

三电平逆变器的改进无模型预测电流控制

金涛¹, 沈学宇¹, 苏泰新¹, 郭敬东²

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州, 350116; 2. 国网福建省电力有限公司 电力科学研究院, 福建 福州, 350007)

摘要:针对传统模型预测控制对系统模型的依赖性强、鲁棒性差的问题,提出一种应用于三相三电平中性点箝位型(NPC)逆变器的改进无模型预测电流控制方法。该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,其无需任何系统模型参数;通过引入计数因子,及时更新电流差分,并在下一控制周期内应用所选择的使给定代价函数最小的逆变器开关状态,有效地控制负载电流。该算法在一个采样间隔内只需对负载电流进行一次采样,但其运算量大,对系统处理器要求较高。仿真和实验结果表明:所提控制策略具有良好的稳态特性和动态响应速度,且能消除负载参数变化对控制系统稳定性的影响。

关键词:无模型预测电流控制;三电平 NPC 逆变器;模型参数;代价函数

中图分类号:TM 464

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.04.013

0 引言

近年来,随着处理器计算速度的不断提高,模型预测控制 MPC (Model Predictive Control) 在电力电子变换器方面的应用受到了广大国内外学者越来越多的关注。文献[1]首次将 MPC 引入电力电子变换器控制,并取得较好的控制效果。

按照控制变量的不同, MPC 可以分为模型预测电流控制 MPCC (Model Predictive Current Control)^[2]和模型预测直接功率控制 MPDPC (Model Predictive Direct Power Control)^[3]。MPCC 根据不同情况获得参考电流值,然后通过模型预测控制器使输出电流跟踪参考电流。目前, MPCC 已经在电机控制^[4-5]、并网逆变^[6-7]等多个方面得到应用。该控制方法具有响应速度快、输出效果好、可直接给出开关状态、可同时对多种控制目标进行控制等优势^[8]。但传统 MPCC 依赖于精确的系统模型,在实际电路中,当电阻、电感等参数随温度、电磁场和其他外界环境条件的变化而发生改变时,会直接导致控制器性能的下降^[9-10]。

为了解决这个问题,文献[11]提出了一种自校正 MPCC 策略,实时修正预测模型,有效消除了模型参数时变对控制系统的影响,但在观察电感参数过程中使用的是低通滤波器,会直接影响电感的观测效果。文献[12]通过实时在线监测电路电感值,实现对三相变换器的 MPDPC,但也同样存在类似的问题。文献[13-14]通过构造扰动观测器减少模型参

数失配对控制系统造成的影响,提高系统的鲁棒性,但观测器带来的计算延时问题会严重影响整个系统的控制性能。文献[15]提出一种无模型预测电流控制 MFPC (Model-Free Predictive Current Control),该控制方法在不使用电机参数的情况下,只利用定子电流与过去时刻的电流差分来实现电流预测。但该方法在每个采样周期中,必须对电流进行 2 次采样,在 2 次采样的固定延迟时间选择不当的情况下,会导致检测到电流尖峰。而关于延迟时间的选择更多的是依赖于研究者的经验,缺乏确定的指导准则,从而限制了 MFPC 的普及和使用^[16]。

针对上述问题,本文将三相三电平中性点箝位型(NPC)逆变器进行数学建模,在此基础上提出一种改进无模型预测电流控制 IMFPC (Improved Model-Free Predictive Current Control),该控制方法在无模型预测控制的基础上进行改进,在一个控制周期内仅对负载电流进行一次采样,降低了硬件系统的设计要求。同时,所提控制策略通过计数因子及时更新不同开关状态下的电流差分,利用每个控制周期的采样值与电流差分矢量进行求和运算,实现对输出电流的预测,其无需依赖负载参数,具有较强的鲁棒性。最后利用 Simulink 实时仿真实验平台对本文所提算法进行实验验证,实验结果验证了所提控制算法的正确性和有效性。

1 三电平逆变器的 MPCC

1.1 系统建模

三电平 NPC 逆变器与动态阻感负载连接电路如图 1 所示。图中, V_{dc} 为直流电压; C_1 和 C_2 为直流侧电容; R 为负载电阻; L 为负载电感; v_{ao} 、 v_{bo} 、 v_{co} 和 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 NPC 逆变器输出的各相电压和电流。

由空间矢量的原理可推得, NPC 逆变器输出的电压矢量为:

收稿日期:2018-05-11;修回日期:2018-12-14

基金项目:欧盟 FP7 国际科技合作基金资助项目(909880);
国家自然科学基金资助项目(61304260)

Project supported by the FP7 International Science & Technology Cooperation Foundation of EU(909880) and the National Natural Science Foundation of China(61304260)

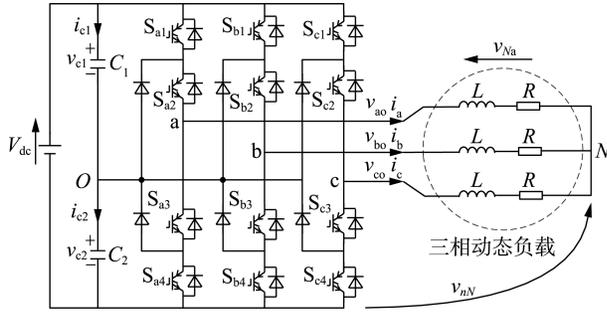


图 1 三电平 NPC 逆变器带动态阻感负载的电路

Fig.1 Circuit of three-level NPC inverter with dynamic resistive-inductive load

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (\mathbf{v}_{ao} + \alpha \mathbf{v}_{bo} + \alpha^2 \mathbf{v}_{co}) \quad (1)$$

其中, $\alpha = e^{j2\pi/3}$ 为单位旋转矢量, 表示 120° 相位差。

基于图 1 所示的系统主电路图, 利用基尔霍夫定理可得负载电流动态方程为:

$$\mathbf{v}_{x0} = L \frac{d\mathbf{i}_x}{dt} + R\mathbf{i}_x + \mathbf{v}_{N0} \quad x \in \{a, b, c\} \quad (2)$$

其中, x 表示逆变器输出的 a、b、c 三相。

结合式 (2), 利用前向欧拉公式对式 (1) 进行离散化, 可得到在 $k+1$ 时刻输出电流的预测值为:

$$\mathbf{i}^{\text{pre}}(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \mathbf{i}(k) + \frac{T_s}{L} \mathbf{v}(k) \quad (3)$$

其中, T_s 为采样时间; 上标“pre”表示预测变量。逆变器在 $k+1$ 时刻的负载电流值 $\mathbf{i}^{\text{pre}}(k+1)$ 可以由三电平 NPC 逆变器产生的 27 个电压矢量 $\mathbf{v}(k)$ 来预测。进一步地, 考虑延时补偿, 需计算在 $k+2$ 时刻电流预测值。为了避免由于参考电流阶跃变化而使实际电流量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:

$$\mathbf{i}^*(k+2) = \mathbf{i}^*(k) e^{2j\omega T_s} \quad (4)$$

其中, ω 为参考电流矢量的工频角速度; 上标“*”表示参考值。由此可见, 代价函数可以定义如下:

$$g = |\mathbf{i}_\alpha^*(k+2) - \mathbf{i}_\alpha^{\text{pre}}(k+2)| + |\mathbf{i}_\beta^*(k+2) - \mathbf{i}_\beta^{\text{pre}}(k+2)| \quad (5)$$

其中, 下标“ α ”和“ β ”表示相应状态量在两相静止坐标系下的表达形式。预测控制器将使用系统的离散时间模型来计算逆变器每一个电压矢量对应的输出电流预测值; 再通过选择使代价函数最小的开关状态, 将其应用于下一采样时刻, 实现对逆变器的最优输出控制。

1.2 模型参数变化的影响

由于以上 MPCC 的实现过程存在着非线性属性, 因此无法对其进行根轨迹分析, 而且进行闭合回路稳定性分析也是更为复杂的。因此, 本文将根据控制器性能来分析参数变化对系统的影响。

将式 (3) 改写为如下形式:

$$\mathbf{i}^{\text{pre}}(k+1) = C' \mathbf{i}(k) + C'' \mathbf{v}(k) \quad (6)$$

其中, $C' = 1 - RT_s/L$; $C'' = T_s/L$ 。由式 (6) 可知, 预测电流包含以下 2 个部分: 一部分与输出负载电流矢量方向相同, 另一部分与实际电路电压矢量方向相同。负载参数变化对预测电流的影响如图 2 所示。

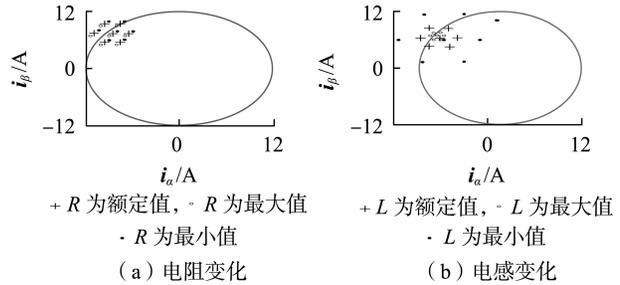


图 2 负载参数变化的影响

Fig.2 Effect of load parameter variation

一方面, 负载电阻发生变化仅影响 C' , 因此将使预测电流发生径向移动, 从而导致预测电流振幅发生变化; 另一方面, 负载电感发生变化会导致预测负载电流矢量发生改变, 从而会引起电流纹波发生变化且电流幅值产生小幅度变动, 原因在于电感的改变会同时影响 C' 和 C'' 这 2 个权重系数。

2 IMFPC 在三电平逆变器中的应用

2.1 IMFPC 算法的原理

MFPC 的基本思想如下: 由于控制器的采样频率很高, 且在每个控制周期中仅有一个开关状态被使用, 可以认为在该控制周期内负载电流是线性变化的, 因此只需通过计算每个控制周期前后两端电流的差分, 即可对负载电流进行预测。

为了减小用于存储电流差分矢量矩阵的大小, 本文在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下实现 IMFPC。由于三电平 NPC 逆变器存在 27 种开关状态 $\{S_1, S_2, \dots, S_{27}\}$, 在控制器进行滚动计算寻优的过程中其所消耗的时间不能忽略, 为此, 采用两步预测值对控制器进行延时补偿。IMFPC 工作原理如图 3 所示, 可见只要根据 k 时刻采样得到的负载电流值和 2 个电流差分矢量, 即可实现对 $k+2$ 时刻电流的预测。值得注意的是, 为了得到电流差分且避免检测到由于开关动作而产生的电流尖峰, 在第 k 个控制周期中, 负载电流应该在开关状态应用之前进行采样, 最终得到 $k+2$ 时刻负载电流的预测值为:

$$\mathbf{i}_x^{\text{pre}}(k+2) \Big|_{S(k+1)} = \mathbf{i}_x(k) \Big|_{S(k-1)} + \Delta \mathbf{i}_x \Big|_{S(k)} + \Delta \mathbf{i}_x \Big|_{S(k+1)} \quad (7)$$

其中, $x \in \{\alpha, \beta\}$; $S(k) \in \{S_1, S_2, \dots, S_{27}\}$; $\mathbf{i}_x(k) \Big|_{S(k-1)}$ 表示在开关状态 $S(k-1)$ 的作用下, k 时刻的采样电流值, 同理, $\mathbf{i}_x(k+1) \Big|_{S(k)}$ 、 $\mathbf{i}_x(k+2) \Big|_{S(k+1)}$ 分别表示在开关状态 $S(k)$ 和 $S(k+1)$ 的作用下, $k+1$ 和 $k+2$ 时刻

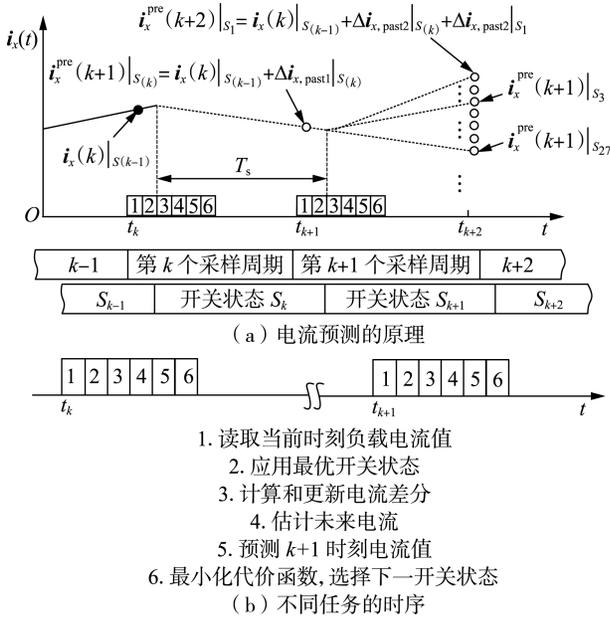


图 3 IMFPC 工作原理

Fig.3 Working principle of IMFPC

的采样电流值; $\Delta i_x|_{S(k)}$ 、 $\Delta i_x|_{S(k+1)}$ 为电流差分矢量, 可以分别通过式(8)和式(9)进行计算。

$$\Delta i_x|_{S(k)} = i_x(k+1)|_{S(k)} - i_x(k)|_{S(k-1)} \quad (8)$$

$$\Delta i_x|_{S(k+1)} = i_x(k+2)|_{S(k+1)} - i_x(k+1)|_{S(k)} \quad (9)$$

由式(8)和(9)可看出, 计算 $\Delta i_x|_{S(k)}$ 和 $\Delta i_x|_{S(k+1)}$ 时需要 $k+1$ 时刻和 $k+2$ 时刻的负载电流值, 在 k 时刻无法实现。由于采样间隔固定且足够短, 可以在 k 时刻之前有相同开关状态的电流差分来代替, 即:

$$\Delta i_x|_{S(k)} \approx \Delta i_{x, \text{past1}}|_{S(k) \in \{S_1, S_2, \dots, S_{27}\}} \quad (10)$$

$$\Delta i_x|_{S(k+1)} \approx \Delta i_{x, \text{past2}}|_{S(k+1) \in \{S_1, S_2, \dots, S_{27}\}} \quad (11)$$

其中, 下标“past”表示在 k 时刻之前存储在矩阵数组中的对应于 27 个逆变器开关状态的电流差分。

为了减少式(10)和式(11)的估计误差, 保证预测电流的精度, 在每次电流采样后, 将采用式(12)和式(13)对相同开关状态下的电流差分进行更新。

$$\Delta i_{x, \text{past1}}|_{S(k-1) \in \{S_1, S_2, \dots, S_{27}\}} = i_x(k)|_{S(k-1)} - i_x(k-1)|_{S(k-2)} \quad (12)$$

$$\Delta i_{x, \text{past2}}|_{S_i \in \{S_1, S_2, \dots, S_{27}\}} = \Delta i_{x, \text{past1}}|_{S_i=S(k-1)} \quad (13)$$

由此可见, 由于 k 时刻的开关状态已知, 所以 $\Delta i_x|_{S(k)}$ 可以用之前时刻相同开关状态的电流差分 $\Delta i_{x, \text{past2}}|_{S(k)}$ 来近似。因此, $k+2$ 时刻的负载电流预测值为:

$$i_x^{\text{pre}}(k+2)|_{S_m} = i_x(k)|_{S(k-1)} + \Delta i_{x, \text{past1}}|_{S(k)} + \Delta i_{x, \text{past1}}|_{S_m} \quad (14)$$

其中, S_m 为 $k+1$ 时刻的开关状态, 其必须通过式(15)和式(16)所示的代价函数的滚动寻优来获得。

$$g(k)|_{S_m} = |i_{\alpha}^*(k+2) - i_{\alpha}^{\text{pre}}(k+2)|_{S_m}| + |i_{\beta}^*(k+2) - i_{\beta}^{\text{pre}}(k+2)|_{S_m}| \quad (15)$$

$$g(k)|_{S_{\text{opt}}} = \min\{g(k)|_{S_1}, g(k)|_{S_2}, \dots, g(k)|_{S_{27}}\} \quad (16)$$

其中, $g(k)$ 为 27×1 维的矩阵数组; S_{opt} 为最终被选择的 $k+1$ 时刻的最优开关状态。

2.2 IMFPC 算法流程

在整个 IMFPC 的实现过程中, 由于不同开关状态下的电流差分更新速度不同, 容易出现某个开关状态对应的电流差分持续未被更新的问题, 导致式(14)所示的电流预测值产生较大误差。因此, 本文引入开关状态更新计数因子 r , 当开关状态 S_n 在连续 r 个采样间隔中未被使用时, 在 $r+1$ 时刻, S_n 将作为控制器的最优开关状态输出。所提 IMFPC 算法流程图如图 4 所示。

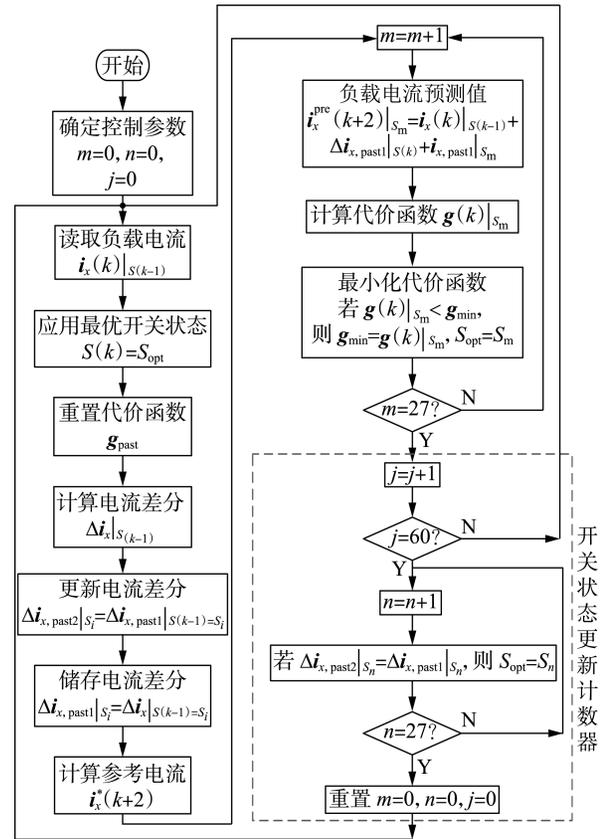


图 4 所提 IMFPC 算法流程图

Fig.4 Flowchart of proposed IMFPC algorithm

3 仿真分析

为了验证本文所提 IMFPC 策略的可行性, 在 MATLAB/Simulink 环境下对图 1 所示的系统进行仿真研究, 其中电路主要参数如下: 直流侧电压 $V_{dc} = 600$ V, 直流侧电容 $C_1 = C_2 = 4700$ μ F, 负载电阻 $R = 10$ Ω , 负载电感 $L = 10$ mH, 参考电流 i^* 的幅值和频率分别为 6 A 和 50 Hz, 采样频率 $f_s = 40$ kHz。

3.1 稳态响应分析

图 5 给出了采样频率 $f_s = 40 \text{ kHz}$ 时 2 种不同的控制策略下稳态负载电流波形和电流跟踪误差。图中, i_a 为 a 相输出电流, i_a^* 为相应的电流参考值; $e_{i_a} = i_a - i_a^*$ 为电流跟踪误差。

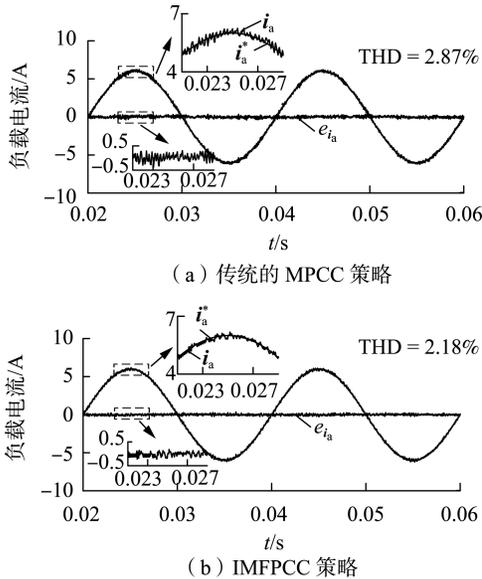


图 5 稳态时的负载电流波形和跟踪误差
Fig.5 Waveform of load current and tracking error in steady state

从图 5 中可以看出,采用传统的 MPCC 策略时, a 相输出电流 i_a 的总谐波畸变率(THD)为 2.87%, 而所提 IMFPC 策略下 i_a 的 THD 为 2.18%, 且具有较小的跟踪误差,其稳态性能略优于传统的 MPCC。

IMFPC 策略的控制效果取决于控制系统的采样频率。图 6 给出了不同采样频率下的 q 轴电流。由图 6 可知,当采用更高的采样频率 $f_s = 40 \text{ kHz}$ 时, q 轴电流的纹波会大幅降低。然而,考虑到开关损耗的影响,不能通过无限制增大采样频率来提高控制效果。

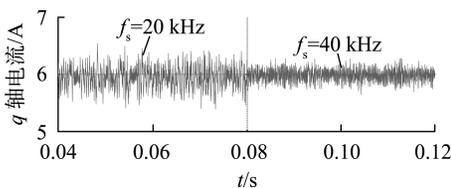


图 6 IMFPC 策略下的负载电流波形
Fig.6 Waveform of load current under IMFPC strategy

在三电平 NPC 逆变器的 MPCC 中,其直流侧电容电压是否平衡会直接影响到逆变器输出电能的质量,甚至可能威胁到逆变器开关器件的安全运行。为此,本文通过增加权重系数 λ_{dc} 进行 NPC 逆变器中性点电压平衡的控制,具体如下:

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^{pre}| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^{pre}| + \lambda_{dc} |\Delta v_c| \quad (17)$$

其中, $\Delta v_c = v_{c1}^{pre} - v_{c2}^{pre}$; $\lambda_{dc} = 0.1$ 。

图 7 为不同控制策略下的直流侧电容电压平衡情况。图中, v_{c1}' 、 v_{c2}' 和 v_{c1} 、 v_{c2} 分别为 MPCC、IMFPC 策略下的直流侧电容电压。可见采用所提 IMFPC 策略时,DC 环节中两电容电压最大波动为 3.2 V, 且呈现衰减趋势,说明所提控制策略成功地保持了电压平衡,而不需要考虑很复杂的查询表或是额外的控制框图,但由于某个开关状态持续未被使用,与传统 MPCC 相比,所提方法在中点电位平衡方面的波动较大。

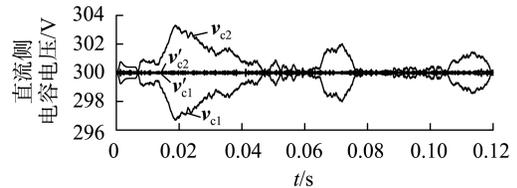


图 7 不同控制策略下的直流侧电容电压平衡情况
Fig.7 Balancing situation of DC-side capacitor voltage under different control strategies

3.2 暂态响应分析

图 8 给出 2 种控制策略下的输出电流的动态响应。假设在 $t = 0.04 \text{ s}$ 时,参考电流的幅值从 6 A 变到 12 A。从图 8 中可以看出, $t_1 > t_2$, 即采用 IMFPC 算法表现出了更快的动态响应速度。原因在于电流预测过程中,所提方法仅使用加法器,而无过多的乘法器参与计算,因此当参考电流幅值阶跃变化时,IMFPC 以快速的动态速度跟随参考值。

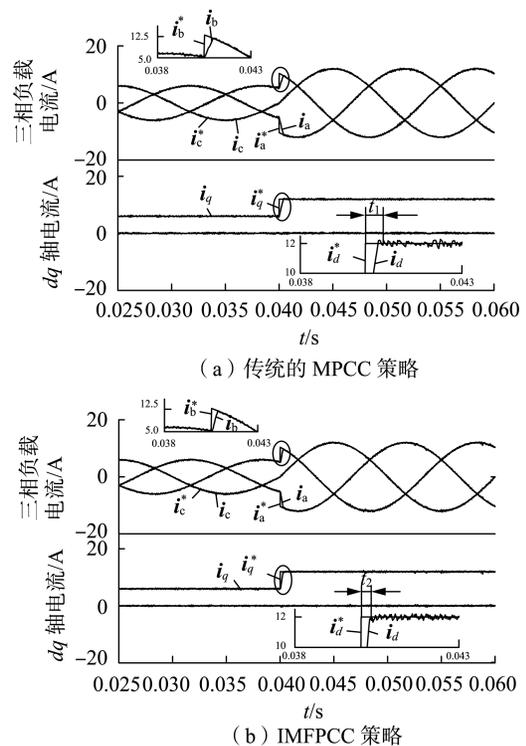


图 8 参考电流变化时的负载电流波形
Fig.8 Waveforms of load current when reference current varying

在相同的变化条件下,电流的跟踪性能如图 9 所示。可见当系统处于过渡状态时,所提 IMFPC 策略下的输出电流值更为接近参考值,其电流跟踪误差较小,且过渡过程更加平缓快速。然而,在较低的采样频率下,由于 IMFPC 下的电流差分更新速度较慢,实际中 2 种控制策略的稳态和动态特性十分相近,如下文中实验结果所示。值得注意的是,在程序开始时,由于逆变器 27 种开关状态对应的电流差异还来不及更新,所提策略下的输出电流精确度低于基于模型参数的传统 MPCC。但在若干个控制周期后,负载电流可以达到良好的输出效果。

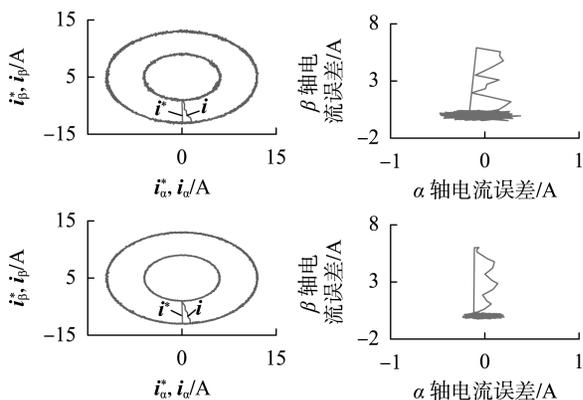


图 9 参考电流变化时的负载电流跟踪误差波形
Fig.9 Waveforms of load current tracking error when reference current varying

3.3 系统参数敏感性分析

图 10 给出了当负载电阻 R 、电感 L 变化时 2 种控制策略下的 α 轴电流跟踪效果。由图 10(a) 可知,当电阻变为原来的 140% 时,传统的 MPCC 策略下预测电流的振幅发生变化,不能准确跟踪参考电流值;当采用 IMFPC 策略时,预测电流直接取决于电流差分矢量的更新,不再受负载参数变化的影响,因此预测电流将准确跟踪参考值。由图 10(b) 可看出,当负载电感增大为原来的 40%,采用 IMFPC 策略时,预测电流与参考值之间的径向位移和振幅小

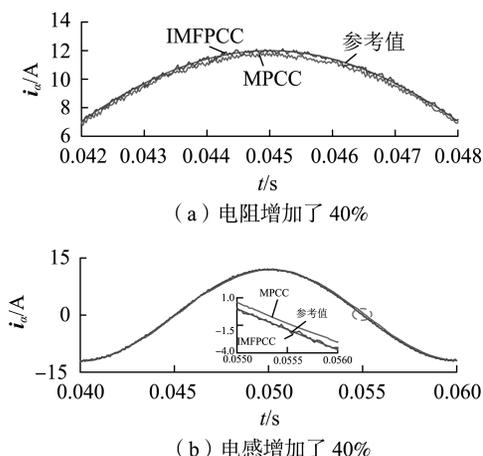


图 10 负载参数变化时的响应情况

Fig.10 Response situation when load parameters varying

幅变化消失,预测电流的输出响应几乎未发生改变。

为了研究参数变化对三电平 NPC 逆变器输出性能的影响,本文选择电流的均方根误差 (RMSE) 作为系统性能的评判指标,如式 (18) 所示,用于对实际电流瞬时值跟踪参考电流的控制方式进行性能评估。

$$R_x = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (i_x^*(k) - i_x(k))^2} \quad x \in \{a, b, c, d, q\} \quad (18)$$

其中, M 为采样点数。

当负载参数变化从 25% 增加到 175% 时,负载电流的 RMSE 曲线如图 11 所示。图中 RMSE 为标么值。从图 11 中可以看出,传统 MPCC 策略对参数的变化更加敏感。而由于所提 IMFPC 策略在预测电流过程中未使用任何负载参数,在相同条件下, RMSE 几乎恒定不变。具体地,不同控制策略下负载电流的 RMSE 见表 1 (表中负载电流 RMSE 为标么值)。

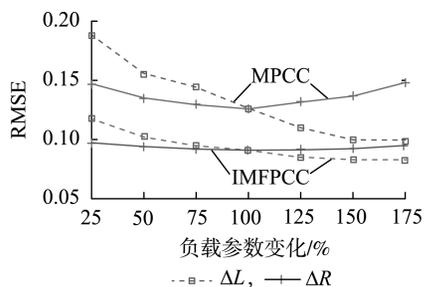


图 11 负载电流的 RMSE 曲线

Fig.11 Curve of RMSE for load current

表 1 负载电流的 RMSE

Table 1 RMSE of load current

图形	控制策略	负载电流 RMSE				
		R_a	R_b	R_c	R_d	R_q
图 5(a)	MPCC	0.125 8	0.214 6	0.210 1	0.139 8	0.226 1
图 5(b)	IMFPC	0.091 0	0.092 5	0.092 0	0.085 9	0.097 5
图 8(a)	MPCC	0.130 9	0.281 2	0.275 3	0.155 2	0.301 0
图 8(b)	IMFPC	0.106 9	0.234 1	0.238 5	0.105 2	0.266 5
图 10(a)	MPCC	0.134 5	0.232 2	0.231 3	0.113 3	0.266 2
图 10(a)	IMFPC	0.091 6	0.092 8	0.092 9	0.086 1	0.098 3
图 10(b)	MPCC	0.999 9	0.230 6	0.227 0	0.117 4	0.250 4
图 10(b)	IMFPC	0.082 9	0.085 9	0.085 1	0.080 9	0.088 3

4 实验验证

为了验证所提改进 IMFPC 策略的性能,构建了一套基于 Simulink-Real-Time 三电平 NPC 逆变器实验平台,避免了如 DSP 在应用时复杂的程序编写过程。因受限于实验系统的处理器性能,采样频率设为 20 kHz,其他参数与仿真参数一致。

实验结果如附录中图 A1—A4 所示。由图 A1 可知,采样传统方法获得的相电流 THD 为 5.68%,而所提方法下 THD 为 5.82%,结合图 A2 可以看出,2 种方法具有类似的稳态性能和动态性能。在负载

参数变化的影响方面,从图 A3 和 A4 中可以看出,采用传统 MPCC 策略,当负载电阻增加原来的 40% 时,逆变器输出电流纹波出现小幅增加;当负载电感增加原来的 40% 时,负载电流产生畸变。采用所提 IMFPC 算法时,相同变化条件下,三电平逆变器输出电流仍然具有较好的跟踪效果,几乎不受负载变动的影响。

5 结论

本文分析了负载参数对控制系统输出性能的影响,在此基础上,提出了一种应用于三电平 NPC 逆变器的 IMFPC 策略,并通过理论研究、仿真与实验验证得出结论如下:

a. 传统 MPCC 方法下负载参数变化会直接影响预测值并导致控制性能的下降;

b. 传统 MPCC 方法和本文所提 IMFPC 方法的稳态性能和动态响应总体差异不大;

c. 但当负载参数发生变化时,所提 IMFPC 方法仍能保持良好的控制性能,使输出电流准确跟踪给定值,具有更强的参数鲁棒性和实际工程应用价值。

如何进一步提高不同开关状态的更新速度,减少直流侧电容两端电压波动,并从理论上进行分析,同时进一步完善所提方法的有效性和实用性,将是笔者下一步的研究重点。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] RODRIGUEZ J, PONTT J, SILVA C A, et al. Predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 54(1): 495-503.
- [2] 徐艳平,张保程,周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 222-230.
XU Yanping, ZHANG Baocheng, ZHOU Qin. Two-vector based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 222-230.
- [3] 张虎,张永昌,杨达维. 基于双矢量模型预测直接功率控制的双馈电机并网及发电[J]. 电工技术学报, 2016, 31(5): 69-76.
ZHANG Hu, ZHANG Yongchang, YANG Dawei. Two vectors-based model predictive direct power control of doubly fed induction generator for grid connection and power regulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(5): 69-76.
- [4] 高道男,陈希有. 一种改进的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(4): 197-202.
GAO Xiaonan, CHEN Xiyu. Improved model predictive control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 197-202.
- [5] 张永昌,杨海涛,魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66-73.
ZHANG Yongchang, YANG Haitao, WEI Xianglong. Model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on fast vector selection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 66-73.
- [6] 杨兴武,冀红超,甘伟. 基于模型预测控制的并网逆变器开关损耗优化方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(8): 84-89.
YANG Xingwu, JI Hongchao, GAN Wei. Switching loss optimization based on model predictive control for grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(8): 84-89.
- [7] 陈强,任浩翰,杨志超,等. 三相并网逆变器改进型直接功率预测控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(12): 100-105.
CHEN Qiang, REN Haohan, YANG Zhichao, et al. Improved predictive direct power control of three-phase grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(12): 100-105.
- [8] 梁莹玉,刘涛,李岩,等. T型三电平 VSC-HVDC 系统模型预测灵活功率控制策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(11): 113-119.
LIANG Yingyu, LIU Tao, LI Yan, et al. Model predictive flexible power control strategy for T-type three-level converter based on VSC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 113-119.
- [9] 沈坤,章斌. 具有建模误差补偿的三相逆变器模型预测控制算法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(7): 86-91.
SHEN Kun, ZHANG Jing. Model predictive control scheme with modeling error compensation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(7): 86-91.
- [10] 张虎,张永昌,刘家利,等. 基于单次电流采样的永磁同步电机无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(2): 180-187.
ZHANG Hu, ZHANG Yongchang, LIU Jiali, et al. Model-free predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on single current sampling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2): 180-187.
- [11] 王萌,施艳艳,沈明辉,等. 三相电压型 PWM 整流器模型自校正预测控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 151-157, 172.
WANG Meng, SHI Yanyan, SHEN Minghui, et al. Predictive control of three-phase voltage source PWM rectifiers based on model self-correction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 151-157, 172.
- [12] ANTONIEWICZ P, KAZMIERKOWSKI M P. Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4381-4390.
- [13] XIA Changliang, WANG Meng, SONG Zhanfeng. Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 459-471.
- [14] LEE K J, PARK B G, KIM R Y. Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in three-phase grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 276-283.
- [15] LIN C K, LIU T H, YU J T, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
- [16] LAI Y S, LIN C K, CHUANG F P, et al. Model-free predictive current control for three-phase AC/DC converters[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 729-739.

(下转第 113 页 continued on page 113)

Diagnosis method of multi-variable criterion based on EMD and PNN for arc fault diagnosis

SU Jingjing, XU Zhihong

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: Single-variable criterion methods of arc fault diagnosis are greatly influenced by uncertain factors and difficult to extract the characteristic quantities, aiming at which, a multi-variable criterion based on EMD (Empirical Mode Decomposition) and PNN (Probabilistic Neural Network) is proposed. Time-frequency decomposition of arc current is carried out by EMD analysis method, and the fault characteristic signal is extracted by signal correlation theory automatically. The set of multi-variable characteristic vectors is formed by analyzing the dimensionless index of fault characteristic signals. On this basis, an arc fault diagnosis model based on PNN is established. The accuracy of the proposed model is verified by analyzing current waveforms of kettles, vacuum cleaners, halogen lamps, drills, fluorescent lamps and computers before and after arcing. Results show that the proposed method solves the problems of difficult feature extraction and cross-repetition in single-variable criterion fault diagnosis, and its accurate rate is over 90%.

Key words: electric arc; characteristic signal extraction; EMD; PNN; dimensionless indicator; multi-variable criterion; models

(上接第 91 页 continued from page 91)

作者简介:

金涛(1976—),男,湖北宜昌人,教授,博士研究生导师,博士,通信作者,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);

沈学宇(1995—),男,福建漳州人,硕士研究生,研究方向为新能源发电逆变器技术;

苏泰新(1993—),男,山东济南人,硕士研究生,研究方



金涛

向为新能源发电逆变器技术;

郭敬东(1968—),男,福建晋江人,高级工程师,研究方向为智能电网信息处理与新能源监控技术(E-mail: guo_jingdong@fj.sgcc.com.cn)。

Improved model-free predictive current control for three-level inverter

JIN Tao¹, SHEN Xueyu¹, SU Taixin¹, GUO Jingdong²

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China;

2. State Grid Fujian Electric Power Research Institute, Fuzhou 350007, China)

Abstract: Traditional predictive control models are highly dependent on the system model, and suffer from poor robustness. To address these issues, an improved model-free prediction current control method for three-phase three-level NPC (Neutral Point Clamped) inverters is proposed. This method predicts the output current value of the next time by using the load current detected at the present time and the current difference vector calculated in the previous time period, without any system model parameters. The load current is effectively controlled by introducing a counting factor that updates the current difference in time. At the same time, the selected inverter switching state that minimizes the given cost function is applied in the next control period. The proposed method only needs to sample the load current once in one sampling interval, while it has a large amount of calculation and relatively high requirement for the system processor. The simulative and experimental results show that the proposed control strategy exhibits satisfactory steady-state characteristics and dynamic response speed, and can eliminate the negative impact of load parameters on the stability of the control system.

Key words: model-free predictive current control; three-level NPC inverter; model parameters; cost function

附录

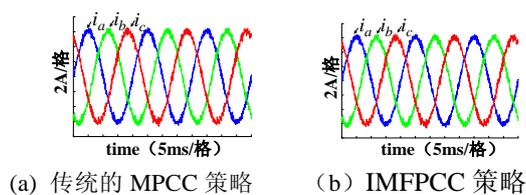


图 A1 稳态时的三相电流实验波形

Fig.A1 Experimental waveforms of three-phase current in steady state

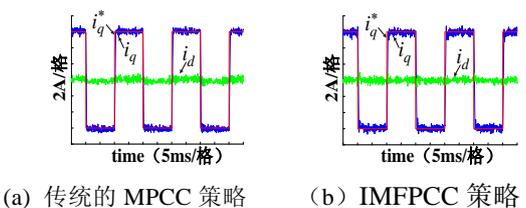


图 A2 参考电流变化时电流的实验波形

Fig.A2 Experimental waveforms of current when reference current varying

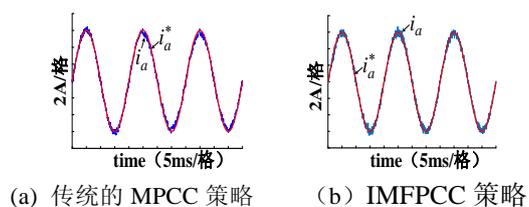


图 A3 负载电阻变化时电流的实验波形

Fig. A3 Experimental waveforms of current when load resistance varying

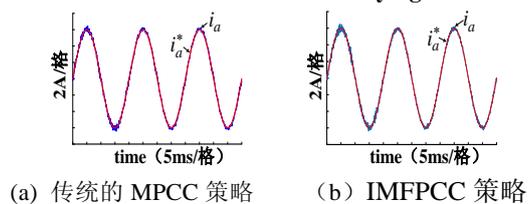


图 A4 负载电感变化时电流的实验波形

Fig.A4 Experimental waveforms of current when load inductance varying