DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.65 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

跟网型逆变器的全模型预测控制

刘少龙[1]，侯川川[2](中国电源学会会员)，朱 森[2](中国电源学会高级会员)
(1.上海电力大学电气工程学院，上海 200090；2.上海交通大学电气工程学院，上海 200240)

摘要：在双高电力系统的场景下，跟网型逆变器需要利用锁相环PLL(phase-locked loop)精准提取电网电压相位，在复杂工况下可能会出现跟踪滞后与相位偏差较大的问题。同时，基于比例积分PI(proportional integral)的传统并网控制策略需涉及烦琐的参数整定工作，不仅增加了控制器的设计难度，还难以适应不同电网强度的变化。为此，基于模型预测控制MPC(model predictive control)的非线性目标约束处理能力与快速动态响应特性，提出跟网型逆变器全MPC策略。首先，建立离散控制集下的MPC-PLL结构，精准提取电网电压相位；其次，采用连续控制集模型预测控制CCS-MPC(continuous control set-model predictive control)构建MPC电流环，通过控制计算可直接输出最优开关状态；最后，构建以直流侧电压稳定为控制目标的MPC电压环，提供可靠的直流侧支撑并生成最优电流参考指令。仿真与实验结果表明，在强弱电网不同工况下，建立的全MPC控制策略的暂稳态性能均优于传统PI。该结果将为跟网型逆变器控制技术发展提供全新参考，为大规模可再生能源并网逆变器的稳定运行提供理论支撑。

关键词：跟网型逆变器；模型预测控制；锁相环；电流环；电压环

Full Model Predictive Control for Grid-following Inverters

LIU Shaolong[1], HOU Chuanchuan[2], *Member*, *CPSS*, ZHU Miao[2], *Senior Member*, *CPSS*
(1. School of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. School of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Under the scenario of a power system with high proportion of renewable energy integration and high power electronic penetration (i.e., a “double-high” power system), grid-following inverters rely on phase-locked loop (PLL) to accurately extract the phase of grid voltage. However, problems such as tracking lag and large phase deviation may occur under complex operating conditions. Meanwhile, the traditional grid-connected control strategy based on proportional-integral (PI) regulators involves tedious parameter tuning, which increases the design difficulty of the controller and makes it difficult to adapt to variations in different grid strengths. To address these issues, a full model predictive control (MPC) strategy for grid-following inverters is proposed by leveraging the nonlinear objective constraint handling capability and fast dynamic response characteristics of MPC. First, an MPC-PLL structure under a discrete control set is established to accurately extract the grid voltage phase. Second, continuous control set-model predictive control (CCS-MPC) is adopted to construct an MPC current loop, which can directly output the optimal switching states through control calculations. Finally, an MPC voltage loop with the control objective of DC-side voltage stabilization is built to provide reliable DC-side support and generate the optimal current reference commands. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed full MPC strategy outperforms the traditional PI-based strategy in both the transient and steady-state performance under different operating conditions of weak and strong grids. These results provide a novel reference for the development of control technologies for grid-following inverters and offer theoretical support for the stable operation of large-scale renewable energy grid-connected inverters.

Keywords: Grid-following inverter; model predictive control (MPC); phase-locked loop (PLL); current loop; voltage loop

收稿日期：2025-12-22；**修回日期**：2026-03-04；**录用日期**：2026-02-21；**网络首发日期**：2026-04-02

目前，以风光储为代表的可再生能源不断接入电网，电力系统正经历着一场深刻变革[1]。在可再

生能源与新型电力系统不断发展的背景下，高比例可再生能源并网将成为未来电力系统的基本特征[2]。

现有研究中，并网逆变器主要采用 2 种控制方式：跟网型控制[3]和构网型控制[4]。其中，构网型控制可在无主电网支撑的场景下自主建立系统电压，但需具备较强的抗电网扰动能力、暂态过载能力和较高的短时储能水平，成本偏高，因此限制了其在工程应用中的广泛普及[5]。而跟网型控制因控制结构简洁、成本较低且适配性强，成为当前大规模可再生能源及储能并网的选择方案。然而，在双高电力系统背景下，局部电网中分布式发电单元的接入量不断增加，不仅导致其渗透率持续攀升，系统强度变弱，还因分布式发电固有的间歇性、随机性及出力波动性，引发公共连接点 PCC(point of common coupling)处电网阻抗的大幅波动[6-7]。这些复杂工况的叠加，给现有跟网型逆变器控制带来了严峻挑战。

在现有的跟网型控制研究中，典型方案采用外电压环与内电流环的级联控制架构，搭配比例积分/比例谐振 PI/PR(proportional integral/proportional resonant)线性控制器来实现电压和电流参考跟踪[8]，但需要整定 2 组 PI/PR 控制器参数。而为实现外电压环与内电流环的动态解耦，通常需将外电压环的带宽设计为显著低于内电流环，这不仅增加了参数整定的工作量，还削弱了逆变器的故障恢复能力[9]。

针对上述问题，已有研究通过多种控制策略优化逆变器的运行性能，并针对锁相环 PLL(phase-locked loop)动态性能提高需求[10]。文献[11]提出一种可调相位裕度的三相 PLL 设计方案，通过在复数滤波器结构的系数中引入虚数自由度，借助参数调整有效改善 PLL 的动态响应指标，从而改善复杂工况下的跟踪滞后与相位偏差问题；文献[12]则通过推导系统小信号输出阻抗模型，提出改进型小信号补偿控制策略，精准补偿耦合作用引起的 PLL 输出相位偏移，保障相位跟踪精度。

为增强弱电网下逆变器的运行鲁棒性，文献[13]通过推导并网逆变器控制性能指标与底层控制器参数的解析表达式，提出基于定频小信号注入的自适应调参策略，实现参数的动态优化匹配。在简化控制结构与降低谐波失真方面，文献[14]提出两相静止坐标系下的改进重复控制方案，通过省去 *dq* 坐标变换与电流解耦控制环节，在简化控制模型的同时，显著降低了并网电流总谐波畸变率 THD (total harmonic distortion)。

针对弱电网适应性提升问题，文献[15]提出多目标约束的电网电压前馈控制策略，通过设计近似等效的前馈传递函数，有效增强并网逆变器在弱电网工况下的稳定性；文献[16]则提出具备跟网-构网二象性的并网自适应混合控制方案，在交流故障工况下，可通过调整同步控制环的自适应系数，确保逆变器在不同电网工况下均能稳定运行。综上，现有研究存在以下薄弱之处。

(1)传统控制在集成 PLL、电流电压控制等核心功能时，采用传统级联控制架构，需额外设置调制器环节，且需进行烦琐的参数整定流程，参数匹配难度大，大幅提升了应用的门槛。

(2)在弱电网稳态工况下，系统稳态运行的稳定性不足，难以满足弱电网复杂运行环境下的稳态控制需求。

(3)在暂态工况下，暂态响应速度缓慢，动态调节能力薄弱，无法快速应对电网运行状态的突变，易导致暂态过程中系统运行性能恶化。

与传统 PI 控制不同，模型预测控制 MPC (model predictive control)由于其优秀的动态特性和多目标控制能力[17-18]，无需调参即可应用于多约束条件下求取最优解问题。在电压源逆变器 VSI (voltage source inverter)应用中，文献[19-20]介绍了功率转换器的 2 种主要 MPC 方法：连续控制集 MPC 和有限控制集 MPC。此外，文献[21]提出了一种基于有限控制集模型预测控制 FCS-MPC(finite control set-MPC)的新型有限位置集 PLL，用于永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)的无传感器磁场定向控制 FOC(field-oriented control)。文献[22]提出了一种基于模型预测的双闭环控制策略，通过在变流器控制架构中设置有限集，该策略无需正负序分解即可借助变流器离散模型预测

未来的状态。

但是现有研究未充分考虑 MPC 控制在跟网型逆变器中的应用，PLL、电压环仍采用 PI 控制。为了进一步增强逆变器的并网性能，本文将全部控制环节均采用 MPC 控制。首先，在锁相环节，构建基于离散控制集的模型预测锁相环 MPC-PLL 结构。通过建立电网电压相位的离散预测模型，将相位跟踪误差与预测精度纳入目标函数，并结合滚动优化策略实时调整控制量，实现对电网电压相位的精准提取。接着，在电流控制环节，基于连续控制集模型预测控制 CCS-MPC(continuous control set-MPC)策略构建 MPC 电流环，该环节以并网电流快速跟踪参考指令为核心目标，直接输出最优开关状态组合，无需额外配置调制模块。然后，在电压控制环节，构建以直流侧电压稳定为核心控制目标的 MPC 电压环，提供可靠的直流侧支撑并生成最优电流参考指令。最后，通过硬件在环 HIL (hardware-in-the-loop)实验对所提策略进行验证。

1　传统跟网型逆变器控制系统建模

传统跟网型逆变器主电路拓扑及 PI 控制框架如图 1 所示，三相电压源逆变器与电网相连。图中：U_{dc} 为直流侧电压；R_{d} 为直流侧电阻；u 为逆变器输出三相电压；L_{f} 与 R_{g} 分别为滤波电感与线路电阻；i 为电感电流；Z_{g} 为电网阻抗；e 为电网侧三相电压；i_d、i_q 分别为 d、q 轴电流；u_d、u_q 分别为逆变器侧 d、q 轴电压。

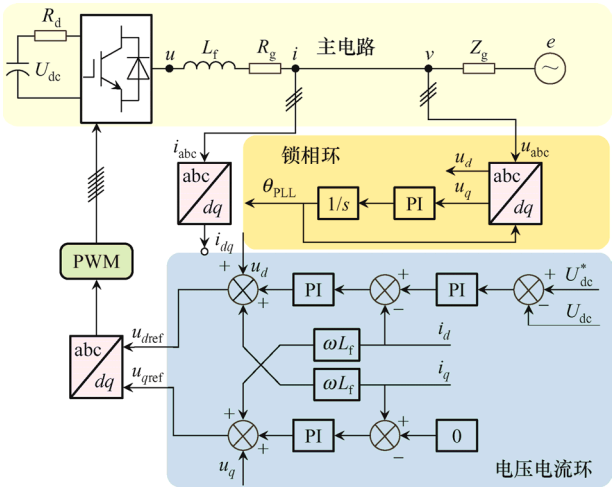


图 1　传统跟网型逆变器主电路拓扑及 PI 控制框架结构

Fig. 1 Main circuit topology and PI control framework of traditional grid-following inverters

在控制策略上，传统跟网型逆变器包含 3 个典型环节：锁相环、电流环、电压环。在并网过程中，首先通过 PLL 提取电网电压相位，再通过电流环实现对并网电流的精准控制，最后通过电压环来稳定直流侧电压并向电流环提供参考电流。

当三相电网电压平衡时，可得跟网型逆变器在三相静止坐标系下的数学表达式为

$$L_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}=e-R_{\mathrm{g}}i-u \tag{1}$$

三相静止坐标系到 dq 坐标系的变换矩阵 $\boldsymbol{T}$ 为

$$\boldsymbol{T}=\frac{2}{3}\begin{bmatrix}\cos\theta_{\mathrm{l}} & \cos(\theta_{\mathrm{l}}-120^\circ) & \cos(\theta_{\mathrm{l}}+120^\circ)\\ \sin\theta_{\mathrm{l}} & \sin(\theta_{\mathrm{l}}-120^\circ) & \sin(\theta_{\mathrm{l}}+120^\circ)\\ 1/2 & 1/2 & 1/2\end{bmatrix} \tag{2}$$

式中，θ_{l} 为电网相位。对于跟网型逆变器，准确提取电网相位至关重要，第 2 节将对如何准确提取相位进行具体描述。

1.1　PI-PLL 模型

在现有研究中，PI 锁相环 PI-PLL 主要由鉴相器、环路滤波器、压控振荡器 3 部分组成。在 Park 坐标变换中，三角函数的存在导致 PLL 呈现非线性特征。鉴于非线性系统分析所涉及的复杂性，通常需要对 PLL 模型进行线性化处理。在三相系统中，PLL 的输入电压可表示为

$$\begin{cases}u_{\mathrm{a}}=U_{\mathrm{l}}\sin\theta_{\mathrm{l}}\\ u_{\mathrm{b}}=U_{\mathrm{l}}\sin(\theta_{\mathrm{l}}-2\pi/3)\\ u_{\mathrm{c}}=U_{\mathrm{l}}\sin(\theta_{\mathrm{l}}+2\pi/3)\end{cases} \tag{3}$$

式中：u_{a}、u_{b}、u_{c} 分别为 a、b、c 三相电网电压；U_{l} 为输入电压的幅值。当 PLL 运行于稳态附近时，其输出相位 θ_{PLL} 与 θ_{l} 之间存在微小相位误差 $\Delta\theta$，可表示为

$$\Delta\theta=\theta_{\mathrm{PLL}}-\theta_{\mathrm{l}} \tag{4}$$

在控制回路中，q 轴电压可近似表示为

$$u_q \approx U_1(\theta_{PLL} - \theta_1) \tag{5}$$

因此，非线性模型可以被简化为线性模型，PI-PLL 经线性化处理后的控制框图如图 2 所示。

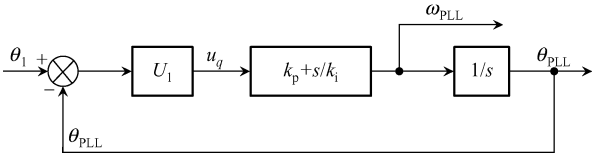


图 2 简化 PI-PLL 线性化控制框图

Fig. 2 Block diagram of simplification of PI-PLL linear control

1.2 PI 电流环与电压环模型

结合式(1)和式(2)可以得到 dq 坐标系下的表达式为

$$\begin{cases} L_f \dfrac{di_d}{dt} - L\omega i_q = e_d - R_g \cdot i_d - u_d \\ L_f \dfrac{di_q}{dt} + L\omega i_d = e_q - R_g \cdot i_q - u_q \end{cases} \tag{6}$$

式中：L 为等效电感；ω 为电网角频率；e_d、e_q 分别为电网 d、q 轴电压。当电流环采用 PI 调节时，通过式(6)可以将 u_d、u_q 的表达式写为

$$\begin{cases} u_d = -\left(k_{ip} + \dfrac{k_{ii}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L_f i_q + e_d \\ u_q = -\left(k_{ip} + \dfrac{k_{ii}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L_f i_d + e_q \end{cases} \tag{7}$$

式中：k_{ip}、k_{ii} 分别为 PI 电流环控制的比例与积分增益；i_d^*、i_q^* 分别为 i_d、i_q 的参考值。图 3 为 PI 电流环控制结构。

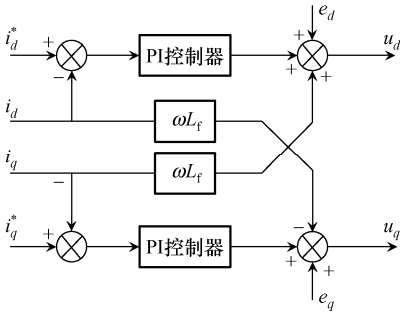


图 3 电流环控制框图

Fig. 3 Block diagram of current loop control

电压环采用定直流侧电压控制，目的是稳定 U_{dc} 并生成电流环参考电流。PI 电压环输入为直流侧电压偏差，输出为电流环 d 轴电流参考值，电压、电流双环控制流程如图 4 所示。

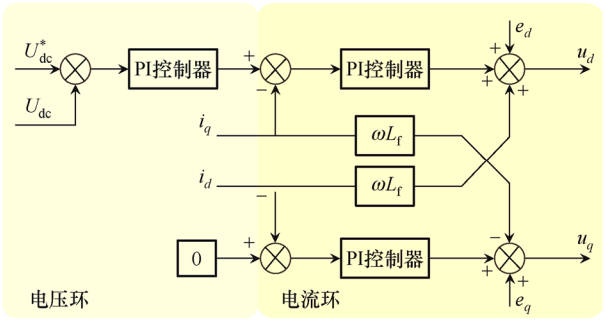


图 4 电压、电流双环控制框图

Fig. 4 Block diagram of voltage and current double-loop control

2 全 MPC 方案与锁相策略

2.1 全 MPC 控制框架

传统 PI 控制需要进行烦琐的参数整定，且在弱电网稳态工况下，系统运行稳定性不足。为此，本文类比 PI 控制的 3 个环节，分别在 dq 坐标系下构建电压控制策略，在 $\alpha\beta$ 坐标系下构建锁相控制策略和电流控制策略。基于此，跟网型逆变器主电路拓扑及全 MPC 控制的框架结构如图 5 所示。

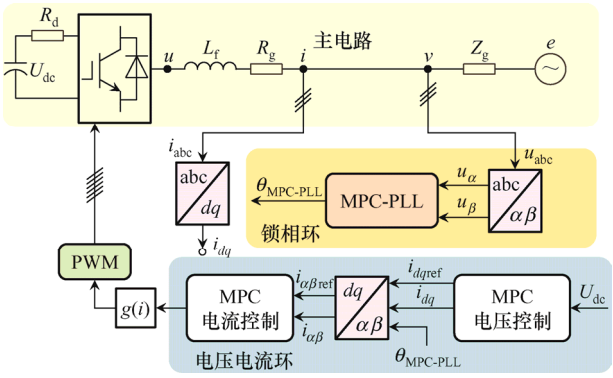


图 5 跟网型逆变器主电路拓扑及全 MPC 控制的框架结构

Fig. 5 Main circuit toplolgy and full MPC control framework of grid-following inverters

由图 5 可知，全 MPC 控制框架由 PLL、电压控制及电流控制 3 个核心环节构成。具体控制流程为：①系统实时采集跟网型逆变器的输出电压、电流等关键状态变量，经预处理后为后续预测与优化

计算提供精准的输入数据；②系统将采集到的状态数据输入到预测模型，结合当前及上一采样周期的状态信息，对未来多个采样周期内的系统状态量进行预测；③系统基于预测模型的输出结果与预设的目标函数，求解得到当前周期的最优开关控制信号，驱动逆变器执行相应控制动作。

通过上述各环节的协同配合，全 MPC 控制框架可有效克服传统 PI 控制的缺陷，实现复杂工况下跟网型逆变器的稳定、高效运行。下面分别对各环节的工作原理与实现细节进行详细阐述。

2.2 MPC 锁相策略

在跟网型逆变器控制中，电压相位的准确提取是保障并网同步精度的关键前提。然而在实际工程场景中，三相电网电压易受扰动而持续波动，导致电压幅值与相位呈现连续动态变化特征；但是，控制器的实际控制过程具有离散特性。因此，为了建立系统预测模型，有必要对电压信号进行离散，具体可表示为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{\text{abc}-\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_{\text{a}}(k) \\ u_{\text{b}}(k) \\ u_{\text{c}}(k) \end{bmatrix} \tag{8}$$

式中：k 为当前时刻的暂态时间；$u_\alpha(k)$、$u_\beta(k)$分别为 k 时刻α、β轴的电压分量；$\boldsymbol{T}_{\text{abc-}\alpha\beta}$为坐标变换矩阵；$u_{\text{a}}(k)$、$u_{\text{b}}(k)$、$u_{\text{c}}(k)$分别为 a、b、c 三相电压分量。在 Clark 变换后，电网电压可以进一步改写为

$$\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \sin\theta_{\text{mpc}}(k) - u_\beta \cos\theta_{\text{mpc}}(k) \\ u_\alpha \cos\theta_{\text{mpc}}(k) + u_\beta \sin\theta_{\text{mpc}}(k) \end{bmatrix} \tag{9}$$

式中：$u_d(k)$、$u_q(k)$分别为 d、q 轴的电压分量；$\theta_{\text{mpc}}(k)$为当前控制周期的 MPC 输出相位。对于模型预测控制，其控制指令是通过计算代价函数，寻找最优解得到的。鉴于 PLL 的锁相过程可理解为使 $u_q(k)$趋近于 0 的过程，因此代价函数 g 定义为 $u_q(k)$的模。在当前 k 时刻，代价函数可以被写为

$$g = |u_q(k)| = |u_\alpha \cos\theta_{\text{mpc}}(k) + u_\beta \sin\theta_{\text{mpc}}(k)| \tag{10}$$

g 越小锁相效果越优，设最优值为 g_{opt}。图 6 为本文所提出的 MPC-PLL 控制框图。

在 MPC-PLL 中，相位预测基于前一采样时刻的$\theta_{\text{mpc}}(k-1)$和$\Delta\theta$。其中，$\Delta\theta$对确保预测和控制动作的准确性具有决定性意义。

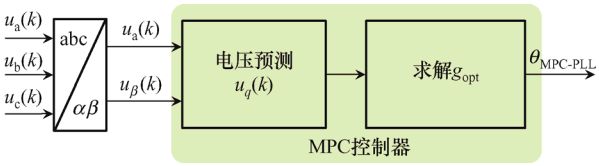


图 6　MPC-PLL 的控制框图

Fig. 6 Control block diagram of MPC-PLL

在一个电压周期内，相位在 0~2π连续且线性变化。然而，实际控制器的运行过程是离散而非连续的。因此，若 PLL 在前一周期成功锁定且无相位突变，则下一周期的相位增量为

$$\frac{T_{\text{e}}}{2\pi} = \frac{T}{\Delta\theta} \tag{11}$$

式中：T_{e}为电网周期；T 为控制步长。

实际电网中的频率为 50 Hz，即 T_{e}=0.02 s，此时$\Delta\theta$为 $100\pi T$。然而，当公共连接点电压发生突发相位变化时，若 PLL 在一个控制步长内的相位变化仍保持为 $100\pi T$，则可能导致锁相失败。在此情况下，PLL 的输出相位必须快速改变，以重新锁定电网电压并达到新的稳态。因此，控制集中应加入不同的$\Delta\theta$。同时，考虑到 PLL 系统的初始化，需在控制集中增加$\Delta\theta$=0 这一初始化取值。

在模型预测控制中，每个控制周期所需时间受采用的有限控制集数量影响。表 1 详细列出了不同控制集数量对应的执行时间，并直观展示了这一关系。

表 1　不同有限控制集个数所对应的计算时间

Tab. 1 Computation time corresponding to different numbers of finite control sets

μs

有限控制集数量/个	计算时间		实际控制时间
	信号传输和控制运行 1 次时间	信号传输和控制运行 2 次时间	
7	17	21	4
9	18	23	5
15	20	28	8

由表 1 可知，模型预测控制的计算时间随所采用的有限控制集数量的增多而明显增加。为了尽量

减少有限控制集数量对计算时间的影响，一种常见的优化策略是减少有限控制集的数量，以尽量减少处理延迟。因此，$\Delta\theta$可以选择 7 个不同的相位增量，具体可表示为

$$\Delta\theta[i]=[0,\ 400\pi T,\ 200\pi T,\ 100\pi T,-100\pi T,\ -200\pi T,\ -400\pi T] \quad i=0,1,\cdots,6 \tag{12}$$

结合式(10)与式(12)，代价函数 g 可以进一步表示为

$$g=|u_\alpha\cos(\theta_{\mathrm{mpc}}(k-1)+\Delta\theta[i])+u_\beta\cdot\sin(\theta_{\mathrm{mpc}}(k-1)+\Delta\theta[i])| \tag{13}$$

由式(13)可知，g 与$\Delta\theta[i]$有关。从 g 中选择最小相位变化，并将其添加到原始相位中。下一控制周期 MPC 输出相位$\theta_{\mathrm{mpc}}(k+1)$可表示为

$$\theta_{\mathrm{mpc}}(k+1)=\theta_{\mathrm{mpc}}(k)+\Delta\theta[i] \tag{14}$$

图 7 展示了 MPC-PLL 的控制流程，其中，x_{opt}为最优控制集对应的序号，θ_{old}为相位初始值。

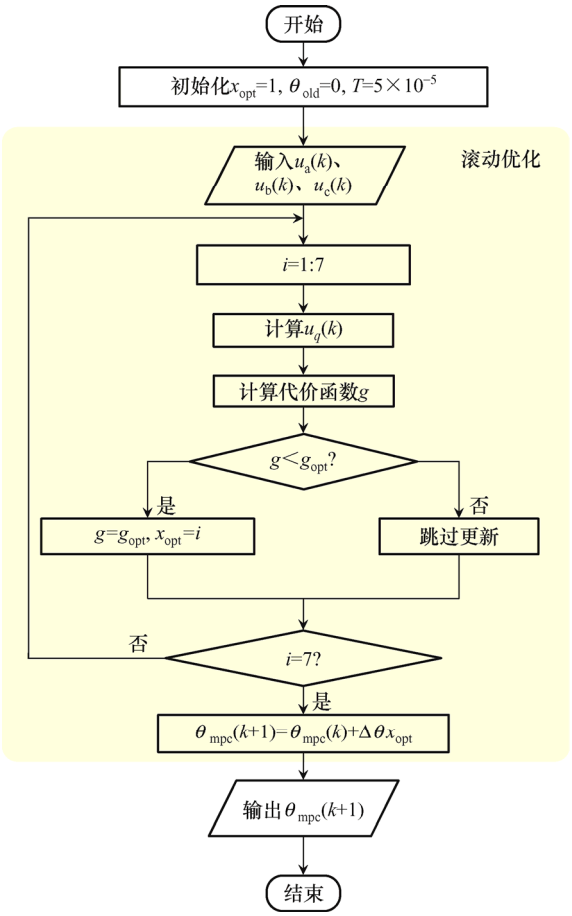


图 7 MPC-PLL 的控制流程

Fig. 7 Flow chart of control of MPC-PLL

3 MPC 电压与电流控制策略

3.1 MPC 电流控制策略

为建立被控对象数学模型，本文采用简化的模型表示法。该方法仅跟踪逆变器侧电感的动态特性，具体表达式为

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_{\mathrm{f}}}(-u-R_{\mathrm{g}}i+e) \tag{15}$$

在建立系统预测模型时，需要对系统数学模型进行离散化处理。常用的离散化方式为前项差分法，前项差分变换为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{T_{\mathrm{s}}}[\boldsymbol{x}(k+1)-\boldsymbol{x}(k)] \tag{16}$$

式中：$\boldsymbol{x}$ 为连续时间系统的状态变量；T_{s}为采样周期；$\boldsymbol{x}(k)$为第 k 个采样时刻的离散值。

根据前向差分原则，对式(16)离散化可得

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1)=\left(1-\dfrac{T_{\mathrm{s}}R_g}{L_{\mathrm{f}}}\right)i_\alpha(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{f}}}(u_\alpha(k)-e_\alpha(k)) \\ i_\beta(k+1)=\left(1-\dfrac{T_{\mathrm{s}}R_g}{L_{\mathrm{f}}}\right)i_\beta(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{f}}}(u_\beta(k)-e_\beta(k)) \end{cases} \tag{17}$$

为了跟踪电流参考值，电流最小值代价函数g_i可以写为

$$g_i=[i_{\alpha\mathrm{ref}}-i_\alpha(k+1)]^2+[i_{\beta\mathrm{ref}}-i_\beta(k+1)]^2 \tag{18}$$

式中，$i_{\alpha\mathrm{ref}}$、$i_{\beta\mathrm{ref}}$为电流参考值，由电压环生成。

MPC 的 8 种开关状态用于最小化代价函数g_i，以确定每个采样周期下的最优开关状态。为了找到使 g_i最小化的最优电压矢量 OVV(optimal voltage vector)$\boldsymbol{u}(k+1)$，一种简便方法是求解微分方程

$$\begin{cases} \dfrac{\partial g_i}{\partial u_\alpha(k+1)}=0 \\ \dfrac{\partial g_i}{\partial u_\beta(k+1)}=0 \end{cases} \tag{19}$$

将式(17)与式(18)代入到式(19)，得到最优电压矢量为

$$\begin{cases} u_{\alpha}(k+1)=\dfrac{L_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}[i_{\alpha\mathrm{ref}}-i_{\alpha}(k)]-R_g i_{\alpha}(k)+e_{\alpha} \\ u_{\beta}(k+1)=\dfrac{L_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}[i_{\beta\mathrm{ref}}-i_{\beta}(k)]-R_g i_{\beta}(k)+e_{\beta} \end{cases} \tag{20}$$

式(20)中所得到的 $\boldsymbol{u}(k+1)$能够使 g_i 达到最小，由此，$\boldsymbol{u}(k+1)$经正弦脉冲密度调制 PWM (pulse width modulation)模块调制后，可为跟网型逆变器生成 PWM 脉冲，并维持恒定的开关频率，图 8 为 MPC 电流环的系统框图。

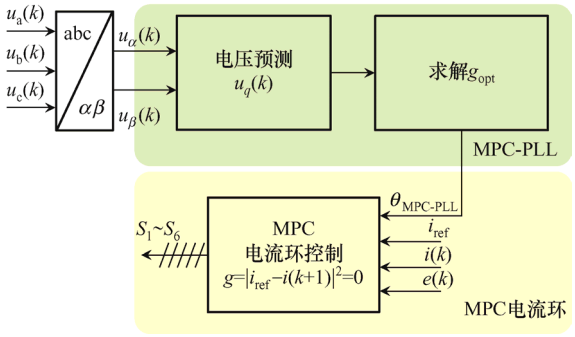


图 8　MPC 电流环控制框图

Fig. 8 Control block diagram of MPC current loop

将第 2 节所提 MPC-PLL 输出的相位信号输入至 MPC 电流环，经 CCS-MPC 控制策略求解优化后，输出最优电压矢量指令，MPC 电流环控制流程如图 9 所示。

3.2 MPC 电压控制策略

为实现对直流电压的控制，需对模型预测电流环控制进行改进，以将变化的直流电压纳入预测模型。基于无损系统假设，直流侧与交流侧的功率平衡关系为

$$\begin{cases} P_{\mathrm{dc}}=u_{\mathrm{dcr}}i_{\mathrm{dc}} \\ P_{\mathrm{ac}}=3u_d i_d/2 \end{cases} \tag{21}$$

式中：P_{dc}、P_{ac} 分别为直流侧与交流侧功率；u_{dcr}、i_{dc} 分别为直流侧输出电压、电流。此外，u_{dcr} 还可由 U_{dc} 进一步表示为

$$u_{\mathrm{dcr}}=U_{\mathrm{dc}}-i_{\mathrm{dc}}R_{\mathrm{d}} \tag{22}$$

根据能量守恒定则可得

$$3u_d i_d/2=u_{\mathrm{dcr}}i_{\mathrm{dc}} \tag{23}$$

通过 PLL 将提取的电网电压相位与网侧 dq 坐标系同相。为简化式(22)所示的功率关系，令 q 轴分量为 0。因此，网侧电流仅通过注入 d 轴的电流向电网输送功率。

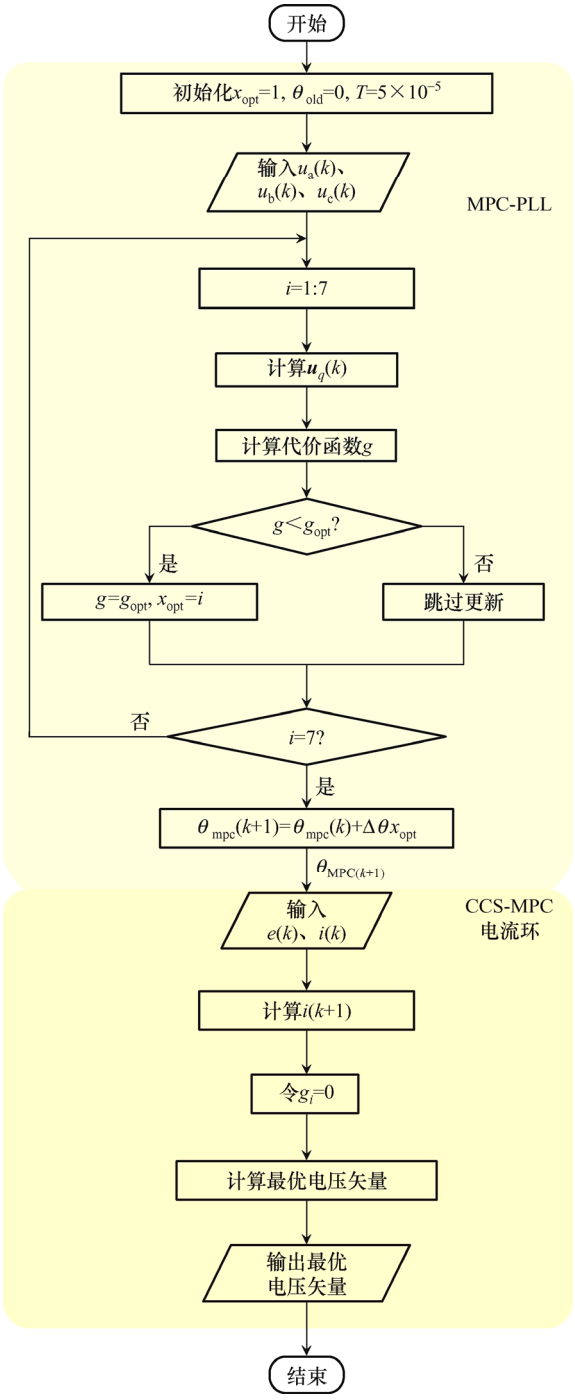


图 9　MPC 电流环控制流程

Fig. 9 Flow chart of control of MPC current loop

在稳态情况下，U_{dc} 保持恒定。在此基础下，结合式(21)与式(22)可以得到逆变器侧电流 i_d 为

$$i_d=\frac{2u_{\mathrm{dcr}}(U_{\mathrm{dc}}-u_{\mathrm{dcr}})}{3u_dR_{\mathrm{d}}} \tag{24}$$

对 i_d 离散化，得到的模型为

$$i_d(k+1)=\frac{2u_{\mathrm{dcr}}(k)[U_{\mathrm{dc}}-u_{\mathrm{dcr}}(k)]}{3u_d(k)R_{\mathrm{d}}} \tag{25}$$

通过对直流侧电压 $u_{\mathrm{dcr}}(k)$与逆变器侧电流 $i_d(k)$进行测量，尽可能精准地跟踪参考电压 u_{dcref}。通过电压控制计算输出的电流参考值 i_{ref} 可以表示为

$$i_{\mathrm{ref}}=\frac{2u_{\mathrm{dcr}}(k)[U_{\mathrm{dc}}-u_{\mathrm{dcr}}(k)]}{3u_d(k)R_{\mathrm{d}}} \tag{26}$$

结合第 2 节、第 3 节，首先通过 MPC-PLL 精准提取电网电压相位；其次，采用 CCS-MPC 构建 MPC 电流环；最后，MPC 电压环以直流侧电压为控制目标，提供可靠的直流侧支撑并生成最优电流参考指令。考虑不同控制环节的全 MPC 系统整体控制策略框架如图 10 所示。

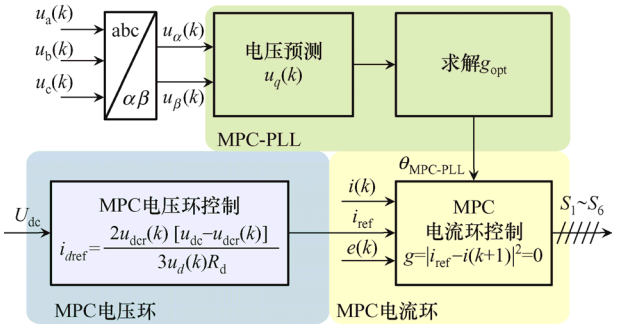


图 10 考虑不同环节的全 MPC 系统整体控制策略框架

Fig. 10 Overall control strategy framework of full MPC system considering various links

在 MPC 控制策略中，输入量为电压电流的实时信号，输出量为开关信号。将 k 时刻的 U_{dc}、$u_{\mathrm{a}}(k)$、$u_{\mathrm{b}}(k)$、$u_{\mathrm{c}}(k)$作为输入，通过 MPC 电压环控制得到逆变器侧参考电流 i_{ref}，并通过 MPC-PLL 控制得到θ_{MPC}。将 i_{ref}、$e(k)$、$i(k)$和θ_{MPC}输入到 MPC 电流环控制，得到最优电压矢量 $\boldsymbol{u}(k+1)$，进而控制器件通断。图 11 为全 MPC 控制的流程图。

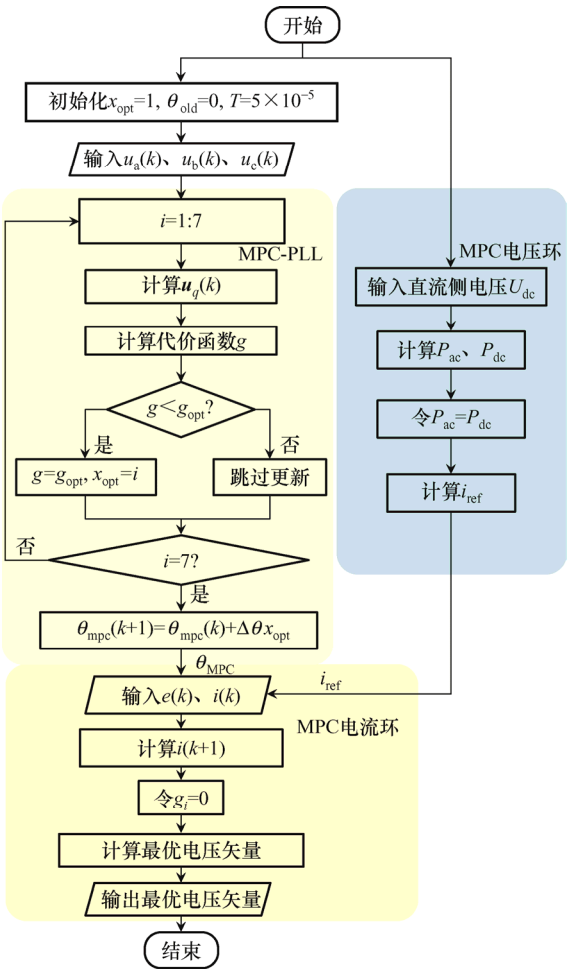


图 11 全 MPC 控制流程

Fig. 11 Flow chart of control of full MPC

4 仿真分析及实验验证

基于所提跟网型逆变器全 MPC 控制策略，本文基于仿真与实验环境搭建 MPC 控制与 PI 控制的跟网型逆变器验证平台，对输出性能差异开展分析与验证。

4.1 仿真分析

4.1.1 稳态工况分析

为比较 MPC 控制与 PI 控制在弱电网的稳态性能，根据文献[23]用短路比 SCR(short-circuit ratio)衡量交流系统与新能源的相对强弱。为此，该实验为验证在弱电网下 MPC 的性能，设置 SCR=1.16 的场景。图 12 与图 13 分别展示了 MPC 控制与 PI 控制在弱电网下的电流波形及 THD。

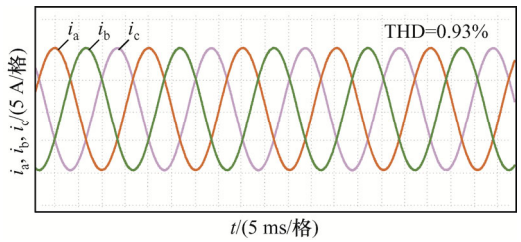


图 12　弱电网下 MPC 控制电流波形

Fig. 12 Current waveforms under MPC control in the case of weak grid

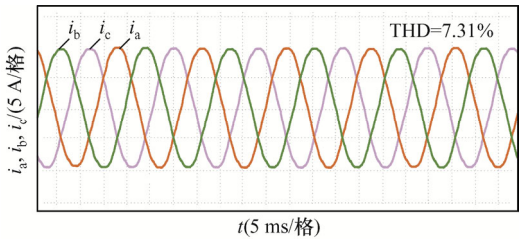


图 13　弱电网下 PI 控制电流波形

Fig. 13 Current waveforms under PI control in the case of weak grid

从图 12 与图 13 中可以看出，在弱电网情况下，MPC 控制电流波形质量较优，THD 为 0.93%，而 PI 控制电流波形发生畸变。因此，在稳态情况下，MPC 比 PI 具有更好的谐波抑制特性。

4.1.2　暂态工况分析

为比较 MPC 控制与 PI 控制在电压跌落下的动态特性，在 0.1 s 设置三相电压跌落到 0.8 p.u.的电网电压，该工况下的电流仿真波形如图 14 所示。

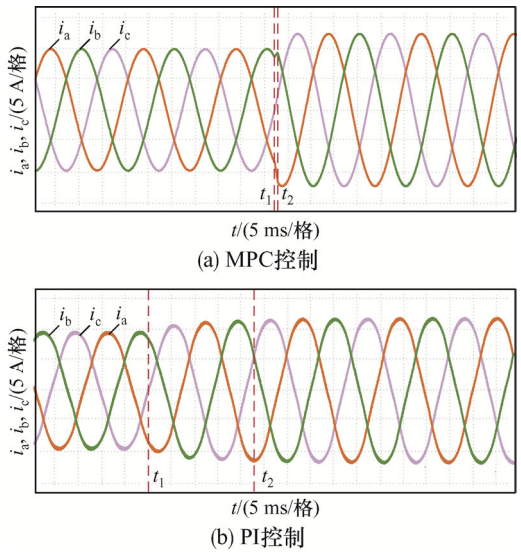


图 14　三相电压跌落下 MPC 和 PI 控制电流波形

Fig. 14 Current waveforms under MPC and PI control during three-phase voltage sag

由图 14 可知，在 t_1 时刻三相电压跌落，MPC 电流能够实现快速跟踪参考值，暂态过程约为 1 ms，而 PI 控制则经历较长时间才进入稳态；在进入稳态后，MPC 控制比 PI 控制的稳态波动更小。

在电网实际运行过程中，频率波动较为常见，因此，在 0.1 s 模拟突发频率跳变，以评估系统的动态性能。图 15 记录在此工况下 MPC 与 PI 控制的电流波形。

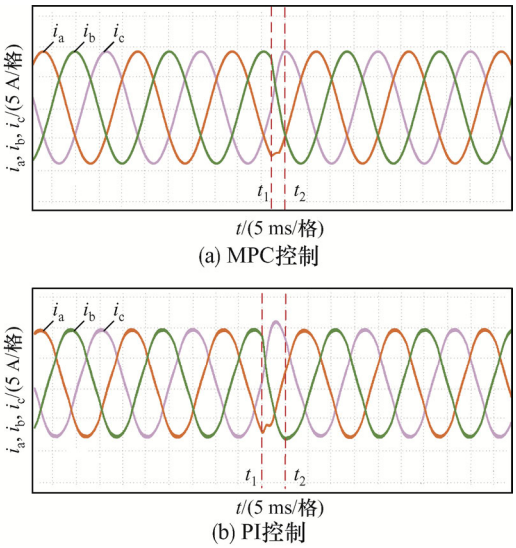


图 15　频率跳变下 MPC 与 PI 控制电流波形

Fig. 15 Current waveforms under MPC and PI control under frequency jump

由图 15 可知，在频率跳变情况下，MPC 电流能够实现快速跟踪参考值，暂态过程约为 2 ms，而 PI 控制则需要 5 ms 左右；且在进入稳态后，MPC 控制比 PI 控制的稳态波动更小。

4.2　实验分析

为验证 MPC 与 PI 控制的输出性能，搭建 HIL 实验平台，如图 16 所示。在 HIL 平台中，MT8020 为逆变器并网系统功率电路模拟器，StarSim MT1070 RCP 为控制器，二者通过串口连接联合运行。主要实验参数见表 2。

为综合考虑 PI 控制的响应速度与稳态精度，PLL、电压电流环参数根据文献[24]进行整定。

4.2.1　稳态工况分析

图 17 为电网电压与逆变侧电流在电网正常运行下的波形。为进一步比较 MPC 与 PI 控制在弱电

网下的稳态性能，设置弱电网场景。图 18、图 19 分别为 MPC 控制、PI 控制在弱电网下的电压电流波形。

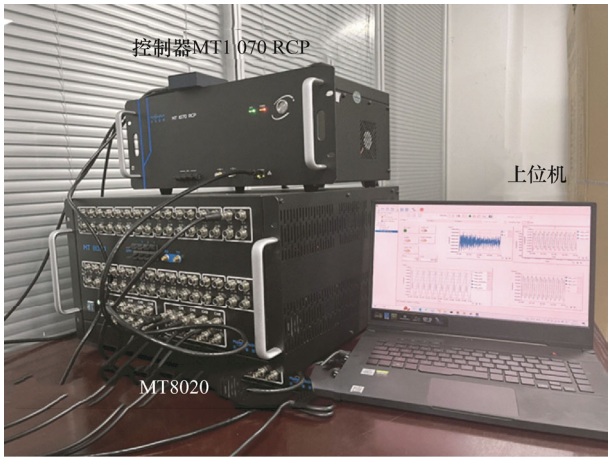


图 16 实验平台实物图

Fig. 16 Physical photograph of experimental platform

表 2 主要实验参数

Tab. 2 Key experimental parameters

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	800
电网电压 u_{grid}/V	311
基波频率 f_1/Hz	50
采样频率 f_{sw}/kHz	20
PLL 比例增益 k_{pp}	4.1643
PLL 电流增益 k_{pi}	269.735
电流环比例增益 k_{ip}	12.5
电流环积分增益 k_{ii}	7 856.5
电压环比例增益 k_{up}	0.65
电压环积分增益 k_{ui}	200.00
滤波电感 L_f/H	0.02
阻尼 R/Ω	0.5
直流侧电阻 R_d/Ω	1

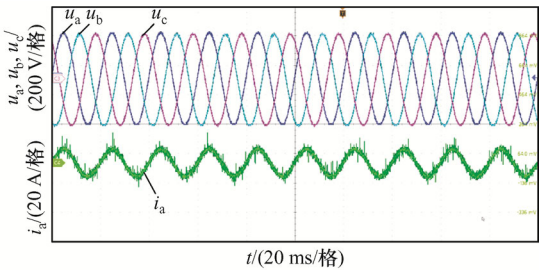


图 17 MPC 电压、电流波形

Fig. 17 Voltage and current waveforms under MPC control

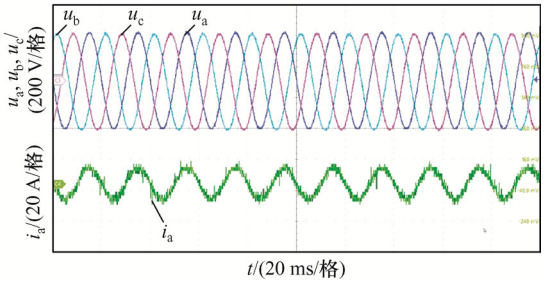


图 18 弱电网下 MPC 控制电压电流波形

Fig. 18 Voltage and current waveforms under MPC control in the case of weak grid

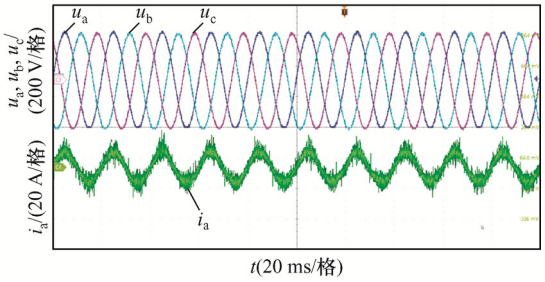


图 19 弱电网下 PI 控制电压电流波形

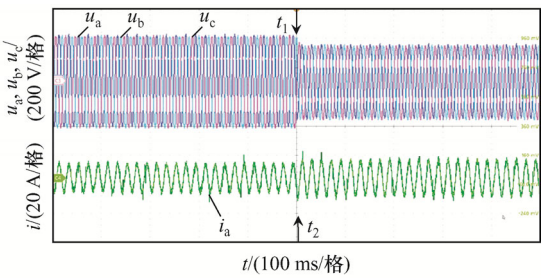
Fig. 19 Voltage and current waveforms under PI control in the case of weak grid

从图 18 与图 19 中可以看出，在弱电网情况下，MPC 控制电流波形质量较优，而 PI 控制电流波形畸变严重。因此，在稳态情况下，MPC 比 PI 具有更优的响应特性。

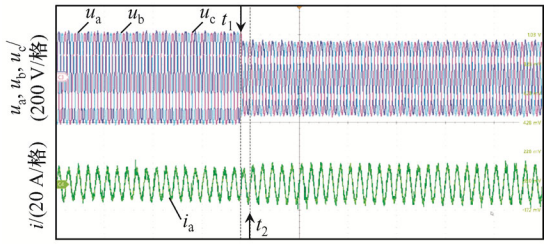
4.2.2 暂态工况分析

为比较 MPC 控制与 PI 控制在电压跌落下的动态特性，在 3.0 s 设置三相电压跌落到 0.8 p.u.的电网电压，实验波形如图 20 所示。

由图 20 可知，在三相电压跌落工况下，MPC 电流能够实现快速跟踪参考值，与 PI 相比具有更优的动态响应能力；在进入稳态后，MPC 控制比 PI 控制的稳态波动更小。



(a) MPC控制

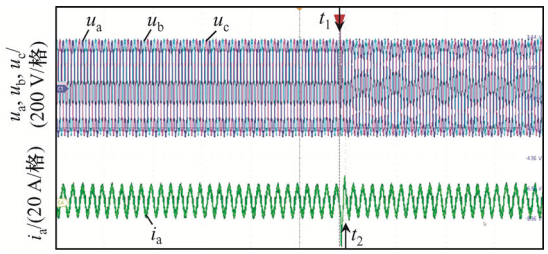


(b) PI控制

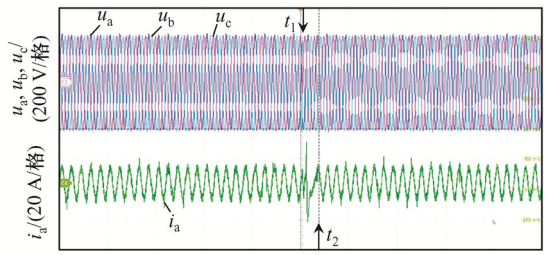
图 20　三相电压跌落下 MPC 和 PI 控制电压电流波形

Fig. 20 Voltage and current waveforms under MPC and PI control during three-phase voltage sag

为比较MPC控制与PI控制在频率跳变下的动态特性，在 3.0 s 设置电网频率从 50 Hz 跳变到 51 Hz，实验波形如图 21 所示。



(a) MPC控制



(b) PI控制

图 21　频率跳变下 MPC 和 PI 控制电压电流波形

Fig. 21 Voltage and current waveforms under MPC and PI control under frequency jump

由图 21 可知，在频率跳变情况下，MPC 电流能够实现快速跟踪参考值，与 PI 相比具有更优的动态响应能力；在进入稳态后，MPC 控制比 PI 控制的稳态波动更小。

5　结论

本文针对传统 PLL 在复杂工况下易出现跟踪滞后与较大相位偏差，以及基于 PI 的传统并网控制策略参数整定烦琐的核心问题，结合 MPC 在非线性目标与约束处理上的优异性能，提出一种面向跟网型逆变器的全 MPC 控制策略。通过理论分析、仿真与实验，得出以下结论。

(1)本文提出的全 MPC 控制策略，集成 PLL、电流及电压控制功能，省去传统级联控制中的调制器环节，显著简化控制流程；同时规避传统级联 PI 控制中烦琐的参数整定过程，更易于实际应用。

(2)弱电网稳态工况下，从图 12 和图 13 中可以看出，MPC 控制的 THD 仅为 0.93%，远低于传统 PI 控制的 7.31%。进入稳态后，MPC 控制策略不仅使电流波动幅度更小，且稳定性更优。

(3)暂态工况下，从图 14 和图 15 中可以看出，MPC 控制的电流可快速跟踪参考值，暂态过程约为 1~3 ms，显著快于 PI 控制，展现出更优的动态调节能力。

综上，全 MPC 控制策略有效突破了传统线性控制器的性能瓶颈，为跟网型逆变器的高效控制提供了新方案。其在弱电网适应性、暂态响应速度及控制简洁性等方面的优势，使其在大规模可再生能源并网系统中具有广阔的应用前景，可为提升新能源并网系统的稳定性与可靠性提供重要技术支撑。

参考文献：

[1] Han Junbiao, Khushalani-Solanki S, Solanki J, et al. Adaptive critic design-based dynamic stochastic optimal control design for a microgrid with multiple renewable resources [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 6(6): 2694-2703.

[2] 康重庆, 姚良忠. 高比例可再生能源电力系统的关键科学问题与理论研究框架[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(9): 1-11.
Kang Chongqing, Yao Liangzhong. Key scientific issues and theoretical research framework for power systems with high proportion of renewable energy [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(9): 1-11. (in Chinese)

[3] Chen Junru, Liu Muyang, O'Donnell T, et al. Impact of current transients on the synchronization stability asse-

ssment of grid-feeding converters [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(5): 4131-4134.

[4] 迟永宁, 江炳蔚, 胡家兵, 等. 构网型变流器: 物理本质与特征[J]. 高电压技术, 2024, 50(2): 592-606.
Chi Yongning, Jiang Bingwei, Hu Jiabing, et al. Grid-forming converters: Physical mechanism and characteristics [J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 592-606. (in Chinese)

[5] 熊亮雳, 游力, 韩刚, 等. 基于统一不平衡/谐波电压-电流下垂的构网型变流器电能质量控制[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 186-199.
Xiong Liangli, You Li, Han Gang, et al. Power quality control for grid-forming converters based on unified unbalanced/harmonic voltage-current droop [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 186-199. (in Chinese)

[6] 许诘翊, 刘威, 刘树, 等. 电力系统变流器构网控制技术的现状与发展趋势[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3586-3594.
Xu Jieyi, Liu Wei, Liu Shu, et al. Current state and development trends of power system converter grid-forming control technology [J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3594. (in Chinese)

[7] 王凯, 原熙博, 王晖, 等. 弱电网下逆变器并网系统失稳的两种诱因[J]. 电网技术, 2023, 47(3): 1230-1241.
Wang Kai, Yuan Xibo, Wang Hui, et al. Two causes of the inverter-based grid-connected system instability in weak grids [J]. Power System Technology, 2023, 47(3): 1230-1241. (in Chinese)

[8] Liao Yicheng, Wang Xiongfei, Blaabjerg F. Passivity-based analysis and design of linear voltage controllers for voltage-source converters [J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2020, 1: 114-126.

[9] Alfaro C, Guzman R, de Vicuña L G, et al. Dual-loop continuous control set model-predictive control for a three-phase unity power factor rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1447-1460.

[10] 张华赢, 汪清, 郑宇婷, 等. 基于控制参数域的并网逆变器锁相环参数快速设计[J]. 电源学报, 2026, 24(5): 88-96.
Zhang Huaying, Wang Qing, Zheng Yuting, et al. Fast parameter design method of phase-locked loop for grid connected inverters based on parameter feasible area [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(5): 88-96. (in Chinese)

[11] 何宇, 邓小龙. 一种可调系统相位裕度的三相锁相环技术[J/OL]. 电源学报, 1-11(2025-10-31)[2025-12-22]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20251031.1422.004.
He Yu, Deng Xiaolong. A three-phase phase-locked loop technique based on tunable system phase margin [J/OL]. Journal of Power Supply, 1-11(2025-10-31)[2025-12-22]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20251031.1422.004. (in Chinese)

[12] 曾建斌, 杨洋, 曾晋, 等. 弱电网下光伏并网逆变器稳定性改进方法[J]. 太阳能学报, 2025, 46(2): 387-392.
Zeng Jianbin, Yang Yang, Zeng Jin, et al. Stability improvement method of photovoltaic grid-connected inverter under weak grid [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2025, 46(2): 387-392. (in Chinese)

[13] 王嘉晨, 刘青, 韩伟健, 等. 弱电网下动态性能友好型并网逆变器自稳控制[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(3): 2254-2264.
Wang Jiachen, Liu Qing, Han Weijian, et al. Self-stabilizing control strategy for grid-connected inverters with dynamic performance-friendly operation in weak grids [J]. Proceedings of the CSEE, 2026, 46(3): 2254-2264. (in Chinese)

[14] 梁文勇, 吴大伟, 汪滔, 等. 两相静止坐标系下并网逆变器改进重复控制方案[J]. 电力电子技术, 2020, 54(6): 112-116.
Liang Wenyong, Wu Dawei, Wang Tao, et al. Improved repetitive control scheme of grid connected inverter in two-phase static coordinate system [J]. Power Electronics, 2020, 54(6): 112-116. (in Chinese)

[15] 汪海宁, 王旭之, 谢缔, 等. 弱电网下基于多目标约束的并网逆变器电网电压前馈策略[J]. 太阳能学报, 2025, 46(10): 444-454.
Wang Haining, Wang Xuzhi, Xie Di, et al. Voltage feedforward strategy of grid-connected inverter based on multi-objective constraints in weak grid [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2025, 46(10): 444-454. (in Chinese)

[16] 肖晃庆, 何宏亮, 杨苹, 等. 具备跟网-构网二象性的并网 VSC 自适应混合控制及其暂态稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2025, 45(6): 108-115.

Xiao Huangqing, He Hongliang, Yang Ping, et al. Adaptive hybrid control of grid-connected VSC with grid-following and grid-forming duality and its transient stability analysis [J]. Electric Power Automation Equipment, 2025, 45(6): 108-115. (in Chinese)

[17] Li Yu, Gao Jianbo, Zhang Zhenbin, et al. Model-based and model-free predictive active damping for LCL-type active-front-end rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(10): 11754-11765.

[18] Yang Haitao, Li Min, Zhang Yongchang, et al. FCS-MPC for three-level NPC inverter-fed SPMSM drives without information of motor parameters and DC capacitor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(4): 3504-3513.

[19] 高冲, 黄元生, 王宏伟. 基于 FCS-MPC 的柔性多状态电源开关高比例输配电模型研究[J]. 电源学报, 2022, 20(4): 131-137.
Gao Chong, Huang Yuansheng, Wang Hongwei. Research on high-proportion transmission and distribution model of flexible multi-state power switch based on FCS-MPC [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(4): 131-137. (in Chinese)

[20] 程巍, 茆美琴, 汪海军, 等. 新型单相光伏逆变器电流连续控制集模型预测功率解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(24): 9655-9667.
Cheng Wei, Mao Meiqin, Wang Haijun, et al. Power decoupling control for a new single-phase photovoltaic inverter based on current continuous control set model prediction [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(24): 9655-9667. (in Chinese)

[21] Sun Xiaodong, Cao Junhao, Lei Gang, et al. Speed sensorless control for permanent magnet synchronous motors based on finite position set [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 6089-6100.

[22] 张雅君, 杨心刚, 侯川川, 等. 计及不对称负荷的新能源场站黑启动三相电压均衡控制策略[J]. 电源学报, 2026, 24(5): 97-108.
Zhang Yajun, Yang Xingang, Hou Chuanchuan, et al. Three-phase voltage balance control for black start of renewable energy stations with asymmetrical loads [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(5): 97-108. (in Chinese)

[23] 于琳, 孙华东, 赵兵, 等. 新能源并网系统短路比指标分析及临界短路比计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 919-928.
Yu Lin, Sun Huadong, Zhao Bing, et al. Short circuit ratio index analysis and critical short circuit ratio calculation of renewable energy grid-connected system [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3): 919-928. (in Chinese)

[24] Liao Yicheng, Wang Xiongfei, Blaabjerg F. Passivity-based analysis and design of linear voltage controllers for voltage-source converters [J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2020, 1: 114-126.



刘少龙

作者简介：

刘少龙(2001—)，男，硕士研究生。研究方向：新能源并网技术。E-mail：shaolongliu@mail.shiep.edu.cn。

侯川川(1991—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，助理研究员。研究方向：新能源并网技术。E-mail：chuanchuanhou@sjtu.edu.cn。

朱淼(1979—)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：交直流混合系统，新能源并网控制。E-mail：miaozhu@sjtu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)