

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.221343

NPC 型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略

朱敏龙^{1,2}, 宋慧庆^{1,2}, 李宇航^{1,2}, 范鸿炜^{1,2}, 金涛^{1,2}

(1. 福州大学电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108; 2. 福建省新能源发电与电能变换重点实验室, 福建 福州 350108)

摘要: 为了解决传统模型预测控制参数鲁棒性差、输出电流纹波大的不足, 提出了一种应用于三相三电平逆变器的可视化三矢量无模型预测控制策略。该方法首先利用滑模观测器估计系统集总参数, 采用无差拍控制获得参考电压矢量。该过程无需任何系统参数, 提高了控制策略的参数鲁棒性。其次, 在每个采样周期内施加由冗余矢量构成的三矢量组合, 减少了输出电流纹波并实现了电容电压平衡。在此基础上, 提出了一种新的可视化分析方法, 从理论上证明了所提出的简化三矢量寻优的有效性。实验结果表明, 在模型参数失配的情况下, 所提策略可使 NPC 三电平逆变器的并网电流拥有较低的电流总谐波失真率, 增强了模型预测控制的参数鲁棒性。

关键词: 三相三电平逆变器; 三矢量模型预测控制; 参数鲁棒性; 滑模观测器; 无模型预测

Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter

ZHU Minlong^{1,2}, SONG Huiqing^{1,2}, LI Yuhang^{1,2}, FAN Hongwei^{1,2}, JIN Tao^{1,2}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;
2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou 350108, China)

Abstract: To overcome the drawbacks of poor robustness of traditional model predictive control parameters and large output current ripple, a visual three-vector model-free predictive control strategy for three-phase three-level inverters is presented. First, the sliding mode observer is used to estimate the lumped parameters of the system, and the reference voltage vector is obtained using deadbeat control. This process does not require any system parameters and improves the robustness of the control strategy parameters. Second, a three-vector combination consisting of redundant vectors is applied during each sampling period to reduce the output current ripple and achieve capacitive voltage balancing. A new visual analysis method is presented, and the effectiveness of the simplified three-vector optimization method is proved in theory. The experimental results show that the proposed strategy can make the grid-connected current of NPC three-level inverters have a lower total harmonic distortion rate when the model parameters are mismatched. This enhances the parameter robustness of the model predictive control.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51977039).

Key words: three-phase three-level inverter; three vector model predictive control; parameter robustness; sliding mode observer; model-free prediction

0 引言

近年来, 许多新能源发电系统和灵活的交流输电设备接入电网, 逆变器被越来越多地用于电源之间的功率处理^[1]。与两电平逆变器相比, 三电平中性点钳位(three-level neutral-point-clamped, 3L-NPC)

逆变器在中压应用中具有输出谐波低、电压应力低的优点^[2-3]。随着微处理器技术的进步, 有限集模型预测控制策略(finite control-set model predictive control, FCS-MPC)被广泛研究并被认为是基于 PWM 的比例积分控制器(proportional-integral-PWM, PI-PWM)的替代方案^[4-5]。与 PI-PWM 策略相比, FCS-MPC 具有许多优点, 例如动态响应快、易于实现多目标控制、控制灵活且无需调制模块^[6-7]。尽管 FCS-MPC 有许多优点, 但仍有一些不足之处需要进

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51977039); 中央引导地方科技发展专项资金资助(2021L3005)

一步研究。首先, FCS-MPC 的多目标控制性能取决于权重系数的选取^[8]。对于 3L-NPC 逆变器, FCS-MPC 使用包含输出电流和电容电压的目标函数进行闭环控制, 并使用权重系数定义电流跟踪精度与电容电压之间的优先级。权重系数较大降低电流跟踪精度, 相反则会加剧电容电压不平衡问题。此外, 权重系数的调整主要依赖于经验方法, 且仅适用于单一工况。其次, FCS-MPC 的控制性能在很大程度上取决于已建立系统模型的精确程度^[9-10]。通常情况下, 可认为逆变器输出侧所连接的滤波电感是常量, 但在实际运行过程中, 该参数会随着运行工况和工作环境的变化而产生一定波动。元器件性能的退化也将导致参数变化。电感参数小幅度的变化并不会导致系统瘫痪停机, 但将导致系统输出性能下降, 使实际输出电流偏离给定参考电流变化。

许多改进的 FCS-MPC 策略可用于控制 3L-NPC 逆变器的输出电流与电容电压^[11-14]。文献[12-13]使用模糊控制和神经网络获得最佳权重系数并进行在线调整。文献[14]提出了一种无权重系数的 FCS-MPC, 其中电压矢量用于跟踪参考电流而冗余矢量用于平衡直流电容电压, 然而, 由于用于控制直流电容电压平衡的状态数量有限, 该方法效果较差。

当前提升 FCS-MPC 参数鲁棒性的方法主要分为 4 类^[15-24]。第 1 类是基于跟踪误差来补偿参考值或预测值^[15-17]。文献[15-16]使用上一时刻三相逆变器的建模误差补偿当前时刻三相逆变器预测模型的输出, 从而实现对三相逆变器预测模型误差的在线补偿。然而, 上述方法均是在获得控制误差后实现对某个量的补偿, 却没有消除已建立的系统模型的偏差, 且需要权衡建模误差与当前模型输出的权重, 不恰当的权重系数将直接导致系统性能恶化。第 2 类是基于历史电流差分数据的无模型预测控制(model-free predictive control, MFPC)方法^[18-19]。该类方法利用当前时刻检测的负载电流和上一次计算的电流差分矢量预测下一时刻的输出电流值。然而, 该类方法的控制精度在很大程度上依赖于已建立的电流差分数据表的正确性和控制器采样频率。同时, 如何有效、及时地更新电流差分矢量表也是该方法亟需解决的关键问题。第 3 类是基于参数辨识方法来修正已建立模型中的系统参数^[20-21]。文献[20]采用带遗忘因子的递推最小二乘法电感参数进行在线辨识。该类方法的使用前提是参考模型是准确的, 当参考模型自身的参数准确程度不满足条件时, 辨识结果也将变得不准确。第 4 类是基于超局部模型的无模型预测控制方法^[22-24]。该类方法主要是根据

被控系统的输入输出, 建立被控对象的超局部模型, 通过微分代数估计超局部模型, 在此过程中只使用到被控系统的输入输出数据。然而, 传统的超局部预测需要使用大量的历史数据, 需要的内存空间也随之增加, 并且, 由于使用了大量的历史数据, 动态控制性能也可能会下降。

本文提出了一种可视化三矢量无模型预测控制策略。由于 FCS-MPC 在实际应用中易受参数扰动的影响, 为了提高参数鲁棒性, 本文设计了一个滑模观测器(sliding mode observer, SMO)来估计超局部模型中的集总误差, 从而消除参数误差对逆变器控制性能的影响。同时, 为了避免权重系数调整的繁琐过程, 本文采用级联 MPC 的方法来同时控制输出电流与电容电压的平衡。此外, 本文在每个采样周期内施加 3 个电压矢量, 而 3 个电压矢量根据代价函数进行区域判定获得, 从而减少计算量和电流纹波。最后, 本文提出了一种新的可视化分析方法, 验证了所提出的三矢量 MFPC 策略的有效性, 并能推广到其他代价函数的寻优有效性证明。

1 NPC 型三电平逆变器 FCS-MPC 基本原理

1.1 NPC 型三电平逆变器的模型预测的基本原理

3L-NPC 逆变器拓扑结构如图 1 所示。图中: U_{dc} 为直流母线电压; L 和 R 分别为网侧滤波器的电感和等效电阻; C_1 、 C_2 是直流侧电容; e_a 、 e_b 、 e_c 是负载反电动势; i_a 、 i_b 、 i_c 是逆变器输出三相电流。NPC 逆变器的每相桥臂由 4 个开关器件 S_{xi} ($x \in \{a, b, c\}, 1 \leq i \leq 4$) 构成, 且每相的开关器件可以产生 3 种开关状态, 即 $S_x \in \{P, O, N\}$, 而三相桥臂可产生共计 3^3 种开关状态。

基于图 1 所示的主电路结构, NPC 型三电平并网逆变器动态模型可以表示为

$$u_{abc}(t) = Ri_{abc}(t) + L \frac{di_{abc}(t)}{dt} + e_{abc}(t) \quad (1)$$

式中: u_{abc} 是逆变器输出电压矢量; i_{abc} 是逆变器输出电流矢量; e_{abc} 是电网电压矢量。

假设控制器的采样时间是 T_s , 利用前向欧拉公式对式(1)进行离散化, 可得 t_{k+1} 时刻的电流预测表达式为

$$i^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} (u(k) - e(k)) \quad (2)$$

式中: $i^p(k+1)$ 是 t_{k+1} 时刻的预测电流; $x(k)$ 是变量 x 在 t_k 时刻的值, $x = i, u, e$ 。

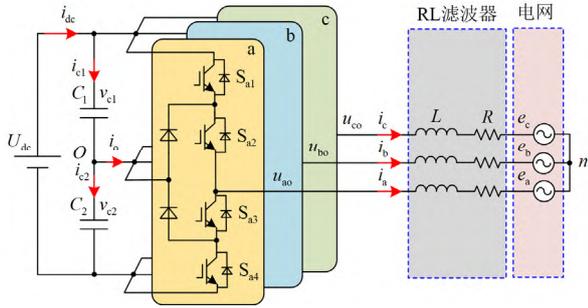


图 1 3L-NPC 逆变器拓扑结构
Fig. 1 3L-NPC inverter topology

同理可建立直流侧电容电压微分方程，如式(3)所示。

$$\begin{cases} \frac{dv_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{c1}(t) \\ \frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{c2}(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中： v_{c1} 和 v_{c2} 分别是电容 C_1 和 C_2 的电压； i_{c1} 和 i_{c2} 分别是流过电容 C_1 和 C_2 的电流。对式(3)采用前向欧拉公式可得

$$\begin{bmatrix} v_{c1}^p(k+1) \\ v_{c2}^p(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{c1}(k) \\ v_{c2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{C_1} i_{c1}(k) \\ \frac{T_s}{C_2} i_{c2}(k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中： $v_{c1}^p(k+1)$ 和 $v_{c2}^p(k+1)$ 是 t_{k+1} 时刻的预测电容电压； $v_{c1}(k)$ 、 $v_{c2}(k)$ 是 t_k 时刻的直流侧电容电压； $i_{c1}(k)$ 和 $i_{c2}(k)$ 是 t_k 时刻的电容电流，可以由式(5)给出。

$$\begin{aligned} i_{c1}(k) &= i_{dc}(k) - \sum_{x=a,b,c} H_{1x} i_x(k) \\ i_{c2}(k) &= i_{dc}(k) + \sum_{x=a,b,c} H_{2x} i_x(k) \end{aligned} \quad (5)$$

式中： $i_{dc}(k)$ 是 t_k 时刻电压源 U_{dc} 所产生的电流； H_{1x} 和 H_{2x} 是开关状态决定变量，并且可以通过式(6)进行定义。

$$\begin{aligned} H_{1x} &= \begin{cases} 1, & \text{if } S_x = \text{"P"} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \\ H_{2x} &= \begin{cases} 1, & \text{if } S_x = \text{"N"} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

由于实际控制器系统存在延时问题，需要计算 t_{k+2} 时刻的电流预测值。为了防止参考电流阶跃变化时产生较大的电流尖峰，采用矢量角度补偿法计算未来参考值，如式(7)所示。

$$i^*(k+2) = i^*(k)e^{2j\omega T_s} \quad (7)$$

式中： ω 为参考电流矢量的工频角速度；上标“*”表示参考值。

针对 3L-NPC 逆变器模型预测电流控制而言，其控制目标为网侧电流跟踪参考电流的准确性与直流侧电容电压的平衡，根据控制目标可建立代价函数如式(8)所示。

$$g = (i_\alpha^*(k+2) - i_\alpha^p(k+2))^2 + (i_\beta^*(k+2) - i_\beta^p(k+2))^2 + \lambda_{dc} (v_{c1}^p(k+1) - v_{c2}^p(k+1))^2 \quad (8)$$

式中： $i_\alpha^*(k+2)$ 和 $i_\beta^*(k+2)$ 是 t_{k+2} 时刻在两相静止坐标系上的参考电流； $i_\alpha^p(k+2)$ 和 $i_\beta^p(k+2)$ 是 t_{k+2} 时刻在两相静止坐标系上的预测电流； λ_{dc} 是权重系数。

1.2 模型预测参数失配影响分析

模型预测控制是基于系统数学模型预测未来时刻系统状态的方法，其控制性能依赖于系统模型参数的准确性。为分析模型预测参数失配的影响，忽略并网逆变器中电阻的变化，假定系统电感参数为 L_0 ，以不确定分量 ΔL 代表实际中电感参数的变化情况。实际系统中电感参数为 $L=L_0+\Delta L$ ，于是可得电感参数变化时的修正预测模型为

$$\hat{i}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_0 + \Delta L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L_0 + \Delta L} (u(k) - e(k)) \quad (9)$$

则理想模型与参数不准确模型的预测误差为

$$\begin{aligned} \Delta i &= i^p(k+1) - \hat{i}^p(k+1) = \\ &= \frac{\Delta L T_s}{L_0(L_0 + \Delta L)} [(u(k) - e(k)) - Ri(k)] \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可得电感和电流变化对模型预测误差的影响，如图 2 所示。从图 2 中可知，当 $L/L_0=1$ 时，预测误差为 0；当 L 偏离 L_0 时，预测误差随着偏离程度的加深呈现增大趋势；同时，预测误差对电感

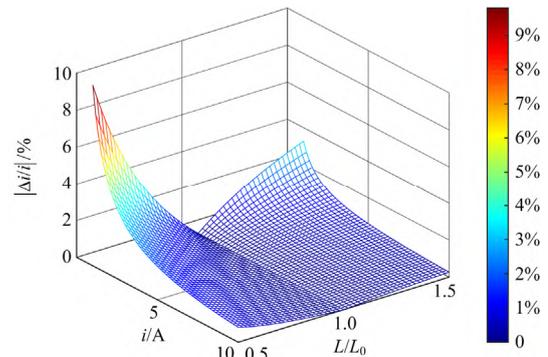


图 2 模型预测参数失配影响分析图
Fig. 2 Analysis chart of the influence of model prediction parameter mismatch

的变化不具有对称性, 在相同电流条件下, 当 $L/L_0 < 1$ 时的预测误差大于 $L/L_0 > 1$ 时的预测误差。实际运行过程中, 系统参数会随着运行工况的变化产生一定波动, 这将导致系统输出性能下降, 使得实际输出电流存在较大的预测误差。针对该问题, 本文提出一种可视化三矢量无模型预测控制策略。所提方法在改善系统输出性能的同时, 提高了系统的鲁棒性。

2 改进三矢量无模型预测控制方法

针对传统 FCS-MPC 方法存在的不足, 从以下几个方面进行改进: 1) 构建滑模观测器解决系统参数鲁棒性差的问题; 2) 利用冗余小矢量平衡直流侧电容电压以消除权重系数; 3) 改进代价函数寻优三矢量的方法, 并通过可视化分析的方法证明简化三矢量合成方法的优越性。

2.1 全阶滑模观测器的设计

本文基于文献[24]构建滑模观测器, 当考虑实际系统参数偏差时, 系统方程可以写成式(11)。

$$(L_0 + \Delta L) \frac{di}{dt} = u - (R_0 + \Delta R)i - e \quad (11)$$

式中, ΔR 代表电阻值的波动情况。

根据式(11), 可以进一步推导出 3L-NPC 逆变器的超局部模型, 如式(12)所示。

$$\frac{di}{dt} = \left(\frac{1}{L_0 + \Delta L} - \alpha \right) u - \frac{1}{L_0 + \Delta L} (e + (R_0 + \Delta R)i) + \sigma u = \zeta + \sigma u \quad (12)$$

式中: ζ 是系统的集总扰动; σ 是非物理参数, 通常设为 $1/L_0$ 。

为了在不使用大量历史数据的情况下观测 ζ , 本文提出了估计 ζ 的全阶滑模观测器。由于采样频率远高于电网电压的基频, 可得

$$\frac{d\zeta}{dt} = j\omega\zeta \quad (13)$$

由式(12)和式(13)可得全阶观测器, 如式(14)所示。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}}{dt} = \alpha u + \hat{\zeta} - \lambda_1 \operatorname{sgn}(\hat{i} - i) \\ \frac{d\hat{\zeta}}{dt} = j\omega\hat{\zeta} - \lambda_2 \operatorname{sgn}(\hat{\zeta} - \zeta) \end{cases} \quad (14)$$

式中: \hat{i} 是电网电流估计值; λ_1 和 λ_2 是滑模观测器的增益系数; $\operatorname{sgn}()$ 是符号函数; $\hat{\zeta}$ 是集总误差估计值。

根据式(12)一式(14), 可以得到滑模观测器的误差状态方程, 如式(15)所示。

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}}{dt} = \bar{\zeta} - \lambda_1 \operatorname{sgn}(\bar{i}) \\ \frac{d\bar{\zeta}}{dt} = j\omega\bar{\zeta} - \lambda_2 \operatorname{sgn}(\bar{\zeta}) \end{cases} \quad (15)$$

式中, \bar{i} 和 $\bar{\zeta}$ 是估计值的误差, 且 $\bar{i} = \hat{i} - i$, $\bar{\zeta} = \hat{\zeta} - \zeta$ 。

为了验证所提出的全阶滑模观测器的稳定性, Lyapunov 函数定义为

$$V_1 = \frac{1}{2} (\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) \quad (16)$$

式中, \bar{i}_α 和 \bar{i}_β 为电网电流估计值误差在两相静止坐标系上的分量。

从式(16)可以得出

$$\frac{dV_1}{dt} = (\bar{\zeta}_\alpha \bar{i}_\alpha + \bar{\zeta}_\beta \bar{i}_\beta) - \lambda_1 (|\bar{i}_\alpha| + |\bar{i}_\beta|) \quad (17)$$

式中, $\bar{\zeta}_\alpha$ 和 $\bar{\zeta}_\beta$ 为集总误差估计值的偏差在两相静止坐标系上的分量。

根据 Lyapunov 稳定性原理, 滑模观测器必须满足 $dV_1 < 0$ 才能保证滑模观测器的稳定性。因此, λ_1 必须满足式(18)。

$$\lambda_1 > \max(|\bar{\zeta}_\alpha|, |\bar{\zeta}_\beta|) \quad (18)$$

当电流收敛时, 可得 $\bar{i} = 0$, $d\bar{i}/dt = 0$ 。于是可推导出:

$$\frac{d\bar{\zeta}}{dt} = j\omega\bar{\zeta} - \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \bar{\zeta} \quad (19)$$

类似地, 另一个 Lyapunov 函数可以定义为

$$V_2 = \frac{1}{2} (\bar{\zeta}_\alpha^2 + \bar{\zeta}_\beta^2) \quad (20)$$

可以进一步计算出

$$\frac{dV_2}{dt} = -\frac{\lambda_2}{\lambda_1} (\bar{\zeta}_\alpha^2 + \bar{\zeta}_\beta^2) \quad (21)$$

为了保证滑模观测器的稳定性, 必须满足 $\lambda_2 > 0$ 。为了进一步分析滑模观测器增益 λ_1 和 λ_2 的影响, 推导和分析了所提出的滑模观测器的闭环传递函数, 如式(22)所示。

$$G(s) = \frac{\hat{\zeta}(s)}{\zeta(s)} = \frac{\lambda_2 / \lambda_1}{s - j\omega + \lambda_2 / \lambda_1} \quad (22)$$

由式(22)可知, 当 $s = j\omega$ 时, $\hat{\zeta} = \zeta$ 。同时, 由式(22)可得, λ_1 和 λ_2 决定了滑模观测器的动态和稳态控制性能。 $G(s)$ 的伯德图如图 3 所示, 随着 λ_2 / λ_1 的增加, $G(s)$ 的带宽增加, 这意味着可以获得更快的动态响应速度。但是, 滑模噪声会同时被放大, 稳态性能可能会变差。相反, 当 λ_2 / λ_1 减小时, 滑模噪声可以得到抑制, 但动态响应速度也会降低。因

此, 应选择适当的滑模增益进行折衷。本文选取 $\lambda_2/\lambda_1=100$, λ_1 设置为 4000。

为了在数字控制器中实现滑模观测器, 对式 (14) 离散化可得

$$\hat{i}(k+1) = T_s(au(k) + \hat{\zeta}(k) - \lambda_1 \operatorname{sgn}(\bar{i})) + \hat{i}(k) \quad (23)$$

$$\hat{\zeta}(k+1) = T_s(j\omega\hat{\zeta}(k) - \lambda_2 \operatorname{sgn}(\bar{i})) + \hat{\zeta}(k) \quad (24)$$

所提 SMO 的控制框图如图 4 所示。

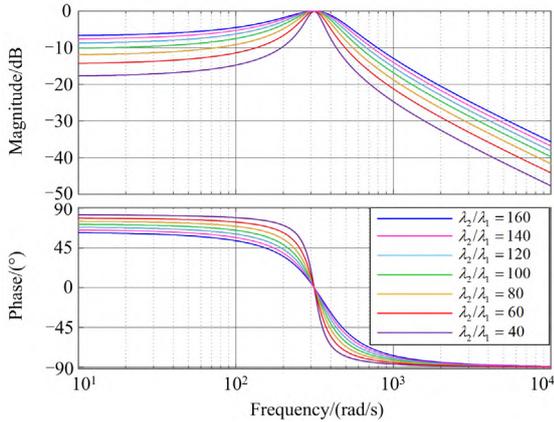


图 3 传递函数 $G(s)$ 的伯德图

Fig. 3 Bode diagram of the transfer function $G(s)$

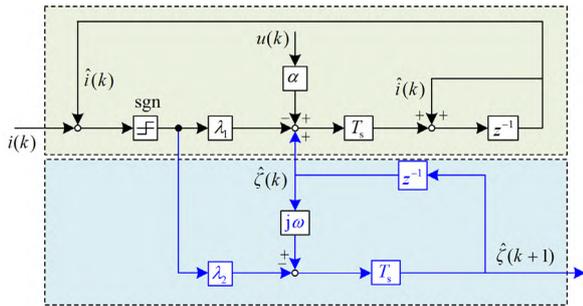


图 4 所提 SMO 的控制框图

Fig. 4 Control block diagram of the proposed SMO

2.2 直流侧电容电压平衡控制

3L-NPC 逆变器直流侧电容电压平衡是逆变器稳定输出的前提。NP 电压定义为 $v_o = v_{c2} - v_{c1}$, 保持电容电压平衡需要控制 NP 电压。当三相电流平衡且直流侧电容电压恒定时, v_o 的动态方程可以表示为

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_o(t) \quad (25)$$

其中 NP 电流 i_o 由式(26)可得。

$$i_o = |S_{abc}|^T i_{abc} \quad (26)$$

式中: 开关状态的绝对值 $|S_{abc}| = [|S_a|, |S_b|, |S_c|]^T$; 三相电流 $i_{abc} = [i_a, i_b, i_c]^T$ 。

如图 5 所示, 3L-NPC 逆变器的空间矢量根据模长可以被分为 4 类, 即零矢量(黑)、小矢量(红)、中矢量(蓝)、大矢量(绿)。其中, 每对冗余小矢量在产生相同的线电压的同时, 可以产生幅值相同、方向相反的 NP 电流, 即冗余小矢量对直流母线电压差值有相反的影响。

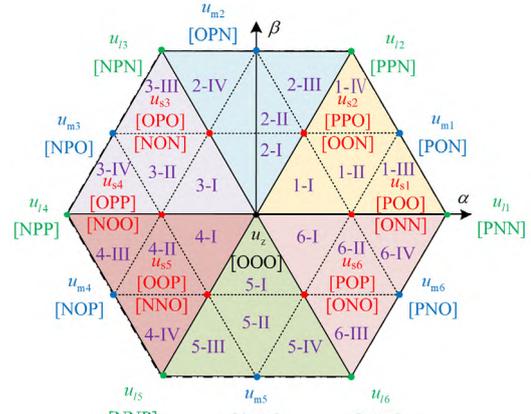


图 5 3L-NPC 逆变器空间矢量图

Fig. 5 3L-NPC inverter space vector diagram

例如, 电压矢量 u_{s3} 可以由开关状态 $[0, 1, 0]^T$ 或 $[-1, 0, -1]^T$ 得到, 根据式(26)可得相应的 NP 电流为 $i_o = i_b$ 或 $i_o = -i_b$, 两个开关状态对 NP 电压的影响刚好相反。故, 将小矢量的两个冗余矢量中使得 NP 电压增大的小矢量称为 P 型小矢量, 相反, 另一种被称为 N 型小矢量。于是, 可得 3L-NPC 逆变器输出冗余电压小矢量的分类情况如表 1 所示。

表 1 小矢量分类

Table 1 Small vector classification

类型	开关状态
P	[POO], [PPO], [OPO], [OPP], [OOP], [POP]
N	[ONN], [OON], [NON], [NOO], [NNO], [ONO]

根据冗余小矢量对中性点的不同影响, 每个小扇区的开关状态可以构成两种不同的电压矢量组合。电压矢量组合中的小矢量是 P 型小矢量被称为 P 型电压矢量组合, 相反, 另一组被称为 N 型电压矢量组合。尽管两种电压矢量组合对中性点电压的影响不同, 但它们对 t_{k+1} 时刻输出电流的影响是相同的。因此, 选择不同的电压矢量组合能够平衡电容电压。以大扇区 1 为例, 给出其中的电压矢量组合, 如表 2 所示。

2.3 改进无模型预测控制的寻优及合成方式

基于无差拍原理, 参考电压可根据式(12)推导出, 如式(27)所示。

表 2 大扇区 1 内的电压矢量组合

Table 2 Combination of voltage vectors within large sector 1

扇区	电容电压	类型	电压矢量组合
1-I	$U_{c1} > U_{c2}$	P	[OOO], [POO], [PPO]
	$U_{c1} < U_{c2}$	N	[OOO], [OON], [ONN]
1-II	$U_{c1} > U_{c2}$	P	[PPO], [POO], [PON]
	$U_{c1} < U_{c2}$	N	[OON], [ONN], [PON]
1-III	$U_{c1} > U_{c2}$	P	[PON], [POO], [PNN]
	$U_{c1} < U_{c2}$	N	[PON], [ONN], [PNN]
1-IV	$U_{c1} > U_{c2}$	P	[PPN], [PPO], [PON]
	$U_{c1} < U_{c2}$	N	[PPN], [OON], [PON]

$$u_{\text{ref}} = \frac{i_{\text{ref}}(k+2) - i(k+1)}{\sigma T_s} - \frac{\hat{z}}{\sigma} \quad (27)$$

式中: u_{ref} 是期望电压矢量; i_{ref} 为参考电流。

为获得最优电压矢量, 式(8)可变为

$$g = (u_{\text{aref}} - u_{\alpha}(k+1))^2 + (u_{\beta\text{ref}} - u_{\beta}(k+1))^2 \quad (28)$$

3L-NPC 逆变器的空间矢量图中包括 6 个大扇区, 24 个小扇区。为了减少确定参考电压所在小扇区的计算压力, 本文采用代价函数确定小扇区的方法。定义大扇区 i 的中心矢量为

$$\bar{u}_i = \frac{u_z + u_{i1} + u_{i(i+1)}}{3} \quad (29)$$

式中: u_z 为空间矢量图中的零矢量; u_{i1} 和 $u_{i(i+1)}$ 为大扇区 i 内的大矢量。

由几何关系可得, u_{ref} 与其所在大扇区的中心矢量之差的模最小。依次将各个大扇区的中心矢量代入式(28)可得 u_{ref} 所在大扇区。同理, 依次将各个小扇区的中心矢量代入式(28)可求得 u_{ref} 所在小扇区。

合成虚拟矢量与基本矢量的关系如式(30)所示。

$$u_v = \frac{t_{u_{j1}}}{T_s} u_{j1} + \frac{t_{u_{j2}}}{T_s} u_{j2} + \frac{t_{u_{j3}}}{T_s} u_{j3} \quad (30)$$

式中: u_v 为合成虚拟矢量; u_{j1} 、 u_{j2} 和 u_{j3} 分别为小扇区内的基本矢量; $t_{u_{j1}}$ 、 $t_{u_{j2}}$ 、 $t_{u_{j3}}$ 分别为小扇区内基本矢量的作用时间。

根据矢量作用时间与代价函数成反比的特点, 小扇区内矢量作用时间的计算公式为

$$\begin{cases} t_{u_{j1}} = \frac{1/g_{j1}}{1/g_{j1} + 1/g_{j2} + 1/g_{j3}} T_s \\ t_{u_{j2}} = \frac{1/g_{j2}}{1/g_{j1} + 1/g_{j2} + 1/g_{j3}} T_s \\ t_{u_{j3}} = \frac{1/g_{j3}}{1/g_{j1} + 1/g_{j2} + 1/g_{j3}} T_s \end{cases} \quad (31)$$

式中, g_{j1} 、 g_{j2} 、 g_{j3} 分别为小扇区相邻三矢量的代价函数值。

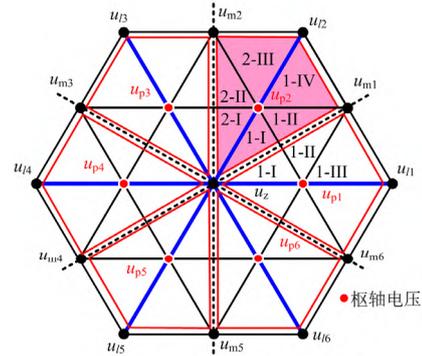
为了进一步验证三矢量 MPC 方法在使用式(31)计算矢量作用时间的有效性, 本文利用可视化分析的方法进行研究。

2.4 寻优方法有效性可视化分析方法

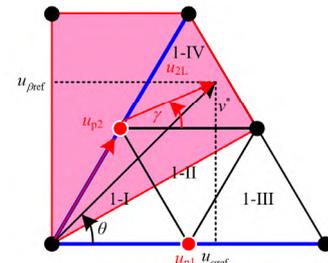
三电平与多电平逆变器的寻优有效性证明可以被简化为两电平逆变器寻优有效性的证明。如图 6 所示, 参考电压 u_{ref} 可以被视为枢轴电压 u_{p1} 与两电平逆变器参考电压 v_{2L} 的矢量和。每个枢轴扇区中枢轴矢量可被视为两电平逆变器中的零矢量。以扇区图 6(a)中的粉色区域为例, 参考电压可以写为

$$u_{2L\alpha} = u_{\text{aref}} - 1/6U_{\text{dc}}, u_{2L\beta} = u_{\beta\text{ref}} - \sqrt{3}/6U_{\text{dc}} \quad (32)$$

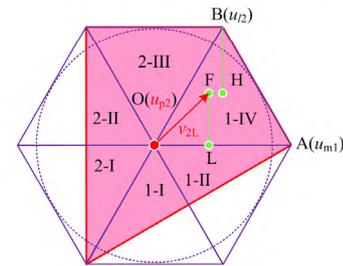
式中, $u_{2L\alpha}$ 、 $u_{2L\beta}$ 是归一化为两电平逆变器的参考电压。



(a) 3L-NPC三电平逆变器空间矢量图



(b) 3L-NPC三电平逆变器空间矢量图细节图



(c) 等效两电平逆变器

图 6 空间电压矢量图

Fig. 6 Space vector diagram

当 u_{ref} 位于扇区 1-IV 时, u_{p2} 、 u_{m1} 、 u_{l2} 的代价函数可以根据式(28)和图 6(c)计算, 分别为

$$g(u_{p2}) = d_{OL}^2 + d_{LF}^2 = u_{2L\alpha}^2 + u_{2L\beta}^2 \quad (33)$$

$$g(u_{m1}) = d_{AL}^2 + d_{LF}^2 = (1/3U_{dc} - u_{2L\alpha})^2 + u_{2L\beta}^2 \quad (34)$$

$$g(u_{l2}) = d_{BH}^2 + d_{HF}^2 = (1/6U_{dc} - u_{2L\alpha})^2 + (\sqrt{3}/6U_{dc} - u_{2L\beta})^2 \quad (35)$$

式中, d 为其下标中两点间的距离。

对于传统 MPC, 当 u_{ref} 位于扇区 1-IV 时, 应该选择 $\min\{g(u_{p2}), g(u_{m1}), g(u_{l2})\}$ 对应的电压矢量。而对于所提控制策略, 应该选择由 u_{p2} 、 u_{m1} 、 u_{l2} 根据式(30)一式(35)合成的虚拟矢量 u_v 。为了验证所提出控制策略相对于传统 MPC 的有效性和优越性, 应该验证 $\min\{g(u_{p2}), g(u_{m1}), g(u_{l2})\}$ 大于 $g(u_v)$ 。由于复杂的数学关系, 不能对两者直接进行比较。本文提出一种可视化分析方法验证所提出的控制策略的有效性。

代价函数误差定义为

$$\delta = g(u_v) - \min\{g(u_p), g(u_l), g(u_2)\} \quad (36)$$

本文通过在三电平空间矢量图内遍历 u_{ref} , 计算出三电平空间矢量中所有 u_{ref} 对应的成本函数误差。最后, 绘制单矢量和三矢量 MPC 策略之间的关系, 如图 7 所示。

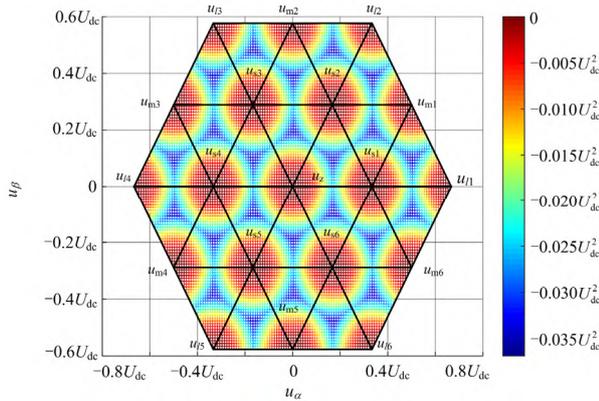


图 7 平方型误差 δ 的二维分布图

Fig. 7 Two-dimensional distribution plot of squared error δ

从图 7 可以清楚地看出, 在整个三电平空间矢量图中 δ 等于或小于零, 这意味着简化三矢量 MPC 对应的成本函数值总是等于或小于传统 MPC 的最小值。当最优电压矢量为 3L-NPC 逆变器的基本矢量时, 此时两种控制策略代价函数误差为零。当最优电压矢量偏离基本矢量时, 随着偏离的程度加深, δ 逐渐减小。这意味着, 当最优电压矢量偏离基本

矢量时, 简化三矢量 MPC 输出的电压矢量优于传统 MPC。因此, 可以得出结论, 基于式(31)的三矢量 MPC 与单矢量 MPC 相比可以减少当前控制误差。

当代价函数为式(37)时, 同理可使用所提可视化分析方法分析其有效性, 分析结果如图 8 所示。

$$g = |u_{aref} - u_\alpha(k+1)| + |u_{bref} - u_\beta(k+1)| \quad (37)$$

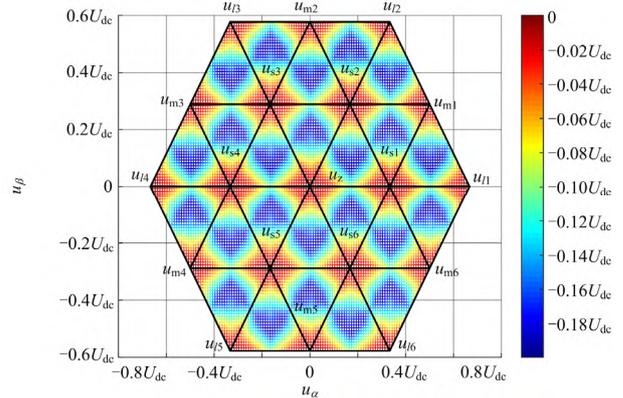


图 8 绝对值型误差 δ 的二维分布图

Fig. 8 Two-dimensional distribution plot of absolute error δ

由图 8 可知, 当使用式(30)、式(31)和式(37)合成输出电压矢量时, 在整个空间矢量图中的 δ 小于等于零。这意味使用式(30)、式(31)和式(37)的简化三矢量 MPC 寻优策略优于传统 MPC。

所提出控制策略的控制框图如图 9 所示, 该算法由以下步骤描述:

- 1) 测量输出电流、电网电压和直流母线电容器电压。
- 2) 应用最佳电压矢量。
- 3) 估计 t_{k+1} 时刻的输出电流 $i(k+1)$ 以及 t_{k+2} 时刻的参考电流 $i_{ref}(k+2)$ 。

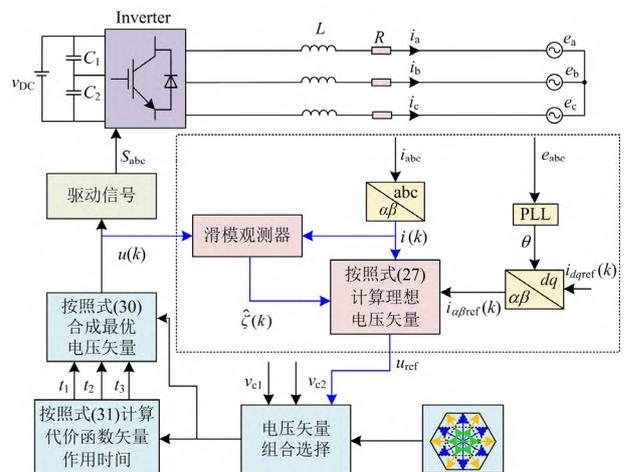


图 9 所提控制策略控制框图

Fig. 9 Control block diagram of the proposed control strategy

4) 利用滑模观测器观测 $\hat{\zeta}$ 并计算期望电压矢量 u_{ref} , 利用代价函数式(28)判断期望电压矢量所在小扇区。

5) 根据电容电压状态选择电压矢量组合并根据式(31)确定电压组合中各矢量作用时间。

6) 最优合成电压矢量在下一个采样周期中应用。

3 实验验证

为了验证所提方法的有效性, 将传统 MPC^[4]、传统单矢量无模型预测控制(记为单矢量 MFPC)^[18]、三矢量模型预测控制(记为三矢量 MPC)^[25]和本文所提方法进行全、综合比较。实验系统结构图如图 10 所示。

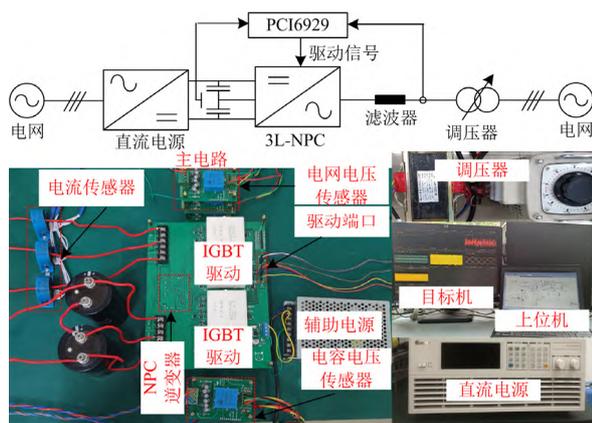


图 10 实验系统结构图

Fig. 10 Experimental system structure diagram

表 3 给出了实验系统的主要参数, 基波频率为 50 Hz, 控制器的采样频率为 10 kHz, 器件死区时间为 $2 \mu\text{s}$ 。4 种控制算法在 Simulink-Real-Time 平台上实现, 平台的详细参数见文献[19]。

表 3 实验参数

Table 3 Experimental parameters

参数	数值	参数	数值
直流母线电压 U_{dc}	200 V	参考电流 I_{ref}	6 A
电网线电压有效值 E_m	50 V	λ_1	4000
电容 C	2200 μF	λ_2	400 000
滤波电感 L	6 mH	采样频率 f_s	10 kHz
电阻 R	0.5 Ω	基波频率 f	50 Hz

同时规定以下 3 种负载参数类型用于实验验证与分析:

- 1) 案例 1: 实际电感参数 L 等于模型系统参数 L_0 , 即 $L = L_0$;
- 2) 案例 2: 实际电感参数 L 大于模型系统参数 L_0 , 即 $L = 1.5L_0$;

3) 案例 3: 实际电感参数 L 小于模型系统参数 L_0 , 即 $L = 0.75L_0$ 。

图 11 与图 12 分别给出了在案例 1 中的逆变器输出电流波形与 FFT 分析结果。由图 12 可知, 传统 MPC、传统单矢量 MFPC、三矢量 MPC 和所提控制方法的逆变器输出电流 THD 分别为 4.56%、4.18%、2.62%和 2.67%。与单矢量 MPC 相比, 三矢量 MPC 和所提控制方法降低了电流 THD 与纹波。这不仅验证了所提出的可视化分析的有效性, 也显示出了所提控制方法的优势。

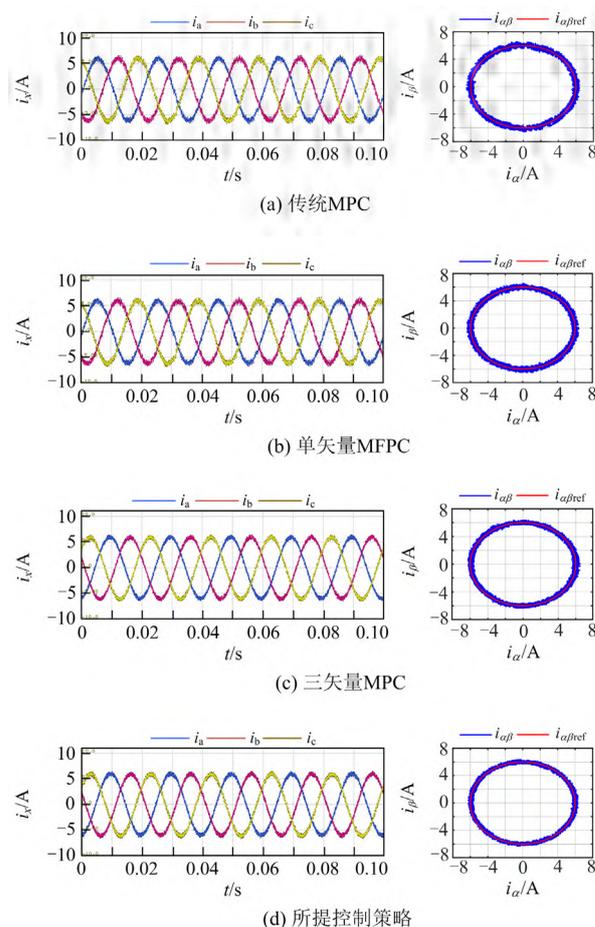
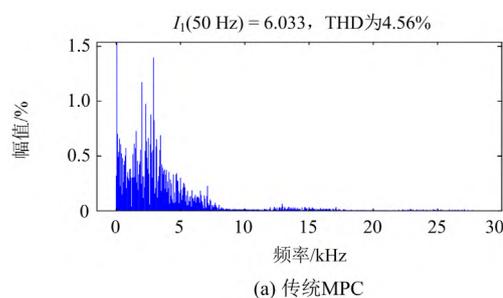


图 11 案例 1 的输出电流波形

Fig. 11 Output current waveform of case 1



(a) 传统 MPC

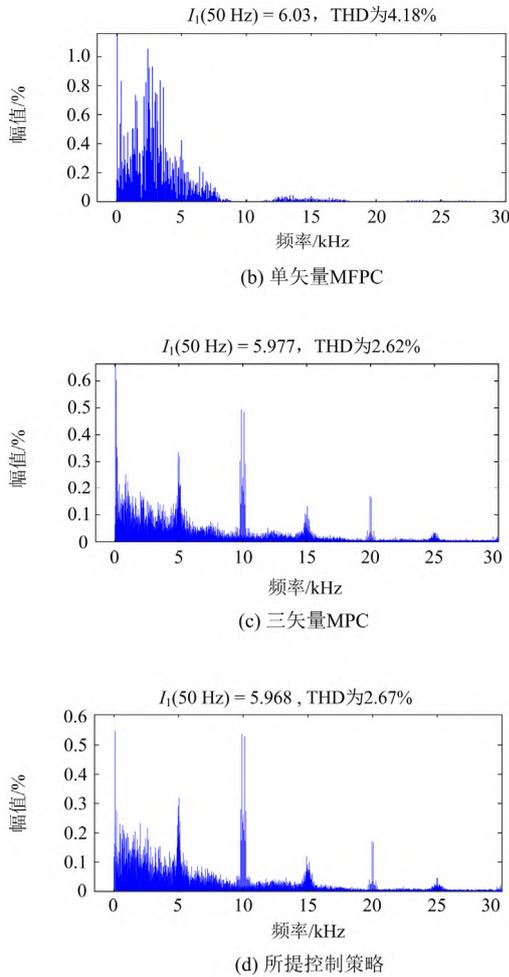
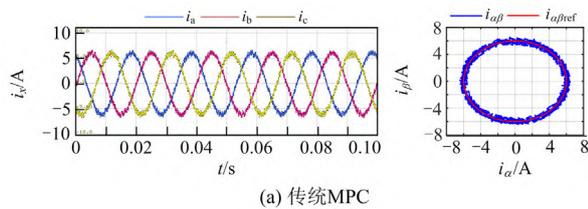


图 12 案例 1 的输出电流 FFT 分析结果

Fig. 12 Output current FFT analysis result of case 1

图 13 与图 14 分别给出了案例 2 中的逆变器输出电流波形与 FFT 分析结果。由图 14 可知，传统 MPC、传统单矢量 MFPC、三矢量 MPC 和所提控制方法的逆变器输出电流 THD 分别为 4.36%、3.26%、2.24%和 2.07%。此时实际电感大于模型参数。与案例 1 相比，由于实际滤波电感的增大，案例 2 中的 4 种控制策略的输出电流 THD 与电流纹波都得到了降低。然而，由于参数失配，单矢量 MFPC 和所提控制策略的输出电流特性分别优于传统 MPC 和三矢量 MPC。



(a) 传统MPC

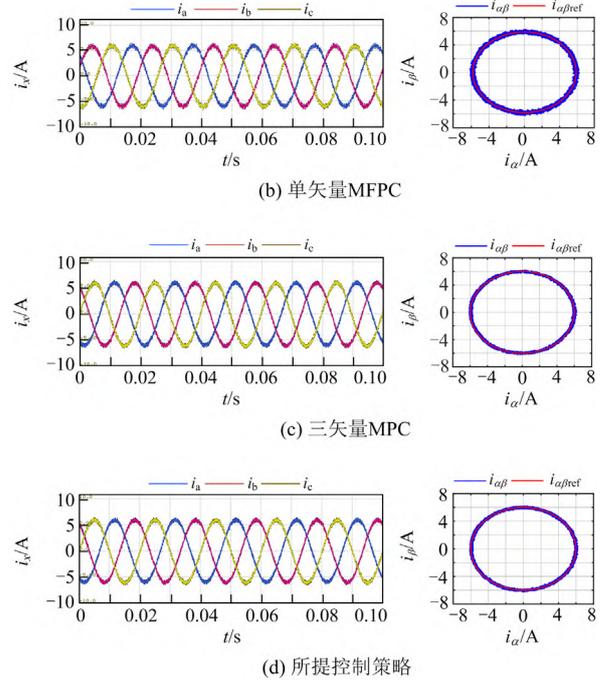
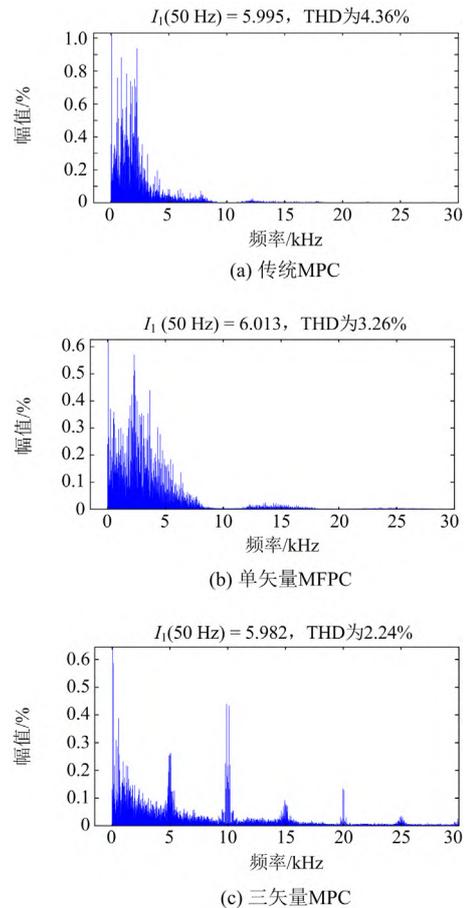


图 13 案例 2 的输出电流波形

Fig. 13 Output current waveform of case 2



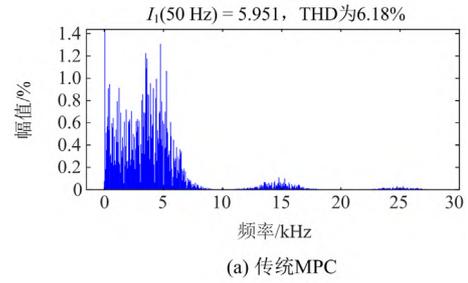
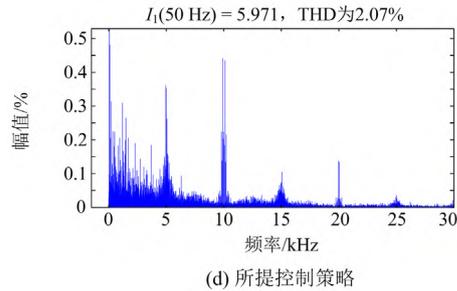


图 14 案例 2 的输出电流 FFT 分析结果

Fig. 14 Output current FFT analysis result of case 2

图 15 与图 16 分别给出了案例 3 的逆变器输出电流波形与 FFT 分析结果。由图 16 可知, 传统 MPC、传统单矢量 MFPC、三矢量 MPC 和所提控制方法的逆变器输出电流 THD 分别为 6.18%、5.42%、3.40%和 2.89%。此时实际电感小于模型参数。与案例 1 相比, 由于实际滤波电感的减小, 案例 3 中的 4 种控制策略的输出电流 THD 与电流纹波都大于案例 1。然而, 由于参数失配, 传统 MPC 和三矢量 MPC 的输出电流特性有所降低。这也表明所提控制策略有很强的参数鲁棒性。

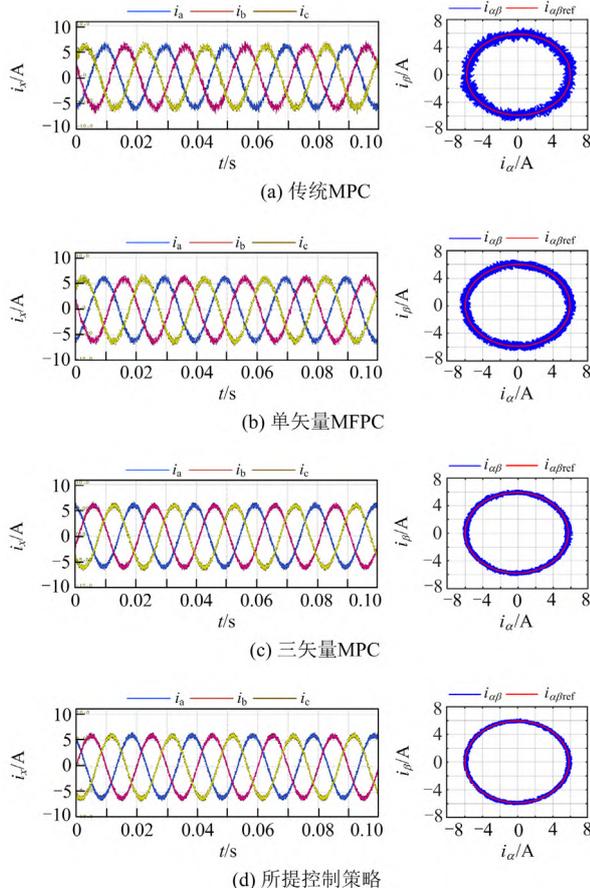


图 15 案例 3 的输出电流波形

Fig. 15 Output current waveform of case 3

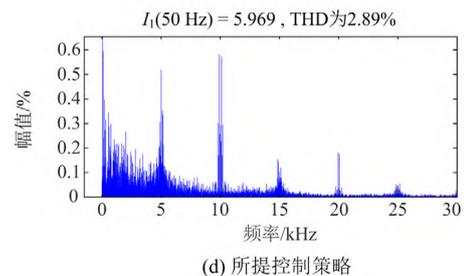
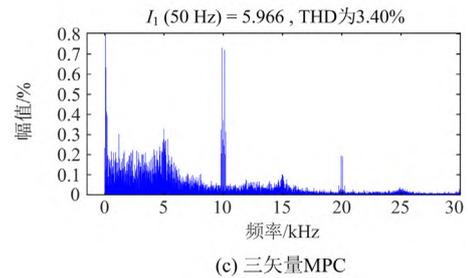
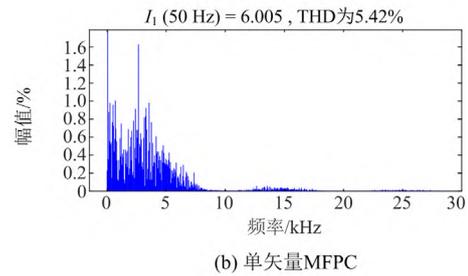


图 16 案例 3 的输出电流 FFT 分析结果

Fig. 16 Output current FFT analysis results of case 3

为了进一步比较 4 种控制策略在不同工况下的稳态电流特性, 测试了 4 种控制策略在案例 1、案例 2、案例 3 中不同参考电流下的输出电流 THD。从表 4 中可知, 在稳态情况下, 所提控制方法与三矢量 MPC 的电流畸变率要小于传统 MPC 与单矢量 MFPC, 再次验证了本文所提出的可视化分析方法的有效性。当负载参数准确时, 传统 MPC 与单矢量 MFPC 的电流畸变率接近, 三矢量 MPC 与所提控制策略的电流畸变率接近。当实际电感小于模型电感值时, 由于滤波电感值的减小, 4 种控制策略的输出电流相比于案例 1 都有所畸变。然而, 所提

出控制策略的 THD 要明显小于其余 3 种控制策略。当实际电感大于模型电感值时, 所提出控制策略的 THD 依旧小于其余 3 种控制策略。这进一步证明了所提出控制策略的强鲁棒性。

表 4 不同工作电流下的输出电流 THD

Table 4 Output current THD at different working currents

条件	控制策略	THD/%			
		3 A	4 A	5 A	6 A
案例 1	传统 MPC ^[4]	8.74	6.19	5.12	4.56
	单矢量 MFPC ^[18]	8.10	6.07	4.83	4.18
	三矢量 MPC ^[25]	5.14	3.98	3.14	2.62
	所提方法	5.23	4.04	3.16	2.67
案例 2	传统 MPC ^[4]	7.82	5.54	4.77	4.36
	单矢量 MFPC ^[18]	6.58	4.93	3.95	3.26
	三矢量 MPC ^[25]	4.8	3.32	2.64	2.24
	所提方法	4.36	3.10	2.57	2.07
案例 3	传统 MPC ^[4]	11.56	9.39	6.77	6.18
	单矢量 MFPC ^[18]	10.44	8.46	6.22	5.42
	三矢量 MPC ^[25]	7.04	5.28	4.18	3.40
	所提方法	5.70	4.64	3.56	2.89

电流从 3 A 到 6 A 的阶跃变化下, 4 种控制策略的对比评价如图 17 和图 18 所示。由图 17 可知, 传统 MPC、传统单矢量 MFPC、三矢量 MPC 和所提控制方法的动态响应时间分别为 0.379 ms、0.578 ms、0.308 ms 和 0.349 ms。4 种控制策略均能快速跟随参考电流变化, 暂态时间短, 均小于 0.6 ms, 且实际输出电流未发生超调。当工作电流由 3 A 动态变化为 6 A 时, 4 种控制策略的直流侧电容电压均能保持平衡。4 种控制策略均呈现出较好的动态工作特性。

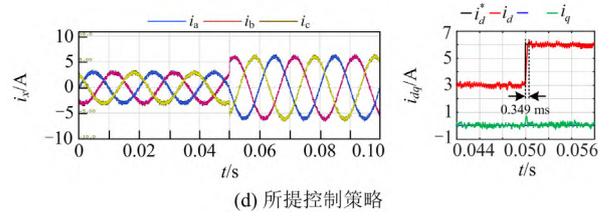
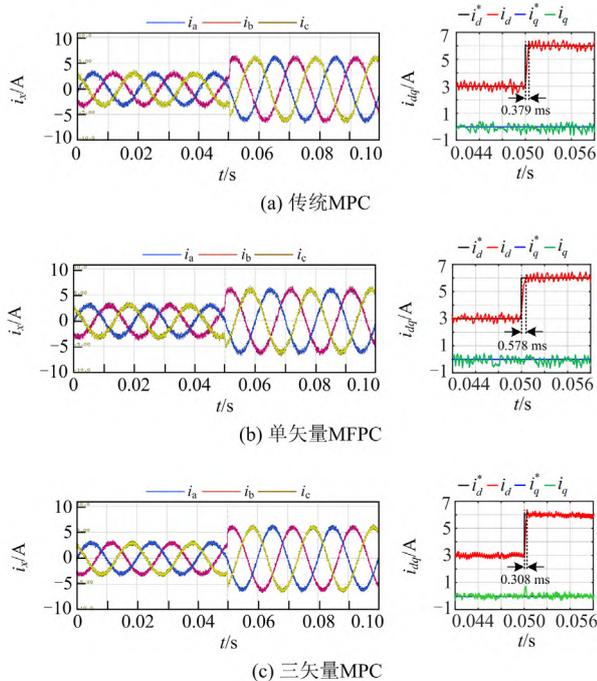


图 17 电流暂态响应特性测试结果

Fig. 17 Transient response characteristic test results of the current

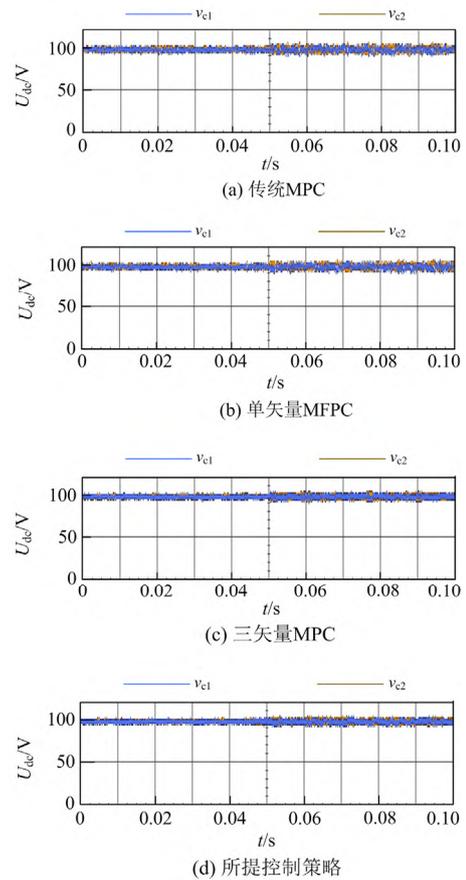
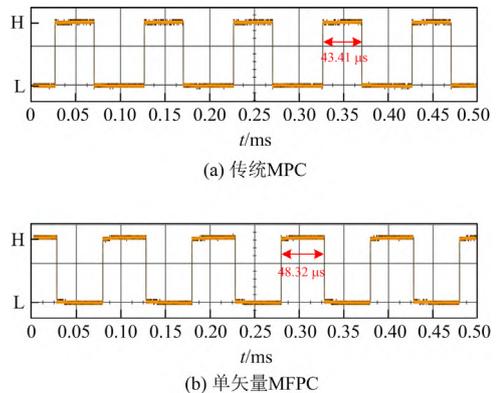


图 18 电容电压暂态响应特性测试结果

Fig. 18 Transient response characteristic test results of the capacitor voltage



为了测试 4 种控制方法的计算时间, 每种控制算法都在 DSPTMS320F28379 中实现, 算法运行时数字输出设置为高电平, 处理完成时复位为低电平。每个控制器所需的计算时间如图 19 所示。相比于三矢量 MPC, 所提出的策略降低了计算负担。

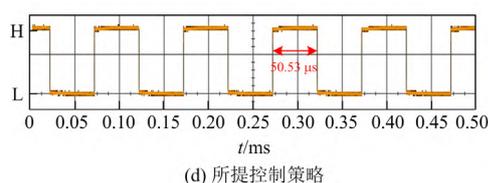
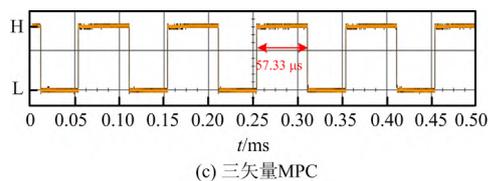


图 19 计算量测试结果

Fig. 19 Test results of the computational burden

4 结论

为了解决 FCS-MPC 输出电流纹波大、参数鲁棒性差的问题, 本文提出了一种可视化三矢量无模型预测控制方法。本文针对 3L-NPC 逆变器建立了超局部模型, 设计全阶滑模观测器估计系统的集总误差, 并利用冗余的电压矢量组合维持直流侧电容电压的平衡, 避免了权重系数设计的繁琐过程。在此基础上, 本文改进了三矢量寻优的过程, 并通过可视化分析的方法证明了寻优策略的有效性。与传统的三矢量 MPC 方法相比, 所提方法减小了输出电流纹波, 提高了参数鲁棒性, 并减小了计算量。

参考文献

- [1] VAHID H, MOHAMMAD S. A new five-level inverter with reduced leakage current for photovoltaic system applications[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2022, 7(2): 287-299.
- [2] 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.
- [3] NAJIB E O, AZIZ D, ABDELAZIZ E G, et al. Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(3): 196-204.
- [4] AGUILERA R P, LEZANA P, and QUEVEDO D E. Finite-control-set model predictive control with improved steady-state performance[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 658-667.
- [5] 任兆文, 宋书中, 黄景涛, 等. 单相三电平并网逆变器多状态模型预测控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(16): 19-28.
- REN Zhaowen, SONG Shuzhong, HUANG Jingtao, et al. Research on multi-state model predictive control for a single-phase three-level grid-tied inverter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(16): 19-28.
- [6] 周左, 汪洋, 李正明. 基于占空比控制的 Vienna 整流器模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(10): 162-169.
- ZHOU Zuo, WANG Yang, LI Zhengming. Model predictive control strategy of a Vienna rectifier based on duty cycle control[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(10): 162-169.
- [7] 李立雄, 阳阳光, 袁越阳, 等. 基于改进有限集模型预测控制策略的光伏发电系统最大功率点追踪算法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(17): 28-37.
- LI Lixiong, YANG Tongguang, YUAN Yueyang, et al. Maximum power point tracking algorithm of a photovoltaic power generation system based on an improved finite set model predictive control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(17): 28-37.
- [8] PETROS K, TOBIAS G. Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7434-7450.
- [9] 姚绪梁, 麻宸伟, 王景芳, 等. 基于预测误差补偿的鲁棒型永磁同步电机模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 6071-6081.
- YAO Xuliang, MA Chenwei, WANG Jingfang, et al. Robust model predictive current control for PMSM based on prediction error compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(17): 6071-6081.
- [10] 秦艳忠, 阎彦, 陈炜, 等. 永磁同步电机参数误差补偿三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 255-265.
- QIN Yanzhong, YAN Yan, CHEN Wei, et al. Three-vector model predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motor drives with parameter error compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(2): 255-265.
- [11] LIU Xing, QIU Lin, WU Wenjie, et al. Neural predictor-based low switching frequency FCS-MPC for MMC with online weighting factors tuning[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4065-4079.
- [12] VILLARROEL F, ESPINOZA J R, ROJAS C A.

- Multiobjective switching state selector for finite-states model predictive control based on fuzzy decision making in a matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 589-599.
- [13] CASEIRO L M A, MENDES A M S, CRUZ S M A. Dynamically weighted optimal switching vector model predictive control of power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2): 1235-1245.
- [14] YANG Yong, WEN Huiqing, FAN Mingdi, et al. Fast finite-switching-state model predictive control method without weighting factors for t-type three-level three-phase inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(3): 1298-131.
- [15] 温饱, 胡存刚, 芮涛, 等. 三相并网逆变器状态反馈模型预测控制策略[J]. 电力电子技术, 2018, 52(6): 24-27, 42. WEN Bao, HU Cungang, RUI Tao, et al. Model predictive control with state feedback of three-phase grid-connected inverter[J]. Power Electronics, 2018, 52(6): 24-27, 42.
- [16] YANG Yun, TAN S C, HUI S Y R. Adaptive reference model predictive control with improved performance for voltage-source inverters[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(2): 724-73.
- [17] 唐圣学, 邢路铭, 黎霞, 等. 逆变器有限集模型预测控制参数不匹配补偿方法研究[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 46-55. TANG Shengxue, XING Luming, LI Xia, et al. Parameters mismatch compensation method of finite control set model predictive control for inverters[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 46-55.
- [18] 金涛, 沈学宇, 苏泰新, 等. 三电平逆变器的改进无模型预测电流控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(4): 86-91, 113. JIN Tao, SHEN Xueyu, SU Taixin, et al. Improved model-free predictive current control for three-level inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4): 86-91, 113.
- [19] IPOUMNGOME P G, MONNZONGO D L, FLESH R C C, et al. Model-free predictive current control for multilevel voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9984-9997.
- [20] 贾成禹, 王旭东, 周凯. 基于电感辨识的内置式永磁同步电机电流模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 75-82. JIA Chengyu, WANG Xudong, ZHOU Kai. Model predictive control method for current control of IPMSM with inductance parameter identification[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 75-82.
- [21] 陈晓, 赵文祥, 吉敬华, 等. 考虑边端效应的双边直线永磁游标电机模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(1): 49-57. CHEN Xiao, ZHAO Wenxiang, JI Jinghua, et al. Model predictive current control of double-side linear vernier permanent magnet machines considering end effect[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1): 49-57.
- [22] 赵凯辉, 周瑞睿, 冷傲杰, 等. 一种永磁同步电机的有限集无模型容错预测控制算法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 27-38. ZHAO Kaihui, ZHOU Ruirui, LENG Aojie, et al. Finite control set model-free fault-tolerant predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 27-38.
- [23] ZHOU Yanan, LI Hongmei, LIU Rundong, et al. Continuous voltage vector model-free predictive current control of surface mounted permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 899-908.
- [24] JIN Nan, CHEN Mo, GUO Leilei, et al. Double-vector model-free predictive control method for voltage source inverter with visualization analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10066-10078.
- [25] 程建材, 康龙云, 胡毕华, 等. 三电平并网逆变器恒定开关频率的模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5): 169-175. CHENG Jiancai, KANG Longyun, HU Bihua, et al. Model predictive control with constant switching frequency of three-level grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(5): 169-175.

收稿日期: 2022-08-22; 修回日期: 2022-11-26

作者简介:

朱敏龙(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电技术; E-mail: 1449275254@qq.com

宋慧庆(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电技术; E-mail: 1647323492@qq.com

金涛(1976—), 男, 通信作者, 教授, 研究方向为电力系统稳定性分析、在线测量与信号处理、新能源技术。E-mail: jintly@fzu.edu.cn

(编辑 周金梅)