并网逆变器电压反馈型阻抗调谐控制方法

郑友卓[1]， 华 龙[1]， 杨喻清[1]， 杨叶奎[1]， 李 春[1]， 叶 幸[2]， 杨兴武[2]
(1. 贵州电网有限责任公司,贵阳 550000; 2. 上海电力大学 电气工程学院,上海 200090)

摘 要:新能源并网比例不断提高,在使用传统矢量电流控制的逆变器系统中,输出功率过大会导致系统稳定性降低,从而影响整个电网的安全运行。为了解决此问题,采用阻抗调谐法改进逆变器矢量电流控制。首先,建立了逆变器的小信号扰动状态空间模型与阻抗模型。其次,为了提高逆变器的输出功率,利用阻抗调谐法将负电阻特性所带来的反馈抵消,不仅能保留较快的动态响应,还能将动态功率限制扩展至静态功率限制附近,使系统在高功率运行时依然保持稳定。最后,对改进前后的控制策略进行仿真对比,验证了阻抗调谐策略的有效性。

关键词:逆变器输出功率;锁相环负电阻特性;小信号建模;动态功率限制;阻抗调谐
DOI:10.15938/j.jhust.2026.04.010
中图分类号: TM464 **文献标志码**: A **文章编号**: 1007-2683(2026)04-0103-09

Improved Control Strategy for Grid-connected Inverter Based on Impedance Tuning

ZHENG Youzhuo[1], HUA Long[1], YANG Yuqing[1], YANG Yekui[1], LI Chun[1], YE Xing[2], YANG Xingwu[2]
(1. Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550000, China;
2. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: As the proportion of renewable energy connected to the grid continues to increase, inverter systems employing traditional vector current control face reduced stability when output power is excessive, which can compromise the safe operation of the entire power grid. To solve this problem, an impedance tuning method was adopted to improve the vector current control of the inverter. Firstly, a small signal disturbance state space model and impedance model of the inverter were established. Secondly, to improve the output power of the inverter, impedance tuning method was used to counteract the feedback caused by negative resistance characteristics. This method not only preserves fast dynamic response, but also extends dynamic power limitation to near static power limitation, ensuring system stability even during high-power operation. Finally, a simulation comparison was conducted between the two control strategies before and after the improvement, verifying the effectiveness of the impedance tuning strategy.

Keywords: inverter output power; negative resistance characteristics of phase-locked loop; small signal modeling; dynamic power limitation; impedance tuning

0 引 言

近年来,随着光伏、风电等可再生能源的快速发展,其全球能源结构中的比例不断上升。作为连接这些能源与电网的关键技术,并网逆变器成为了研究热点[1]。并网逆变器主要可以分为跟网型(grid-following)逆变器和构网型(grid-forming)逆变器2种类型。2种逆变器各有优势:跟网型逆变器可有效跟随电网的频率和相位,而构网型逆变器则可在无电网的环境下建立电压频率标准。

在这个技术领域,逆变器通常采用锁相环

收稿日期: 2024-06-26
基金项目: 贵州电网有限责任公司科技项目(GZKJXM20222414);国家自然科学基金(52207025)
作者简介: 郑友卓(1990—),男,硕士,高级工程师;
华 龙(1989—),男,工程师.
通信作者: 杨兴武(1981—),男,博士,教授,E-mail:yangxingwu@shiep.edu.cn.

(phase locked loop, PLL)技术来实现受控的并网电流与电网相位的同步。锁相环为反馈控制系统,可使逆变器输出的电压频率与电网保持同步。在强电网条件下,锁相环输入为独立的电网电压,锁相环及并网逆变器之间为串联结构。因此,可将二者单独进行系统稳定性分析[2]。这是因为强电网具有较小的阻抗和较高的短路容量,可给锁相环提供稳定的参考电压。

然而,在实际应用中,电网条件并非总是理想的。长距离输电线路因其较大阻抗和较小短路比(short-circuit ratio, SCR),往往呈现出弱电网特性[3]。在这种情况下,电网的阻抗对逆变器的性能有着重要影响,使得锁相环的工作变得更加复杂。

目前有些文献表明锁相环对并网变换器的控制系统有不利影响[4-9],尤其是在弱电网条件下。随着近年来新能源发电的渗透率不断提高,上述影响更加明显[10-11]。这一现象引起了学术界的广泛关注,已有不少学者进行了有关弱电网下针对锁相环的分析与优化工作。研究内容包括如锁相环对系统建模与分析的影响[12]、适应同步旋转坐标系锁相环[13]、延时锁相环的鲁棒控制[14]、基于电网电流前馈的锁相环[15]等。这些研究旨在优化锁相环的性能,减少其对系统稳定性的负面影响。

锁相环输入通常为公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压或滤波器电容电压,由此造成了并网逆变器、锁相环及电网之间的相互耦合,易导致系统不稳定,限制了功率传输能力[16]。短路比较小时,并网逆变器的功率传输能力与稳定性受到较大影响[17-18]。因此,提高功率传输能力和系统稳定性是改进逆变器控制策略的关键。

1 逆变器并网系统数学模型

逆变器经典矢量电流控制原理图如图 1 所示。其中 L_f、R_f 和 C_f 为输出滤波电感、电阻和电容,R_g 和 L_g 为电网的戴维南等效阻抗,电网频率为 ω_N。

控制系统包括锁相环(phase-locked loop, PLL)、d-q 坐标系下的电流内环、有功功率外环和交流电压幅值外环。锁相环的作用是锁定 PCC 点三相交流电压合成矢量的相位和频率,为坐标变换提供旋转角。电流内环的作用是使逆变器输出电流快速跟随给定值,而电流内环的给定值是由外环功率和电压的偏差决定的,最终通过改变调制波来改变逆变器的输出电压和电流。

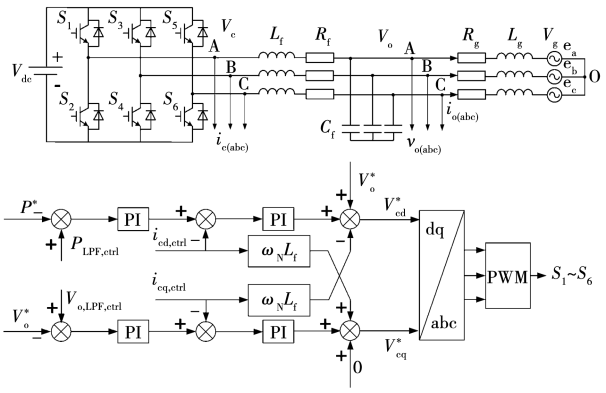


图 1 逆变器经典矢量电流控制原理图

Fig. 1 Schematic diagram of classic vector current control for inverters

1.1 状态空间模型

三相 abc 坐标系下的电路微分方程为

$$\left.\begin{aligned} L_g\frac{di_{oa}}{dt} &= v_{oa}-v_{ga}-R_g i_{oa}\\ L_g\frac{di_{ob}}{dt} &= v_{ob}-v_{gb}-R_g i_{ob}\\ L_g\frac{di_{oc}}{dt} &= v_{oc}-v_{gc}-R_g i_{oc}\end{aligned}\right\} \tag{1}$$

$$\left.\begin{aligned} C_f\frac{dv_{oa}}{dt} &= i_{oa}-i_{ga}\\ C_f\frac{dv_{ob}}{dt} &= i_{ob}-i_{gb}\\ C_f\frac{dv_{oc}}{dt} &= i_{oc}-i_{gc}\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

$$\left.\begin{aligned} L_f\frac{di_{ca}}{dt} &= v_{ca}-v_{oa}-R_f i_{ca}\\ L_f\frac{di_{cb}}{dt} &= v_{cb}-v_{ob}-R_f i_{cb}\\ L_f\frac{di_{cc}}{dt} &= v_{cc}-v_{oc}-R_f i_{cc}\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

式中:L_g 为电网戴维南等效电感;i_{oa},i_{ob},i_{oc} 为三相坐标系下逆变器输出电流(流向电网),下标 a、b、c 表示三相;v_{oa},v_{ob},v_{oc} 为三相坐标系下公共耦合点电压;v_{ga},v_{gb},v_{gc} 为三相坐标系下电网电压源电压;R_g 为电网戴维南等效电阻;C_f 为输出滤波电容;i_{ga},i_{gb},i_{gc} 为三相坐标系下电网侧电流(流入电网);L_f 为输出滤波电感;i_{ca},i_{cb},i_{cc} 为三相坐标系下逆变器侧电感电流(即逆变器输出电流,经滤波电感);v_{ca},v_{cb},v_{cc} 为三相坐标系下逆变器桥臂输出电压(调制波输出电压);R_f 为输出滤波电阻。

对式(1)~(3)进行 Park 变换:

$$T_{\text{park}}\begin{bmatrix}\dot{X}_{\text{a}}\\ \dot{X}_{\text{b}}\\ \dot{X}_{\text{c}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dot{X}_{\text{d}}-\omega X_{\text{q}}\\ \dot{X}_{\text{q}}+\omega X_{\text{d}}\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中:X_{d}、X_{q} 分别为坐标系下任意三相变量(电压或电流)经 Park 变换后的 d 轴、q 轴分量;ω 为旋转角频率(电网角频率);X_{a},X_{b},X_{c} 为坐标系下任意三相变量;变量上方的黑点为该变量对时间的一阶导数。

d－q 坐标系下的电路微分方程为

$$\left.\begin{aligned}v_{\text{od}}-v_{\text{gd}}&=L_{\text{g}}\frac{\text{d}i_{\text{od}}}{\text{d}t}+R_{\text{g}}i_{\text{od}}-\omega L_{\text{g}}i_{\text{oq}}\\ v_{\text{oq}}-v_{\text{gq}}&=L_{\text{g}}\frac{\text{d}i_{\text{oq}}}{\text{d}t}+R_{\text{g}}i_{\text{oq}}+\omega L_{\text{g}}i_{\text{od}}\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

$$\left.\begin{aligned}i_{\text{cd}}-i_{\text{od}}&=C_{\text{f}}\frac{\text{d}v_{\text{od}}}{\text{d}t}-\omega C_{\text{f}}v_{\text{oq}}\\ i_{\text{cq}}-i_{\text{oq}}&=C_{\text{f}}\frac{\text{d}v_{\text{oq}}}{\text{d}t}+\omega C_{\text{f}}v_{\text{od}}\end{aligned}\right\} \tag{6}$$

$$\left.\begin{aligned}v_{\text{cd}}-v_{\text{od}}&=L_{\text{f}}\frac{\text{d}i_{\text{cd}}}{\text{d}t}+R_{\text{f}}i_{\text{cd}}-\omega L_{\text{f}}i_{\text{cq}}\\ v_{\text{cq}}-v_{\text{oq}}&=L_{\text{f}}\frac{\text{d}i_{\text{cq}}}{\text{d}t}+R_{\text{f}}i_{\text{cq}}+\omega L_{\text{f}}i_{\text{cd}}\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

式中:i_{od},i_{oq}为 d－q 坐标系下逆变器输出电流(i_{oa},i_{ob},i_{oc}经 Park 变换);v_{od},v_{oq}为 d－q 坐标系下公共耦合点电压;v_{gd},v_{gq}为 d－q 坐标系下电网电压源电压;i_{cd},i_{cq}为 d－q 坐标系下逆变器侧电感电流(i_{ca},i_{cb},i_{cc}经 Park 变换);v_{cd},v_{cq}为 d－q 坐标系下逆变器桥臂输出电压。

线性化小信号方程同上。

坐标变换的线性化小信号方程为

$$\left.\begin{aligned}\Delta v_{\text{od,ctrl}}&=\Delta v_{\text{od}}+v_{\text{oq0}}\Delta\theta_{\text{pll}}\\ \Delta v_{\text{oq,ctrl}}&=\Delta v_{\text{oq}}-v_{\text{od0}}\Delta\theta_{\text{pll}}\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

$$\left.\begin{aligned}\Delta i_{\text{cd,ctrl}}&=\Delta i_{\text{cd}}+i_{\text{cq0}}\Delta\theta_{\text{pll}}\\ \Delta i_{\text{cq,ctrl}}&=\Delta i_{\text{cq}}-i_{\text{cd0}}\Delta\theta_{\text{pll}}\end{aligned}\right\} \tag{9}$$

$$\left.\begin{aligned}\Delta v_{\text{cd}}&=\Delta v_{\text{cd,ctrl}}-v_{\text{cq0}}\Delta\theta_{\text{pll}}\\ \Delta v_{\text{cq}}&=\Delta v_{\text{cq,ctrl}}+v_{\text{cd0}}\Delta\theta_{\text{pll}}\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

式中:$\Delta v_{\text{od,ctrl}}$,$\Delta v_{\text{oq,ctrl}}$为控制器坐标系下 d－q 轴公共耦合点电压的小信号扰动量;Δv_{od},Δv_{oq}为系统坐标系下 d－q 轴公共耦合点电压的小信号扰动量;v_{od0},v_{oq0}为稳态工作点公共耦合点电压的 d－q 轴分量;$\Delta\theta_{\text{pll}}$为锁相环输出相位角的小信号扰动量;$\Delta i_{\text{cd,ctrl}}$,$\Delta i_{\text{cq,ctrl}}$为控制器坐标系下 d－q 轴电感电流的小信号扰动量;Δi_{cd},Δi_{cq}为系统坐标系下 d－q 轴电感电流的小信号扰动量;i_{cd0},i_{cq0}为稳态工作点电感电流的 d－q 轴分量;$\Delta v_{\text{cd,ctrl}}$,$\Delta v_{\text{cq,ctrl}}$为控制器坐标系下 d－q 轴桥臂输出电压的小信号扰动量;Δv_{cd},Δv_{cq}为系统坐标系下 d－q 轴桥臂输出电压的小信号扰动量;v_{cd0},v_{cq0}为稳态工作点桥臂输出电压的 d－q 轴分量。

PLL 的微分方程:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\text{d}I_{\text{pll}}}{\text{d}t}&=\frac{v_{\text{oq,ctrl}}}{V_{\text{o}}^{*}}\\ \frac{\text{d}\theta_{\text{pll}}}{\text{d}t}&=\omega_{\text{pll}}=K_{\text{p,pll}}\frac{v_{\text{oq,ctrl}}}{V_{\text{o}}^{*}}+K_{\text{i,pll}}I_{\text{pll}}+\omega_{\text{N}}\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

式中:I_{pll}为 PLL 中积分器的状态变量;ω_{pll}为锁相环角频率;V_{o}^{*} 为公共耦合点电压幅值给定值(参考值);ω_{N} 为电网额定角频率;$K_{\text{p,pll}}$为 PLL 比例环节增益系数;$K_{\text{i,pll}}$为 PLL 积分环节增益系数。

PLL 的线性化小信号方程:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\text{d}\Delta I_{\text{pll}}}{\text{d}t}&=\frac{\Delta v_{\text{oq,ctrl}}}{V_{\text{o}}^{*}}\\ \frac{\text{d}\Delta\theta_{\text{pll}}}{\text{d}t}&=\Delta\omega_{\text{pll}}=K_{\text{p,pll}}\frac{\Delta v_{\text{oq,ctrl}}}{V_{\text{o}}^{*}}+K_{\text{i,pll}}\Delta I_{\text{pll}}\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

式中:ΔI_{pll}为 PLL 积分器状态变量的小信号扰动量;$\Delta\omega_{\text{pll}}$为角频率小信号扰动量。

电流内环控制的微分方程:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\text{d}I_{\text{id}}}{\text{d}t}&=i_{\text{cd}}^{*}-i_{\text{cd,ctrl}}\\ v_{\text{cd}}^{*}&=K_{\text{p,id}}(i_{\text{cd}}^{*}-i_{\text{cd,ctrl}})+K_{\text{i,id}}I_{\text{id}}-\omega_{\text{N}}L_{\text{f}}i_{\text{cq,ctrl}}+V_{\text{o}}^{*}\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

$$\left.\begin{aligned}\frac{\text{d}I_{\text{iq}}}{\text{d}t}&=i_{\text{cq}}^{*}-i_{\text{cq,ctrl}}\\ v_{\text{cq}}^{*}&=K_{\text{p,iq}}(i_{\text{cq}}^{*}-i_{\text{cq,ctrl}})+K_{\text{i,id}}I_{\text{iq}}-\omega_{\text{N}}L_{\text{f}}i_{\text{cd,ctrl}}+V_{\text{o}}^{*}\end{aligned}\right\} \tag{14}$$

式中:I_{id}为电流内环 d 轴积分器状态变量;i_{cd}^{*}为 d 轴电感电流给定值(由功率外环决定);v_{cd}^{*}为 d 轴电感电压给定值;$K_{\text{p,id}}$、$K_{\text{p,iq}}$为电流内环比例环节增益系数;$K_{\text{i,id}}$、$K_{\text{i,iq}}$为电流内环积分环节增益系数;I_{iq}为电流内环 q 轴积分器状态变量;i_{cq}^{*}为 q 轴电感电流给定值(由电压外环决定);v_{cq}^{*} 为 q 轴电感电压给定值。

令 $\omega_{\text{N}}=\omega$,电流内环控制的线性化小信号方程:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\text{d}\Delta I_{\text{id}}}{\text{d}t}&=\Delta i_{\text{cd}}^{*}-\Delta i_{\text{cd,ctrl}}\\ \Delta v_{\text{cd}}^{*}&=K_{\text{p,id}}(\Delta i_{\text{cd}}^{*}-\Delta i_{\text{cd,ctrl}})+K_{\text{i,id}}\Delta I_{\text{id}}-\omega L_{\text{f}}\Delta i_{\text{cq,ctrl}}\end{aligned}\right\} \tag{15}$$

$$\left.\begin{aligned}\frac{\text{d}\Delta I_{\text{iq}}}{\text{d}t}&=\Delta i_{\text{cq}}^{*}-\Delta i_{\text{cq,ctrl}}\\ \Delta v_{\text{cq}}^{*}&=K_{\text{p,iq}}(\Delta i_{\text{cq}}^{*}-\Delta i_{\text{cq,ctrl}})+K_{\text{i,id}}\Delta I_{\text{iq}}-\omega_{\text{N}}L_{\text{f}}\Delta i_{\text{cd,ctrl}}\end{aligned}\right\} \tag{16}$$

式中：ΔI_{id}为 d 轴电流内环积分器状态变量小信号扰动量；Δi_{cd}^{*}为 d 轴电流给定值小信号扰动量；ΔI_{iq}为 q 轴电流内环积分器状态变量小信号扰动量；Δi_{cq}^{*}为 q 轴电流给定值小信号扰动量。

功率外环和电压外环的微分方程：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}I_{P}}{\mathrm{d}t}&=P^{*}-P_{\mathrm{LPF,ctrl}}\\ i_{cd}^{*}&=K_{p,P}(P^{*}-P_{\mathrm{LPF,ctrl}})+K_{i,P}I_{P}\end{aligned}\right\}\tag{17}$$

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}I_{V}}{\mathrm{d}t}&=V_{o}^{*}-V_{o,\mathrm{LPF,ctrl}}\\ i_{cq}^{*}&=-K_{p,V}(V_{o}^{*}-V_{o,\mathrm{LPF,ctrl}})-K_{i,V}I_{V}\end{aligned}\right\}\tag{18}$$

式中：I_{P}为有功功率外环积分器状态变量；P^{*}为有功功率给定值(参考值)；$P_{\mathrm{LPF,ctrl}}$为有功功率经低通滤波后的值；$K_{p,P}$为功率外环比例环节增益系数；$K_{i,P}$为功率外环积分环节增益系数；I_{V}为电压幅值外环积分器状态变量；$V_{o,\mathrm{LPF,ctrl}}$为电压幅值经低通滤波后的值；$K_{p,V}$为电压外环比例环节增益系数；$K_{i,V}$为电压外环积分环节增益系数。

线性化小信号方程同上。

有功功率和电压幅值的计算公式：

$$\left.\begin{aligned}P_{\mathrm{ctrl}}&=\frac{3}{2}(v_{od,\mathrm{ctrl}}i_{cd,\mathrm{ctrl}}+v_{oq,\mathrm{ctrl}}i_{cq,\mathrm{ctrl}})\\ V_{o,\mathrm{ctrl}}&=\sqrt{(v_{od,\mathrm{ctrl}})^{2}+(v_{oq,\mathrm{ctrl}})^{2}}\end{aligned}\right\}\tag{19}$$

式中：P_{ctrl}为控制器计算的有功功率；$V_{o,\mathrm{ctrl}}$为控制器计算的电压幅值。

稳态时，$v_{od,\mathrm{ctrl}}$等于 V_{o}，$v_{oq,\mathrm{ctrl}}$等于 0。因此，线性化的小信号方程为

$$\left.\begin{aligned}\Delta P_{\mathrm{ctrl}}&=\frac{3}{2}(i_{cd0}\Delta v_{od,\mathrm{ctrl}}+i_{cq0}\Delta v_{oq,\mathrm{ctrl}}+V_{o}\Delta i_{cd,\mathrm{ctrl}})\\ \Delta V_{o,\mathrm{ctrl}}&=\Delta v_{od,\mathrm{ctrl}}\end{aligned}\right\}\tag{20}$$

式中：ΔP_{ctrl}为控制器计算有功功率的小信号扰动量；$\Delta V_{o,\mathrm{ctrl}}$为控制器计算电压幅值的小信号扰动量。

低通滤波器的微分方程：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{LPF,ctrl}}}{\mathrm{d}t}&=\omega_{\mathrm{LPF}}P_{\mathrm{ctrl}}-\omega_{\mathrm{LPF}}P_{\mathrm{LPF,ctrl}}\\ \frac{\mathrm{d}V_{o,\mathrm{LPF,ctrl}}}{\mathrm{d}t}&=\omega_{\mathrm{LPF}}V_{o,\mathrm{ctrl}}-\omega_{\mathrm{LPF}}V_{o,\mathrm{LPF,ctrl}}\end{aligned}\right\}\tag{21}$$

式中：ω_{LPF}为低通滤波器截止角频率。

线性化小信号方程同上。

假设 $\Delta v_{gd}=0$，$\Delta v_{gq}=0$，可以得到状态空间表达式：

$$\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{14\times1}=\boldsymbol{A}_{14\times14}\Delta\boldsymbol{x}_{14\times1}+\boldsymbol{B}_{14\times2}\Delta\boldsymbol{u}_{2\times1}\tag{22}$$

式中：$\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{14\times1}$为 14 维状态变量导数的小信号向量；$\boldsymbol{A}_{14\times14}$为系统状态矩阵；$\boldsymbol{B}_{14\times2}$为输入矩阵；$\Delta\boldsymbol{u}_{2\times1}=[\Delta P^{*},\Delta V_{o}^{*}]^{\mathrm{T}}$为二维输入小信号向量；$\Delta P^{*}$为有功功率给定值小信号扰动量；$\Delta V_{o}^{*}$为电压幅值给定值小信号扰动量。

由于输入 ΔP^{*} 和 ΔV_{o}^{*} 通常为零，故式(22)可简化为

$$\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{14\times1}=\boldsymbol{A}_{14\times14}\Delta\boldsymbol{x}_{14\times1}\tag{23}$$

$\boldsymbol{A}_{14\times14}$矩阵行列数较大，故将矩阵分块展示，由矩阵 $\boldsymbol{A}_{1}$、$\boldsymbol{A}_{2}$、$\boldsymbol{A}_{3}$、$\boldsymbol{A}_{4}$ 组成。

$$\boldsymbol{A}_{1}=\begin{bmatrix}-\frac{R_{g}}{L_{g}}&\omega&\frac{1}{L_{g}}&0&0&0&0\\ -\omega&-\frac{R_{g}}{L_{g}}&0&\frac{1}{L_{g}}&0&0&0\\ -\frac{1}{C_{f}}&0&0&\omega&\frac{1}{C_{f}}&0&0\\ 0&-\frac{1}{C_{f}}&-\omega&0&0&\frac{1}{C_{f}}&0\\ 0&0&-\frac{1}{L_{f}}&0&-\frac{R_{f}+K_{p,id}}{L_{f}}&0&\frac{K_{p,id}}{L_{f}}\\ 0&0&0&-\frac{1}{L_{f}}&0&-\frac{R_{f}+K_{p,iq}}{L_{f}}&0\\ 0&0&0&0&-1&0&0\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{A}_{2}=\begin{bmatrix}0&0&0&0&0&0&0\\ 0&0&0&0&0&0&0\\ 0&0&0&0&0&0&0\\ 0&0&0&0&0&0&0\\ 0&\frac{K_{p,id}K_{i,P}}{L_{f}}&0&0&A_{12,5}&A_{13,5}&0\\ \frac{K_{p,iq}}{L_{f}}&0&-\frac{K_{p,iq}K_{i,V}}{L_{f}}&0&A_{12,6}&0&A_{14,6}\\ 0&K_{i,P}&0&0&-i_{cq0}&-K_{p,P}&0\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{A}_{3}=\begin{bmatrix}0&0&0&0&0&-1&0\\ 0&0&0&0&0&0&0\\ 0&0&0&0&0&0&0\\ 0&0&0&\frac{1}{V_{o}}&0&0&0\\ 0&0&0&\frac{K_{p,pll}}{V_{o}}&0&0&0\\ 0&0&\frac{3}{2}i_{cd0}\omega_{\mathrm{LPF}}&\frac{3}{2}i_{cq0}\omega_{\mathrm{LPF}}&\frac{3}{2}v_{od0}\omega_{\mathrm{LPF}}&0&0\\ 0&0&\omega_{\mathrm{LPF}}&0&0&0&0\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{A}_4=\begin{bmatrix}0&0&-K_{\mathrm{i,V}}&0&i_{\mathrm{cd0}}&0&K_{\mathrm{p,V}}\\0&0&0&0&0&-1&0\\0&0&0&0&0&0&-1\\0&0&0&0&-1&0&0\\0&0&0&K_{\mathrm{i,pll}}&-K_{\mathrm{p,pll}}&0&0\\0&0&0&0&0&-\omega_{\mathrm{LPF}}&0\\0&0&0&0&0&0&-\omega_{\mathrm{LPF}}\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{A}_{14\times14}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1&\boldsymbol{A}_2\\\boldsymbol{A}_3&\boldsymbol{A}_4\end{bmatrix}$$

在 $\boldsymbol{A}_{14\times14}$ 中,

$$\left.\begin{aligned}A_{12,5}&=(\omega L_{\mathrm{f}}i_{\mathrm{cd0}}-K_{\mathrm{p,id}}i_{\mathrm{cq0}}-v_{\mathrm{cq0}})/L_{\mathrm{f}}\\A_{13,5}&=-K_{\mathrm{p,id}}K_{\mathrm{p,P}}/L_{\mathrm{f}}\\A_{12,6}&=(\omega L_{\mathrm{f}}i_{\mathrm{cq0}}+K_{\mathrm{p,qq}}i_{\mathrm{cd0}}+v_{\mathrm{cd0}})/L_{\mathrm{f}}\\A_{14,6}&=K_{\mathrm{p,iq}}K_{\mathrm{p,V}}/L_{\mathrm{f}}\end{aligned}\right\}\tag{24}$$

$\Delta\boldsymbol{x}_{14\times1}=[\Delta i_{\mathrm{od}},\Delta i_{\mathrm{oq}},\Delta v_{\mathrm{od}},\Delta v_{\mathrm{oq}},\Delta i_{\mathrm{cd}},\Delta i_{\mathrm{cq}},\Delta I_{\mathrm{id}},\Delta I_{\mathrm{iq}},\Delta I_{\mathrm{P}},\Delta I_{\mathrm{V}},\Delta I_{\mathrm{pll}},\Delta\theta_{\mathrm{pll}},\Delta P_{\mathrm{LPF,ctrl}},\Delta V_{\mathrm{o,LPF,ctrl}}]^{\mathrm{T}}$

系统的稳定性取决于矩阵 $\boldsymbol{A}_{14\times14}$ 的特征值。因此,给定不同的稳态工作点,可以根据特征值的位置找到稳定性边界。

1.2　阻抗模型

将时域模型转换到频域,则各环节的传递函数为[19]

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{B}_{\mathrm{Lg}}&=\begin{bmatrix}sL_{\mathrm{g}}+R_{\mathrm{g}}&-\omega L_{\mathrm{g}}\\\omega L_{\mathrm{g}}&sL_{\mathrm{g}}+R_{\mathrm{g}}\end{bmatrix},\boldsymbol{B}_{\mathrm{Cf}}=\begin{bmatrix}sC_{\mathrm{f}}&-\omega C_{\mathrm{f}}\\\omega C_{\mathrm{f}}&sC_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}\\\boldsymbol{B}_{\mathrm{Lf}}&=\begin{bmatrix}sL_{\mathrm{f}}+R_{\mathrm{f}}&-\omega L_{\mathrm{f}}\\\omega L_{\mathrm{f}}&sL_{\mathrm{f}}+R_{\mathrm{f}}\end{bmatrix},\boldsymbol{B}_{\mathrm{de}}=\begin{bmatrix}0&-\omega L_{\mathrm{f}}\\\omega L_{\mathrm{f}}&0\end{bmatrix}\\\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,PV}}&=\begin{bmatrix}G_{\mathrm{pi,P}}&0\\0&-G_{\mathrm{pi,V}}\end{bmatrix},\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,I}}=\begin{bmatrix}G_{\mathrm{pi,I}}&0\\0&G_{\mathrm{pi,I}}\end{bmatrix}\\\boldsymbol{B}_{\mathrm{LPF}}&=\begin{bmatrix}G_{\mathrm{LPF}}&0\\0&G_{\mathrm{LPF}}\end{bmatrix},\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vc}=}=\begin{bmatrix}0&-v_{\mathrm{cq0}}G_{\mathrm{pll}}/V_{\mathrm{o}}\\0&v_{\mathrm{cd0}}G_{\mathrm{pll}}/V_{\mathrm{o}}\end{bmatrix}\\\boldsymbol{B}_{\mathrm{v}}&=\begin{bmatrix}\frac{3}{2}V_{\mathrm{o}}&0\\0&0\end{bmatrix},\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Ic}}=\begin{bmatrix}0&-i_{\mathrm{cq0}}G_{\mathrm{pll}}/V_{\mathrm{o}}\\0&i_{\mathrm{cd0}}G_{\mathrm{pll}}/V_{\mathrm{o}}\end{bmatrix}\\\boldsymbol{B}_{\mathrm{i}}&=\begin{bmatrix}\frac{3}{2}i_{\mathrm{cd0}}&\frac{3}{2}i_{\mathrm{cq0}}\\1&0\end{bmatrix},\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vo}}=\begin{bmatrix}0&0\\0&G_{\mathrm{pll}}\end{bmatrix}\end{aligned}\right\}\tag{25}$$

其中:

$$\left.\begin{aligned}G_{\mathrm{pi,P}}&=K_{\mathrm{p,P}}+\frac{K_{\mathrm{i,P}}}{s}\\G_{\mathrm{pi,V}}&=K_{\mathrm{p,V}}+\frac{K_{\mathrm{i,V}}}{s}\\G_{\mathrm{pi,I}}&=K_{\mathrm{p,I}}+\frac{K_{\mathrm{i,I}}}{s}\\G_{\mathrm{LPF}}&=\frac{\omega_{\mathrm{LPF}}}{s+\omega_{\mathrm{LPF}}}\\G_{\mathrm{pll}}&=\frac{2\zeta\omega_{\mathrm{N}}s+\omega_{\mathrm{N}}^2}{s^2+2\zeta\omega_{\mathrm{N}}s+\omega_{\mathrm{N}}^2}\end{aligned}\right\}\tag{26}$$

系统的小信号控制结构如图 2 所示。

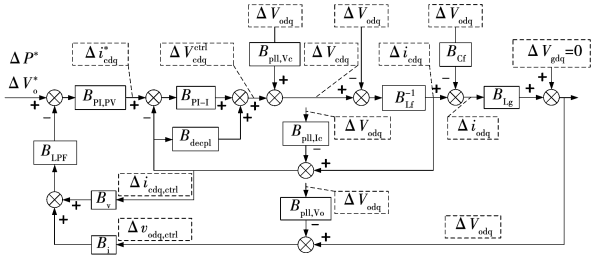


图 2　小信号控制框图

Fig. 2　Small signal control block diagram

逆变器的小信号控制模型可用如图 3 所示的诺顿 – 戴维南等效电路表示。

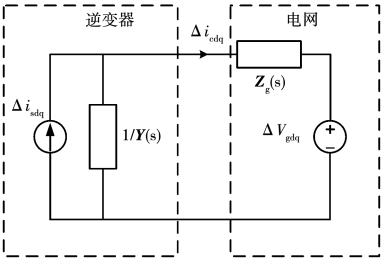


图 3　诺顿 – 戴维南等效电路

Fig. 3　Norton-Thevenin equivalent circuit

整个系统可以分为 2 个部分,逆变器可以等效为 1 个电流源并联 1 个导纳 $\boldsymbol{Y}(s)$,而电网可以等效为 1 个电压源串联 1 个阻抗 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}(s)$。其中 $\boldsymbol{Y}(s)$ 和 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}(s)$ 分别为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}(s)=&[\boldsymbol{B}_{\mathrm{Lf}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,I}}-\boldsymbol{B}_{\mathrm{de}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,I}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,PV}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{LPF}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{V}}]^{-1}[I-\\&(\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,I}}-\boldsymbol{B}_{\mathrm{de}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,I}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,PV}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{LPF}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{V}})\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Ic}}\\&-\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vc}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,I}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,PV}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{LPF}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{i}}(I-\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vo}})]\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}(s)=\\&(\boldsymbol{B}_{\mathrm{Lg}}^{-1}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{Cf}})^{-1}\approx\boldsymbol{B}_{\mathrm{Lg}}\end{aligned}\tag{27}$$

式中:$\boldsymbol{Y}(s)$ 为逆变器等效并联导纳矩阵(频域传递函数矩阵);$\boldsymbol{Z}_g(s)$ 为电网等效串联阻抗矩阵(频域传递函数矩阵);$\boldsymbol{B}_{\mathrm{Lf}}$ 为逆变器侧滤波电感的传递函

数矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{Cf}}$为滤波电容的传递函数矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{Lg}}$为电网侧电感的传递函数矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Ic}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vc}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vo}}$为锁相环环节的传递函数矩阵（含其低通滤波特性）；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{de}}$为解耦环节的传递函数矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,I}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{PI,PV}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{LPF}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{V}}$为分别为功率外环、前馈环节、低通滤波及电压调节等控制环节的传递函数矩阵；$\boldsymbol{I}$为单位矩阵。

根据叠加定理，逆变器输出电流为[5]

$$\Delta i_{\mathrm{cdq}}=\frac{1/\boldsymbol{Y}(s)}{1/\boldsymbol{Y}(s)+\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}(s)}\Delta i_{\mathrm{sdq}}-\frac{\Delta v_{\mathrm{gdq}}}{1/\boldsymbol{Y}(s)+\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}(s)}=$$

$$[\Delta i_{\mathrm{sdq}}-\boldsymbol{Y}(s)\Delta v_{\mathrm{gdq}}]\frac{1}{\boldsymbol{I}+\boldsymbol{Y}(s)\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}(s)} \tag{29}$$

式中：其中：$\Delta\boldsymbol{i}_{\mathrm{cdq}}$为逆变器输出电感电流的 d－q 轴小信号扰动向量；$\Delta\boldsymbol{i}_{\mathrm{sdq}}$为电流参考给定值的 d－q 轴小信号扰动向量；$\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{gdq}}$为电网电压的 d－q 轴小信号扰动向量。

系统的稳定性取决于矩阵 $\boldsymbol{Y}(s)\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}(s)$。因此，给定不同的稳态工作点，可以根据 Nyquist 图找到稳定性边界。

2 电压反馈型改进控制方法

逆变器的最大输出功率同时受到静态功率限制和动态功率限制，当网侧阻抗比给定时，静态功率限制与短路比成正比。

$$\alpha_{\mathrm{SCR}}=\frac{S_{\mathrm{SC}}}{S_{\mathrm{N}}}=\frac{V_{\mathrm{g}}/|Z_{\mathrm{g}}|}{I_{\mathrm{inv}}} \tag{30}$$

$$P_{\max}=i_{\mathrm{od,max}}=\alpha_{\mathrm{SCR}}\left[\frac{(R_{\mathrm{g}}/X_{\mathrm{g}})}{\sqrt{(R_{\mathrm{g}}/X_{\mathrm{g}})^2+1}}+1\right] \tag{31}$$

式中：α_{SCR}为短路比；S_{SC}为电网短路容量；S_{N}为逆变器额定容量；V_{g}为电网电压有效值；$|Z_{\mathrm{g}}|$为电网等效阻抗幅值；I_{inv}为逆变器额定输出电流；$P_{\max}$为最大有功功率标幺值；$i_{\mathrm{od,max}}$为最大 d 轴输出电流标幺值；X_{g}为电网等效电抗；R_{g}为电网等效串联电阻。

当 $\alpha_{\mathrm{SCR}}=1$ 时，静态功率限制为 1 p. u.，但根据小信号稳定性分析的结果，动态功率限制仅为 0.61 p. u.[20]。由此可见，动态功率限制比静态功率限制更大。因此，逆变器的最大输出功率主要受动态功率限制的影响。

简化的导纳矩阵为[3]

$$\boldsymbol{Y}(s)\approx\begin{bmatrix}\dfrac{(1-G_{\mathrm{p}})}{sL_{\mathrm{f}}+\omega_{\mathrm{i}}L_{\mathrm{f}}}+\dfrac{G_{\mathrm{p}}}{R_{\mathrm{d}}} & \dfrac{G_{\mathrm{p}}+(1-G_{\mathrm{p}})G_{\mathrm{pll}}}{-R_{\mathrm{q}}}\\ \dfrac{\omega_{\mathrm{v}}}{-sX_{\mathrm{m}}} & \dfrac{(1-G_{\mathrm{pll}})}{sL_{\mathrm{f}}+\omega_{\mathrm{i}}L_{\mathrm{f}}}+\dfrac{G_{\mathrm{pll}}}{-R_{\mathrm{d}}}\end{bmatrix} \tag{32}$$

式中：$\boldsymbol{Y}(s)$为逆变器等效导纳矩阵；L_{f}为逆变器侧滤波电感；ω_{i}为电网角频率（基波角频率）；s 为拉普拉斯算子；G_{p}为功率外环控制环节的传递函数（含锁相环影响）；$R_{\mathrm{d}}=V_{\mathrm{o}}/i_{\mathrm{cd0}}>0$ 为 d 轴等效电阻，其中 V_{o}为稳态输出电压幅值，i_{cd0}为稳态 d 轴电流；$R_{\mathrm{q}}=V_{\mathrm{o}}/(-i_{\mathrm{cq0}})>0$ 为 q 轴等效电阻，其中 i_{cq0}为稳态 q 轴电流；$X_{\mathrm{m}}=V_{\mathrm{o}}/I_{\max}>0$ 为等效阻抗，其中 $I_{\max}$为逆变器最大允许电流幅值；ω_{v}为滑差角频率。

理想的全局稳定的导纳矩阵为

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ideal}}(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{sL_{\mathrm{f}}+\omega_{\mathrm{i}}L_{\mathrm{f}}} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{sL_{\mathrm{f}}+\omega_{\mathrm{i}}L_{\mathrm{f}}}\end{bmatrix} \tag{33}$$

式中：$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ideal}}$为理想情况下逆变器等效导纳矩阵（对角型）。

对比可知，由 PLL 引入的负电阻项是主要的不稳定因素，由控制环路引入的负电感和电阻是次要因素。因此，减小锁相环、功率外环和电压外环的带宽都有助于提高系统稳定性，但代价是动态性能降低[21]。为了在提高稳定性的同时具有较快的动态响应，本文提出 1 种阻抗调谐方法，其控制框图如图 4～5 所示。

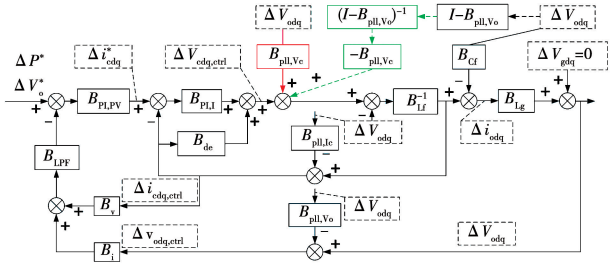


图 4 阻抗调谐法小信号控制框图

Fig. 4 Impedance tuning method small signal control block diagram

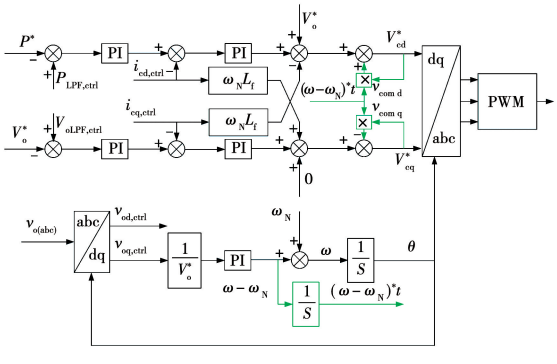


图 5 改进的控制策略原理图

Fig. 5 The improved control strategy schematic diagram

方法核心是在控制环路里引入($-\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vc}}$)负反馈环节,以抵消 $\boldsymbol{B}_{pll,Vc}$ 带来的正反馈。考虑到锁相环定向时存在的误差角,实际测量的信号是 $\mathrm{v}_{odq,ctrl}$,所以还需增加一个($\boldsymbol{I}-\boldsymbol{B}_{\mathrm{pll,Vo}}$) $^{-1}$ 的反变换环节。

3　仿真验证

3.1　改进前的传统控制策略仿真结果

设置功率参考值从 0 每隔 0.5 s 增加 200 W,至 700 W 时停止(额定功率设定为 800 W)。图 6 ~ 9 分别为改进前逆变器输出的功率变化图、d 轴电流图、q 轴电流图、锁相环的频率与相角变化图。

由图 6 ~ 9 可知,输出功率 400 W(0.5 倍 p. u.)时系统稳定,输出功率 600 W(0.75 倍 p. u.)时系统不稳定,且锁相环失去跟踪能力,这说明改进前的传统控制策略稳定边界较小,输出功率有限。

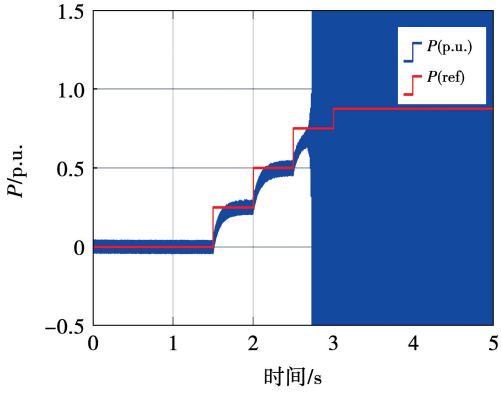


图 6　逆变器输出功率变化(改进前)

Fig. 6　Inverter output power variation (before improvement)

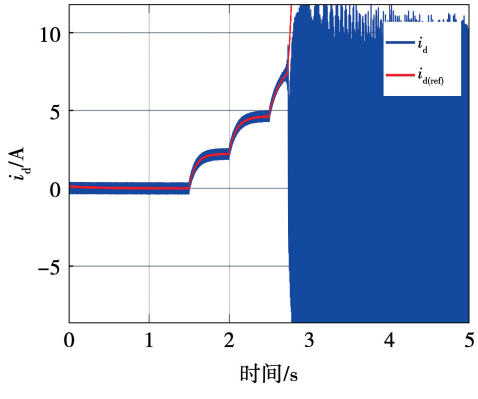


图 7　逆变器输出 d 轴电流(改进前)

Fig. 7　Inverter output d-axis current (before improvement)

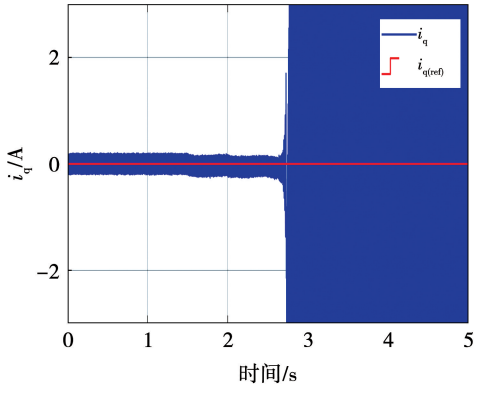
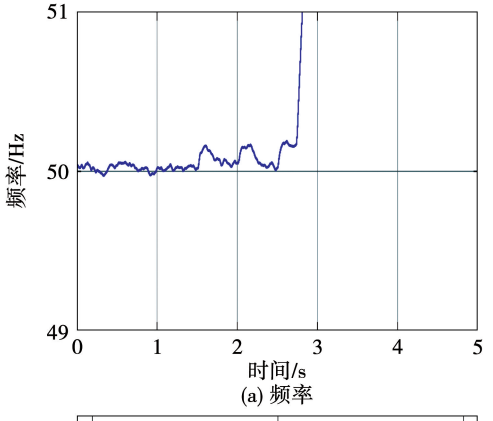
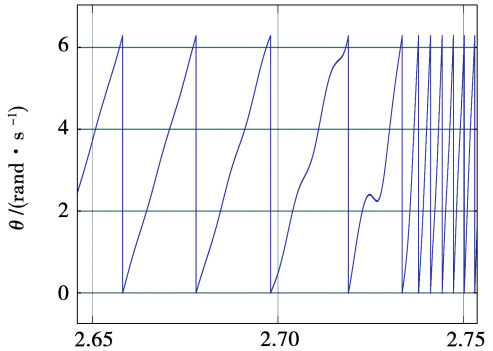


图 8　逆变器输出 q 轴电流(改进前)

Fig. 8　Inverter output q-axis current (before improvement)



(a) 频率



(b) 相角

图 9　锁相环频率与相角(改进前)

Fig. 9　Frequency and phase angle of phase-locked loop (before improvement)

3.2　改进后的传统控制策略仿真结果

设置功率参考值从 0 每隔 0.5 s 增加 200 W,至 700 W 时停止。

由图 10 ~ 13 可知,输出功率在 0 ~ 700 W 范围内系统始终保持稳定,且锁相环跟踪能力良好,这说

明改进后的阻抗调谐控制策略稳定性边界明显提升,输出功率大大增加,几乎与静态功率限制相近。

图 10 ~ 13 分别为改进后逆变器输出的功率变化图、d 轴电流图、q 轴电流图、锁相环的频率与相角变化图。

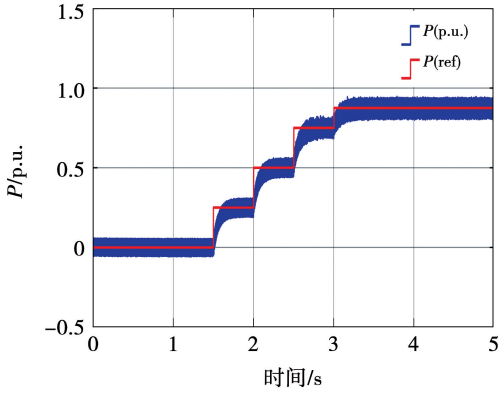


图 10 逆变器输出功率变化

Fig. 10 Znverter output power variation

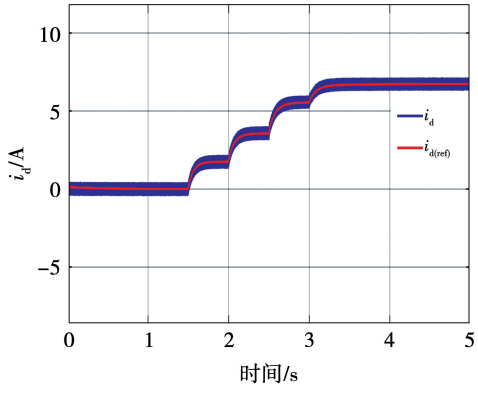


图 11 逆变器输出 d 轴电流

Fig. 11 Inverter output d-axis current

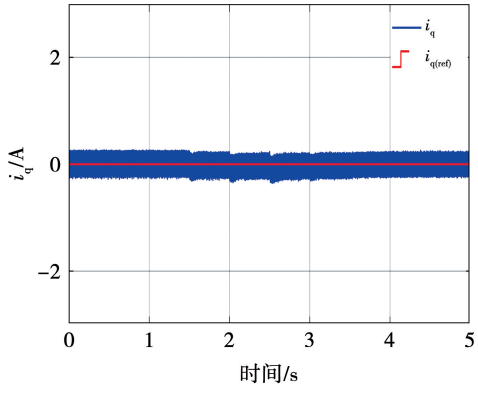


图 12 逆变器输出 q 轴电流

Fig. 12 Inverter output q-axis current

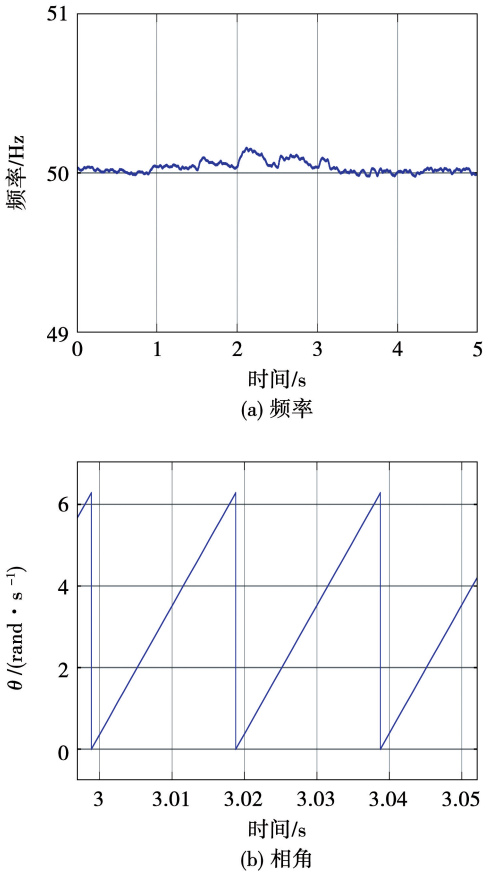


图 13 锁相环频率与相角

Fig. 13 Frequency and phase angle of phase-locked loop

4 结 语

本文建立了逆变器的小信号扰动状态空间模型与阻抗模型,给出了计算稳态工作点的方法。若采用经典的矢量电流控制,系统的最大输出功率有限,超过 0.6 p.u. 时即失去稳定。锁相环的负电阻特性是引起系统不稳定的主要因素,为提高逆变器的输出功率,可采以下 2 种方法:一种是降低锁相环带宽或外环带宽,但代价是影响系统动态性能;另一种方法是采用阻抗调谐策略,不仅能保留较快的动态响应,还能较大地提升动态功率限制,使系统在高功率运行时依然稳定。最后,本文对改进前后的 2 种控制策略进行了仿真对比,验证了阻抗调谐策略的有效性。

参 考 文 献:

[1] 廖碧莲, 唐江琦, 吴誉寰, 等. 光伏并网逆变器控制策略研究[J]. 分布式能源, 2019, 4(3): 50.
LIAO Bilian, TANG Jiangqi, WU Yuhuan, et al. Control Strategy of Photovoltaic Grid-connected Inverter[J]. Distributed Energy, 2019, 4(3): 50.

[2] 程成, 谢少军, 谭玲娟, 等. 跟网型逆变器的非线性模型及稳定性分析方法[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(6): 137.
CHENG Cheng, XIE Shaojun, TAN Lingjuan, et al. Nonlinear Model and Stability Analysis Method for Grid-following Inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(6): 137.

[3] HUANG L, WU C, ZHOU D, et al. A Double-PLLs-based Impedance Reshaping Method for Extending Stability Range of Grid-following Inverter under Weak Grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4091.

[4] RADWAN A A A, MOHAMED Y A I. Improved Vector Control Strategy for Current-source Converters Connected to very Weak Grids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(4): 3238.

[5] HARNEFORS L, WANG X, YEPES A G, et al. Passivity-based Stability Assessment of Grid-connected VSCS—An Overview[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 116.

[6] ALAWASA K M, MOHAMED Y A I, XU W. Active Mitigation of Subsynchronous Interactions between PWM Voltage-source Converters and Power Networks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 121.

[7] DAVARI M, MOHAMED Y A I. Robust Vector Control of a very Weak-grid-connected Voltage-source Converter Considering the Phase-locked Loop Dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 977.

[8] CHEN X, ZHANG Y, WANG S, et al. Impedance-phased Dynamic Control Method for Grid-connected Inverters in a Weak Grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 274.

[9] 周诗颖, 邹旭东, 童力, 等. 考虑锁相环影响的 LCL 型并网变换器电流环控制器参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1075.
ZHOU Shiying, ZOU Xudong, TONG Li, et al. Design of LCL-type Grid-connected Converter Current Loop Controller Parameters Considering Effects of Phase Locked Loops[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 1075.

[10] ENSLIN J H R, HESKES P J M. Harmonic Interaction between a Large Number of Distributed Power Inverters and the Distribution Network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1586.

[11] LEDWICH G, SHARMA H. Connection of Inverters to a Weak Grid[C]//2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000, 2: 1018.

[12] 杨苓, 陈燕东, 周乐明, 等. 弱电网下锁相环对三相 LCL 型并网逆变器小扰动建模影响及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3792.
YANG Ling, CHEN Yandong, ZHOU Yueming, et al. Effect of Phase Locked Loop on the Small-signal Perturbation Modeling and Stability Analysis for Three-phase LCL-type Grid-connected Inverter in Weak Grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3792.

[13] 张云飞, 赵晋斌, 周鸣倢, 等. 弱电网下自适应同步旋转坐标系锁相环鲁棒性分析及研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(7): 2234.
ZHANG Yunfei, ZHAO Jinbin, ZHOU Mingjie, et al. Robustness Analysis and Research of Adaptive Synchronous-reference-frame Phase-locked Loop under Weak Grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 2234.

[14] 许津铭, 卞申一阳, 钱浩, 等. 弱电网下单相并网逆变器延时锁相环的鲁棒控制及优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(7): 2062.
XU Jinming, BIAN Shenyiyang, QIAN Hao, et al. Robust Control and Optimization of Delay-based Phase-locked Loop of Single-phase Grid-connected Inverters under Weak Grid Conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 2062.

[15] 许津铭, 卞申一阳, 钱强, 等. 弱电网下基于电网电流前馈的单相逆变器锁相环[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(8): 2647.
XU Jinming, BIAN Shenyiyang, QIAN Qiang, et al. Grid Current Feedforward Based Phase-locked Loop for Single-phase-inverters in Weak Grid Case[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(8): 2647.

[16] 周诗颖. 弱电网下三相并网变换器电流控制性能的改进研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.

[17] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 263.

[18] YANG D, RUAN X, WU H. Impedance Shaping of the Grid-connected Inverter with LCL Filter to Improve Its Adaptability to the Weak Grid Condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5795.

[19] 张成, 赵涛, 朱爱华, 等. 弱电网下并联逆变器稳定性及电能质量治理研究[J]. 电力工程技术, 2022, 41(3): 224.
ZHANG Cheng, ZHAO Tao, ZHU Aihua, et al. Stability and Power Quality Control of Parallel Inverters in Weak Current Network[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(3): 224.

[20] HUANG L, WU C, ZHOU D, et al. Comparison of Three Small-signal Stability Analysis Methods for Grid-following Inverter[C]//2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2021: 34.

[21] HUANG L, WU C, ZHOU D, et al. A Simple Impedance Reshaping Method for Stability Enhancement of Grid-following Inverter under Weak Grid[C]//2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2021: 1.

(编辑:温泽宇)