合关系如图 2 所示,将其他功率控制环路对本控制环

路的影响视为扰动, 可以采用前馈控制方法来减少或消除这种耦合效应, 如图 6 所示。

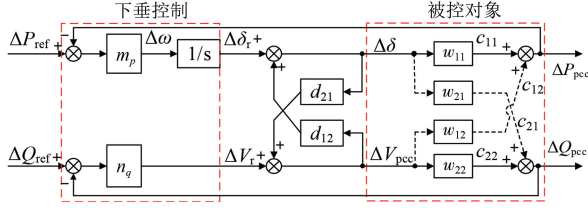


图 6 采用前馈补偿的小信号控制框图

Fig. 6 Small-signal control block diagram with feedforward compensation

图 6 中, $\Delta\delta_r$ 和 ΔV_r 分别为解耦前的功角和电压, 解耦网络模型 d_{21} 和 d_{12} 相当于前馈控制器, 其作用是根据耦合通道 w_{21} 和 w_{12} 对其他通道产生的扰动大小进行前馈补偿, 用于消除有功回路和无功回路之间的耦合。因此:

$$\begin{cases} c_{11} + c_{12} = 0 & (\Delta V_{pcc} \neq 0) \\ c_{21} + c_{22} = 0 & (\Delta\delta \neq 0) \end{cases} \quad (19)$$

进而有式 (20) 成立:

$$\begin{cases} \Delta V_{pcc} d_{12} w_{11} + \Delta V_{pcc} w_{12} = 0 \\ \Delta\delta d_{21} w_{22} + \Delta\delta w_{21} = 0 \end{cases} \quad (20)$$

最终得到解耦网络模型为

$$\begin{cases} d_{21} = -\frac{w_{21}}{w_{22}} \\ d_{12} = -\frac{w_{12}}{w_{11}} \end{cases} \quad (21)$$

进一步地, 解耦前后功角、电压关系为

$$\begin{cases} \Delta\delta = \Delta V_{pcc} d_{12} + \Delta\delta_r \\ \Delta V_{pcc} = \Delta V_r + \Delta\delta d_{21} \end{cases} \quad (22)$$

因此可将式 (22) 简化为

$$\begin{cases} \Delta\delta = \frac{\Delta V_r d_{12} + \Delta\delta_r}{N} \\ \Delta V_{pcc} = \frac{\Delta V_r + \Delta\delta_r d_{21}}{N} \end{cases} \quad (23)$$

式中: $N = 1 - d_{21} d_{12}$ 。

被控对象输出功率和输出功角以及电压关系可以用式 (24) 表示:

$$\begin{cases} \Delta\delta w_{11} + \Delta V_{pcc} w_{12} = \Delta P_{pcc} \\ \Delta V_{pcc} w_{22} + \Delta\delta w_{21} = \Delta Q_{pcc} \end{cases} \quad (24)$$

将式 (23) 代入式 (24) 可得:

$$\begin{cases} \Delta P_{pcc} = \Delta\delta_r w_{11} \\ \Delta Q_{pcc} = \Delta V_r w_{22} \end{cases} \quad (25)$$

显然, 由式 (25) 可以发现, 有功控制回路和无功控制回路的耦合已消除, 经过前馈补偿得到最终的等效功率控制回路, 如图 7 所示。

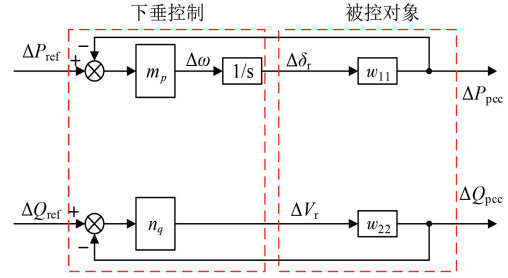


图 7 解耦后的等效小信号控制框图

Fig. 7 Equivalent small-signal control block diagram after decoupling

2.2 前馈解耦鲁棒性分析

在电网参数准确获取的情况下, 通过前馈解耦可以得到理想的解耦结果。但在实际系统中, 线路阻抗参数通常难以准确获取, 因此功率解耦的效果也会受到影响。当线路阻抗参数无法准确获取时, 式 (25) 将被重写为

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{pcc} \\ \Delta Q_{pcc} \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} n_1 & n_2 \\ n_3 & n_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta_r \\ \Delta V_r \end{bmatrix} = \mathbf{W}_{dec} \begin{bmatrix} \Delta\delta_r \\ \Delta V_r \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中:

$$\begin{cases} n_1 = w_{11} + d_{21} w_{12} \\ n_2 = d_{12} w_{11} + w_{12} \\ n_3 = w_{21} + d_{21} w_{22} \\ n_4 = w_{22} + d_{12} w_{21} \end{cases} \quad (27)$$

从式 (27) 可以看出, 当参数可以准确获取时, $n_2 = n_3 = 0$, 则耦合矩阵 $\mathbf{W}_{dec}$ 的表达式为

$$\mathbf{W}_{dec} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} n_1 & 0 \\ 0 & n_4 \end{bmatrix} \quad (28)$$

从式 (28) 可以看出, 当参数准确获取时, 系统可以完全解耦, 当不能准确获取线路阻抗值时, 则式 (21) 重写为

$$\begin{cases} d_{21m} = -\frac{w_{21m}}{w_{22m}} \\ d_{12m} = -\frac{w_{12m}}{w_{11m}} \end{cases} \quad (29)$$

式中: 下标 m 为计算得出的系数, 则耦合矩阵系数重写为

$$\begin{cases} n_{1m} = w_{11} + d_{21m}w_{12} \\ n_{2m} = d_{12m}w_{11} + w_{12} \\ n_{3m} = w_{21} + d_{21m}w_{22} \\ n_{4m} = w_{22} + d_{12m}w_{21} \end{cases} \quad (30)$$

根据式(10)和式(30),耦合矩阵 W_{dec} 的相对增益矩阵可以表示为

$$\Lambda(W_{dec}) = \frac{1}{n_{1m}n_{4m} - n_{2m}n_{3m}} \begin{bmatrix} n_{1m}n_{4m} & -n_{2m}n_{3m} \\ -n_{2m}n_{3m} & n_{1m}n_{4m} \end{bmatrix} \quad (31)$$

因此当线路参数获取不准确时,耦合程度的大小可以用式(32)进行定义:

$$\nu = -n_{2m}n_{3m} / (n_{1m}n_{4m} - n_{2m}n_{3m}) \quad (32)$$

系统 SCR 取为 2,分析当线路电阻 R_g 与电抗 X_g 在 $\pm 20\%$ 的范围内变化时,耦合程度随线路阻抗参数的变化情况如图 8 所示,可以看出耦合程度 ν 最高不超过 0.04,因此耦合程度 ν 受 R_g 与 X_g 的变化影响较小,且 R_g 与 X_g 对系统耦合程度的影响相当。当 R_g 与 X_g 同比例变化时,系统耦合程度几乎为 0,这表明所提出的前馈解耦控制方法具有较强的鲁棒性。

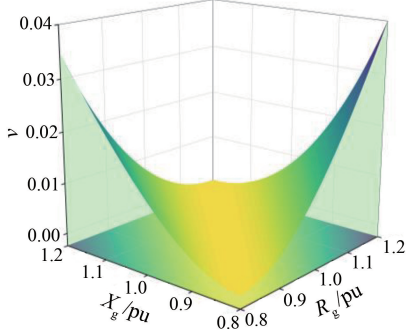


图 8 前馈通道采用 LPF 的小信号解耦控制框图

Fig. 8 Small-signal decoupling control block diagram using LPF in the feedforward path

2.3 前馈解耦性能改进

为了进一步提高解耦性能,减小前馈通道带来的高频扰动对本通道的影响,本文提出采用 LPF 的前馈解耦方法,如图 9 所示。LPF 可以保持有功控制环路与无功控制环路在低频下的稳态工作点,从而提高解耦控制的可靠性。

不难看出,如果 LPF 的截止频率 ω_d 设置过高,将会降低其对高频噪声的滤除效果。因此,选择一个合适的截止频率下限值是非常重要的,需要进行详细的设计。由图 9 可以得到功角和电压

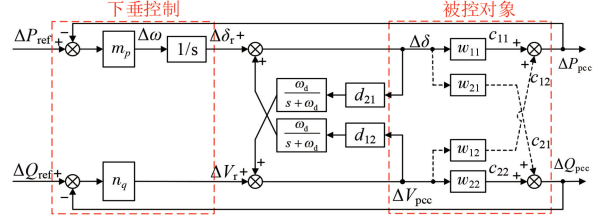


图 9 前馈通道采用 LPF 的小信号解耦控制框图

Fig. 9 Small-signal decoupling control block diagram with LPF in the feedforward path

与输入、输出信号的关系:

$$\begin{cases} (\Delta P_{ref} - \Delta P_{pcc}) \frac{m_p}{s} + \frac{\Delta V_{pcc} d_{12} \omega_d}{s + \omega_d} = \Delta \delta \\ (\Delta Q_{ref} - \Delta Q_{pcc}) n_q + \frac{\Delta \delta d_{21} \omega_d}{s + \omega_d} = \Delta V_{pcc} \end{cases} \quad (33)$$

因此由式(33)可以得到功角、电压表达式:

$$\begin{cases} \Delta V_{pcc} = \frac{(\Delta P_{ref} - \Delta P_{pcc}) \frac{m_p d_{21} \omega_d}{s(s + \omega_d)} + (\Delta Q_{ref} - \Delta Q_{pcc}) n_q}{M} \\ \Delta \delta = \frac{(\Delta P_{ref} - \Delta P_{pcc}) \frac{m_p}{s} + \frac{(\Delta Q_{ref} - \Delta Q_{pcc}) n_q d_{12} \omega_d}{s + \omega_d}}{M} \end{cases} \quad (34)$$

$$\text{式中: } M = 1 - d_{21} d_{12} \frac{\omega_d^2}{(s + \omega_d)^2}.$$

将式(33)代入式(34),得到系统特征方程:

$$a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \quad (35)$$

式中: $a_{1 \sim 5}$ 的表达式如附录所示。

为了研究系统稳定性与 LPF 截止频率的关系,图 10 绘制了截止频率 ω_d 从 500 rad/s 逐渐减小到 1 rad/s 时系统根轨迹的波形。可以看出,当

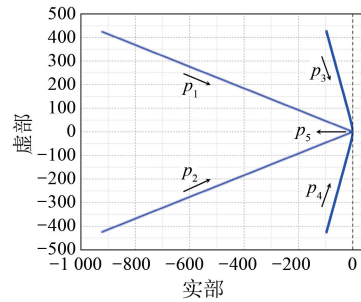


图 10 LPF 截止频率 ω_d 从 500 rad/s 减小到 1 rad/s 系统根轨迹

Fig. 10 Root locus of the system as LPF cutoff frequency decreased from 500 rad/s to 1 rad/s

LPF 截止频率逐渐减小时,系统滤波能力增强,但共轭极点 p_1 、 p_2 以及 p_3 、 p_4 会逐渐向右半平面移动,系统的稳定性会削弱。因此,综合考虑滤波性能和稳定性,将 LPF 截止频率 ω_d 设定在基波频率附近,即选择 300 rad/s 作为截止频率。

由于下垂控制中的无功控制环路输出的是虚拟内电势,因此无功控制环路并不能直接对 PCC 电压进行控制,为了解决这一问题,将 PCC 电压作为控制变量引入到无功控制环路中。图 11 展示了改进后无功控制环路,图中 V_{ref} 为 PCC 电压参考值,可以看出,通过改进的无功控制环路,可以显著增强对 PCC 电压的调节效果。

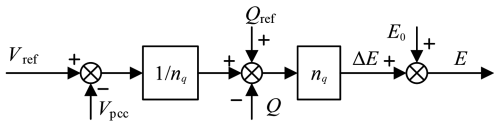


图 11 改进的无功环控制框图
Fig. 11 Improved reactive power loop control block diagram

3 前馈解耦仿真

为了证明所提出解耦控制策略的有效性,在 Matlab/Simulink 仿真软件中搭建仿真模型,针对不同阻感比下的构网变流器功率耦合情况开展仿真研究。系统的电气参数和控制参数如表 1 所示。

表 1 系统参数

Tab. 1 Parameters of the system	
参数名称	参数值
直流母线电压 U_{dc}/V	700
电网线电压 V_g/V	380
V_{pcc} 电压基值 V_{ref}/V	310
虚拟内电势基值 E_0/V	310
电网频率 f_0/Hz	50
电网角频率 $\omega_0/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	314
变流器额定功率 P_N/kW	10
滤波电感 $L_f/\mu H$	600
滤波电容 $C_f/\mu F$	30
开关频率 f_s/kHz	20
有功下垂系数 $m_p/(\text{rad}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{s}^{-1})$	3.14×10^{-5}
无功下垂系数 $n_q/(V\cdot\text{Var}^{-1})$	2.25×10^{-3}

图 2 为采用下垂控制的小信号控制框图,相应的大信号控制框图如图 12 所示。图中, ω_0 为

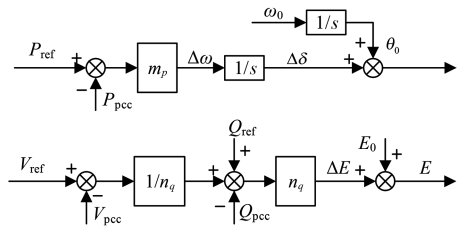


图 12 不采用解耦的大信号控制框图
Fig. 12 Large-signal control block diagram without decoupling

电网角频率, E_0 为虚拟内电势基值。
图 13 为系统功率控制环路未加入前馈解耦时的有功、无功响应波形,SCR=2。在 2.5 s 时,有功功率指令从 0 阶跃到 0.5 pu,如图 13(a) 所示;当 $R/X=0.01$ 时,无功的波动较小,如图 13(b) 所示;当 $R/X=1.2$ 时,无功的波动较大,这表明,当电网线路阻抗中阻性成分增大时,无功和有功间的耦合程度也会增加,这与理论分析结果一致。

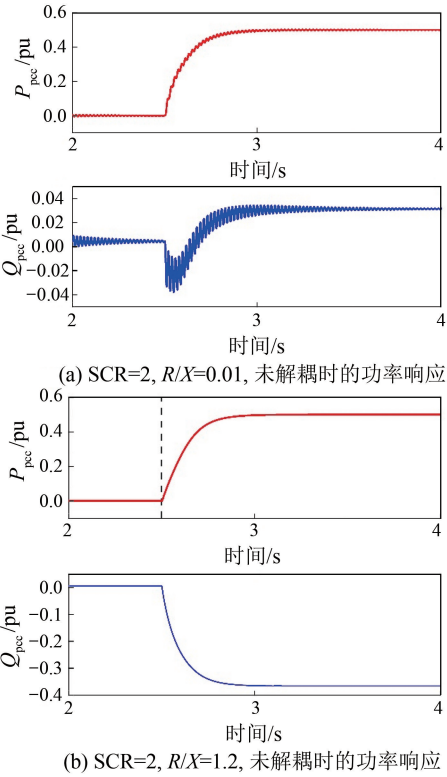


图 13 未加入解耦时的功率响应
Fig. 13 Power response without decoupling

图 14 为未加入前馈解耦的波形图 (SCR=2, $R/X=1.2$)。当有功的指令从 0 阶跃变化到 0.5 pu 时,功角 $\Delta\delta$ 也会随之增大,并通过耦合通道 w_{21} 对无功环路产生较大响应。无功控制环路通过减

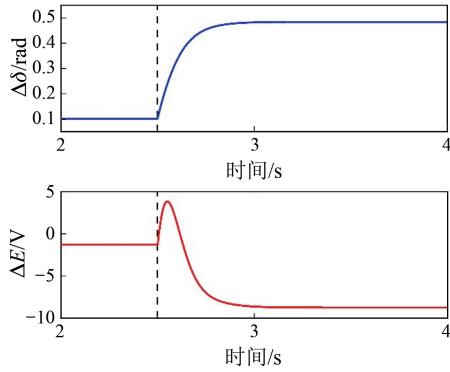


图 14 未加入解耦时的功角和虚拟内电势波形图

Fig. 14 Power angle and virtual internal electric potential waveform diagrams without decoupling

小 ΔE 来抑制有功控制环路对其造成的影响,但由于无功控制环路无法消除控制环路之间的耦合,因此无功会受到影响,产生较大的波动。

图 15 为未加入前馈解耦时不同有功阶跃变化时的功率响应曲线 ($\text{SCR} = 2, R/X = 1.2$)。在 2.5 s 时,有功的指令从 0.2 pu 增加到 1 pu,随着有功指令的增大,通过耦合通道对无功影响也增大,无功的波动增大。

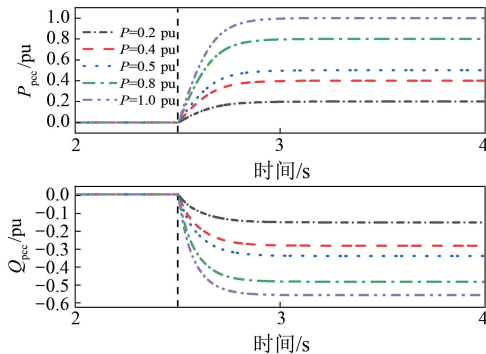


图 15 未加入解耦时不同有功阶跃下的功率响应

Fig. 15 Power response under different active power steps without decoupling

图 6 为采用前馈解耦的小信号控制框图,相应的大信号控制结构如图 16 所示。图 17 为采用前馈解耦时不同有功阶跃变化时的功率响应波形 ($\text{SCR} = 2, R/X = 1.2$),可以看出,随着有功的增大,无功的响应会被抑制在较小的范围之内。

为了验证所提出的前馈解耦策略在电网线路阻抗参数变化下的鲁棒性,观察仿真中线路阻抗参数变化对耦合抑制效果的影响,结果如图 18 所示。在 2.5 s 之前,有功和无功的设定值均为 0 pu;在 2.5 s 时,有功的设定值阶跃变化到

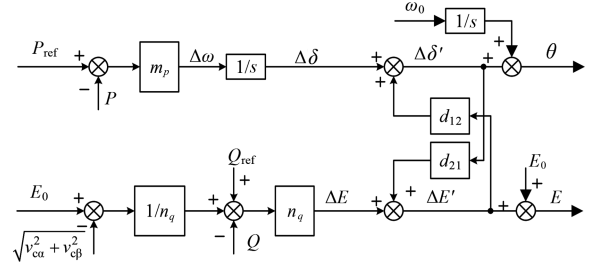


图 16 采用前馈解耦的功率环路控制框图

Fig. 16 Power loop control block diagram with feedforward decoupling

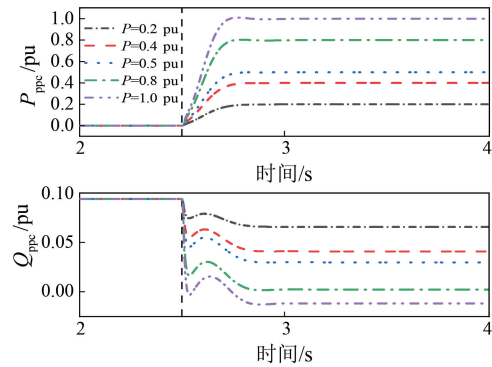


图 17 采用前馈解耦后的功率响应

Fig. 17 Power response after feedforward decoupling

0.5 pu。采用本文提出的前馈解耦策略,线路电阻和线路电感分别在标幺值附近变化 $\pm 20\%$,由图 18(a)可知,当线路电阻变化 $\pm 20\%$ 时,无功的变化值在 5.6% 以内;由图 18(b)可知,当线路电感变化 $\pm 20\%$ 时,无功的变化值在 5.7% 以内,因此线路电阻或电感变化对解耦性能的影响相同,这与理论分析一致。由此可见,所提出的前馈解耦控制策略在应对电网参数变化时具有较好的鲁棒性。

4 前馈功率解耦试验验证

为验证第 2、3 章中功率耦合机理分析的正确性及所提出前馈解耦优化策略的有效性,利用已有的 10 kW 三相 LC 型并网变换器半实物仿真平台进行了试验验证。试验所用的电路和控制参数如表 1 所示。

搭建的半实物仿真平台如图 19 所示,其主电路拓扑结构及控制框图如图 1 所示。该试验样机的控制系统由控制器和 StarSim6020 仿真器组成。控制电路包含电压、电流采样及保护电路,采样信号经过信号调理电路处理后送入主

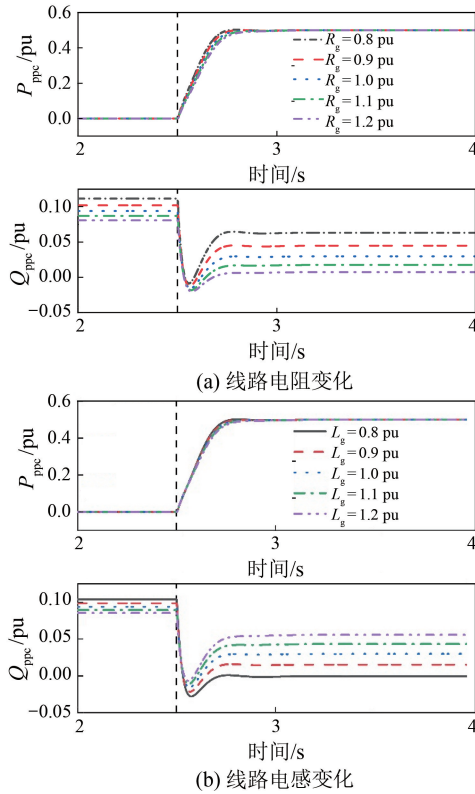


图 18 线路阻抗参数变化对耦合抑制效果影响
Fig. 18 Influence of line impedance parameter changes on coupling suppression

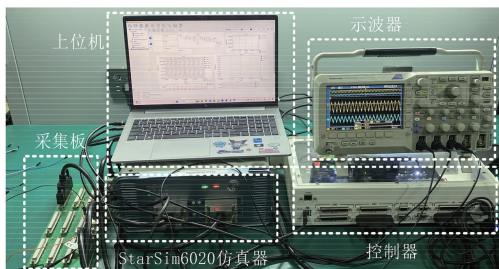


图 19 10 kW 三相 LC 型并网变流器半实物仿真平台
Fig. 19 10 kW Three-phase LC grid-connected converter semi-physical simulation platform

控芯片的 ADC 模块。主控芯片选用 TI 公司的 TMS320F28388DTS, 用于信号的采集、运算和处理, 采样和控制频率设定为 20 kHz。试验过程中, 试验数据通过 Ethernet 通讯传输至上位机, 因此可以实时监测试验波形, 方便试验观察与操作。

分别对功率耦合以及前馈解耦情况进行验证, 检测波形为变流器输出有功、无功。图 20 展示了在无解耦情形下的有功功率、无功功率的波形。可以看出当有功功率增加时, 有功环和无

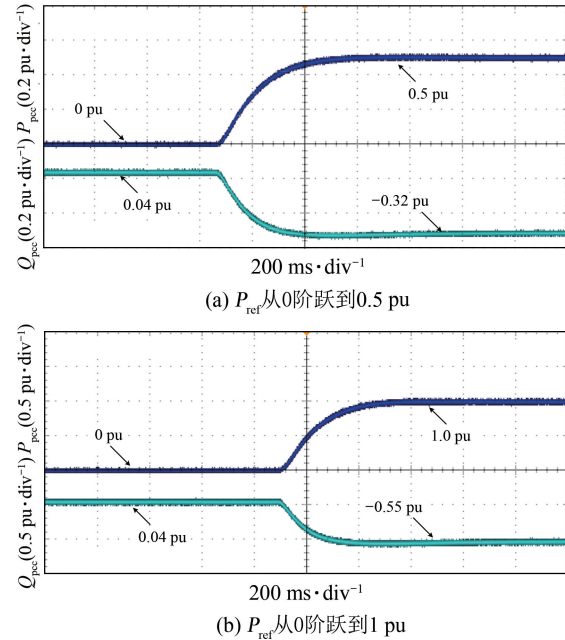


图 20 未加入解耦时的功率响应试验波形
Fig. 20 Experimental waveforms of power response without decoupling

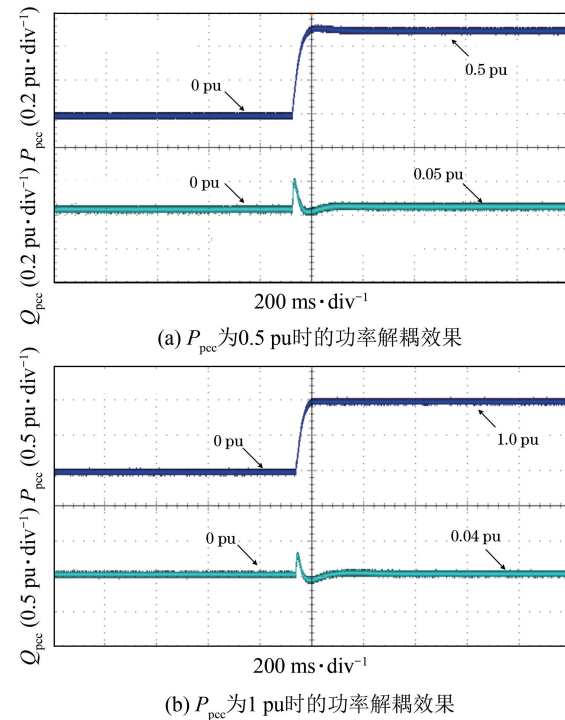


图 21 采用前馈解耦的功率响应试验波形
Fig. 21 Experimental waveforms of power response using feedforward decoupling

功环路之间的耦合增大, 这与理论分析结果一致。当采用前馈解耦时, 有功环和无功环之间的耦合明显降低如图 21 所示, 且在不同的功率等级

下都有着较好的抑制效果。

5 结语

传统的解耦方法多集中于研究阻感比 R/X 对功率耦合的影响,而对于相位差在解耦中的作用则讨论较少。本文基于小信号分析方法,推导并分析了功率耦合的内在机理。在构建功率耦合模型的基础上,提出了一种前馈补偿方法来抑制功率耦合,并从理论上证明了该方法在线路阻抗参数变化情况下具有较强的鲁棒性。为了进一步提升所提出的前馈解耦方法的性能,本文在解耦通道中引入了 LPF,并详细分析了其参数对系统稳定性的影响。最后,通过仿真和试验验证了前馈解耦方法的有效性,结果表明该方法能够实现良好的解耦效果,为构网型变流器中的功率传输提供了一种高鲁棒性的控制方案。

参考文献

- [1] WU C, LYU Y S, WANG Y, et al. Transient synchronization stability analysis of grid-following converter considering the coupling effect of current loop and phase locked loop [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(1): 544-554.
- [2] 李智, 李长喜, 陈创庭, 等. 电流控制型储能变流器控制稳定性分析与谐波谐振抑制技术研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 21-28+34.
LI Z, LI C X, CHENG C T, et al. Control stability analysis and research on harmonic resonance suppression technology of current-control type energy storage converter [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 21-28+34.
- [3] HARNEFORS L. Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2239-2248.
- [4] 余巧, 张巧杰, 李云侠. 一种提高无功分配精度的下垂控制策略[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(2): 86-90.
YU Q, ZHANG Q J, LI Y X. A droop control strategy for improving the sharing accuracy of reactive power [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(2): 86-90.
- [5] FAN B S, LI Q K, WANG W, et al. A novel droop control strategy of reactive power sharing based on adaptive virtual impedance in microgrids [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11335-11347.
- [6] WANG P, MA J P, ZHANG R, et al. Power self-synchronization control of grid-forming voltage-source converters against a wide range of short-circuit ratio [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15419-15432.
- [7] HUANG L, WU C, ZHOU D, et al. A decomposed two-port network impedance modeling method of type-3 wind generation system with grid-forming control [C] // 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Nashville, TN, 2023.
- [8] LI B, ZHOU L. Power decoupling method based on the diagonal compensating matrix for VSG-controlled parallel inverters in the microgrid [J]. Energies, 2017, 10(12): 2159.
- [9] YANG D S, WANG X F, LIU F C, et al. Adaptive reactive power control of PV power plants for improved power transfer capability under ultra-weak grid conditions [C] // 2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Chicago, IL, 2017.
- [10] WU T, LIU Z, LIU J J, et al. A unified virtual power decoupling method for droop-controlled parallel inverters in microgrids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5587-5603.
- [11] VASQUEZ J C, GUERRERO J M, LUNA A, et al. Adaptive droop control applied to voltage-source inverters operating in grid-connected and islanded modes [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4088-4096.
- [12] HE L, YU S W. Systematic decoupling grid-forming control for utility-scale inverter-based distributed energy resources in weak distribution grids [J]. IEEE Open Access Journal of Power and Energy, 2024, 11: 27-39.
- [13] RATHNAYAKE D B, BAHRANI B. Multivariable control design for grid-forming inverters with decoupled active and reactive power loops [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1635-1649.
- [14] DONG N B, LI M F, CHANG X F, et al. Robust power decoupling based on feedforward decoupling and extended state observers for virtual synchronous generator in weak grid [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,

- 2023, 11(1): 576-587.
- [15] ZHAO F Z, WANG X F, ZHU T H. Power dynamic decoupling control of grid-forming converter in stiff grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9073-9088.
- [16] LI C, YANG Y Q, MIJATOVIC N, et al. Frequency stability assessment of grid-forming VSG in framework of MPME with feedforward decoupling control strategy [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6903-6913.
- [17] WEN T L, ZHU D H, ZOU X D, et al. Power coupling mechanism analysis and improved decoupling control for virtual synchronous generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3028-3041.
- [18] 温提亮. 虚拟同步机功率耦合特性与解耦控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.
WEN T L. Research on power coupling characteristics and decoupling control of virtual synchronous generator [D]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2023.
- [19] LI M X, WANG Y, LIU Y H, et al. Enhanced power decoupling strategy for virtual synchronous generator [J]. IEEE Access, 2020, 8: 73601-73613.
- [20] BRISTOL E. On a new measure of interaction for multivariable process control [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1966, 11(1): 133-134.

附录:

式(35)中特征方程系数表达式如下所示:

$$a_5 = 1 + n_q w_{22}$$

$$\begin{aligned} a_4 &= 4\omega_d + 4n_q w_{22} \omega_d + n_q d_{12} w_{21} \omega_d + \\ & m_p n_q w_{11} w_{22} - m_p n_q w_{21} w_{12} + m_p w_{11} \\ a_3 &= 6\omega_d^2 + 6n_q w_{22} \omega_d^2 + 3n_q d_{12} w_{21} \omega_d^2 + \\ & 4\omega_d m_p n_q w_{11} w_{22} - 4\omega_d m_p n_q w_{21} w_{12} + \\ & 4\omega_d m_p w_{11} - n_q d_{12} d_{21} w_{22} \omega_d^2 + m_p d_{21} w_{12} \omega_d \\ a_2 &= 4\omega_d^3 + 4n_q w_{22} \omega_d^3 + 3n_q d_{12} w_{21} \omega_d^3 + \\ & 6\omega_d^2 m_p n_q w_{11} w_{22} - 6\omega_d^2 m_p n_q w_{21} w_{12} + \\ & 6\omega_d^2 m_p w_{11} - 2n_q d_{12} d_{21} w_{22} \omega_d^3 + \\ & 3m_p d_{21} w_{12} \omega_d^3 + m_p n_q d_{12} d_{21} w_{12} w_{21} \omega_d^2 - \\ & m_p n_q d_{12} d_{21} w_{11} w_{22} \omega_d^2 - 2d_{12} d_{21} \omega_d^2 - m_p d_{12} d_{21} w_{11} \omega_d^2 \\ a_1 &= 1 + n_q w_{22} \omega_d^4 + n_q d_{12} w_{21} \omega_d^4 + \\ & 4\omega_d^3 m_p n_q w_{11} w_{22} - 4\omega_d^3 m_p n_q w_{21} w_{12} + \\ & 4\omega_d^3 m_p w_{11} - n_q d_{12} d_{21} w_{22} \omega_d^4 + \\ & m_p d_{21} w_{12} \omega_d^4 + 2m_p n_q d_{12} d_{21} w_{12} w_{21} \omega_d^3 - \\ & 2m_p n_q d_{12} d_{21} w_{11} w_{22} \omega_d^3 - 4d_{12} d_{21} \omega_d^3 - \\ & 2m_p d_{12} d_{21} w_{11} \omega_d^3 - m_p d_{12} d_{21} w_{12} \omega_d^3 - n_q d_{12}^2 d_{21} w_{21} \omega_d^3 \\ a_0 &= (m_p n_q w_{11} w_{22} - m_p n_q w_{21} w_{12} + m_p w_{11}) \omega_d^4 + \\ & (m_p n_q d_{12} d_{21} w_{12} w_{21} \omega_d^2 - m_p n_q d_{12} d_{21} w_{11} w_{22} \omega_d^2 - \\ & 2d_{12} d_{21} \omega_d^2 - m_p d_{12} d_{21} w_{11} \omega_d^2) \omega_d^2 - \\ & (m_p d_{12} d_{21} w_{12} \omega_d^3 + n_q d_{12}^2 d_{21} w_{21} \omega_d^3) \omega_d \end{aligned}$$

收稿日期: 2024-07-03

收到修改稿日期: 2024-09-30

作者简介:

黄晓芸(1980-), 女, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为火电及新能源电气设计, huangxy@gxed.com;

* 通信作者: 王 简(1996-), 女, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为新型电力系统优化控制, wangjianee@sjtu.edu.cn。

Power Decoupling Control Method for Grid-Forming Converters Considering Changes in Resistance-Inductance Ratio

HUANG Xiaoyun¹, LI Jiesheng¹, JIANG Renzhan¹, LIU Yibin¹,
LIANG Xingtao¹, WANG Jian^{2*}

(1. China Energy Engineering Group Guangxi Electric Power Design Institute Co., Ltd.,
Nanning 530006, China;

2. Smart Energy Innovation Institute, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Key words: distribution networks; grid-forming converter; power coupling; feedforward decoupling; low-pass filter; robustness

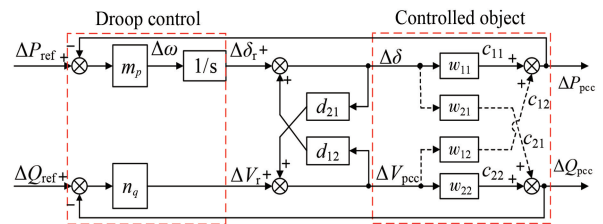
The transition to renewable energy sources has been driven by environmental concerns and the depletion of fossil fuels. Unlike traditional power plants, renewable energy sources use power electronics for grid connection, offering flexibility and efficiency. However, grid-forming converters, which are increasingly used in new power systems, often face stability issues when synchronized with the grid using phase-locked loop (PLL) under high R/X ratios in distribution networks. This study aims to address these stability and power transmission issues by proposing an improved control strategy for grid-forming converters.

The proposed method involved feedforward decoupling to mitigate the power coupling between active and reactive power control loops. By integrating low-pass filter (LPF) into the decoupling channel, the system's robustness was enhanced, and the impact of different LPF bandwidths on system stability was analyzed using the small-signal method. This approach aims to reduce the negative effects of power coupling caused by high R/L ($L = \frac{X}{2\pi \cdot 50}$) ratios in distribution networks.

Simulation results demonstrated that the proposed feedforward decoupling strategy effectively reduced the coupling between active and reactive power control loops. This reduction in coupling improved the system's dynamic response and overall

stability, addressing the challenges posed by high R/L ratios in distribution networks. The use of LPFs in the decoupling channel further enhanced system robustness, making the control strategy viable for practical application.

The study presents a novel control strategy for grid-forming converters, focusing on mitigating power coupling issues caused by high R/X ratios in distribution networks. The proposed feedforward decoupling method, complemented by LPF, significantly enhances system stability and robustness. The simulation and experimental results validated the effectiveness of this approach, providing a practical solution for enhancing the performance of grid-forming converters in renewable energy systems. By addressing the key issue of power coupling in grid-forming converters, this research contributes to the ongoing development of more stable and efficient power systems, paving the way for greater integration of renewable energy sources into the grid.



**Fig. 1 Small-signal decoupled control block diagram
with LPF in the feedforward path**