

基于EKF参数辨识的矩阵变换器间接模型预测控制

张建伟^{1,2}, 杨再欣³, 王云辉^{1,2}, 刘广忱^{1,2}

- (1. 内蒙古工业大学 电力学院, 内蒙古 呼和浩特 010080;
2. 内蒙古工业大学 大规模储能技术教育部工程研究中心, 内蒙古 呼和浩特 010080;
3. 内蒙古电力科学研究所 内蒙古自治区新型电力系统智能电网企业重点实验室,
内蒙古 呼和浩特 010020)

摘要:为解决矩阵变换器的直接模型预测控制算法计算量大的问题,基于矩阵变换器的等效间接调制策略,将矩阵变换器的预测控制等效为虚拟整流环节和虚拟逆变环节的预测控制。与传统的直接模型预测控制方法相比,间接模型预测控制的算法计算量明显降低,减少了算法的执行时间。针对预测控制对模型参数依赖度较高的问题,采用扩展卡尔曼滤波器对系统模型参数进行在线辨识,进而提高模型预测控制的鲁棒性和抗干扰能力。实验结果表明,所提出的基于扩展卡尔曼滤波器参数辨识算法的间接模型预测控制对负载电流和网侧单位功率因数具有良好的控制效果,并且对模型参数的依赖度降低。

关键词:矩阵变换器;模型预测控制;计算量;扩展卡尔曼滤波器;参数辨识

中图分类号:TM921 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqed25455

Indirect Model Predictive Control of Matrix Converter Based on EKF Parameter Identification

ZHANG Jianwei¹, YANG Zaixin³, WANG Yunhui^{1,2}, LIU Guangchen^{1,2}

- (1. College of Electric Power, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010080, Nei Mongol, China;
2. Engineering Research Center of Large Energy Storage Technology of Ministry of Education,
Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010080, Nei Mongol, China;
3. Inner Mongolia Key Laboratory of Smart Grid of New-type Power System,
Inner Mongolia Electric Power Research Institute, Hohhot 010020, Nei Mongol, China)

Abstract: In order to alleviate the intensive computational burden in the model predictive control (MPC) of the matrix converter, the MPC of the matrix converter was divided into the predictive control of the virtual rectifier and virtual inverter based on the equivalent indirect modulation of the matrix converter. Compared with the traditional direct MPC, the computational burden and execution time of the proposed strategy were reduced. Considering the issue of the high dependence of MPC on model parameters, the extended Kalman filter (EKF) was used to identify system model parameters online, thereby improving the robustness and anti-interference ability of MPC. The experimental results show that the proposed indirect MPC based on the extended Kalman filter parameter identification algorithm offers a good control performance on the load current and the grid side power factor control, and the dependence on the model parameters is reduced.

Key words: matrix converter; model predictive control (MPC); computational burden; extended Kalman filter (EKF); parameter identification

矩阵变换器可实现能量双向流动及四象限运行、输入输出电流波形正弦、可自由调节输出电压的幅值和频率、输入功率因数可控且可控制

到单位功率因数,并且不需要直流储能环节,具有体积小、效率高、维护少等优点^[1-3]。因此矩阵变换器近年来受到了广泛的关注^[4-5]。但是矩阵

基金项目: 内蒙古高校青年科技英才项目(NJYT22082); 内蒙古自治区直属高校基本科研业务费项目(JY20230009, JY20220092); 内蒙古自治区新型电力系统智能电网企业重点实验室开放课题(510241230001); 内蒙古自治区科技重大专项(2022JBGS0043)

作者简介: 张建伟(1992—),男,博士,副教授,主要研究方向为矩阵变换器及控制,Email: zjwzachary@outlook.com

变换器的常用调制与控制方法较为复杂,一定程度上限制了矩阵变换器的应用^[6]。而模型预测控制(model predictive control, MPC)具有原理简单、容易实现、响应速度快、不需要调制环节、便于考虑系统约束并能同时控制多个目标等优点,近年来在电力电子变换器领域得到了广泛的研究^[7]。由于MPC的独特优势,不少学者也开展了矩阵变换器的MPC的相关研究。

文献[8]利用MPC控制微电网中的矩阵变换器,对输出电压、输入功率因数、开关频率等进行了有效地控制。文献[9]针对统一潮流控制器的应用,研究矩阵变换器的简化调制MPC,但是该方法需要矢量合成及调制过程,增加了复杂度与计算量。文献[10]针对矩阵变换器中谐波的问题,通过引入开关状态切换点自由度,依据最优开关状态在最佳时刻切换的思想,研究矩阵变换器的开关切换点优化预测电流控制策略来减少输出侧与网侧电流谐波,但是运算较为复杂且计算量较大。文献[11]利用MPC控制基于矩阵变换器的飞轮储能系统,采用转速外环和电流预测内环控制策略,同时对飞轮电机电流和网侧功率因数进行控制。文献[12]对矩阵变换器的MPC研究进行了综述并指出算法复杂度和算法计算量是制约其发展的重要因素。综上所述,虽然MPC能够有效地控制矩阵变换器,但是由于矩阵变换器中开关数量较多,导致MPC算法计算量较大,对控制器的要求较高。

针对矩阵变换器的MPC算法计算量大的问题,本文基于矩阵变换器的间接调制方法,研究矩阵变换器的间接MPC,将矩阵变换器的MPC等效为虚拟整流器与虚拟逆变器的MPC。另外,MPC对系统模型参数依赖度较高,而系统参数可能随着环境温度或者运行工况的变化而变化,导致MPC算法中模型参数不准确,从而影响控制性能。为了提高MPC算法的鲁棒性,本文采用扩展卡尔曼滤波器(extended Kalman filter, EKF)对系统参数进行在线辨识并应用到MPC算法中,以增加MPC对参数变化的鲁棒性,从而进一步提高MPC的性能。

1 矩阵变换器的预测模型

1.1 矩阵变换器模型

矩阵变换器系统结构图如图1所示。

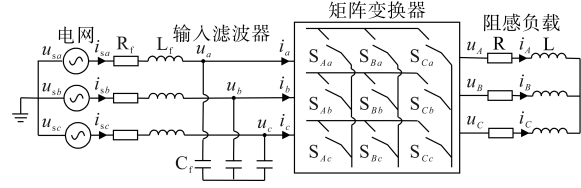


图1 矩阵变换器电路结构图

Fig.1 Matrix converter circuit diagram

由于矩阵变换器的电路中不能出现输入侧短路以及输出侧开路的情况,因此矩阵变换器一共有27种有效的开关状态。矩阵变换器输出侧与输入侧间的电压关系、输入与输出间的电流关系分别为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$S_{Xa} + S_{Xb} + S_{Xc} = 1 \quad X \in \{A, B, C\} \quad (3)$$

式中: u_A, u_B, u_C 为矩阵变换器输出侧的电压; u_a, u_b, u_c 为矩阵变换器输入侧电压; i_a, i_b, i_c 为矩阵变换器输出侧的电流; i_A, i_B, i_C 为矩阵变换器输入侧电流。

1.2 输入滤波器的预测模型

本文基于矩阵变换器的输入滤波器模型对电网侧电流进行预测控制,将网侧无功功率控制为零从而实现单位功率因数运行。由图1可得a相输入滤波器模型为

$$i_{sa} = i_a + C_f \frac{du_a}{dt} \quad (4)$$

$$u_{sa} = (R_f i_{sa} + L_f \frac{di_{sa}}{dt}) + u_a \quad (5)$$

式中: u_{sa}, u_a, i_{sa}, i_a 分别为输入a相电网电压、电容电压、电网电流和矩阵变换器输入电流; R_f, L_f, C_f 分别为滤波器电阻、电感和电容。

式(4)和式(5)可表示为状态空间模型的形式:

$$\begin{bmatrix} di_{sa}/dt \\ du_a/dt \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ u_a \end{bmatrix} + \mathbf{H} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ i_a \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -R_f/L_f & -1/L_f \\ 1/C_f & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1/L_f & 0 \\ 0 & -1/C_f \end{bmatrix}$$

然后以 T_s 为采样时间对式(6)进行离散化,可得:

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) \\ u_a(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ u_a(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} u_{sa}(k) \\ i_a(k) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned}
 A &= e^{G \cdot T_s} \quad B = \int_0^{T_s} e^{G \cdot \tau} d\tau \cdot H \\
 A &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad A_{11} = \frac{ne^{n \cdot T_s} - me^{m \cdot T_s}}{n - m} \\
 A_{12} &= \frac{e^{m \cdot T_s} - e^{n \cdot T_s}}{L_f(n - m)} \quad A_{21} = \frac{e^{n \cdot T_s} - e^{m \cdot T_s}}{C_f(n - m)} \\
 A_{22} &= \frac{ne^{n \cdot T_s} - me^{m \cdot T_s}}{n - m} + \frac{R_f(e^{n \cdot T_s} - e^{m \cdot T_s})}{L_f(n - m)} \\
 B &= \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \quad B_{11} = \frac{e^{n \cdot T_s} - e^{m \cdot T_s}}{L_f(n - m)} \\
 B_{12} &= \frac{n(e^{m \cdot T_s} - 1) + m(1 - e^{n \cdot T_s})}{L_f C_f(n - m)nm} \\
 B_{21} &= -B_{12} \\
 B_{22} &= -\frac{L_f nm(e^{n \cdot T_s} - e^{m \cdot T_s}) + R_f(n - m - ae^{m \cdot T_s} + be^{n \cdot T_s})}{L_f C_f(n - m)nm} \\
 n, m &= \frac{-R_f/L_f \pm \sqrt{(R_f/L_f)^2 - 4/(L_f \times C_f)}}{2}
 \end{aligned}$$

根据式(7)可得网侧a相电流的预测模型为
 $i_{sa}(k+1) = A_{11}i_{sa}(k) + A_{12}u_a(k) + B_{11}u_{sa}(k) + B_{12}i_a(k)$ (8)

由于三相对称关系,同理可得网侧其他两相电流的预测模型。可通过坐标变换将三相模型转换到 α - β 坐标系。

1.3 负载的预测模型

与矩阵变换器输出侧连接的阻感负载A相的模型可表示为

$$u_a = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} \quad (9)$$

式中: R, L 分别为负载电阻和电感。

对式(9)进行离散化可得负载电流预测模型:

$$i_A(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_A(k) + \frac{T_s}{L}u_A \quad (10)$$

同理可得其他两相负载电流的预测模型,并利用坐标变换转换到 α - β 坐标系。

1.4 代价函数

MPC需要一个代价函数来评估变换器每种开关状态对被控对象未来的影响,从而选择最佳的开关状态。通常矩阵变换器中的主要控制目标为负载电流及电网侧的功率因数(通过控制无功功率实现),对应的代价函数设计分别为

$$J_1 = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}(k+1)| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}(k+1)| \quad (11)$$

$$J_2 = |u_{s\alpha}(k+1)i_{s\beta}(k+1) - u_{s\beta}(k+1)i_{s\alpha}(k+1)| \quad (12)$$

式中: $u_{s\alpha}, u_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ 分别为电网电压和电流的 α 轴和 β 轴分量。

由于采样周期很短,因此网侧电压预测值可由测量电压近似。为了实现控制目标,MPC通过全局代价函数对矩阵变换器的开关状态进行评估,选出使代价函数最小的开关状态,以此实现控制目标。全局代价函数 J 为

$$J = J_1 + \lambda J_2 \quad (13)$$

式中: λ 为权重系数,用以平衡两个控制目标的控制性能。

而 λ 的调整往往比较复杂棘手。由于矩阵变换器中存在27种开关状态,为评估每种开关状态对被控变量预测值的影响,模型计算量较大,对处理器要求较高。

2 矩阵变换器的间接MPC

矩阵变换器在控制上可以等效为虚拟整流器和虚拟逆变器的控制,如图2所示。基于此,本文将矩阵变换器的预测控制等效为虚拟整流器及虚拟逆变器的预测控制,研究矩阵变换器的间接MPC。

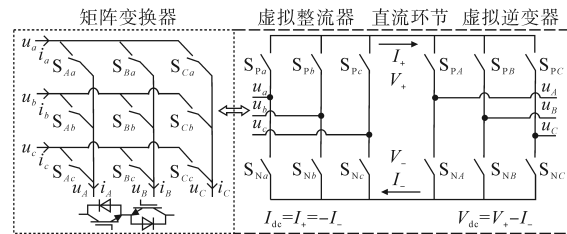


图2 矩阵变换器与虚拟整流器和虚拟逆变器的等效

Fig.2 Matrix converter equivalent to virtual rectifier and virtual inverter

2.1 虚拟整流器的MPC

网侧功率因数的控制基于虚拟整流器的MPC实现。为使虚拟逆变器正常工作,虚拟整流器应使虚拟直流电压大于零。考虑到网侧三相电压的关系,虚拟整流器任一时刻只存在3种有效的开关状态。因此虚拟整流器的MPC只需要对3种开关状态进行评估,从而确定虚拟整流器的最优开关状态。

2.2 虚拟逆变器的MPC

采用无差拍MPC,则式(10)中电流参考值 i_A^* 等于预测值 $i_A(k+1)$,从而可得到负载电压的参考值 u_A^* 为

$$u_A^* = \frac{L}{T_s}i_A^* - (R - \frac{L}{T_s})i_A(k) \quad (14)$$

同理可得到其他两相电压的参考值并将其变换到 α - β 坐标系,参考电压所在的扇区也可确定。

此时虚拟逆变器MPC对应的代价函数修改为

$$J_1 = |u_{\alpha}^* - u_{\alpha}(k)| + |u_{\beta}^* - u_{\beta}(k)| \quad (15)$$

在虚拟逆变器的MPC中,根据参考电压所在的扇区即可确定与其相邻的电压矢量。此时只需对两个相邻非零矢量及两个零矢量进行评估,从而确定虚拟逆变器的最佳开关状态。

2.3 开关状态对应关系

在矩阵变换器的间接MPC中,通过对7种开关状态(虚拟整流器中的3种和虚拟逆变器中的4种)进行评估即可得到最优开状态,大大减小了计算量。最后,可以通过如下等效关系即可获得矩阵变换器的开关状态:

$$\begin{aligned} S &= \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} S_{PA} & S_{NA} \\ S_{PB} & S_{NB} \\ S_{PC} & S_{NC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Pa} & S_{Pb} & S_{Pc} \\ S_{Na} & S_{Nb} & S_{Nc} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} S_{PA}S_{Pa} + S_{NA}S_{Na} & S_{PA}S_{Pb} + S_{NA}S_{Nb} & S_{PA}S_{Pc} + S_{NA}S_{Nc} \\ S_{PB}S_{Pa} + S_{NB}S_{Na} & S_{PB}S_{Pb} + S_{NB}S_{Nb} & S_{PB}S_{Pc} + S_{NB}S_{Nc} \\ S_{PC}S_{Pa} + S_{NC}S_{Na} & S_{PC}S_{Pb} + S_{NC}S_{Nb} & S_{PC}S_{Pc} + S_{NC}S_{Nc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

3 基于EKF的参数在线辨识算法

MPC需要系统模型对被控变量进行预测,而在实际中系统参数可能会受到工况变化与外部环境的影响而发生变化,从而影响预测模型的精度及控制效果。因此,本文采用EKF参数辨识算法对系统参数进行在线估计,以提高MPC对参数变化的鲁棒性。

EKF的状态估计分为预测与校正两个阶段。在预测阶段,利用系统的状态模型和上一时刻的状态来计算下一时刻的状态预测值,还要同时计算其状态误差协方差矩阵预测值。在校正阶段,根据状态预测值计算出下一个状态估计值,并对状态误差协方差矩阵进行更新。EKF方法的具体步骤如下^[13]:

1)首先计算状态预测值,即由输入 $u(k)$ 和上一时刻的状态估计 $\hat{x}(k)$ 来预测 $k+1$ 时刻的状态预测值:

$$\tilde{x}(k+1) = \hat{x}(k) + T_s \{ f[\hat{x}(k), u(k)] \} \quad (17)$$

2)计算状态预测值对应的输出:

$$\tilde{y}(k+1) = c\tilde{x}(k+1) \quad (18)$$

3)然后计算状态误差协方差矩阵:

$$\tilde{p}(k+1) = \hat{p}(k) + T_s [F(k)\hat{p}(k) + \hat{p}(k)F^T(k)] + Q \quad (19)$$

4)其次计算EKF增益矩阵 $K(k+1)$:

$$K(k+1) = \tilde{p}(k+1)c^T [c\tilde{p}(k+1)c^T + R]^{-1} \quad (20)$$

5)对状态预测值进行校正,即对状态预测值进行滤波,以此获得优化的状态估计值 $\hat{x}(k+1)$,可表示为

$$\hat{x}(k+1) = \tilde{x}(k+1) + K(k+1)[y(k+1) - \tilde{y}(k+1)] \quad (21)$$

6)更新状态误差协方差矩阵:

$$\hat{p}(k+1) = \tilde{p}(k+1) - K(k+1)c\tilde{p}(k+1) \quad (22)$$

本文利用EKF对矩阵变换器的阻感负载参数进行在线辨识,状态方程如下所示:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L} \\ \frac{dR}{dt} = 0 \\ \frac{dL}{dt} = 0 \end{cases} \quad (23)$$

选取状态变量和输入量分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [i_{\alpha} \ i_{\beta} \ R \ L]^T \\ \mathbf{u} = [u_{\alpha} \ u_{\beta}]^T \end{cases} \quad (24)$$

则根据式(17),对应的式中内容分别为

$$f[\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)] = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L} \\ -\frac{R}{L}i_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

选取 α - β 坐标系下的负载侧电流作为观测输出量,则系统的测量方程为

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{c}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{W}(k) \quad (26)$$

其中

$$\mathbf{y} = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

与 $f[\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)]$ 相对应的雅克比矩阵为

$$F(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{i_{\alpha}}{L} & \frac{R}{L^2}i_{\alpha} - \frac{u_{\alpha}}{L^2} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{i_{\beta}}{L} & \frac{R}{L^2}i_{\beta} - \frac{u_{\beta}}{L^2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

在EKF算法初值的选择过程中,不但要考虑收敛的快速性,还要防止卡尔曼滤波器算法的发散性。在本文中,经过多次实践与观测数据的方差估计得到实验中的初值参数。

EKF算法中系统噪声和测量噪声对应的协方差矩阵 Q 和 R 分别设置为

$$Q = \begin{bmatrix} 1e-4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1e-4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4e-3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4e-3 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$R = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} \quad (29)$$

P 的初始矩阵 P_0 和 $x(k)$ 的初始矩阵 x_0 为

$$P_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5 \end{bmatrix} \quad x_0 = \begin{bmatrix} 0.005 \\ 0.005 \\ 0.005 \\ 0.005 \end{bmatrix} \quad (30)$$

基于上述分析,基于EKF的矩阵变换器的间接MPC控制框图如图3所示。

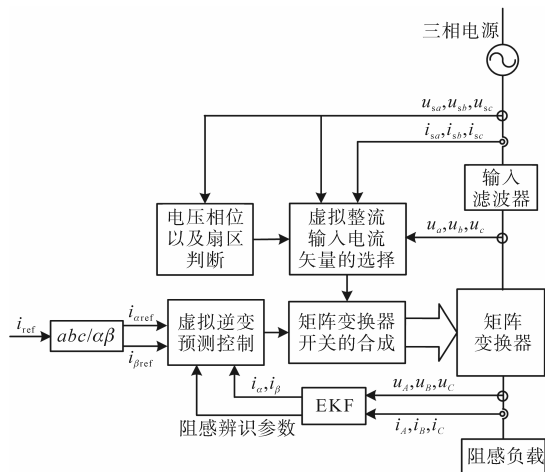


图3 基于EKF的矩阵变换器间接MPC控制框图

Fig.3 Diagram of indirect MPC based on EKF for matrix converter

4 实验结果

为验证控制策略的有效性,搭建了矩阵变换器的实验平台,如图4所示。控制器采用TMS320F28335 DSP,矩阵变换器的四步换流通过Altera Cyclone I FPGA实现。实验参数如下:滤波器电阻 $R_f=0.5 \Omega$;滤波器电感 $L_f=10 \text{ mH}$;滤波器电容 $C_f=50 \mu\text{F}$;负载电阻 $R=10 \Omega$;负载电感 $L=10 \text{ mH}$,采样时间 $T_s=50 \mu\text{s}$ 。

首先对矩阵变换器的间接MPC策略进行验证,图5为对应的稳态与暂态实验波形。稳态实验中,负载参考电流幅值为5 A,频率为50 Hz。



图4 矩阵变换器实验平台

Fig.4 Experimental platform of matrix converter

由图5a可知电网 a 相电流与电压同相,通过实验数据计算可得功率因数为0.997,基本实现了单位功率因数运行(无功功率为零),而且输出电流也与参考电流一致。暂态实验波形如图5b所示,参考负载电流幅值从5 A突变为3 A。通过实验波形可知,本文提出的矩阵变换器的间接MPC可以很好地实现对矩阵变换器的控制。

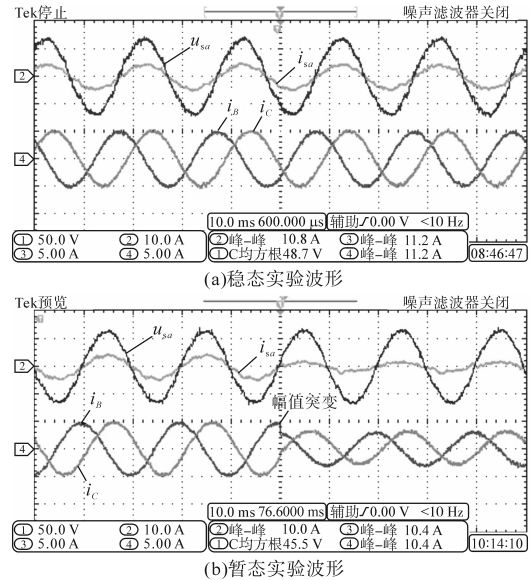


图5 矩阵变换器的间接MPC策略实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of indirect MPC strategy of matrix converter

其次对参数不准确时的间接MPC策略进行验证。实验中实际负载电阻 $R=10 \Omega$,负载电感 $L=10 \text{ mH}$,而在控制算法中使用的负载电阻和电感参数变为 5Ω 和 5 mH 。图6为参数不准确时间接MPC的实验波形。由于系统参数不匹配,间接MPC的预测电流模型不能获得准确的预测电流,使电流跟踪性能变差,负载电流纹波变大,网侧电流的谐波含量增大,控制性能明显降低。

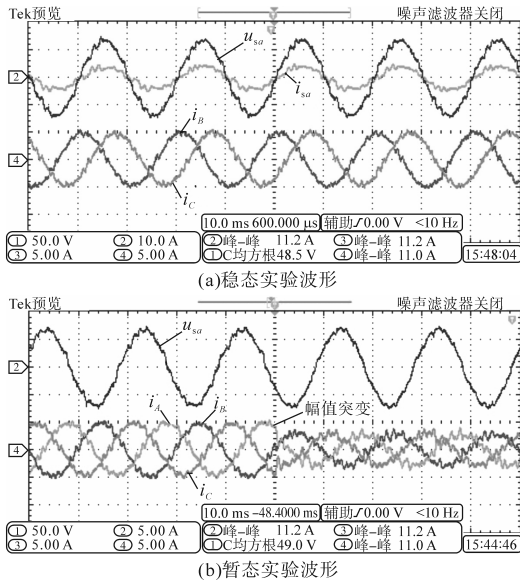


图6 模型参数不准确时间接MPC实验波形

Fig.6 Indirect MPC experimental waveforms when system parameters are inaccurate

最后对基于EKF参数辨识的间接MPC进行验证。基于EKF的参数辨识方法能够在线对系统参数进行辨识并在算法中更新,从而保证控制性能。图7为负载电阻与电感的参数辨识实验波形图,在实验中通过SCI通信向上位机传输辨识结果。如图7所示,在2s左右负载电流的工况发生突变,使电阻的辨识产生了一些波动,辨识结果与实际值的误差在2%之内,证明了基于EKF参数辨识方法的有效性。

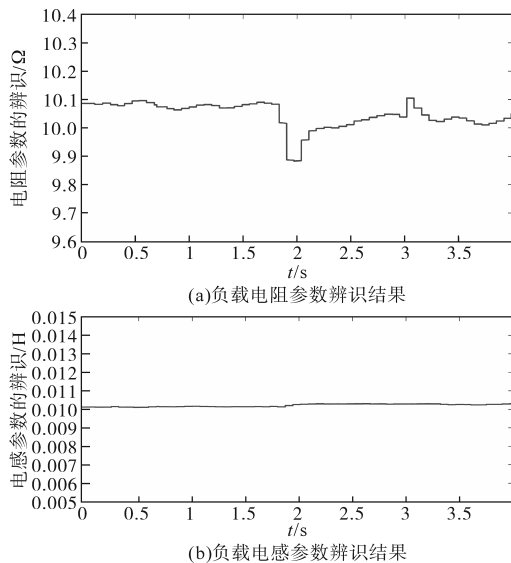


图7 基于EKF算法的负载参数辨识结果

Fig.7 Load parameter identification result based on EKF algorithm

图8为参数不准确时基于EKF参数辨识的间接MPC策略的实验波形。实验中实际负载电阻和电感值为10Ω和10mH,而在控制算法中为5

Ω和5mH。从图8可以看出当参数不准确时,本文提出的基于EKF的间接MPC仍然能够较好地控制矩阵变换器的输出电流跟随参考电流的变化,也能维持输入侧单位功率因数运行。这是由于EKF算法在线辨识得到了负载电阻和电感的实际值,并对MPC算法中的参数进行了更新,提高了MPC对参数变化的鲁棒性。实验结果验证了基于EKF的间接MPC策略在模型参数不准确时具有更好的鲁棒性。

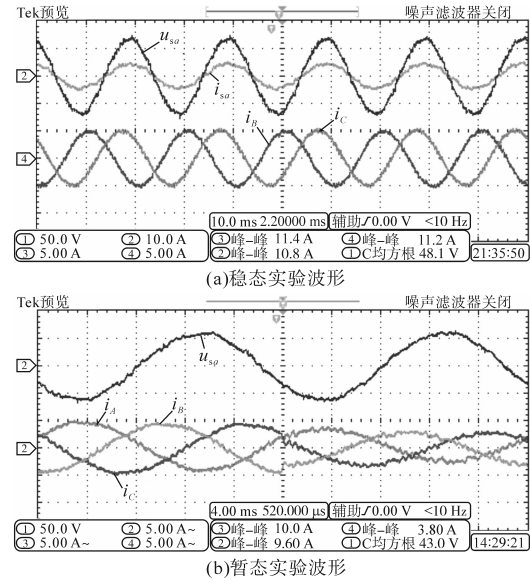


图8 参数不准确时基于EKF的间接MPC实验波形

Fig.8 Indirect MPC experimental waveforms based on EKF when system parameters are inaccurate

5 结论

本文首先针对矩阵变换器的模型预测控制算法中开关状态多而导致的计算量大的问题,提出基于间接调制方法的间接模型预测控制策略。同时利用无差拍控制与相邻矢量的应用,将需要评估的开关状态数量从27种减小到7种,大大减少了算法计算量。其次针对模型预测控制算法对系统参数依赖性强的问题,提出基于扩展卡尔曼滤波器的参数辨识算法,对系统参数进行在线辨识并在预测控制算法中进行更新,从而提高了控制器的鲁棒性。实验结果表明,本文提出的基于扩展卡尔曼滤波器参数辨识的间接模型预测控制策略能够准确地估计负载参数,并能有效地控制负载电流与网侧功率因数。

参考文献

[1] 程启明,叶培乐,魏霖,等.电网不平衡条件下基于滑模控制

- TLDMC输入功率控制[J]. 高电压技术, 2021, 47(12): 4440-4450.
- CHENG Qiming, YE Peile, WEI Lin, et al. Input power control of TLDMC based on sliding mode control under unbalanced grid voltage[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(12): 4440-4450.
- [2] 李楚韵. 基于虚拟同步发电机技术的矩阵变换器控制策略研究[D]. 湘潭:湘潭大学, 2019.
- LI Chuyun. Research of control strategy for matrix converter based on virtual synchronous generator technology[D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2019.
- [3] 李生民, 雷佳, 田昌会. 矩阵变换器的双馈风电系统最大风能捕获研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 41-44.
- LI Shengmin, LEI Jia, TIAN Changhui. Study of maximized wind energy capture control by doubly-fed wind power generation system based on matrix converter[J]. Power Electronics, 2012, 46(2): 41-44.
- [4] 李珊瑚, 操孙鹏, 金昭阳, 等. 一种将共模电压抑制50%的间接矩阵变换器新型空间矢量调制方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 77-85.
- LI Shanhu, CAO Sunpeng, JIN Zhaoyang, et al. Improved space vector modulation strategy with 50% common-mode voltage reduction for indirect matrix converter[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(1): 77-85.
- [5] 邓惟滔, 钟琪, 刘郁, 等. 矩阵变换器-永磁同步电机系统旋转矢量共模电压抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 122-129.
- DENG Weitao, ZHONG Qi, LIU Yu, et al. Reduction of common-mode voltage in matrix convert-fed permanent magnet synchronous motor system with rotating vectors[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 122-129.
- [6] ZHANG Jianwei, LI Li, DORRELL D G. Control and applications of direct matrix converters: a review[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2018, 4(2): 18-27.
- [7] ZHANG Jianwei, WANG Yunhui, LIU Guangchen, et al. A review of control strategies for flywheel energy storage system and a casestudy with matrix converter[J]. Energy Reports, 2022, 8: 3948-3963.
- [8] ZHANG Jianwei, LI Li, DORRELL D G, et al. Predictive voltage control of direct matrix converters with improved output voltage for renewable distributed generation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 7(1): 296-308.
- [9] 程启明, 张昕, 赖宇生, 等. 基于矩阵变换器的UPFC简化调制模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(6): 183-189.
- CHENG Qiming, ZHANG Xin, LAI Yusheng, et al. Simplified modulation model predictive control of UPFC based on DMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(6): 183-189.
- [10] 阎彦, 王超, 史婷娜. 矩阵变换器开关切换点优化预测电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 6017-6024.
- YAN Yan, WANG Chao, SHI Tingna. Predictive current control strategy of matrix converter with variable switching point[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20): 6017-6024.
- [11] WANG Yunhui, ZHANG Jianwei, LIU Guangchen. Model predictive control of matrix converter-based flywheel energy storage system[C]//2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Jinan: 2021.
- [12] KHOSRAVI M, AMIRBANDE M, KHABURI D A, et al. Review of model predictive control strategies for matrix converters[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(12): 3021-3032.
- [13] 云志鹏. 无位置传感器永磁同步电机无差拍电流预测控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
- YUN Zhipeng. Research on deadbeat predictive with position sensorless current control strategy for permanent magnet synchronous motor[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.

收稿日期:2023-10-24

修改稿日期:2023-12-22