DOI：10.20271/j.cnki.1673−9833.2026.2003

不平衡电网下基于逆序模型预测及锁相环的 PWM 整流器控制策略

张学毅，刘兴江

（湖南工业大学 交通与电气工程学院，湖南 株洲 412007）

摘　要：为降低 PWM 整流器功率器件开关频率并提高其抗扰能力，提出一种基于逆序模型预测控制的低开关频率运行算法和基于 LMS 迭代算法控制权向量矩阵的改进型锁相环控制算法，以实现网端的快速跟踪并削弱其影响，提升锁相环的跟踪效率，并通过 Matlab 进行了仿真分析。结果表明：所提策略获得了平稳的有功功率与无功功率，减少交流侧电流畸变率，具有良好的稳定性，证明了该方法的有效性与可行性。

关键词：网侧不平衡；模型预测控制；自抗扰控制器；LMS 迭代算法；PLL

中图分类号：TM461　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1673−9833(2026)02−0015−10

引文格式：张学毅，刘兴江 . 不平衡电网下基于逆序模型预测及锁相环的 PWM 整流器控制策略 [J]. 湖南工业大学学报，2026，40(2)：15−24.

I-MPC and PLL-Based Control Strategy for Unbalanced Grid PWM Rectifiers

ZHANG Xueyi，LIU Xingjiang

（School of Transportation and Electrical Engineering，Hunan University of Technology，Zhuzhou Hunan 412007，China）

Abstract：In view of a switching frequency reduction of the PWM rectifier power devices as well as an improvement of the anti-interference ability, a low switching frequency operation algorithm has thus been proposed based on an inverse model predictive control and an improved phase-locked loop control algorithm on the basis of LMS iterative algorithm control vector matrix so as to achieve fast tracking at the network end, thus weakening its influence, as well as improving the tracking efficiency of the phase-locked loop. A simulation analysis is conducted by using Matlab, with the results showing that the proposed strategy is characterized with a stable active and reactive power, a reduction in AC side current distortion rate, and a good performance in stability, thus verifying the effectiveness and feasibility of the proposed method.

Keywords：unbalanced grid；model predictive control；active disturbance rejection controller；LMS iterative algorithm；PLL

0　引言

当电网电压不平衡时，网侧变流器的锁相环（phase locked loop，PLL）、电流内环、电压外环可能引发电网宽频振荡。例如 2015 年，德国北海海上风电场在运行过程中出现了频率为 200~350 Hz 的中频振荡，导致整个航线停运 [1]。2018 年，格西柔直工程接入交流电网后产生了 1 430 Hz 的高频振荡，交流侧电压振荡峰值高达 69 kV，引发了大范围停电，工程单位紧急停工，造成了近 2 亿美元损失 [2]。

为实现稳定高效的电能变换，国内外学者们研究了网侧不平衡下脉冲宽度调制（pulse-width modulating，PWM）整流器的控制方法，取得了一定的进展。当今 PWM 整流器控制策略包括直接功率控

收稿日期：2025−12−02

作者简介：张学毅，男，湖南工业大学教授，硕士生导师，主要研究方向为电力系统，E-mail：774970930@qq.com

制 [3]（direct power control，DPC）、电压定向控制 [4]（voltage directional control，VDC）和模型预测控制 [5−6]（model predictive control，MPC）。MPC 在矢量选择上展现了更高的精确度和效率，同时具备更简洁的结构、更灵活的控制方式和更优越的动态响应性能 [7]。赵振民等 [8] 提出一新的模型预测 DPC 策略，在旋转坐标系下实现了低频开关无差拍控制，显著提高了控制准确性。但其在进行功率分析和调节时，仍需应对旋转坐标系的复杂性，增加了计算负担。后续研究了一种改进的非线性 MPC 优化方法，通过多重打靶算法的非线性 MPC 中控制量优化求解，简化了算法结构，减少了运算量。但并未完全解决多目标控制场景下 MPC 中权重选择的难题。如何通过减少开关频率来提升 PWM 整流器的控制性能，仍是需要深入探讨和改进的问题 [9]。针对现有技术不足，本研究提出一种改进的逆序模型预测控制（inverted model predictive control，I-MPC）策略，并结合基于最小均方算法（least mean square，LMS）迭代算法的 PLL 控制方法。通过 PWM 整流器的级联控制，实现了多目标同步优化。该方法省去传统 MPC 中多目标优化的权重因子，先建立整流器的离散数学模型，并对非对称电网下的网侧功率进行分析和预测。因其主要目标是减少开关频率，故在 I-MPC 框架下，通过多重评价函数，并采用模型预测方法，确保开关器件一致，有效降低开关频率，控制电流畸变。同时，针对系统测量和数据处理的延迟问题，通过延时补偿策略与预测未来功率，实现控制的延时补偿。最终，通过仿真实验验证其有效性和可行性。

1 PWM 整流器的拓扑模型及 PLL 分析

图 1 为 PWM 整流器拓扑图，图中 e_a、e_b、e_c 为三相电压，R、L 为线路阻抗与电感，i_a、i_b、i_c 为线电流，$S_{1\sim6}$ 为变流电路，R_L 为负载，i_{dc}、u_{dc} 分别为直流母线电流和电压。

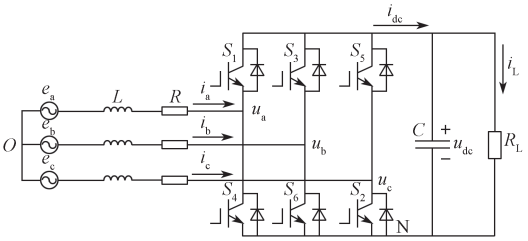


图 1 PWM 整流器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of three-phase voltage source converters

经过 Park 变换与 Clark 变换，可得到如下在两相 (d, q) 同步旋转坐标系下的数学模型：

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = u_d - Ri_d - s_d u_{dc} + \omega L i_q, \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = u_q - Ri_q - s_q u_{dc} + \omega L i_d, \\ C\dfrac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t} = s_d i_d + s_q i_q - \dfrac{u_{dc}}{R_L}。 \end{cases} \tag{1}$$

式中：s_d、s_q 分别为 d、q 轴开关系数；ω 为旋转角频率。

通过坐标变换，使三相交流系统的时变控制变量转化为两相直流形式，减少了所需控制变量数量。但该转换过程也引起了交流侧电流中的有功分量与无功分量间的耦合现象，即 d 轴（直轴）和 q 轴（交轴）间的相互影响，这增加了控制器的设计复杂性 [10]。利用传统比例－积分控制配合电流前馈解耦策略，可实现有功分量和无功分量的独立控制 [11]。三相变流器在 (d, q) 同步旋转坐标系的电流控制方程可表示如下：

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = -Ri_d + \omega L i_q - s_d v_{dc} + e_d, \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = -Ri_q - \omega L i_d - s_q v_{dc} + e_q。 \end{cases} \tag{2}$$

式中：v_{dc} 为直流侧电压；e_d、e_q 为直轴、交轴电压分量。

采用前向欧拉离散法将 α-β 坐标系下的数学模型离散化：

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = (T_s/L)\left[e_\alpha(k) - u_\alpha(k)\right] + (1 - RT_s/L)i_\alpha(k), \\ i_\beta(k+1) = (T_s/L)\left[e_\beta(k) - u_\beta(k)\right] + (1 - RT_s/L)i_\beta(k)。 \end{cases} \tag{3}$$

式中：T_s 为控制周期；$e_\alpha(k)$、$e_\beta(k)$ 分别为 α-β 坐标系下 kT_s 时刻交流侧电压瞬时值；$i_\alpha(k)$、$i_\beta(k)$ 分别为 α-β 坐标系下 kT_s 时刻交流侧电流瞬时值。

若设控制周期足够小，精确性将显著提高，此时可近似 $e(k+1) \approx e(k)$，用于预测模型。根据瞬时功率理论，由 $(k+1)T_s$ 时刻可得到下一时刻的预测功率。

$$\begin{cases} P(k+1) = 1.5\left[e_\alpha(k)i_\alpha(k+1) + e_\beta(k)i_\beta(k+1)\right], \\ Q(k+1) = 1.5\left[e_\beta(k)i_\alpha(k+1) - e_\alpha(k)i_\beta(k+1)\right]。 \end{cases} \tag{4}$$

式中：$P(k+1)$、$Q(k+1)$ 为 $(k+1)T_s$ 时刻功率预测值。

1.1 LMS 自适应原理分析

由于滤波器的使用环境属于时变环境，随着运行时间增加，可能导致原始滤波器性能下降，甚至导致滤波器无法使用。自适应算法中的 LMS 基于维纳滤波器算法，可使梯度下降，用梯度适量估计值代表精确值。其原理见图 2，其中 $x(k)$ 为输入侧

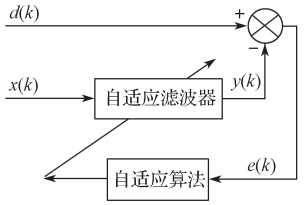


图 2 LMS 自适应算法原理结构图

Fig. 2 LMS adaptive algorithm principle structure diagram

信号，$d(k)$ 为期望信号，$y(k)$ 为输出端信号、$e(k)$ 为误差信号，且 $y(k)$ 和 $e(k)$ 为输出量。

构造如下自适应滤波输出矩阵：

$$\boldsymbol{X}(n)=\left[\boldsymbol{x}(n-1),\boldsymbol{x}(n-2),\cdots,\boldsymbol{x}(n-M)\right]^{\mathrm{T}},\quad(5)$$

式中：$\boldsymbol{x}(n-1)$~$\boldsymbol{x}(n-M)$ 为多个输入信号 $\boldsymbol{x}(k)$ 的向量拓展形式 [12]。

定义权向量为 $\boldsymbol{W}(n)=\left[\boldsymbol{\omega}_1,\boldsymbol{\omega}_2,\cdots,\boldsymbol{\omega}_m\right]^{\mathrm{T}}$，　（6）

式中：$\boldsymbol{\omega}_1$~$\boldsymbol{\omega}_m$ 为多个权重 $\boldsymbol{W}$ 的向量拓展形式。

则输出矩阵为 $\boldsymbol{y}(n)=\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}(n)\boldsymbol{W}(n)$；　（7）

误差向量矩阵为 $\boldsymbol{\varepsilon}(n)=\boldsymbol{d}(n)-\boldsymbol{y}(n)=\boldsymbol{d}(n)-\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}(n)\boldsymbol{W}(n)$。（8）

式中 $\boldsymbol{d}(n)$ 为多个向量 $\boldsymbol{d}(k)$ 的向量拓展形式。

数字滤波器的处理速度较快，可使用瞬时估值误差功率梯度近似均方误差的梯度 [13]，即

$$\nabla(n)=\nabla\left(E\left(\varepsilon^2(n)\right)\right)=-2\varepsilon(n)\boldsymbol{X}(n)。\quad(9)$$

式中 E 为瞬时误差估计梯度。

根据式（7）可得如下权重迭代公式：

$$\boldsymbol{W}(n+1)=\boldsymbol{W}(n)+\boldsymbol{\mu}(n)\boldsymbol{\varepsilon}(n)\boldsymbol{X}(n)。\quad(10)$$

式中：$\boldsymbol{W}(n+1)$ 为新迭代后下一次的权重矩阵；$\boldsymbol{\mu}(n)$ 为步长 μ 的向量拓展形式 [13]。

由式（10）得图 3 所示 LMS 算法权重迭代流程图。

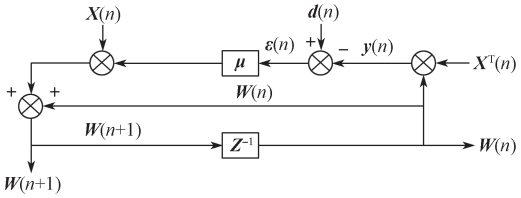


图 3　LMS 权重迭代流程图

Fig. 3　LMS weight iteration flow chart

1.2　PLL 分析

PLL 结构如图 4 所示。

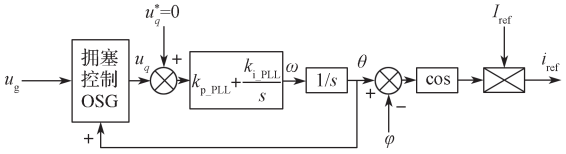


图 4　PLL 结构图

Fig. 4　PLL structure diagram

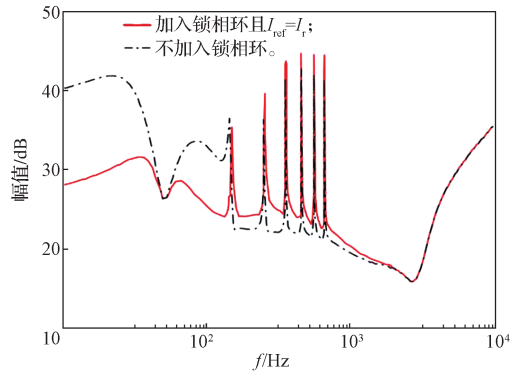
下文将以一台额定功率为 4 kW 的变流器样机为例进行分析，电机参数见表 1。

表 1　电机系统参数表

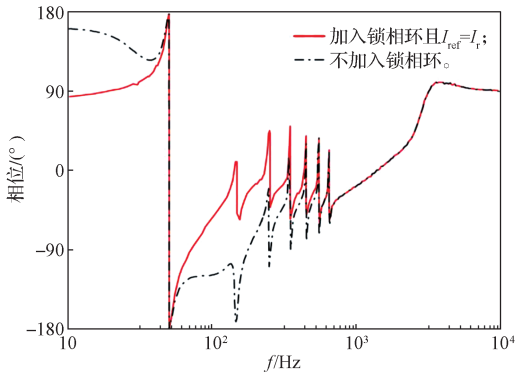
Table 1　System parameter table

参　数	取值	参　数	取值
额定功率 P_r/kW	4	锁相环积分参数 k_{i_PLL}	1 800
网侧电压 u_g/V	220	调节器相角 φ/(°)	φ_0
开关频率 f_{sw}/kHz	15	电流基准幅值 I_{ref}	I_{ref}
直流母线电压 u_{dc}/V	380	标准正弦电流信号 i_{ref}	i_{ref}
锁相环比例参数 k_{p_PLL}	3		

通过调整调节器的初始相位角 φ_0，可优化输出信号相位特性。据文献 [14] 提出的带有相位补偿的谐波共振控制器设计方法，即使在不考虑 PLL 的情况下，也可确保变流器输出阻抗在 −45° 以上相位。在该参数配置下，可得考虑 PLL 和不考虑 PLL 情况下的系统输出伯德图，见图 5。



a）幅值



b）相位

图 5　变流器输出阻抗伯德图

Fig. 5　Converter output impedance Bode diagram

由图 5 可知，考虑 PLL 时输出的幅频曲线均随着 I_{ref} 的加入而掉落，这是因为 I_{ref} 的额外作用使得输出阻抗增加，故必须在加入 PLL 且 $I_{ref}=I_r$ 的条件下设计改进型 PLL，以保证系统抗扰性能较高。

2　I-MPC 与改进型 PLL 控制策略

2.1　逆序模型预测控制

通过权重因子，FCS-MPC 能有效将多个控制变量整合到一个统一的评价函数中，实现对复杂系统的精确控制。然而不同的控制变量往往具有不同的量纲，并且在系统中可能会相互影响，因此需设计权重因子，以确保控制系统的性能最优。该方法的核心在于使用两个独立的评价函数，每个评价函数都专注于控制一个单一目标。利用序列化处理，避免了直接应用权重因子的需要，简化了控制策略的设计与执行。这种方法不仅能减少设计过程中的复杂性，还能提高

控制的精确度和响应速度。每个独立的评价函数都能针对特定控制目标进行优化。该方法可实现对复杂系统的高效控制，同时保持系统的稳定性，图 6 为 I-MPC 系统框图。

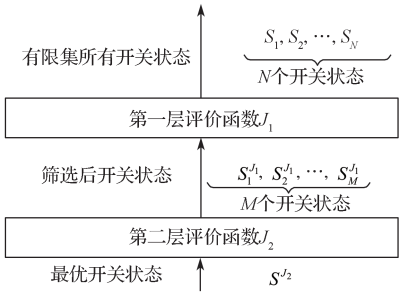


图 6 I-MPC 框图

Fig. 6 I-MPC diagram

I-MPC 方法通过两步评价过程筛选出最佳控制状态。首先，使用次层评价函数对所有潜在开关状态进行初步筛选，挑选出评价指标最低的前 M 个状态。接着，在次阶段，首层评价函数对这些精选状态进行细致评估，以确定最终的最优状态。该控制策略的层次目标明确：首层评价函数致力于减少开关频率，次层专注于降低有功功率波动和交流侧电流谐波，以此提高系统性能和稳定性。这种层次化筛选机制有效实现了多目标控制。

为了应对系统运行中的测量和数据处理延迟问题，本研究在首层评价函数的设计中融入了延时补偿策略。通过式（3）（4），使用 kT_s 时刻的系统参数预测 $(k+2)T_s$ 时刻的网侧瞬时功率，实现延时补偿。得到的参考功率值随后被纳入评价函数中，形成了下一层评价函数的设计。

$$J_1=\left|P_{\mathrm{REF}}-P(k+2)\right|+\left|Q_{\mathrm{REF}}-Q(k+2)\right|。\tag{11}$$

式中：P_{REF}、Q_{REF} 为有功、无功标准补偿值。

在顶层评价函数设计中，为了体现对系统开关频率的控制。整流器在正常工作时，其上、下桥臂的开关元件通常交替工作，定义 1 为上桥臂闭合而下桥臂断开，定义 0 为上桥臂断开而下桥臂闭合。据此可推导出整流器门控开关函数：

$$S_l=\begin{cases}1, & S_{l1}=1;\\ 0, & S_{l1}=0。\end{cases}\tag{12}$$

式中 l={A, B, C}

由门控开关函数进行分类讨论，可知系统开关状态有 8 种，据此可得下一层评价函数：

$$J_2=\left|S_l-S_{\mathrm{old}}\right|。\tag{13}$$

式中：S_{old} 为 kT_s 时刻系统开关状态。

据此可得图 7 所示控制方法流程。

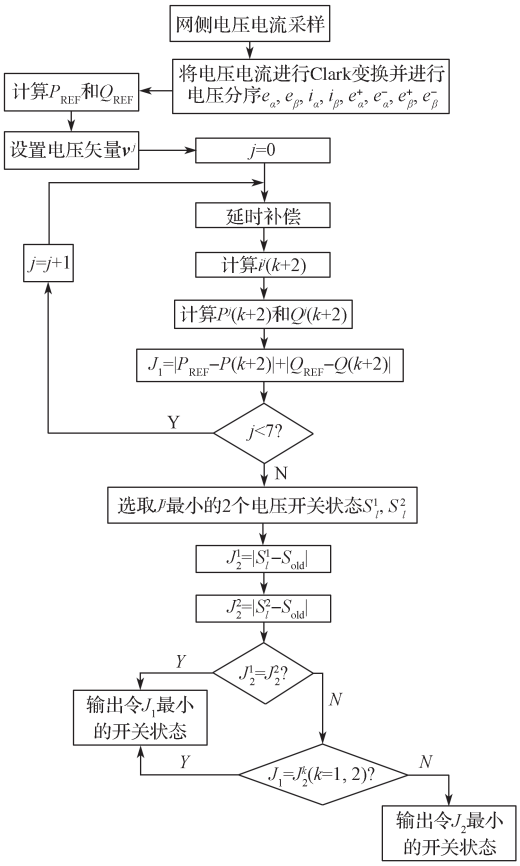


图 7 I-MPC 方法流程图

Fig. 7 I-MPC method flowchart

I-MPC 的实施步骤细化如下：1）系统通过采样获取网侧电压和交流侧电流信息，利用不平衡电压检测技术提取正负序分量，并且依据公式计算系统功率参考值。2）预测所有可能开关状态在下一控制周期内的系统功率，并且将预测结果用于首层评价函数，从而选出两个使评价函数值最小的状态作为优选状态。3）在下一层评价函数中应用这两个优选状态，对比得到的两个评价结果。4）若两个评价结果相等，则选择在首层评价中结果最小的状态作为最优状态；否则，选择次层评价中较小结果对应的状态为最优状态。5）如果首层评价结果与次层评价的任一结果相等，则选择首层评价中结果最小的状态；如果不相等，则从次层评价中选择较小结果对应的状态作为最终的最优状态。这一步骤考虑了开关状态的多样性，确保在降低开关频率的同时，减少其对系统性能的潜在影响。此流程不仅优化了控制效果，还通过细致的筛选机制，确保了在多目标控制中的优异性能。由图 7 可以得知，通过 I-MPC，本文提出的方法采用的是两个独立函数进行循环评价寻优与复数次判断评价寻优，从而取消了预测控制过程中函数权重因子的获取，实现了多目标独立控制。

2.2　PLL 的改进策略分析及工作原理

根据上文分析，为利用相控原理改善系统的抗扰动容错性能，应该减少 PLL 引入的附加项。同时，在低频段特性中，改进方法可使 PLL 的附加项变得可忽略或成为实数项，由 1.1 的分析可知，若利用 LMS 系统跟踪特性将模型输出连接反馈到系统期望响应输入，通过计算得到电压信号，并与实际信号相比，由 LMS 算法权重迭代公式训练权重 $W(t)$，以此得到权向量矩阵，通过 1.2 的分析可知，通过减少 I_{ref} 的量，可使相位性能更好，但 I_{ref} 由外界条件和系统配置确定，难以随意调节，且电流电压环节的增益函数由双闭环调制策略控制，若进行调节将减小控制带宽，故降低 $G_{\mathrm{v}}(s)$ 的低频段增益来减小 I_{ref} 的量是不明智的，而改变 $G_{\mathrm{PLL}}(s)$ 是一种可选方法。

本文给出一种基于 I-MPC 的低开关频率运行算法和基于 LMS 迭代算法控制权向量矩阵的改进型 PLL 方法：a）当电压 u_{g} 进入正交发生环节前加入修正模块，如图 8 所示，由于该模块的加入，会导致在 f_0 处产生额外的相位差，故在积分环节后再添加相位补偿环节；b）在 i_{ref} 信号处引入一个触发反馈环节，以 u^*_{abs} 为反馈信号为后续 PLL 控制进行开关调节；c）将计算所得电压信号与实际电压信号对比，再以 LMS 算法权重迭代公式训练 $w(t)$，得到权向量矩阵中旋转坐标系下的电网电压正序分量，如图 8 所示。

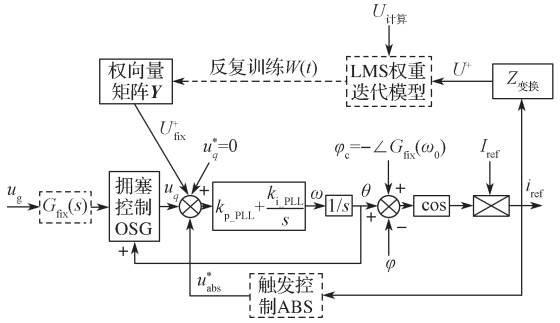


图 8　PLL 改进方法结构图

Fig. 8　PLL improved method structure diagram

其中 $G_{\mathrm{fix}}(s)$ 的传递函数为

$$G_{\mathrm{fix}}(s)=\frac{\omega_n^2}{s^2+4\xi\omega_n\cdot s+3\omega_n^2},\tag{14}$$

式中：ω_n 为修正模块的带宽；ξ 为阻尼因子。

则改进型 PLL 传递函数可表示为

$$G_{\mathrm{PLL_new}}(s)=G_{\mathrm{PLL}}(s)G_{\mathrm{fix}}(s)G_{\mathrm{abs}}(s)\cdot e^{\varphi_{\mathrm{c}}},\tag{15}$$

式中：φ_{c} 为补偿修正环节引发的相位滞后，且

$$\varphi_{\mathrm{c}}=-\angle G_{\mathrm{fix}}(\mathrm{j}\cdot 2\pi\cdot 50)。\tag{16}$$

在一些电网不平衡的场合下，由数学分析可知：由于负序分量的存在，使得电网发生不平衡效应，此时通常采用抑制负序分量的方法，从而使得 VSR（电压型 PWM 整流器）在三相对称电压分量下运行，此处采用了双同步参考坐标系改进型 PLL 控制，该控制方法有着快速性好、适用范围广、跟踪后稳定性良好等优点，图 9 为双同步参考坐标系下的电压矢量图。

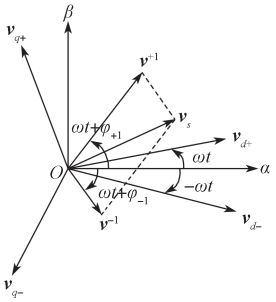


图 9　双同步参考坐标系下的电压矢量

Fig. 9　Voltage vector in dual synchronous reference coordinate system

如图 9 所示，双同步参考坐标系中包含两个旋转的参考坐标系，其一以 ωt 的角速度绕正相序的 dq 轴旋转，简称 dq^+ 方向旋转，其相角为 φ^+，另一以 ωt 的角速度绕负相序的 dq 轴旋转，简称 dq^- 方向旋转，其相角为 φ^-，利用投影原理可将绕 dq^+ 方向旋转的正序分量和绕 dq^- 方向旋转的负序分量分别投射到正序 dq^+ 坐标系和负序 dq^- 坐标系中。

当 $\varphi^+=\omega t$ 时，正序 dq^+ 参考坐标系的相交位置和电压正序分量 $\boldsymbol{v}^+$ 的角度重合，即正序同步旋转坐标系，此时矢量 $\boldsymbol{v}$ 可表示为

$$\boldsymbol{v}=\boldsymbol{v}^+_{dq}+\boldsymbol{v}^-_{dq},\tag{17}$$

$$\boldsymbol{v}^+_{dq}=\begin{bmatrix}v^{+1}_d & v^{+1}_q\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix}T^{+1}_{dq}\end{bmatrix}\boldsymbol{v}_{\alpha\beta}。\tag{18}$$

再利用 Park 变换，有：

$$\boldsymbol{v}_{\alpha\beta}=v^{+1}\begin{bmatrix}\cos(\omega t+\varphi_{+1})\\ \sin(\omega t+\varphi_{+1})\end{bmatrix}+v^{-1}\begin{bmatrix}\cos(-\omega t+\varphi_{-1})\\ \sin(-\omega t+\varphi_{-1})\end{bmatrix},\tag{19}$$

$$\boldsymbol{v}^+_{dq}=\left(v^{+1}\begin{bmatrix}\cos(\omega t+\varphi_{+1})\\ \sin(\omega t+\varphi_{+1})\end{bmatrix}+v^{-1}\begin{bmatrix}\cos(-\omega t+\varphi_{-1})\\ \sin(-\omega t+\varphi_{-1})\end{bmatrix}\right)\times\begin{bmatrix}\cos(\omega t) & \sin(\omega t)\\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t)\end{bmatrix}。\tag{20}$$

经由化简可得：

$$\boldsymbol{v}^+_{dq}=\left(v^{+1}\begin{bmatrix}\cos(\varphi_{+1})\\ \sin(\varphi_{+1})\end{bmatrix}+v^{-1}\begin{bmatrix}\cos(\varphi_{-1})\cos(2\omega t)+\sin(\varphi_{-1})\sin(2\omega t)\\ \sin(\varphi_{-1})\cos(2\omega t)-\cos(\varphi_{-1})\sin(2\omega t)\end{bmatrix}\right),\tag{21}$$

$$\boldsymbol{v}^+_{dq}=\left(v^{+1}\begin{bmatrix}\cos(\varphi_{+1})\\ \sin(\varphi_{+1})\end{bmatrix}+v^{-1}\cos(\varphi_{-1})\begin{bmatrix}\cos(2\omega t)\\ -\sin(2\omega t)\end{bmatrix}+v^{-1}\sin(\varphi_{-1})\begin{bmatrix}\sin(2\omega t)\\ \cos(2\omega t)\end{bmatrix}\right),\tag{22}$$

$$\boldsymbol{v}^+_{dq}=\left(v^{+1}\begin{bmatrix}\cos(\varphi_{+1})\\ \sin(\varphi_{+1})\end{bmatrix}+\bar{\boldsymbol{v}}_{d-}\begin{bmatrix}\cos(2\omega t)\\ -\sin(2\omega t)\end{bmatrix}+\bar{\boldsymbol{v}}_{q-}\begin{bmatrix}\sin(2\omega t)\\ \cos(2\omega t)\end{bmatrix}\right)。\tag{23}$$

故由式（23）可得 d 轴和 q 轴的解耦量，表达式分别如下：

$$v_{d+\text{解耦}}=v^{+1}\cos\left(\varphi_{+1}\right)+\overline{v}_{\text{D调制}}=$$
$$v_{d+}-\overline{v}_{d-}\cos\left(2\omega t\right)-\overline{v}_{q-}\sin\left(2\omega t\right)+\overline{v}_{\text{D调制}}，\quad（24）$$

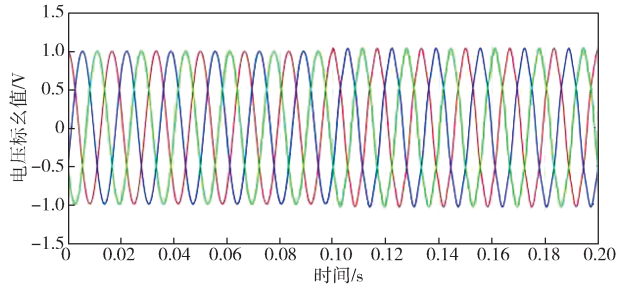
$$v_{q+\text{解耦}}=v^{+1}\sin\left(\varphi_{+1}\right)+\overline{v}_{\text{D调制}}=$$
$$v_{q+}-\overline{v}_{d-}\sin\left(2\omega t\right)-\overline{v}_{q-}\cos\left(2\omega t\right)+\overline{v}_{\text{D调制}}。\quad（25）$$

由式（14）得到初步的 PLL，可实现对于信号振荡使 PLL 电压输出端的电压发生变化以控制 VCO（压控振荡器），直到相位差恢复。

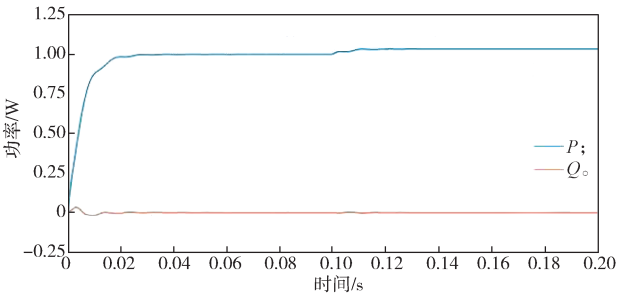
3 仿真分析

3.1 基于 LMS 迭代算法控制权向量矩阵的改进型 PLL 仿真

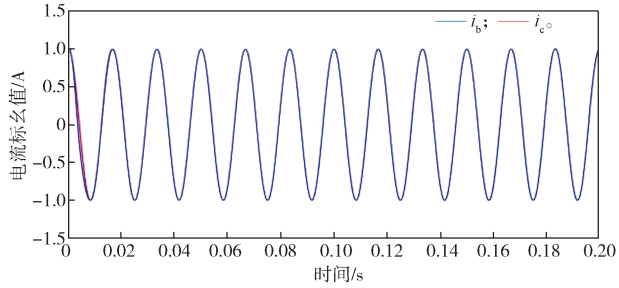
设单相电压有效值为 80 V，角频率为 314 rad/s，当三相电源电压幅值不均，例如某相电源的电压幅值为另外两相的 1.1 倍，会使得电网的效果有较大差距；仿真方式通过调整输入电压参量，使三相不再对称，例如，在 t/2 时将 A 相更改为 1.1 倍幅值，B 相与 C 相幅值不变，三相对称相位不变，进行仿真，使用传统 PLL 的仿真图如图 10 所示。



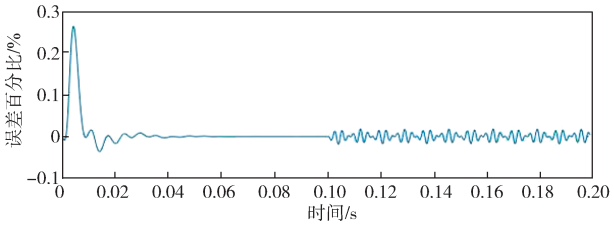
a）三相电压波形图



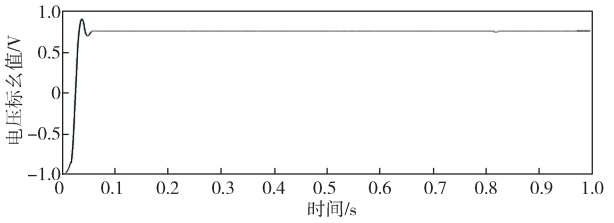
b）输出有功与无功功率



c）BC 两相 PLL 输入电流



d）误差震荡百分比



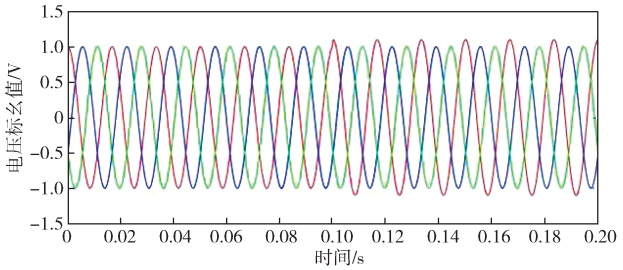
e）直流侧输出电压

图 10 A 相幅值跳变下传统 PLL 的波形及误差分析

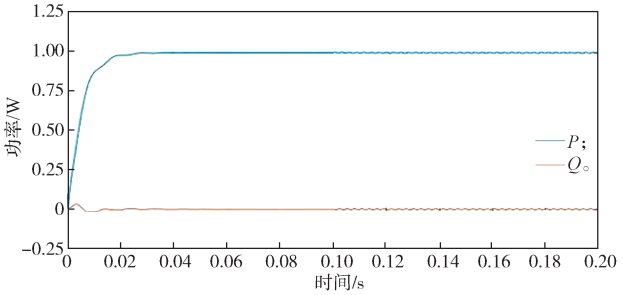
Fig. 10 Traditional phase-locked loop waveform with error analysis under A-phase amplitude jump

根据图 10 所示仿真曲线，可以得知在三相幅值不均匀的情况下，传统 PLL 在达到稳定的情况下的误差约为 6%，可见监测装置具有稳定性与可靠性。

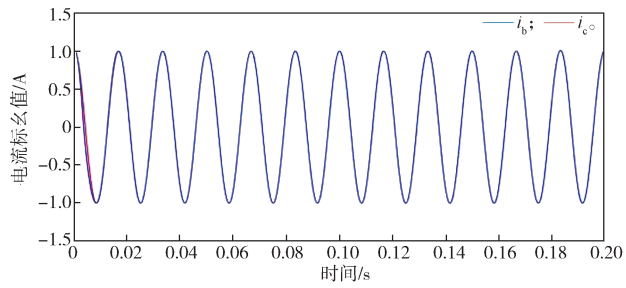
A 相幅值跳变下使用所提 PLL 的波形及误差分析仿真结果，如图 11 所示。



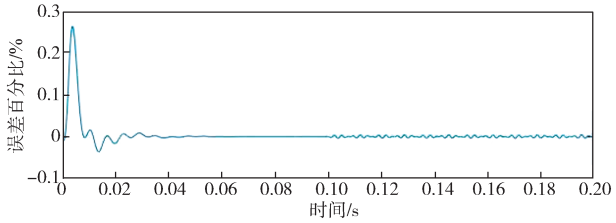
a）三相电压波形图



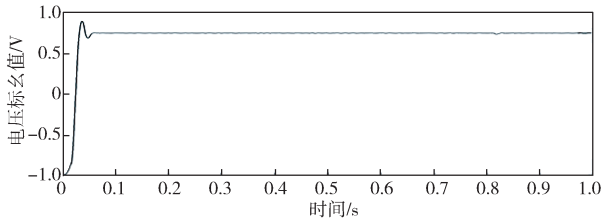
b）输出有功与无功功率



c）BC 两相 PLL 输入电流



d）误差震荡百分比



e）直流侧输出电压

图 11　A 相幅值跳变下所提 PLL 的波形及误差分析

Fig. 11　Waveform and error analysis of the proposed phase-locked loop under A-phase amplitude jump

分析图 11 可以得知，在 A 相幅值跳变的情况下，所提出 PLL 在达到稳定的情况下的误差约为 3%，监测装置具有一定的稳定性与可靠性，可见所提出 PLL 的稳定性能更优，可得如表 2 所示的探测模块仿真结果对比。

表 2　探测模块仿真结果对比表

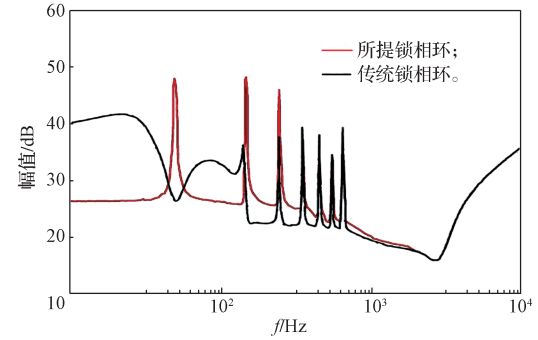
Table 2　Comparison table of simulation results for detection modules

不平衡状态	仿真时长 /ms	T_{BD}/ms	T_{AD}/ms	O_{BD}/%	O_{AD}/%
传统 PLL	3.7	36.8	41.1	32.7	29.8
	10	21.1	26.0	10.8	8.4
	13	16.6	21.2	−11.2	−9.9
	100	129.7	134.0	−30.3	−27.1
所提 PLL	3.7	37.4	39.5	27.7	25.8
	10	24.8	27.0	7.6	3.5
	13	14.5	17.2	−9.3	−8.1
	100	104.8	107.0	−10.3	−7.1

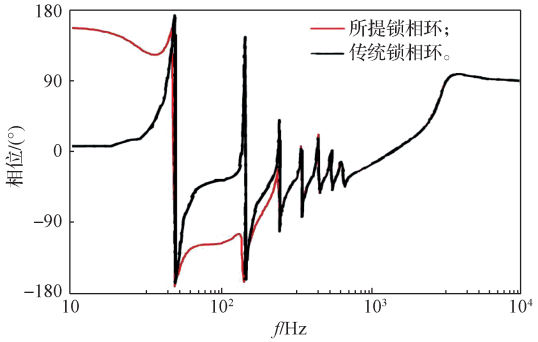
表 2 中，T_{BD} 为探测模块在稳定探测前异常时刻系统超调度后的触发时间，T_{AD} 为探测模块在稳定探测后异常时刻系统超调度后的触发时间，O_{BD} 为探测前异常时刻的系统超调度，O_{AD} 为探测后异常时刻的系统超调度。分析表中数据可得，在上述不平衡状态下，均实现了电网侧的良好、快速跟踪，实现了变流器对于不平衡输入的电压补偿。带有监测模块的改进型双同步参考坐标系 PLL 作用后的变流器的性能指标如下：总谐波失真（THD）为 2.9%，功率因数为 0.986，ΔU_{dc}<0.02 V，t_r=0.048 s。虽然不同误差模型存在不同的误差偏移，大误差偏移存在时间仅为启动及扰动发生的 34 ms 以内，传统 PLL 的跟踪时间平均为 4.52 ms，而本文所提 PLL 的跟踪时间平均为 2.30 ms，跟踪时间减少了 49.1%，且电压利用率比没有双同步参考坐标系 PLL 的系统高出 18%，可见双同步参考坐标系的 PLL 对于交流侧的众多不平衡均有着较为良好的跟踪特性，并能较为显著地提升变流器的性能。

3.2　所提 PLL 与传统 PLL 的对比仿真

为对比所提 PLL 与传统 PLL 的性能，本文在阻尼因子设置为 0.65 的情况下，得到输出阻抗的伯德图，如图 12 所示。



a）幅值



b）相位

图 12　PLL 性能对比图

Fig. 12　Performance contrast diagram of phase-locked loop

由图 12 可知 $G_{PLL_new}(s)$ 在 100 Hz 以上，频率具较高衰减能力，且变流器输出阻抗的相位也得到了很大改善，可以较好地解决网侧不稳定问题，具有良好的抗扰容错性能。

3.3　基于 I-MPC 的仿真对比

为了验证所提方法的可行性，本文在 Simulink 环境中构建了模型并进行仿真，仿真过程中，通过 PID 控制器和陷波器控制电压环，进而获取功率参考值。具体的仿真参数见表 3。

表 3　模型预测控制仿真参数

Table 3　Simulation parameters of the model predictive control

参　数	取值	参　数	取值
直流滤波电容 C/μF	1 200	网侧等效电阻 R/Ω	0.4
用电侧电阻 R_L/Ω	20	电网频率 f/Hz	50
母线参考电压 U_{dc}/V	400	单相电压 u/V	90
网侧电感 L/mH	7		

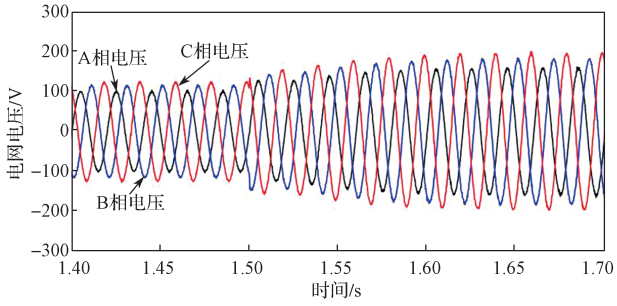
为了展示本文所提方法在电网不平衡情况下的有效性，本研究特别在仿真实验中模拟了 1.5 s 时 A 相电压发生突变的情况，其幅值变为原始幅值的 120%，从而模拟电网从平衡状态突然变为不平衡状态的情况。通过对比加入功率补偿的 FCS-MPC 方法和本文提出的 I-MPC 方法的仿真结果，可以全面评估本文所提方法的性能。

本研究重点控制对象系统的开关频率，因此在仿真实验中，是通过计算各单开关器件的平均开关频率来表示的。具体地，通过统计各相开关函数的上升沿数量来获得这一频率，以确保结果的准确性。通过这种对比仿真，可以直观地展示在电网不平衡条件下，所提 I-MPC 方法相较于现有技术的优越性。

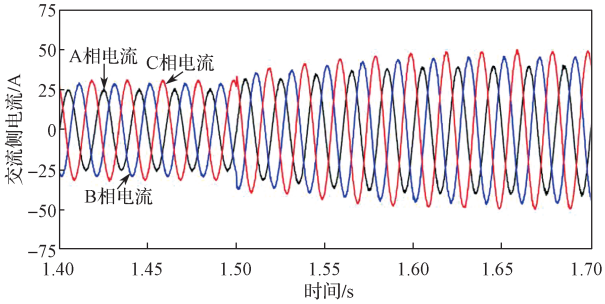
$$f_{\text{avg}}=\frac{f_{\text{avgA}}+f_{\text{avgB}}+f_{\text{avgC}}}{3}=\sum_{j=\text{A, B, C}}\frac{N_j}{3\Delta T}。\tag{26}$$

式中：$f_{\text{avg}\,j}$(j=A, B, C) 为三相各个桥臂中单个开关器件平均开关频率；ΔT 为测量时间间隔参数；N_j 为开关函数上升沿个数。

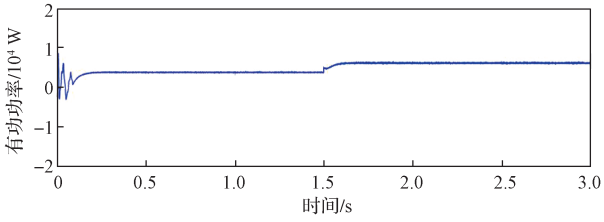
据此进行仿真，加入功率补偿后的 FCS-MPC 仿真图如图 13 所示。



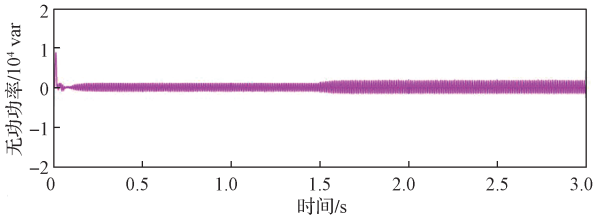
a）单相电压突升时的三相电网电压



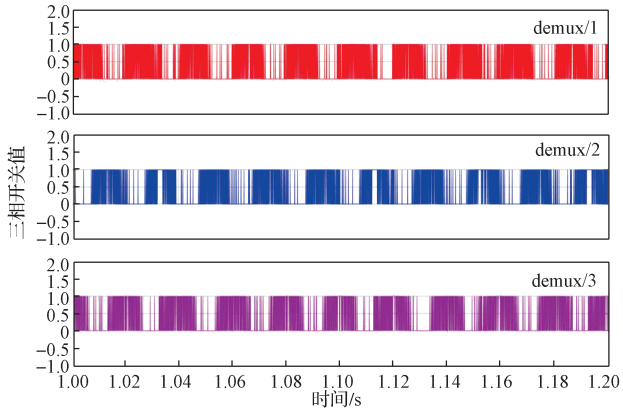
b）单相电压突升时的三相交流侧电流



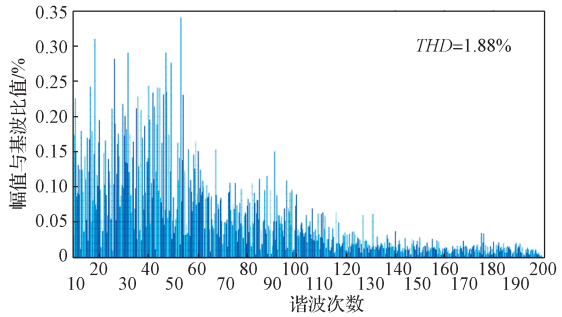
c）单相电压突升时的有功功率



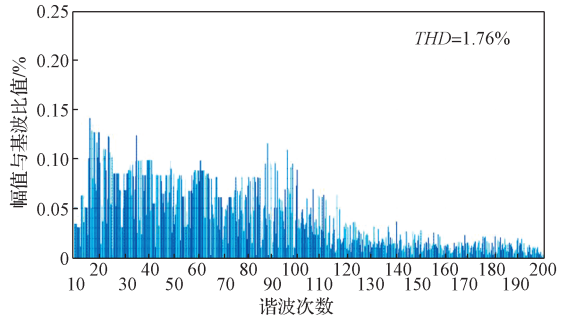
d）单相电压突升时的无功功率



d）三相开关值



e）1.5 s 前交流侧电流畸变率



f）1.5 s 后交流侧电流畸变率

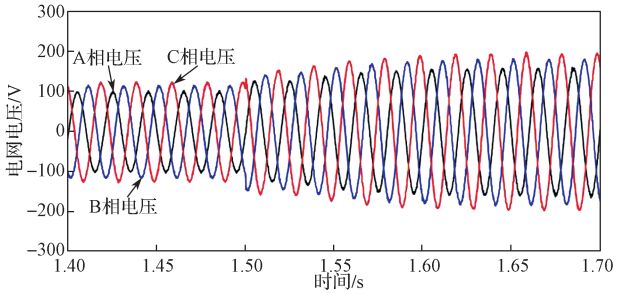
图 13 加入功率补偿后的 FCS-MPC 仿真结果

Fig. 13 FCS-MPC simulation results with power compensation added

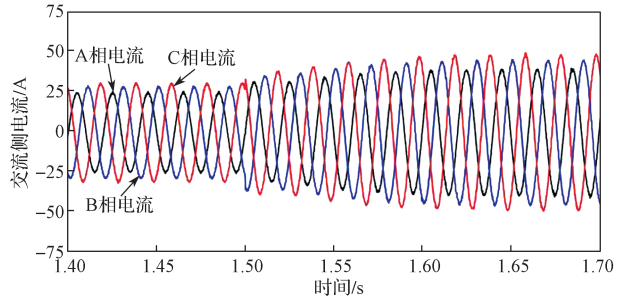
观察图 13 中 1.5 s 这一时间节点前后的系统表现，发现在 1.5 s 之前，系统在均衡电网中运行，此时交流侧电流的 *THD* 约为 1.88%，电流波形的正弦性良好。在 1.5 s 时，电网状态由平衡转变为不平衡，在设定的参考值附近维持直流电压，且有功功率和无功功率均保持稳定的情况下，系统单个开关器件的平均开关频率为 4 879 Hz，根据式（26）的计算可知，系统开关频率相对较高。在此条件下，电流波形依旧保持较

好的正弦性，而交流侧电流的总谐波失真轻微下降至 1.76%，有功功率也基本保持不变。尽管无功功率出现两次短暂波动，但其平均值仍维持在零，确保了系统以单位功率因数运行。

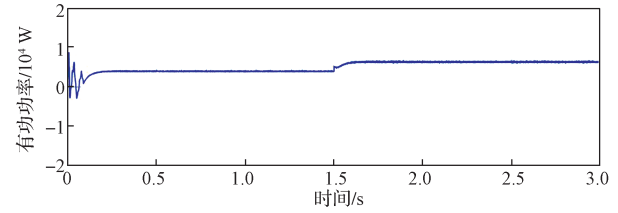
与加入功率补偿后的 FCS-MPC 仿真进行对比，得到 I-MPC 仿真结果，如图 14 所示。



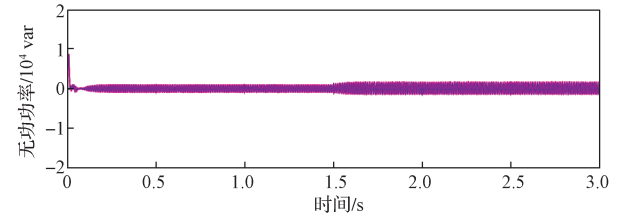
a）单相电压突升时的三相电网电压



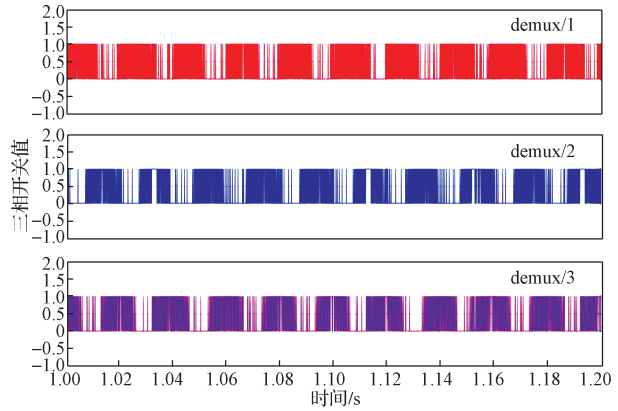
b）单相电压突升时的三相交流测电流



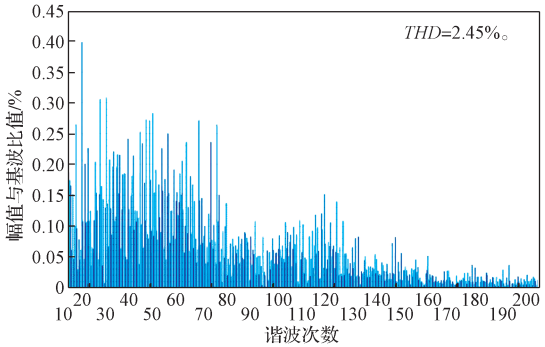
c）单相电压突升时的有功功率



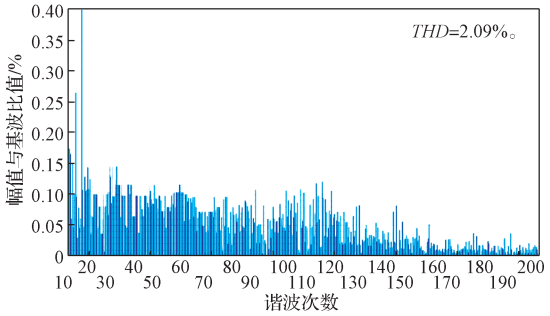
d）单相电压突升时的无功功率



e）三相开关值



f）1.5 s 前交流侧电流畸变率



g）1.5 s 后交流侧电流畸变率

图 14　I-MPC 仿真结果

Fig. 14　Simulation results of I-MPC

图 14 仿真结果显示，在 1.5 s 之前，系统在理想电网环境下运行，此时交流侧电流的总谐波失真约为 2.45%，电流波形接近理想的正弦波，有功功率和无功功率均维持在一个稳定水平，直流侧电压也在设定参考值附近。1.5 s 后，电网环境转变为不平衡状态，但系统依然维持单位功率因数运行，交流侧电流的 *THD* 略降至 2.09%，电流波形依旧保持较好的正弦度，有功功率也基本不变。据式（26）计算，系统单个开关器件的平均开关频率降至 2 697 Hz。

对比两种控制策略的仿真结果，可明显看出，在对电流性能影响有限的情况下，变流器的平均开关频率从 4 879 Hz 降至 2 697 Hz，降幅约为 44.7%，可见 I-MPC 控制方法不仅在平衡和不平衡电网条件下都能实现有效控制。虽然可能会在降低开关频率的同时导致交流侧电流的畸变率略有上升，但本文提出的 I-MPC 控制方法专注于降低开关频率，对比之下 FCS-MPC 控制方法在平衡和不平衡电网条件下都展现出了优异的控制性能，但其开关频率较高。通过观察 A 相开关函数的波形图，可以明显看出两种方法在开关频率上的差异，I-MPC 控制方法降低开关频率的控制目标得以实现。

4　结论

本文提出了基于 I-MPC 的低开关频率运行算法

和基于 LMS 迭代算法控制权向量矩阵的改进型 PLL 控制算法，该改进方法具有更小的稳态误差，响应速度较快，提高了系统的稳定性。逆序模型预测方法解决了权重因子选择的难题，本研究不仅有效地减少了有功功率的波动，还显著地降低了系统开关频率，进而减少功率开关损耗，降低了交流侧电流畸变率，从而提升了电能质量和利用效率。最终，通过 Simulink 平台对电网侧的异常情况进行了仿真测试，验证了 I-MPC 方法结合改进型 PLL 控制策略在 PWM 整流器控制上的有效性和可靠性。

参考文献：

[1] 伍小杰，王颖杰，朱荣伍，等 . 三相电压型 PWM 整流器不平衡控制虚拟导纳法 [J]. 电力自动化设备，2010，30(3)：35−39.
WU Xiaojie，WANG Yingjie，ZHU Rongwu，et al. Virtual Admittance Control Scheme of Three-Phase PWM Rectifier Under Unbalanced Input Voltage Condition[J]. Electric Power Automation Equipment，2010，30(3)：35−39.

[2] STANKOVIC A V，CHEN K. A New Control Method for Input-Output Harmonic Elimination of the PWM Boost-Type Rectifier Under Extreme Unbalanced Operating Conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2009，56(7)：2420−2430.

[3] ZHANG Y C，JIAO J，LIU J. Direct Power Control of PWM Rectifiers with Online Inductance Identification Under Unbalanced and Distorted Network Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2019，34(12)：12524−12537.

[4] 夏文婧，刘 碧，王 嵩，等 . 基于输入端电压动态分量优化的 PWM 整流器模型预测控制 [J]. 电力系统自动化，2020，44(1)：200−207.
XIA Wenjing，LIU Bi，WANG Song，et al. Model Predictive Control of PWM Rectifiers Based on Dynamic Component Optimization of Input-Port Voltage[J]. Automation of Electric Power Systems，2020，44(1)：200−207.

[5] 杨兴武，杨 帅，王 涛，等 . 基于功率跟踪目标函数定频模型预测控制的三相 PWM 整流器 [J]. 电网技术，2021，45(3)：1125−1131.
YANG Xingwu，YANG Shuai，WANG Tao，et al. Three Phase PWM Rectifier Under Constant-Frequency Model Predictive Control Based on Power Tracking Objective Function[J]. Power System Technology，2021，45(3)：1125−1131.

[6] 王占扩，张永昌，童朝南 . 一种改进的三相 PWM 整流器模型预测控制方法研究 [J]. 电机与控制学报，2020，24(7)：73−81.
WANG Zhankuo，ZHANG Yongchang，TONG Chaonan. Improved Model Predictive Direct Power Control for Three-Phase PWM Rectifier[J]. Electric Machines and Control，2020，24(7)：73−81.

[7] MA J P，SONG W S，WANG S L，et al. Model Predictive Direct Power Control for Single Phase Three-Level Rectifier at Low Switching Frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2018，33(2)：1050−1062.

[8] 赵振民，王 铮 . 三相电压型 PWM 整流器的双闭环控制研究 [J]. 电子测试，2022(7)：43−46, 51.
ZHAO Zhenmin，WANG Zheng. Research on Double Closed Loop Control of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier[J]. Electronic Test，2022(7)：43−46, 51.

[9] 张晓莹 . 三相电压型 PWM 整流器的双闭环控制策略 [D]. 大庆：东北石油大学，2021.
ZHANG Xiaoying. Double Closed-Loop Control Strategy of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier[D]. Daqing：Northeast Petroleum University，2021.

[10] 金申义 . 三相电压型 PWM 整流器及其控制策略研究 [D]. 宜昌：三峡大学，2019.
JIN Shenyi. Research on Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier and Its Control Strategy[D]. Yichang：China Three Gorges University，2019.

[11] 郭文勇，赵彩宏，张志丰，等 . 基于 EVSS-LMS 算法的三相幅相锁相系统 [J]. 电力系统自动化，2008，32(11)：77−81.
GUO Wenyong，ZHAO Caihong，ZHANG Zhifeng，et al. A Novel Three-Phase Magnitude-Phase-Lock Loop System Based on Extended Variable Step Size Least Mean Square Algorithm[J]. Automation of Electric Power Systems，2008，32(11)：77−81.

[12] 张 展，冷全超，王 维，等 . 基于反余切函数的变步长 LMS 谐波检测算法 [J]. 传感器与微系统，2022，41(9)：144−147, 155.
ZHANG Zhan，LENG Quanchao，WANG Wei，et al. Variable Step Size LMS Harmonic Detection Algorithm Based on Anti-Cotangent Function[J]. Transducer and Microsystem Technologies，2022，41(9)：144−147, 155.

[13] 吴 耀，庞科旺 . 解耦双同步参考坐标系锁相环仿真研究 [J]. 科学技术与工程，2013，13(32)：9711−9713, 9718.
WU Yao，PANG Kewang. The Simulation of the Decoupled Double Synchronous Reference Frame PPL[J]. Science Technology and Engineering，2013，13(32)：9711−9713, 9718.

[14] WU W J，WANG D，LIU L. A Multi-Layer Sequential Model Predictive Control of Three-Phase Two-Leg Seven-Level T-Type Nested Neutral Point Clamped Converter Without Weighting Factors[J]. IEEE Access，2019，7：162735−162746.

（责任编辑：廖友媛）