

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514183

NPC 型并网逆变器参数自适应预测电流控制策略

刘春喜¹, 赵文江¹, 马龙涛², 洪方瑞³, 蔡磊¹

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105; 2. 华润新能源(临沂)有限公司 临沂 276400;
3. 国网安徽省电力有限公司太湖县供电公司 安庆 246400)

摘 要:针对 NPC 型并网逆变器在无差拍预测电流控制时因系统参数失配导致的电流跟踪精度下降问题,提出了一种基于 Popov 超稳定性理论的模型参考自适应无差拍预测电流控制策略。首先,利用无差拍预测控制器,通过两步预测对输出电流进行预测与补偿,在理想条件下可实现高动态响应和低谐波失真。其次,为进一步克服实际中电感参数变化带来的影响,引入模型参考自适应结构,通过构建参考模型与可调模型进行对比,得到其输出误差后依据 Popov 超稳定性理论设计参数自适应律,实现对关键参数的实时辨识与动态补偿,从而在维持系统动态响应速度的同时显著提升参数鲁棒性及电流预测精度。同时将基于动态因子的 SVPWM 策略嵌入至模型参考自适应无差拍预测电流控制中,对电压矢量作用时间进行重新分配,在输出电压矢量的同时有效抑制中点电位的波动,进一步提高系统的控制品质和运行稳定性。最后,搭建仿真模型和实验样机并传统策略进行对比分析。结果表明,在无参数失配情况下,所提策略相较于传统的无差拍预测电流控制策略,系统的输出电流总谐波畸变率降低了 9%,在参数失配下降低了 28%,动态响应速度提升了 34%,验证了所提控制策略在增强系统鲁棒性、改善输出波形质量以及加速动态响应方面的有效性。

关键词: NPC 型并网逆变器;无差拍预测电流控制;参数失配;超稳定性理论;模型参考自适应

中图分类号: TM464 TH86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470. 40

Adaptive predictive current control strategy for NPC-type grid-connected inverters parameters

Liu Chunxi¹, Zhao Wenjiang¹, Ma Longtao², Hong Fangrui³, Cai Lei¹

(1. School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;
2. China Resources New Energy (Linyi) Co., Ltd., Linyi 276400, China; 3. Taihu County Power Supply Company,
State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd., Anqing 246400, China)

Abstract: To address the issue of degraded current tracking accuracy in NPC grid-connected inverters caused by parameter mismatches under conventional deadbeat predictive current control, this paper proposes a model reference adaptive deadbeat predictive control strategy based on Popov's hyperstability theory. First, a two-step prediction scheme is employed to forecast and compensate the output current, achieving high dynamic response and low harmonic distortion under ideal conditions. Second, to mitigate the influence of inductance parameter variations, a model reference adaptive structure is introduced. By comparing the outputs error of a reference model and an adjustable model, an adaptation law is designed according to Popov's hyperstability theory, enabling real-time parameter identification and dynamic compensation. This enhances parameter robustness and current prediction accuracy without compromising dynamic performance. Furthermore, a dynamic factor-based SVPWM strategy is incorporated into the control framework. By redistributing the action time of voltage vectors, this method effectively suppresses neutral-point potential fluctuations while synthesizing the desired output voltage vector, thereby improving control quality and operational stability. Finally, both simulation and experimental results demonstrate that, compared with conventional deadbeat predictive current control, the proposed strategy reduces output current THD by 9% under matched parameters and by 28% under parameter mismatch, while improving dynamic response speed by 34%. These results verify the of the proposed strategy in enhancing system robustness, improving waveform quality, and accelerating dynamic response.

Keywords: NPC-type grid-connected inverter; deadbeat predictive current control; parameter mismatch; popov's hyperstability theory; model reference adaptive control

0 引言

随着分布式发电的日益普及,二极管中点箝位型(neutral point clamped, NPC)三电平并网逆变器作为新能源分布式发电系统与电网之间的连接枢纽,因其高效率^[1]、低损耗^[2]等优势被广泛应用,其控制性能对电力系统的效率与稳定性有着直接影响^[3-5]。

相比于传统的比例积分控制、滑模控制和重复控制等方法,无差拍预测电流控制(deadbeat predictive current control, DBPCC)有着计算复杂度低^[6]、动态响应性能优越^[7]等优点。然而实际应用中由于模型参数的时变性,传统的 DBPCC 策略对系统参数扰动极为敏感^[8],影响系统预测精度。针对模型参数扰动引发的控制性能下降问题,文献[9]利用预测模型预估电感电流的目标值与未来差值,而文献[10]则基于前序周期的误差信号设计补偿策略,但补偿增益难以适配扰动情况,易引发相位裕度衰减与谐振失稳问题。文献[11]通过在线参数识别方法并结合最小二乘算法构建动态参数估计模型,能够在动态工况下精确地更新参数估计值。为减少最小二乘法的计算负担。文献[12]运用卡尔曼滤波算法进行估计,通过改进协方差矩阵中的参数,有效降低了扩展卡尔曼滤波器的设计复杂度。不过,在线参数识别方法容易受控制器采样精度影响。文献[13-14]提出了一种自适应模型预测控制策略,在参数扰动时能动态调整模型参数,但这种方法需要繁琐的数学模型优化计算。此外,一些学者将无需参数的超局部建模理论引入模型预测控制中,如文献[15]提出了基于超局部模型的无模型预测控制方法,提升了系统的鲁棒性,但是这种方法涉及参数不准确问题且需要大量历史数据。模型参考自适应控制(model reference adaptive control, MRAC)通过构建参考模型来定义期望的系统性能,并通过自适应机制调节控制器参数,使被控对象的输出跟踪参考模型的输出。该方法在处理参数不确定性方面具有显著优势,因为它不需要精确的系统模型,而是通过自适应律在线调整参数^[16]。与基于在线参数辨识的方法相比,MRAC 直接针对参考模型进行调节,避免了参数辨识误差对控制性能的影响。尽管 MRAC 已被广泛应用于电机控制领域^[17],但将其使用在逆变器控制上的相关研究却十分有限,为 DBPCC 控制策略的优化提供了新的思路。

实际应用中,在保障 DBPCC 策略控制精度的同时,中点电位波动问题^[18]与数字控制系统固有的时序延迟问题^[19]仍可能导致系统稳定性下降。针对中点电位波动问题,空间矢量脉宽调制策略通过在矢量合成环节合理分配各矢量的作用时间,优化开关状态的选

择,可以实现精确的中点电位控制^[20-21]。针对时序延迟问题,文献[22]引入双周期前馈预测控制。但其需要实时预测双周期的状态变量,导致算法实现复杂度增加。文献[23]通过超前滞后滤波器给系统引入足够的正相位来补偿控制延迟的负面影响,但滤波器的设计较为繁琐。文献[24]采用超前相位补偿的混合阻尼策略有效降低了时序延迟对控制性能的影响。文献[25]则采用改进型无差拍控制策略进行延时补偿,降低数字延时带来的控制误差,但牺牲了部分动态响应速度。因此,为有效缓解控制时延带来的系统性能下降问题并同步增强动态响应能力,还需对无差拍预测控制方法进行优化与改进。

综上所述,通过对存在问题以及解决措施分析,提出一种基于 Popov 超稳定性理论的模型参考自适应无差拍预测电流控制(model-referenced adaptive deadbeat predictive current control, MRA-DBPCC)策略。通过设计参数自适应率,实现对系统参数扰动的有效补偿。并采用基于动态因子的 SVPWM 策略抑制中点电位波动,提升了系统的预测精度与鲁棒性。

1 并网逆变器的 DBPCC 数学模型

NPC 型三电平并网逆变器拓扑结构如图 1 所示, U_{dc} 为直流侧电压源, C_1 、 C_2 为直流侧稳压电容且 $C_1 = C_2$ 。 R 和 L 为输出线路上等效电阻和滤波电感, O 为直流侧中性点, e 为电网电压, i 为三相并网电流, N 为并网侧接地中性点, S_{x1} 、 S_{x2} 、 S_{x3} 、 S_{x4} ($x = a, b, c$) 为逆变器开关管, D_{a1} 、 D_{a2} 为钳位二极管。

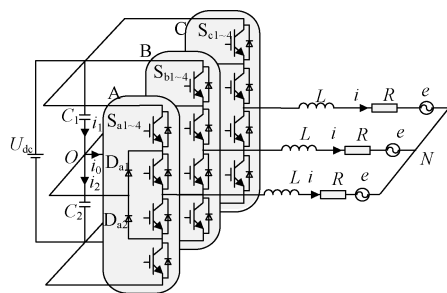


图 1 NPC 型三电平并网逆变器拓扑

Fig. 1 NPC three-level grid-connected inverter topology

如图 2 所示,1,0,-1 代表每相桥臂输出的 3 种有效电平状态,即 P 状态、O 状态、N 状态。三电平逆变器根据 3 个桥臂的开关管导通状态可以得到 27 种开关状态,由于存在重复开关组合,实际上只有 19 个不同的电压矢量。

为了方便计算,对图 1 所示拓扑建立状态方程并进行 Clark/Park 变换得到并网逆变器数学模型,即:

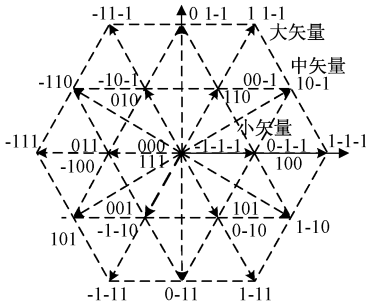


图2 NPC型三电平并网逆变器电压矢量图

Fig. 2 Diagram of voltage vector of NPC three-level grid-connected inverter

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - Ri_d - e_d + \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - Ri_q - e_q - \omega Li_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 表示 dq 坐标系下的并网电流直轴与交轴分量; u_d 、 u_q 表示 dq 坐标系下并网逆变器输出电压的直轴与交轴分量; e_d 、 e_q 表示 dq 坐标系下并网电压分量; ω 为电网角频率。

由于该控制需要在离散状态下进行,因此运用前向差分法在采样时间 T_s 足够小的前提下,得到三相 L 型并网逆变器离散微分方程式,即:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L}\omega T_s \\ -\omega T_s 1 - \frac{RT_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} 0 \\ 0 \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) - e_d(k) \\ u_q(k) - e_q(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

如果在一个周期内实现了对电流的精确跟踪,达到了无差拍效果,则:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d^* \\ i_q(k+1) = i_q^* \end{cases} \quad (3)$$

式中: $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 为第 $k+1$ 时刻 dq 轴电流预测值; i_d^* 、 i_q^* 为给定的电流参考值。

最终得到指令电压方程为:

$$\begin{cases} u_d(k) = \frac{L}{T_s} \left[i_d^* - \left(1 - \frac{RT_s}{L} \right) i_d(k) - \omega T_s i_q(k) \right] + e_d(k) \\ u_q(k) = \frac{L}{T_s} \left[i_q^* - \left(1 - \frac{RT_s}{L} \right) i_q(k) + \omega T_s i_d(k) \right] + e_q(k) \end{cases} \quad (4)$$

2 无差拍预测电流控制延时补偿

数字控制系统因其离散运行特点,每次输出更新都存在固定时延。在无差拍预测控制中,这种时延会显著影响动态响应。若 k 时刻电流指令突变,控制器需在 $k+1$ 时刻基于当前采样值计算 $k+1$ 时刻的电压指令,而实际电流需到 $k+2$ 时刻才能响应。因此,在 $k+2$ 时刻, dq 轴电流才能与 k 时刻的给定值相匹配。系统控制延时控制框图如图3所示。

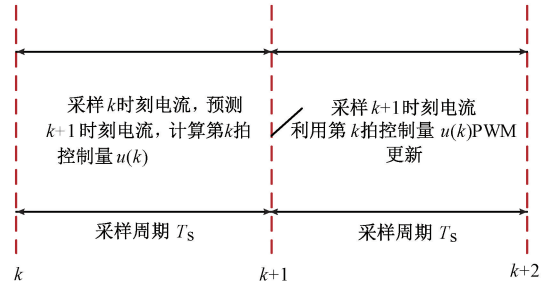


图3 系统控制延时控制

Fig. 3 Block diagram of control delay

因此得到新的电流预测公式为:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L}\omega T_s \\ -\omega T_s 1 - \frac{RT_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} 0 \\ 0 \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k+1) - e_d(k+1) \\ u_q(k+1) - e_q(k+1) \end{bmatrix} \quad (5)$$

对于电网频率由于采样周期 T_s 比较小,则:

$$\begin{cases} i_d(k+2) = i_d^* \\ i_q(k+2) = i_q^* \\ e_d(k+1) = e_d(k) \\ e_q(k+1) = e_q(k) \end{cases} \quad (6)$$

如果采样频率相较于电网频率不是很低,则 $e_d(k+1)$ 、 $e_q(k+1)$ 可以通过 $e_d(k)$ 、 $e_q(k)$ 计算得到,如式(7)所示。

$$\begin{cases} e_d(k+1) = e_d(k) \cos \Delta \theta - e_q(k) \sin \Delta \theta \\ e_q(k+1) = e_d(k) \sin \Delta \theta + e_q(k) \cos \Delta \theta \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\Delta \theta = \omega T_s$, ω 为电网角频率。

忽略电阻,电压预测公式为:

$$\begin{cases} u_d(k+1) = \frac{L}{T_s} [i_d^*(k) - i_d(k)] - u_d(k) + \\ e_d(k) - \omega L i_q(k) + e_d(k+1) - \omega L i_q(k+1) \\ u_q(k+1) = \frac{L}{T_s} [i_q^*(k) - i_q(k)] - u_q(k) + \\ e_q(k) + \omega L i_d(k) + e_q(k+1) + \omega L i_d(k+1) \end{cases} \quad (8)$$

传统 DBPCC 策略框图如图 4 所示。

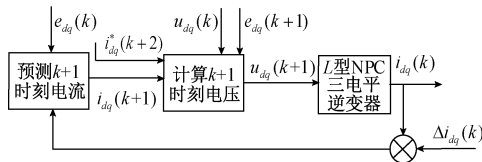


图4 传统 DBPCC 考虑延迟策略

Fig. 4 Block diagram of traditional DBPCC considering delay strategy

3 基于超稳定理论 MRA-DBPCC 策略设计

3.1 无差拍预测电流控制稳定性分析

当实际模型参数与给定参考值保持一致时,在每个周期内经控制器计算得到的下一时刻的参考电压都能精确得到输出电压。该控制在理想状态下一个周期内就能实现电流跟踪。实时 DBPCC 策略如图 5 所示。

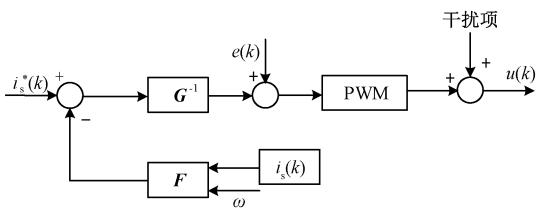


图5 实时 DBPCC 策略结构

Fig. 5 Real-time DBPCC strategy structure

图 5 中 $u(k) = G^{-1} [i_s^*(k) - F i_s(k)] + e(k)$, G 和 F 表达式如式(9)所示。

$$\begin{cases} F = \begin{bmatrix} 1 - T_s R / L_d & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - T_s R / L_q \end{bmatrix} \\ G = \begin{bmatrix} T_s / L_d & 0 \\ 0 & T_s / L_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

当参数失配时会导致电压误差,式(2)可以表示为:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L} & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{RT_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) - e_d(k) \\ u_q(k) - e_q(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: v_d 和 v_q 是参数失配导致的电压扰动。

将电压控制变量都作为扰动项,对 $u_{\lambda d}$ 和 $u_{\lambda q}$ 进行估计,式(10)改写为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L} [u_d(k) - u_{\lambda d}(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L} [u_q(k) - u_{\lambda q}(k)] \end{cases} \quad (11)$$

为了更好的估算误差,通过式(7)可以得到系统扰动模型为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R'T_s}{L'}\right) i_d(k) + \frac{T_s}{L'} [u_d(k) - e_d(k) + \omega L' i_q(k)] \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R'T_s}{L'}\right) i_q(k) + \frac{T_s}{L'} [u_q(k) - e_q(k) - \omega L' i_d(k)] \end{cases} \quad (12)$$

当参数发生扰动时,系统预测误差可以表示为:

$$P_{\text{error}} = \frac{T_s}{L' \times L} (\Delta R \times L - \Delta L \times R) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \Delta L \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: ΔR 、 ΔL 为参数之间误差。

考虑到系统在实际运行过程中参数可能会发生波动,将电阻和电感的扰动值设定在理论值 $[-30\%, 30\%]$ 之间^[26]。参数扰动变化对系统影响如图 6 所示。

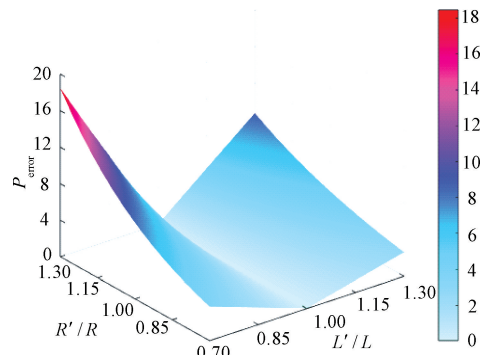


图6 系统参数扰动时对系统影响

Fig. 6 Effect of system parameter perturbations on system performance

如图 6 所示,横轴对应电感实际值与标称值的比值,纵轴对应并网侧电阻实际值与标称值的比值。而 Z 轴则

反映了参数变化对并网电流预测误差的影响。其中参考电感 $L=10\text{ mH}$, 参考电阻 $R=1\ \Omega$ 。当系统滤波电感从 7 mH 变化至 13 mH 时, 系统的预测误差会越来越大。相比之下, 线路电阻从 $0.7\ \Omega$ 变化至 $1.3\ \Omega$ 时, 系统受到电阻变化的影响较小。

从式(12)可以看出参数扰动影响了预测电流的准确性, 并且相关参数之间还存在耦合。考虑到电气时间常数远大于控制周期, 即 $RT_s/L \ll 1$, 因此可忽略电阻项^[27-28]。简化系统方程, 主要分析电感失配对 DBPCC 策略的影响, 得到电压公式为:

$$\begin{cases} u_q(k) = \frac{L}{T} [i_q^*(k) - i_q(k)] + u_{\lambda q}(k) \\ u_q(k) = \frac{L}{T} [i_q^*(k) - i_q(k)] + u_{\lambda q}(k) \end{cases} \quad (14)$$

两式相减可得:

$$\frac{L}{T} i_q^*(k) - \frac{L'}{T} i_q(k+1) + \frac{L' - L}{T} i_q(k) = 0 \quad (15)$$

式中: L' 为实际电感。

由此可以得到电流输出与给定参考电流值的传递函数为:

$$\frac{i_q(z)}{i_q^*(z)} = \frac{L/L'}{z + (L/L') - 1} \quad (16)$$

由式(16)可知, 极点为 $z = 1 - L/L'$ 。要想系统保持稳定, 闭环极点必须位于 Z 平面单位圆内, 当模型参考值大于实际电感值两倍时, 系统将不再稳定。

3.2 Popov 超稳定性理论参数自适应设计

NPC 型三电平并网逆变器模型参考自适应控制的系统结构如图 7 所示。参数自适应律根据 Popov 超稳定性理论设计, 与 Lyapunov 稳定性理论相比, 避免了 Lyapunov 稳定性理论中函数 V 的难以确定问题, 在自适应律设计上更具灵活性。

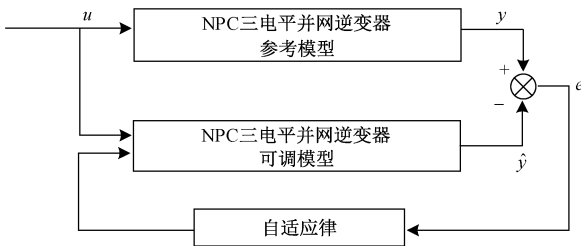


图7 模型参考自适应控制的系统结构

Fig. 7 System architecture diagram for model reference adaptive control

通过式(1)可得系统参考模型为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L & \omega \\ -\omega & -R_s/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d - e_d \\ u_q - e_q \end{bmatrix} \quad (17)$$

令 $a = \frac{R_s}{L}$, $b = \frac{1}{L}$ 。可将式(17)表示为:

$$p\mathbf{I} = \mathbf{A}\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (18)$$

$$\text{其中, } \mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -a & \omega \\ -\omega & -a \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}, \mathbf{U} =$$

$$\begin{bmatrix} u_d & -e_d \\ u_q & -e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{de} \\ u_{qe} \end{bmatrix}$$

式中: p 为微分算子。

系统可调模型为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{a} & \omega \\ -\omega & -\hat{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{b} & 0 \\ 0 & \hat{b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d & -e_d \\ u_q & -e_q \end{bmatrix} \quad (19)$$

式(19)化简为:

$$p\hat{\mathbf{I}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{I}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{U} \quad (20)$$

两式相减可得:

$$p\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{I}} + \Delta\mathbf{B}\mathbf{U} \quad (21)$$

$$\text{式中: } \mathbf{e} = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\text{errond}} \\ e_{\text{errong}} \end{bmatrix}; \Delta\mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}} =$$

$$\begin{bmatrix} \hat{a} & -a & 0 \\ 0 & \hat{a} & -a \end{bmatrix}; \Delta\mathbf{B} = \mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} b & -\hat{b} & 0 \\ 0 & b & -\hat{b} \end{bmatrix}。$$

令 \mathbf{I} 为单位矩阵, $-\mathbf{m} = \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{I}} + \Delta\mathbf{B}\mathbf{U}$, 式(21)可表示为:

$$p\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} - \mathbf{I}\mathbf{m} \quad (22)$$

将逆变器参考自适应参数辨识系统重构为标准非线性反馈系统, 其中前向通道为线性时不变系统。当其传递函数的分子阶次高于分母阶次时, 需定义一个增益矩阵 \mathbf{D} 进行阶次补偿, 取 \mathbf{D} 为单位矩阵 $\mathbf{D} = \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 以确保前向路径满足严格正实。反馈环节则包含非线性动态特性, 整体系统架构如图 8 所示。

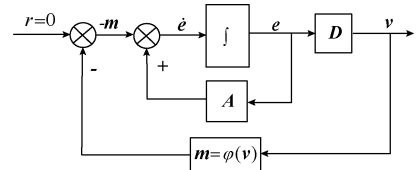


图8 逆变器等价非线性反馈系统结构

Fig. 8 Block diagram of inverter equivalent nonlinear feedback system structure

由 Popov 超稳定性理论可知, 当系统渐进稳定, 则有:

1) 传递函数 $\mathbf{G}(s) = \mathbf{D}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{I}$ 为严格正实矩阵;

2) 反馈回路中, $\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} -\mathbf{v}^T \mathbf{m} dt \geq -r_0^2$,

$\forall t_1 \geq 0, r_0^2$ 为任意有限正数, 此时系统渐进稳定, 且满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} \eta(t) = 0$ 。

将 \mathbf{m} 代入步骤 2) 公式可得:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} -\mathbf{e}^T \mathbf{m} dt \geq -r_0^2 \quad (23)$$

参数自适应律的设计目标是通过动态调节模型参数, 实现控制系统广义误差的渐进收敛。为维持误差趋近 0 时的持续调节能力, 通常采用比例-积分结构构建自适应律。基于该方法, 可调参数 \hat{a} 和 \hat{b} 的自适应律分别为:

$$\begin{cases} \hat{a} = \int_0^t F_1(t) dt + F_2(t) + a(0) \\ \hat{b} = \int_0^t G_1(t) dt + G_2(t) + b(0) \end{cases} \quad (24)$$

式中: $a(0)$ 和 $b(0)$ 为初始参数辨识值。

当满足 Popov 不等式时, 即:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} -\mathbf{e}^T \mathbf{m} dt \geq -r_0^2 =$$

$$\int_0^{t_1} [-(a - \hat{a})(\hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q}) + (b - \hat{b})(u_{de} e_{\text{error}d} + u_{qe} e_{\text{error}q})] dt \geq -r_0^2 \quad (25)$$

将上式再拆分为两个不等式, 即:

$$\begin{aligned} \eta_{11}(0, t_1) &= -\int_0^{t_1} \left[a - \int_0^t F_1(t) dt - a(0) \right] \\ &(\hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q}) dt \geq -r_{11}^2 \end{aligned} \quad (26)$$

$$\eta_{12}(0, t_1) = -\int_0^{t_1} F_2(t) (\hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q}) dt \geq -r_{12}^2 \quad (27)$$

式中: r_{11}^2 和 r_{12}^2 为有限正数且 $r_{11}^2 + r_{12}^2 = r_0^2$ 。

根据式 (28) ~ (29), 即:

$$\int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} kf(t) dt = \frac{1}{2} k [f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2} kf^2(0) \quad (28)$$

$$\frac{df(t)}{dt} = \hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q} \quad (29)$$

则可以得到:

$$kf(t) = a - \int_0^t F_1(t) dt - a(0) \quad (30)$$

对式 (30) 求导可以得到:

$$F_1(t) = k_i (\hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q}) \quad (31)$$

将式 (31) 代入到式 (26), 可以保证 $\eta_{11}(0, t_1) \geq -r_{11}^2$ 。

若要求式 (27) 左侧函数为正值, 则不等式一定满足要求。因此:

$$F_2(t) = k_p (\hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q}) \quad (32)$$

将式 (31) 和 (32) 代入到式 (25) 一定满足 Popov 不等式, 并令 $z = \hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q}$ 得到:

$$\eta_1(0, t_1) = -\int_0^{t_1} \left[a - \left(\int_0^t k_i z dt + k_p z + \hat{a}(0) \right) \right] z dt \geq -r_1^2 \quad (33)$$

相反, 如果证明式 (24) 成立, 那么反馈一定是渐进稳定的。即得到:

$$a = \frac{\hat{R}}{\hat{L}} = \int_0^t k_i z dt + k_p z + \frac{\hat{R}}{\hat{L}}(0) \quad (34)$$

参数自适应律为:

$$\frac{\hat{R}}{\hat{L}} = -\left(\frac{k_i}{s} + k_p \right) z + \frac{\hat{R}}{\hat{L}}(0) \quad (35)$$

同理可得:

$$\frac{1}{\hat{L}} = -\left(\frac{k'_i}{s} + k'_p \right) (u_{de} e_{\text{error}d} + u_{qe} e_{\text{error}q}) + \frac{1}{\hat{L}}(0) \quad (36)$$

式中: k'_i, k_i, k_p, k'_p 为自适应参数且均大于 0。

由此可得系统电感和电阻自适应律为:

$$\begin{cases} \hat{R} = \frac{-\left(\frac{k_i}{s} + k_p \right) (\hat{i}_d e_{\text{error}d} + \hat{i}_q e_{\text{error}q}) + \frac{\hat{R}}{\hat{L}}(0)}{\left(\frac{k'_i}{s} + k'_p \right) (u_{de} e_{\text{error}d} + u_{qe} e_{\text{error}q}) + \frac{1}{\hat{L}}(0)} \\ \hat{L} = \frac{1}{-\left(\frac{k'_i}{s} + k'_p \right) (u_{de} e_{\text{error}d} + u_{qe} e_{\text{error}q}) + \frac{1}{\hat{L}}(0)} \end{cases} \quad (37)$$

3.3 基于动态因子的 SVPWM 中点电位不平衡抑制策略

中点电位波动现象的本质在于直流侧上下电容的电压失衡。从电荷守恒角度分析, 中点电位与电容电荷量直接相关, 其变化本质源于电容充放电过程中产生的中性点电流。在三电平逆变器的开关组合中, 大矢量和零矢量不会对中点电位产生影响, 所以只有 18 个电压矢量会对中点电位产生影响。为逆变器输出端某一相的电流。如果规定从中点流入为正方向, 流出为反方向, 那么都会存在相应的 2 个小矢量, 它们产生的电流大小相同, 方向相反。当逆变器处于不同开关状态时中点电流的大小如表 1 所示。

表 1 不同开关状态对应中点电流

Table 1 Corresponding midpoint currents for different switching configurations

小矢量	i_{np}	小矢量	i_{np}	中矢量	i_{np}
0 -1 -1	i_a	1 0 0	$-i_a$	0 1 -1	i_a
-1 0 -1	i_b	0 1 0	$-i_b$	1 0 -1	i_b
-1 -1 0	i_c	0 0 1	$-i_c$	1 -1 0	i_c
0 1 1	i_a	-1 0 0	$-i_a$	0 -1 1	i_a
1 0 1	i_b	0 -1 0	$-i_b$	-1 0 1	i_b
1 1 0	i_c	0 0 -1	$-i_c$	-1 1 0	i_c

由上表可知三相电流中点电流可以表示为:

$$\boldsymbol{i}_{np} = \boldsymbol{i}_a[1 - |\boldsymbol{S}_a|] + \boldsymbol{i}_b[1 - |\boldsymbol{S}_b|] + \boldsymbol{i}_c[1 - |\boldsymbol{S}_c|]$$

(38)

建立调节因子 m 对小矢量作用时间重新分配。当直流侧两个电容电压不平衡时,对于中点会存在电位差,设为 ΔU_{dc} , 电荷量表示为:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_{dc}$$

(39)

在电荷平衡的基础上可以通过降低电荷量的积累的方法降低电位差,基于前述分析,可以通过单个开关周期内注入的电荷量多少进行调整,以抵消中点电位差而产生的多余电荷量。这一方法能够有效维持系统的稳定运行,同时提升整体性能。则有:

$$Q + \Delta Q = 0$$

(40)

$$Q = \frac{(1+m)}{2}T_a \cdot \boldsymbol{i}_a + T_c \cdot \boldsymbol{i}_b + \frac{(1-m)}{2}T_a \cdot (-\boldsymbol{i}_a) - T_b \cdot \boldsymbol{i}_c = m \cdot \boldsymbol{i}_a T_a + T_c \cdot \boldsymbol{i}_b - T_b \cdot \boldsymbol{i}_c$$

(41)

联立可得:

$$m = -\frac{C\Delta U_{dc} + T_c \cdot \boldsymbol{i}_b - \boldsymbol{i}_c T_b}{T_a \boldsymbol{i}_a}$$

(42)

式中: $T_x(x=a、b、c)$ 为每个矢量作用时间。

由于电压矢量的作用时间不能为负,因此动态因子 m 的取值范围被限定在 $[-1, 1]$ 。通过精确计算小矢量作用时中性点电流的电荷量,据 m 的动态变化对冗余小矢量的占空比进行实时调整,使得当前周期产生的补偿电荷能够主动抵消上一周期残留的电荷积累。这种基于电荷守恒原理的抑制策略,可确保中性点电压在动态工况下维持精准平衡。

通过模型参考自适应控制设计参数辨识过程,将得到的参数表达式代入 NPC 型三电平并网逆变器预测模型中,并采用 SVPWM 调制策略来抑制中点电位不平衡,得到完整的 MRA-DBPCC 策略。其控制结构如图 9 所示。

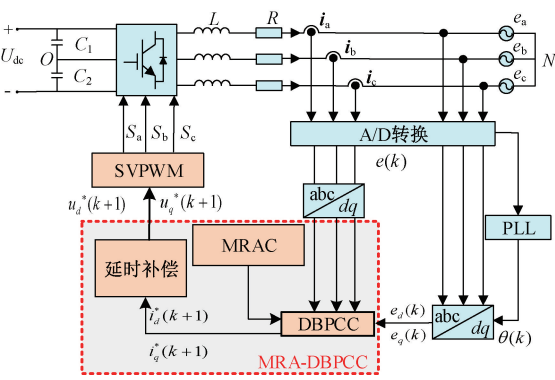


图 9 MRA-DBPCC 控制结构

Fig.9 Control structure diagram of MRA-DBPCC

4 仿真分析

系统仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameter

系统参数名称	数值
直流电源 U_{dc}/V	550
电网频率 f/Hz	50
采样频率 $T_s/\mu s$	50
直流侧电容 $(C_{d1}=C_{d2})/\mu F$	450
网侧滤波电感 L/mH	10
网侧等效电阻 R/Ω	0.5
参考电流 i^{ref}/A	20
网侧相电压 e/V	220

为了保证提出的 MRA-DBPCC 策略可行,运用 MATLAB/Simulink 进行仿真分析,将传统 DBPCC 与 MRA-DBPCC 控制策略进行对比分析。

4.1 稳态扰动性能对比

图 10 展示了电感模型参考值恒定为 10 mH,参考电流为 10 A 条件下,传统 DBPCC 与 MRA-DBPCC 控制策略的对比分析。在电感参数标称值与实际值一致的情况下,2 种方法的并网电流波形质量及谐波畸变率均表现良好。如图 10(b)、(d)所示,传统 DBPCC 策略与 MRA-DBPCC 策略下的并网电流 THD 分别为 1.75% 和 1.67%,两者电流质量无明显差别。这一结果表明,在参数不发生扰动,两种方法均能实现较好的控制效果,且性能指标接近。

为验证 MRA-DBPCC 策略对参数失配的鲁棒性,在传统 DBPCC 策略与 MRA-DBPCC 策略的实时作用下,对电感参数值在实际值 $[-30\%, +30\%]$ 范围的并网电流波形及电流畸变率进行了分析。系统正常运行时电感参数为 10 mH,当参数在运行过程中在第 0.14 s 时电感参数由原来的 10 mH 变为 7 mH,在第 0.22 s 时电感参数由原来的 10 mH 变为 13 mH 两种策略下并网电流波形如图 11(a)、(b)所示。并网电流 THD 如图 11(c)、(d)所示。

结果表明,在 MRA-DBPCC 策略的实时作用下,当参数值偏离实际值时,电流畸变率为 2.57%,而在传统 DBPCC 策略下,电流畸变率则为 3.86%。MRA-DBPCC 策略的实时控制方法在电感参数失配情况下优势显著。

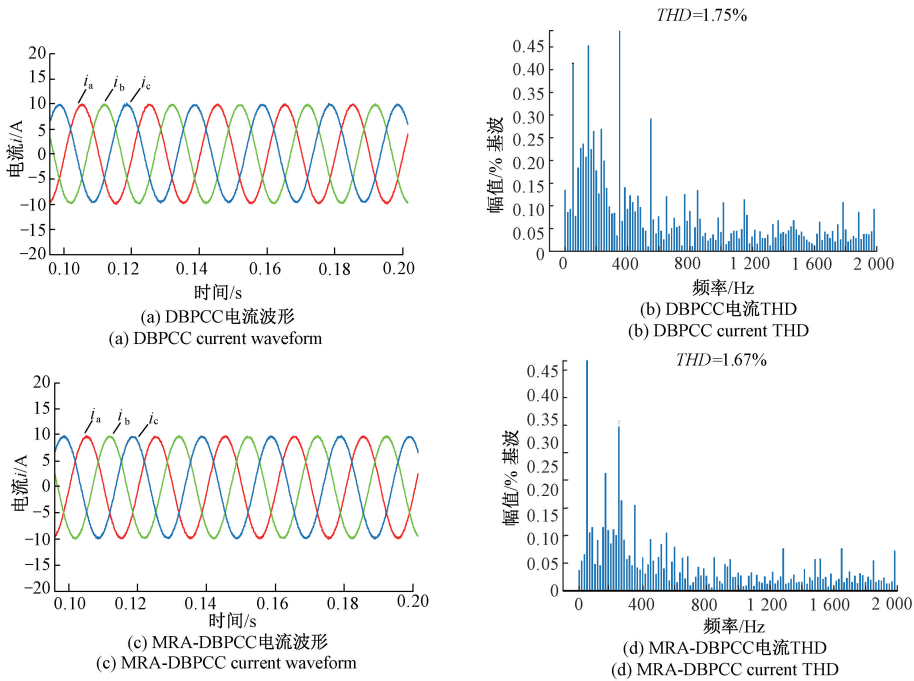


图 10 无参数失配时的并网电流与畸变率

Fig. 10 Grid-connected current and distortion rate without parameter mismatch

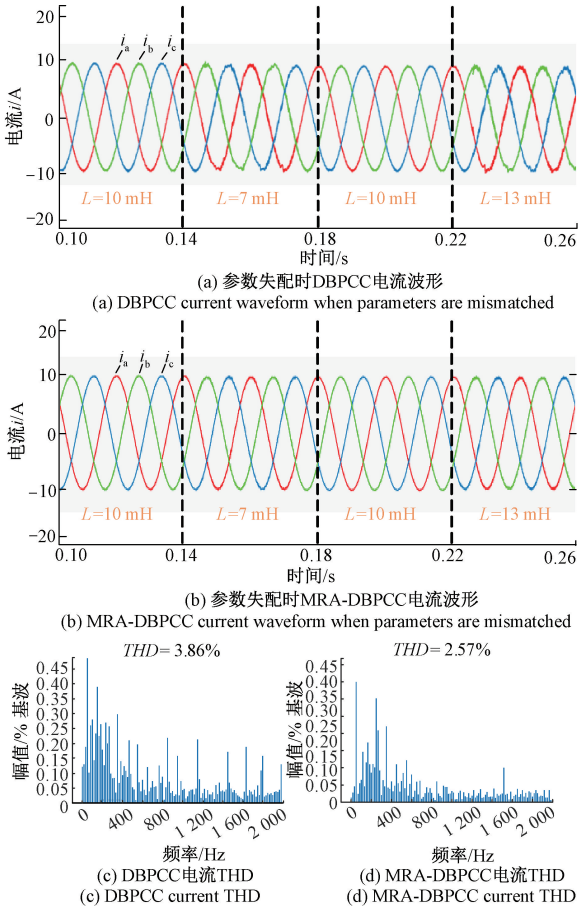


图 11 参数失配时的并网电流与畸变率

Fig. 11 Grid connection current and distortion rate when parameters are mismatched

4.2 动态跟踪能力对比

为对所提策略对系统的动态性能改善进行验证,设定参考电流的幅值从 20 A 突变为 10 A,电感会因电流变化而发生改变,导致与模型参数不符。动态响应时间定义为参考电流阶跃变化后,实际电流从变化前的稳态值到达并保持在最终稳态值 $\pm 2\%$ 误差带内所需的时间,图 12(a)为传统 DBPCC 策略并网电流突变波形,由于参数变化,会出现预测误差,由图 12(b)可知动态响应时间为 328 μs 。图 12(c)为采用 MRA-DBPCC 策略并网电流突变波形,从图 12(d)可以看出电流动态响应速度明显提高,动态响应时间为 192 μs 。表明所提策略在参考电流发生突变时能快速跟踪给定值,具有良好的动态特性。

4.3 参数估计

为验证 MRA-DBPCC 策略的有效性,图 13 展示了滤波电感分别为 7、10 mH 时参数估计器的估计曲线。图 13(a)中辨识值与参考值最大误差为 0.08 mH,误差率为 1.13%。图 13(b)中辨识值与参考值最大误差为 0.09 mH,误差率为 0.9%。实验结果表明,通过 MRA-DBPCC 策略,控制系统在不同参数工况下均 $<5\%$,保证了实际工况下的鲁棒性。

4.4 中点电位抑制策略对比

NPC 型三电平并网逆变器由于直流端上下侧电容充电不均匀,会出现中点电位不平衡的现象。电容电压如图 14 所示,0~0.5 s 为不采用中点电位抑制策略电容电压波形。

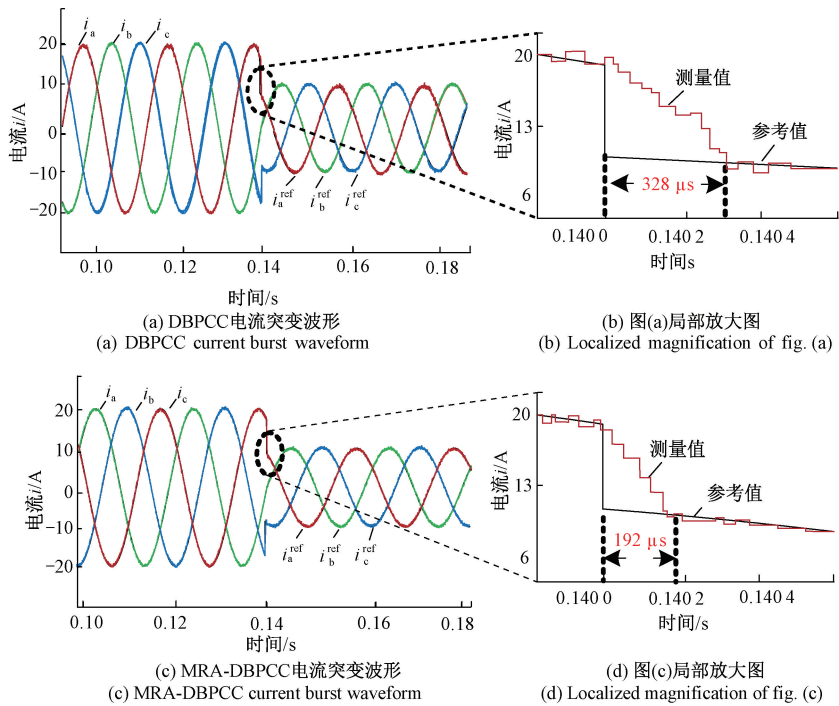


图 12 动态响应波形
Fig. 12 Dynamic response waveform

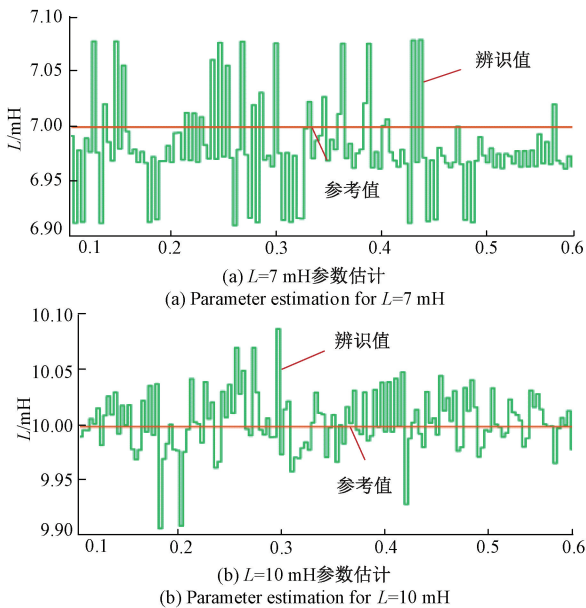


图 13 滤波电感估计曲线

Fig. 13 Plot of estimated filter inductance

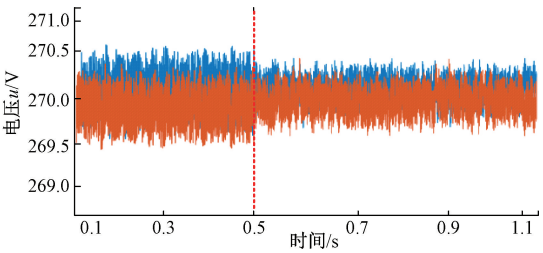


图 14 加入 SVPWM 策略后电容电压波形
Fig. 14 Capacitor voltage plot after SVPWM redistribution of dynamic coefficients

5 实验验证

从图 14 中可以看出上电容和下电容之间电压值差距较大,中点电位波动较大。在 0.5 s 处加入 SVPWM 策略,可以看到加入动态因子的 SVPWM 策略明显降低了电容电压波动,上下电容电压在 269.7~270.3 V 内波动,中点电位波动在±0.6 V 范围。由此看出加入动态因子的 SVPWM 策略对中点电位有良好的抑制作用。

为验证所提 MRA-DBPCC 策略的可行性,搭建了 5 kW 的 NPC 型三电平并网逆变器实验平台,实验参数与仿真参数相同,如表 1 所示。实验选用 600 V 直流电压源供电,使用 YXSPACE-SP2000 快速原型控制器进行算法控制,用继电器进行电感切换,实现系统参数的扰动,通过调节自耦变压器来改变输出电压的大小,从而更好的取得并网效果。实验平台如图 15 所示。

在并网过程中,系统参数不发生参数失配时,并网电流波形以及 THD 分析如图 16 所示。图 16(b)中可以看出 DBPCC 策略 THD 为 3.27%。图 16(d)中可以看出 MRA-DBPCC 策略 THD 2.96%。电流波形较为平滑,电流质量较好。

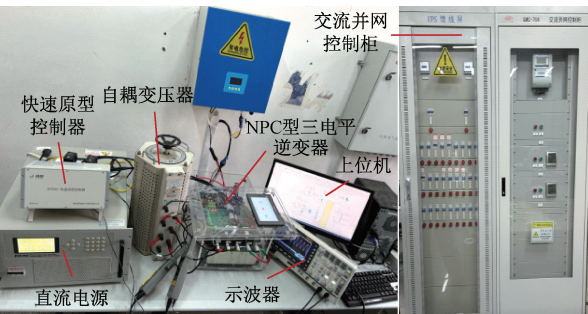


图 15 实验平台

Fig. 15 Diagram of the experimental platform

当模型电感标称值从 10 mH 降至 7 mH 时,2 种策略并网电流波形以及 THD 分析如图 17 所示。

如 17(a) 所示,传统 DBPCC 策略对于参数极为敏感,预测电流会出现误差,导致并网电流波形的毛刺较多,并网电流 THD 为 4.36%。图 17(c) 为 MRA-DBPCC

策略控制下并网电流波形,THD 为 3.15%,可以看出 MRA-DBPCC 策略对参数敏感程度的有效控制,电流质量显著提高。

为对所提策略的动态响应性能进行验证,分别对传统 DBPCC 策略、文献[13]所提的改进的自适应模型预测电流控制(adaptive finite control set model predictive current control, A-FCS-MPCC)策略与 MRA-DBPCC 策略动态性能进行对比,实验结果如图 18 所示。在动态实验中,参考电流从 10 A 阶跃到 7 A,从图 18(a)中可以看出传统 DBPCC 电流要经过 3.19 ms 才能达到稳态且电流谐波较大。图 18(b)中文献[14]所提的 A-FCS-MPCC 策略 2.68 ms 达到了稳态,而图 18(c)中 MRA-DBPCC 策略仅 2.11 ms 就达到了稳态,且并网电流波形更为良好,谐波含量更低。

图 19 为 a 相电压与相电流波形图,当发生参数失配时,传统的 DBPCC 策略电流发生畸变,导致电压与电

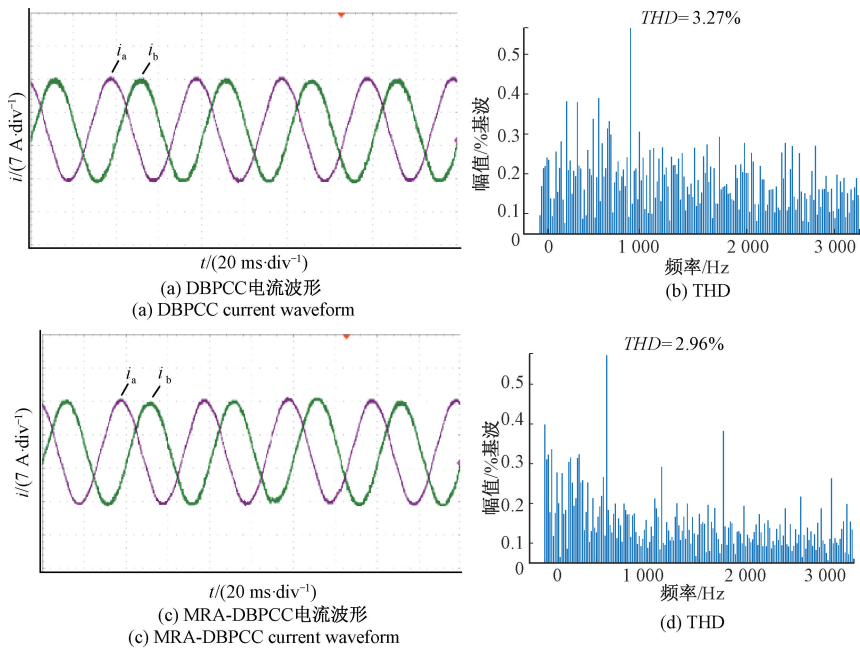
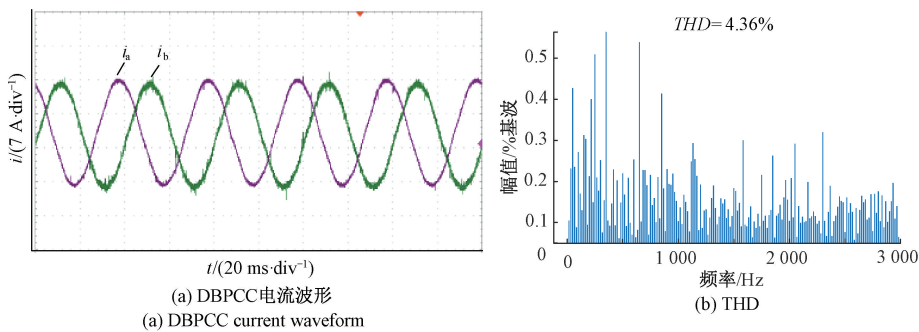


图 16 无参数失配时输出电流性能

Fig. 16 Output current performance when there is no parameter mismatch



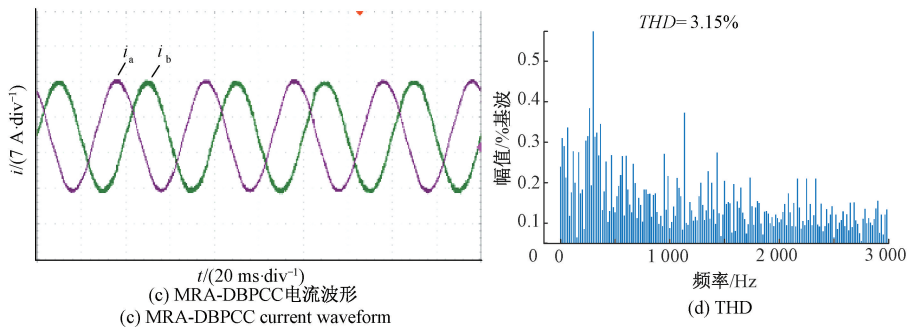


图 17 参数失配时输出电流性能

Fig. 17 Output current performance when parameters are mismatched

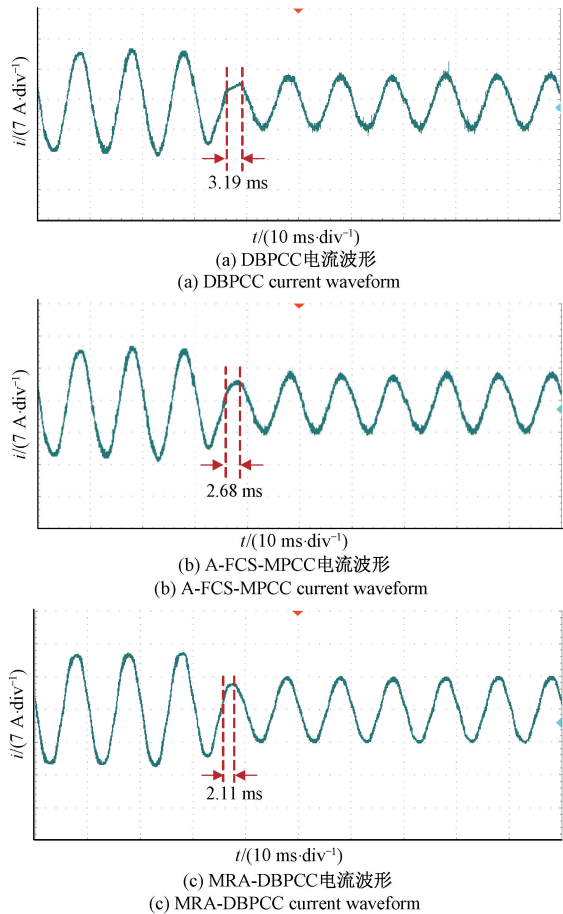


图 18 并网电流动态实验结果对比

Fig. 18 Comparison of dynamic experimental results of grid-connected current

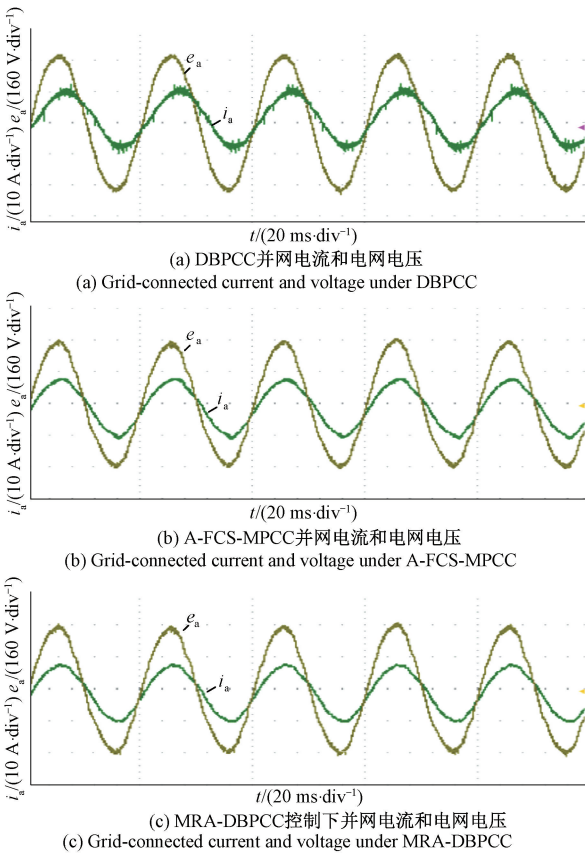


图 19 不同控制策略下并网电压电流

Fig. 19 Grid-connected voltage and current under different control strategies

流相位不同步, 并网功率因数降低, 如图 19(a) 所示。图 19(b) 为 A-FCS-MPCC 策略下并网电压和电流波形, 图 19(c) 为 MRA-DBPCC 策略下并网电压和电流波形, 从图 19(c) 中可以看出电压电流相位基本保持一致, 有效提高了并网功率因数。

图 20 展示了传统 DBPCC 方法和加入动态因子的 SVPWM 策略下的直流端中点电位的波动情况。从图 20(a) 中可以看出, 传统 DBPCC 方法的中点电位波动较大, 平衡能力较差, 而在图 20(b) 中可以看出, 在加入动态因子的 SVPWM 策略下减小了直流端稳压电容的波动范围, 提高了中点电位控制能力。

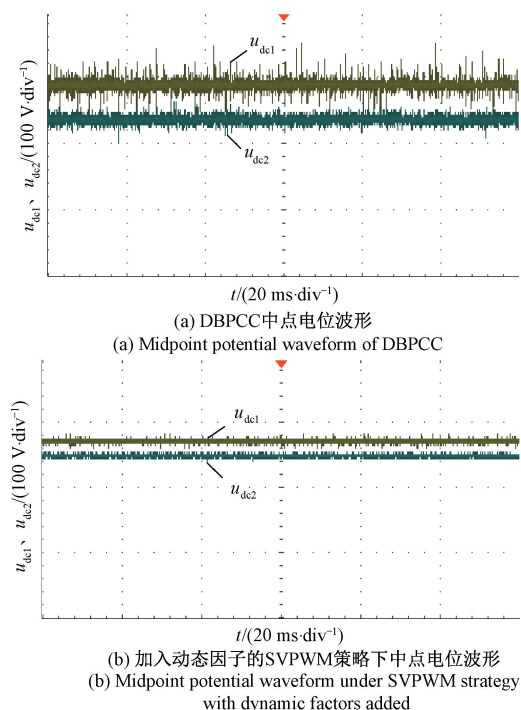


图 20 直流侧中点电位波形

Fig. 20 DC side neutral point potential waveform

6 结 论

针对 NPC 型并网逆变器 DBPCC 策略对模型参数高度依赖的问题,本研究提出了一种 MRA-DBPCC 策略对参数失配进行补偿。并得出的结论为:

1) 当系统参数在 $-30\% \sim 30\%$ 范围波动时,所提控制策略能够根据系统模型准确辨识出实际参数,从而有效抑制模型参数扰动对控制性能的影响;

2) MRA-DBPCC 策略在系统参数发生扰动时仍能保持良好的电流质量,谐波含量较少。动态响应速度比传统 DBPCC 策略动态响应速度更快;

3) 加入动态因子的 SVPWM 策略能更好的抑制中点电位波动,与 MRA-DBPCC 策略协同控制在参数失配的情况下仍保持良好的电流质量,确保电流与电压同相位。

所提策略有效增强了 NPC 型三电平逆变器在 DBPCC 策略下的鲁棒性,但在复杂环境下可能存在局限性,未来会对多参数同时扰动场景进行辨识,增加系统鲁棒性。

参考文献

- [1] 孙源, 陈杰, 卫梦龙, 等. 非线性负载下的三相逆变器开路 and 电流传感器同时故障的诊断[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 52-64.
SUN Y, CHEN J, WEI M L, et al. Diagnosis of three-

phase inverter open-circuit and current sensor simultaneous faults under nonlinear loads[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 52-64.

- [2] 高志强, 陈翰博. 线性化模型下二阶逆变器的混沌控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(3): 152-160.
GAO ZH Q, CHEN H B. Chaotic control of second-order inverter under linearized model[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(3): 152-160.
- [3] ALSOFYANI I M, LEE K B. Simple capacitor voltage balancing for three-level NPC inverter using discontinuous PWM method with hysteresis neutral-point error band[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12490-12503.
- [4] RAJANIKANTH P, PARVATHY M L, THIPPIRIPATI V K. Enhanced model predictive current control based five-phase PMSM drive[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 12(1): 838-848.
- [5] 郑旭彬, 李梦达, 王洋, 等. 一种新型并网逆变器 LCL 滤波器参数优化策略[J]. 电子测量技术, 2022, 45(8): 14-20.
ZHENG X B, LI M D, WANG Y, et al. A novel parameter optimization strategy for LCL filters of grid-tied inverters[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(8): 14-20.
- [6] 陈继开, 祝世启, 李浩茹, 等. 弱电网下并网逆变器锁相环优化方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(2): 234-243.
CHEN J K, ZHU SH Q, LI H R, et al. Phase-locked loop optimization method for grid-connected inverters under weak grid[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(2): 234-243.
- [7] 徐红运, 郭凯凯. 基于增强型 LESO 的无差拍电流预测控制系统研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 210-220.
XU H Y, GUO K K. Research on deadbeat predictive current control system based on enhanced LESO[J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 210-220.
- [8] 徐玺声, 颜黎明, 郭鑫, 等. 基于 DUKF 参数辨识的永磁电机无差拍预测控制[J]. 电气工程学报, 2025, 20(1): 65-77.
XU X SH, YAN L M, GUO X, et al. Deadbeat predictive control of permanent magnet motor using DUKF parameter identification[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2025, 20(1): 65-77.

- [9] 王宛阳, 吕典, 邹志革, 等. 基于电荷平衡的 DCM 转换器差分外推控制研究[J]. 微电子学与计算机, 2021, 38(5): 19-24.
WANG W Y, LYU D, ZOU ZH G, et al. Study of CBP-based differential extrapolation control for DCM converter[J]. Microelectronics & Computer, 2021, 38(5): 19-24.
- [10] GUO L L, JIN N, GAN CH, et al. Hybrid voltage vector preselection-based model predictive control for two-level voltage source inverters to reduce the common-mode voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(6): 4680-4691.
- [11] YANG SH Y, DING D W, LI X, et al. A novel online parameter estimation method for indirect field oriented induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1562-1573.
- [12] YANG G, JIANG X, LYU SH SH. Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) with online parameter estimation based on extended kalman filter[J]. International Journal of Communications, Network and System Sciences, 2022, 15(7): 79-93.
- [13] 刘春喜, 田宝奇, 刘志乐, 等. NPC 型三电平并网逆变器自适应模型预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023, 35(1): 143-151.
LIU CH X, TIAN B Q, LIU ZH L, et al. Adaptive model predictive control of NPC-type three-level grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2023, 35(1): 143-151.
- [14] 谢运祥, 刘毓鑫, 关远鹏, 等. 三相 LCL 并网逆变器自适应模型预测控制策略[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(4): 40-51.
XIE Y X, LIU Y X, GUAN Y P, et al. Adaptive model predictive control strategy for three-phase LCL grid-connected inverter[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(4): 40-51.
- [15] LIU H X, MENG Y L, LI W H, et al. Model-free predictive control method with dual vector for NPC-type grid-connected inverters [J]. Electrical Engineering, 2025; 1-13.
- [16] 缪仲翠, 王志浩, 李东亮, 等. 基于 FOSM-MRAS 观测器的永磁同步电机 MPTC 系统[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 121-130.
MIAO ZH C, WANG ZH H, LI D L, et al. Permanent magnet synchronous motor MPTC system based on FOSM-MRAS observer [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 121-130.
- [17] BOYAR A, KABALCI E, KABALCI Y. Sensorless speed controller of an induction motor with MRAS-based model predictive control[J]. Computers and Electrical Engineering, 2024, 118: 109350.
- [18] 董志强, 王琛琛, 周明磊, 等. 基于 SHEPWM 的三电平三相逆变器中点电位主动平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1147-1158.
DONG ZH Q, WANG CH CH, ZHOU M L, et al. SHEPWM-based active balancing control strategy for midpoint potential of three-level three-phase inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1147-1158.
- [19] 鄢永, 黄文新. 基于闭环电流预测的永磁同步电机电流环延时补偿策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3786-3796.
YAN Y, HUANG W X. Research on delay compensation strategy of permanent magnet synchronous motor based on closed-loop current prediction [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3786-3796.
- [20] 夏帅, 郑京港, 陈瑞成, 等. 低共模电压双三电平变换器中点电位主动控制调制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6388-6398.
XIA SH, ZHENG J G, CHEN R CH, et al. Active control modulation strategy for point potential in low common-mode voltage dual three-level converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(24): 6388-6398.
- [21] YAN Q Z, CHEN H M, ZHAO T R, et al. Optimization of the symmetrical SVPWM for three-level T-type inverters with unbalanced and oscillated neutral-point voltages [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 71(4): 4026-4037.
- [22] KANOUNI B, BADOUD A E, MEKHILEF S. A multi-objective model predictive current control with two-step horizon for double-stage grid-connected inverter PEMFC system[J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2022, 47(4): 2685-2707.
- [23] 陈丽, 周永博, 李瑞琪, 等. 计及控制延迟和电网阻抗变化的并网微网内压控逆变器的被动增强控制[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 203-212.
CHEN L, ZHOU Y B, LI R Q, et al. Passive enhancement control of voltage-controlled inverters in grid-connected microgrids accounting for control delay and grid impedance variation [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 203-212.
- [24] 郑明, 张宇华, 王晗, 等. 超前相位补偿的 LCL-LC 并网逆变器混合阻尼策略[J]. 电力电子技术, 2025, 59(5): 1-6.
ZHENG M, ZHANG Y H, WANG H, et al. Hybrid

damping strategy for LCL-LC grid-connected inverters with leading phase compensation[J]. Power Electronics, 2025, 59(5): 1-6.

- [25] 杨浩, 杨黎晖, 陈延明, 等. 基于扰动补偿的 LCL 型并网逆变器无差拍预测电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8411-8422.
- YANG H, YANG L H, CHEN Y M, et al. Deadbeat predictive current control strategy based on disturbance compensation for grid connected inverter with LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8411-8422.
- [26] KWAK S, MOON U C, PARK J C. Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved AFE performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 6178-6187.
- [27] 张子越. 永磁同步电机高性能鲁棒性控制研究[D]. 南京: 东南大学, 2023.
- ZHANG Z Y. Research on high-performance robust control of permanent magnet synchronous motors [D]. Nanjing: Southeast University, 2023.
- [28] LIU G, CHEN B D, WANG K, et al. Selective current harmonic suppression for high-speed PMSM based on high-precision harmonic detection method [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 15(6): 3457-3468.

作者简介



刘春喜(通信作者), 2001 年和 2004 年于辽宁工程技术大学分别获得学士学位和硕士学位, 2010 年于浙江大学获得博士学位, 现为辽宁工程技术大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为双向变流器拓扑结构及其控制技术。

E-mail: lntulx@163.com

Liu Chunxi (Corresponding author) received his B.Sc. and M.Sc. degrees both from Liaoning Technical University in 2001 and 2004, respectively, and his Ph.D. degree from Zhejiang University in 2010. He is currently an associate professor and master's supervisor at Liaoning Technical University. His main research interest includes bidirectional converter topology and control technology.



赵文江, 2023 年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电气传动控制技术。

E-mail: 1198832873@qq.com

Zhao Wenjiang received his B.Sc. degree from Liaoning Technical University in 2023. Now he is currently pursuing his M.Sc. degree at the same institution. His primary research focus is on power electronics and electrical drive control technology.



马龙涛, 2022 年于汉口学院获得学士学位, 2025 年于辽宁工程技术大学获得硕士学位, 现工作于华润新能源(临沂)有限公司, 主要研究方向为电力电子与电气传动控制技术。

E-mail: 1581938144@qq.com

Ma Longtao received his B.Sc. degree from Hankou University in 2022 and his M.Sc. degree from Liaoning Technical University in 2025. He is currently employed at China Resources New Energy (Linyi) Co., Ltd. His primary research focuses on power electronics and electrical drive control technology.



洪方瑞, 2022 年于滁州学院获得学士学位, 2025 年于辽宁工程技术大学获得硕士学位, 现工作于国网安徽太湖县供电公司, 主要研究方向为并网逆变器优化控制技术。

E-mail: hongfr437@163.com

Hong Fangrui received his B.Sc. degree from Chuzhou University in 2022 and his M.Sc. degree from Liaoning Technical University in 2025. He is currently employed at State Grid Anhui Taihu County Power Supply Company. His primary research focus is on optimized control techniques for grid-connected inverters.



蔡磊, 2023 年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电气传动控制技术。

E-mail: 1171133807@qq.com

Cai Lei received his B.Sc. degree from Liaoning Technical University in 2023. He is currently pursuing his M.Sc. degree at the same institution. His primary research focus is on power electronics and electrical drive control technology.