

基于扰动观测器的三相逆变电路改进型模型预测控制

何文¹, 王恩南², 杨沛豪³, 刘向辰⁴, 冯仰敏³, 孟国军⁵

(1. 陕西国华锦界能源有限责任公司, 陕西 榆林 719319;

2. 华能国际电力股份有限公司贵州分公司, 贵州 贵阳 550081;

3. 西安热工研究院有限公司, 陕西 西安 710054;

4. 航空工业兰州万里航空机电有限责任公司, 甘肃 兰州 761286;

5. 西安秦骊成套电器有限公司, 陕西 西安 710075)

摘要: 经逆变电路并网的分布式发电系统中, 为了解决传统模型预测控制(MPC)在电路参数变化时系统动态响应不佳的问题, 在ABC三相坐标下, 提出一种基于扰动观测器(DOB)的改进型模型预测控制(AdMPC-DOB)方案, 对被控电流进行两步预测, 同时采用多重比例谐振(PR)调节器作为MPC的前馈补偿, 消除预测电流的周期性误差, 并提高对特定次谐波的抑制能力。考虑到电路参数变化和不确定扰动对系统造成的影响, 采用电感电流扰动观测器对MPC输入信号进行精确观测。理论分析和仿真试验表明, 所提改进型控制方案能够有效提高逆变器输出电能质量, 降低并网电流总谐波畸变率(THD)。

关键词: 扰动观测器; 模型预测控制; 多重PR调节器; 总谐波畸变率

中图分类号: TM 715 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)06-0055-07

Advanced Model Predictive Control for Three-Phase Inverter Circuit Based on Disturbance Observer

HE Wen¹, WANG Ennan², YANG Peihao³, LIU Xiangchen⁴, FENG Yangmin³, MENG Guojun⁵

(1. Shaanxi Guohua Jinjie Energy Co., Ltd., Yulin 719319, China;

2. Huaneng Power International, Inc. Guizhou Branch, Guiyang 550081, China;

3. Xi'an Thermal Power Research Institute Co., Ltd., Xi'an 710054, China;

4. AVIC Lanzhou Wanli Aviation Electromechanical Co., Ltd., Lanzhou 761286, China;

5. Xi'an Qinli Complete Set of Electrical Equipment Co., Ltd., Xi'an 710075, China)

Abstract: In the distributed generation system connected to the inverter circuit, in order to solve the problem that the system dynamic response of the model predictive control (MPC) was poor when the circuit parameters changed, a method based on ABC three-phase coordinates was proposed. This scheme was called advanced MPC with disturbance observer (DOB) (AdMPC-DOB). It predicted the controlled current in two steps, and a proportional resonant (PR) regulator was used as the feedforward compensator of the MPC. Compensation could eliminate the periodic error of the predicted current and improve the ability to suppress specific harmonics. Taking into account the influence of circuit parameters and uncertain disturbances on the system, the inductive current DOB was used to accurately observe the MPC input signal. The theoretical analysis and simulation experiments showed that the improved control scheme could effectively improve the output power quality of the inverter and reduce the total harmonic distortion (THD) rate of the grid-connected current.

Key words: disturbance observer (DOB); model predictive control (MPC); multiple PR regulator; total harmonic distortion (THD)

0 引言

经 LC 滤波并网的逆变电路^[1-3]广泛应用于分布式发电^[4]、储能以及不间断电源等领域。逆变电路的控制是保证电路输出电能质量和可靠运行的关键。由于模型预测控制(MPC)^[5-7]具有快速的动态响应特性和较好的鲁棒性,逐渐被应用于电力电子器件的控制。

MPC 是一种通过对系统未来有限时间域内状态进行提前预测,进而确定当前控制动作的控制方式,具有控制效果好、稳定性强等优点。但传统的 MPC 计算量过大、预测精度较低,因此,文献[8]提出一种有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)^[9-11]方法。该方法将脉宽调制(PWM)开关信号在线选择和负载电流全维观测^[12]与 MPC 相结合,通过选择有限控制集中使目标函数最小的开关状态作为电路开关的控制信号,以达到控制逆变电路输出电压的目的。文献[13]基于 LCL 滤波器电路拓扑结构,提出“PI+重复控制”的并网逆变器控制策略,能够有效抑制并网电流在动态过程中存在的周期性衰减畸变。基于传统观测器的永磁同步电机无位置传感器控制^[14-15]需要对作为状态变量的电流信号进行微分,会导致噪声信号的放大,因此,文献[16]将扰动观测器(DOB)用于反电动势观测。该方法不需要通过状态变量的微分和滤波环节就可以实现扰动量的准确估计。以滑模观测器(SMO)^[17]为代表的线性系统观测器,设计和应用日臻成熟。文献[18]提出龙伯格状态观测器内置式永磁同步电机无位置控制的方法,能够有效提高电机的转矩输出能力和系统工作效率。文献[19]以 PWM 整流器一阶差分方程为预测模型,对未来两个采样时刻的被控量进行预测,具有运算量小、易于实现等特点。

在上述研究的基础上,本文提出一种基于 DOB 的改进型 MPC 方案(AdMPC-DOB)。由于 MPC 具有较强的鲁棒性,可以有效抑制逆变器输出电流波动给系统造成的误差,因此,本文在继承传统 MPC 滚动优化、反馈校正的基础上,通过采用 2 步预测,即预测未来两个采样周期的被控电流,并结合多重 PR 调节器,提高 MPC 的预测精度,降低了输出电流的总谐波畸变率(THD);考虑

到桥臂侧电感参数的变化、直流母线电压中存在的扰动对电路造成的影响,本文采用 DOB 对 MPC 输入信号进行精确观测。通过仿真,验证了 AdMPC-DOB 方案能够有效提高输出电能的质量。

1 三相逆变电路数学模型

带 LC 滤波器的三相逆变电路拓扑结构如图 1 所示。其中: u_{dc} 为直流母线电压; L_f 、 C_f 构成 LC 滤波器; R_f 为电感寄生电阻; R_0 为负载阻抗; i_f 为桥臂侧电感电流; i_c 为桥臂侧电容电流; i_0 为负载电流; u_c 为桥臂侧电容电压。

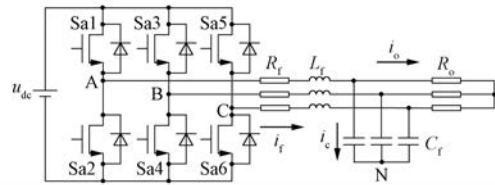


图 1 三相逆变电路拓扑结构图

以逆变器 A 相为例,桥臂侧电感动态特性表达式可写成:

$$u_n = L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f + u_c \quad (1)$$

桥臂侧电容动态特性表达式为

$$i_f = C_f \frac{du_c}{dt} + i_0 \quad (2)$$

式中: u_n ——逆变器输出端 A 到中性点 N 的电压值;

i_0 ——流过负载 R_0 的电流。

结合式(1)和式(2),可得逆变器 A 相状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_1 u_n + \mathbf{B}_2 i_0 \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{其中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 =$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [1 \quad 0]; \mathbf{x} = [i_f \quad u_c]^T; \mathbf{y} \text{ 为系统输出。}$$

将式(3)离散化后,可得:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1|k) = \mathbf{A}^* \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_1^* u_n(k) + \mathbf{B}_2^* i_0(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{A}^*$ 、 $\mathbf{B}_1^*$ 、 $\mathbf{B}_2^*$ ——系统离散化后的系数矩阵, $\mathbf{A}^* = \mathbf{A}(T_s + 1)$, $\mathbf{B}_1^* = \mathbf{B}_1 T_s$, $\mathbf{B}_2^* = \mathbf{B}_2 T_s$, T_s 为系统采样周期。

逆变器 B 相、C 相状态方程的建立方法与 A 相完全相同。

2 改进型 MPC 方案

2.1 MPC 两步预测

传统 MPC 并未考虑系统在采样、计算 PWM 占空比时存在一个周期的延时, 导致预测结果存在误差。因此, 本文提出一种预测未来两个采样周期 ($k+1|k$, $k+2|k+1$) 的 MPC 控制方法, 并通过反馈校正, 消除延时误差的影响。

具体方法是: 在当前采样时刻, 分别对未来两个采样时刻 ($k+1$, $k+2$) 的被控电流进行预测, 即 $i_r(k+1|k)$ 、 $i_r(k+2|k+1)$ 。但 $i_r(k+1|k)$ 为本周期不可控量, 而 $i_r(k+2|k+1)$ 为本周期的可控量, 因此, 只能将 $i_r(k+2|k+1)$ 代入性能函数, 作最优控制计算, 并将 $i_r(k+1|k)$ 作为反馈校正项。

以逆变器 A 相为例, 在 k 时刻引入中性点控制电压增量 Δu_n , 其表达式为

$$\Delta u_n = u_n(k) - u_n(k-1) \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)可得第 $k+1$ 个采样周期的状态方程为

$$\mathbf{x}(k+1|k) = \mathbf{x}_0(k+2|k+1) + \mathbf{B}_1^* \Delta u_n(k) \quad (6)$$

其中: $\mathbf{x}_0(k+2|k+1) = \mathbf{A}^* \mathbf{x}_0(k) + \mathbf{B}_1^* u_n(k-1) + \mathbf{B}_2^* i_0(k)$ 。

同理, 根据 MPC 基本原理, 第 $k+2$ 个采样周期的状态方程如下:

$$\mathbf{x}(k+2|k) = \mathbf{x}_0(k+2|k) + \mathbf{B}_1^* \Delta u_n(k) \quad (7)$$

其中: $\mathbf{x}_0(k+2|k) = \mathbf{A}^* \mathbf{x}_0(k) + \mathbf{B}_1^* u_n(k-1) + \mathbf{B}_2^* i_0(k)$ 。

在实际被控系统中, 预测的精准性受到被控对象参数变化、外部干扰等诸多因素的影响。为了抑制非理想因素的干扰, 提高系统的鲁棒性, 通常在 MPC 中加入反馈校正项。

在 $k+1$ 时刻反馈校正项可表示为

$$i_{f(abc)}(k+1|k) = i_{f(abc)}(k+1|k) + x_{abc}(k) \quad (8)$$

同理, $k+2$ 时刻反馈校正项可表示为

$$i_{f(abc)}(k+2|k+1) = i_{f(abc)}(k+2|k+1) + x_{abc}(k) \quad (9)$$

式中: $x_{abc}(k)$ —— k 时刻的反馈校正项, $x_{abc}(k) = f[i_{f(abc)}(k) - i_{f(abc)}(k|k-1)]$, f 为校正系数;

$i_{f(abc)}(k)$ —— k 时刻电流直接采样值。

2.2 基于 MPC 两步预测法的参考电流模型

根据 MPC 两步预测控制的基本原理, 为了使系统实际输出准确、快速地跟踪参考电流, 系统在 $k+2$ 时刻的参考电流与预测电流之间的误差要尽可能地趋近于零, 其中预测输出由式(4)可得, 而 $k+2$ 时刻的预测参考电流为

$$i_{f(abc)}^{**}(k+2) = 3i_{f(abc)}^{**}(k+1) - 3i_{f(abc)}^{**}(k) + i_{f(abc)}^{**}(k-1) \quad (10)$$

将 MPC 两步预测控制用于逆变电路的控制中, 能够充分结合控制过程中系统的约束条件, 将系统期望的预测参数以目标函数的形式表示。在三相逆变电路控制系统中, 希望下一采样周期被控电流的预测值与电流参考值尽可能接近, 同时要求逆变器中性点控制电压变化不能过大, 因此, 需要引入性能函数, 函数定义如式(11)所示:

$$\begin{aligned} J(k) = & \varepsilon_1 [i_{fa}^{**}(k+2) - i_{fam}(k+2|k)]^2 + \\ & \varepsilon_2 [i_{fb}^{**}(k+2) - i_{fbm}(k+2|k)]^2 + \\ & \varepsilon_3 [i_{fc}^{**}(k+2) - i_{fcm}(k+2|k)]^2 + \\ & \lambda_1 \Delta u_{na}^2(k) + \lambda_2 \Delta u_{nb}^2(k) + \lambda_3 \Delta u_{nc}^2(k) \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $i_{fa}^{**}(k+2)$ 、 $i_{fb}^{**}(k+2)$ 、 $i_{fc}^{**}(k+2)$ —— $k+2$ 时刻预测参考电流;

$i_{fam}(k+2)$ 、 $i_{fbm}(k+2)$ 、 $i_{fcm}(k+2)$ —— $k+2$ 时刻电流预测值;

ε_1 、 ε_2 、 ε_3 ——预测电流误差占性能函数的权重;

λ_1 、 λ_2 、 λ_3 ——中性点控制电压变化量占性能函数的权重。

控制的目的在于通过合理地选择 Δu_{na} 、 Δu_{nb} 、 Δu_{nc} 的值, 使得目标函数 $J(k)$ 最小。通过最优化方法求解, 可得 PWM 逆变器控制电压的最优增量。

2.3 多重 PR 调节器构成的 MPC 前馈补偿

MPC 两步预测虽然能提高被控电流的预测精度,但由于 LC 滤波器结构复杂,实际预测电流含有大量谐波分量,无法在保证系统稳定性的同时抑制谐波,因此,在分析谐波基本原理的基础上,将 PR 调节器与 MPC 结合,从而达到降低预测电流特定次谐波的目的。

为了抑制三相逆变电路输出电流基波及低频(3、5、7次)谐波的影响,定义多重 PR 调节器在连续域下的传递函数为

$$G_{\text{npR}}(s) = K_p + \sum_{n=3,5,7} \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_n^2} \quad (12)$$

式中: K_r ——低次谐波频率处的幅值增益;

ω_c ——截止频率;

K_p ——影响低频与高频处幅值增益以及相位裕度的系数;

ω_n ——谐振频率。

多重 PR 调节器结构如图 2 所示。

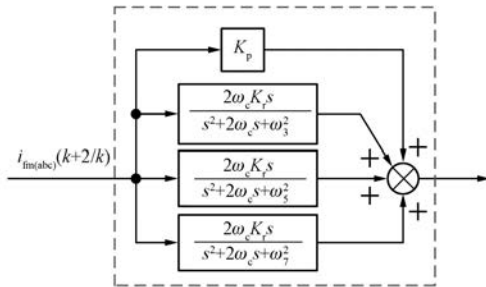


图 2 多重 PR 调节器结构图

根据文献[20]基于系统稳态误差、相位裕度和幅值裕度的设计方法,为了保证相位裕度 $PM \geq 45^\circ$ 、幅值裕度 $GM \geq 3$ dB 和基波频率波动 < 5% 的要求,设计 PR 调节器的参数为 $K_r = 100$ 、 $\omega_c = 5$ 、 $K_p = 0.4$ 。

3 电感电流 DOB 设计

DOB 能够从系统的可测信息中估计出不可测扰动,进而在控制算法中对扰动量进行补偿,提高系统的抗干扰性能。为了解决并网逆变器中直流母线电压存在扰动(Δu_{dc})、电感电流变化引起桥臂侧电感参数随电感电流变化等问题,本文采用 DOB 来消除外部扰动对系统的影响,达到精确观测

$i_{l(abc)}^*$ 的目的。电感电流 DOB 结构如图 3 所示。

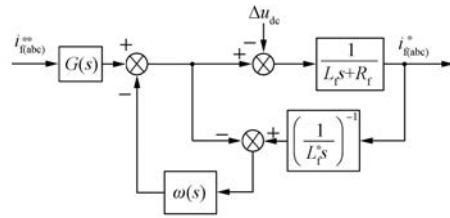


图 3 电感电流 DOB 结构图

图 3 中, Δu_{dc} 为直流母线电压扰动的影响; L_f 、 R_f 构成桥臂侧电感实际模型; L_f^* 构成桥臂侧电感标称模型; $\omega(s)$ 为低通滤波器传递函数; $i_{l(abc)}^{**}$ 为电感电流参考值; $i_{l(abc)}^*$ 为电感电流观测值; $G(s)$ 为 PI 控制器的传递函数, $G(s) = K_i (K_p + K_i/s)$; K_p 是 PI 控制器的比例系数; K_i 是 PI 控制器的积分系数; K_i 是逆变器放大系数。

在 DOB 中,当 $\omega(s) = 1$ 时,系统中存在的外部扰动可以得到有效抑制,被控对象近似于标称模型。因此,将 $\omega(s)$ 设计为低通滤波器,当系统频率低于截止频率时,低频扰动得到有效抑制,一阶低通滤波器的模型如式(13)所示:

$$\omega(s) = \frac{1}{T_f s + 1} \quad (13)$$

式中: T_f ——时间常数,选择不同时间常数,对应不同的截止频率,模型中 T_f 取 0.15 ms。

由图 3 可以看出, $i_{l(abc)}^*$ 为 DOB 的输出。中性点控制电压叠加计算原理如图 4 所示。

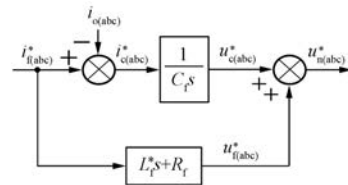


图 4 中性点电压叠加计算原理图

图 4 中, i_o 为负载电流采样值; $i_{l(abc)}^*$ 为电感电流观测值; u_c^* 为标称电感电压。将标称电感电压与 u_c^* 按式(14)进行叠加,即可得 A 相中性点控制电压 u_{na}^* :

$$u_{na}^* = (L_f^* s + R_f) i_{l(abc)}^* + u_c^* \quad (14)$$

同理,可得 u_{nb}^* 、 u_{nc}^* ,将 $u_{n(abc)}^*$ 作为 AdMPC 的输入,可以有效抑制电路中存在的扰动对系统造成的影响,提高系统的鲁棒性和动态响应

速度。AdMPC-DOB 控制系统原理如图 5 所示。

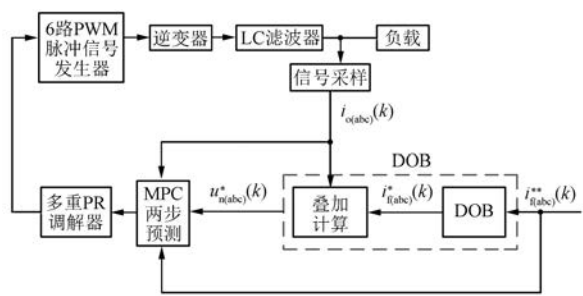


图 5 AdMPC-DOB 控制系统原理图

对被控电流进行两步预测,能够解决传统 MPC 存在的微处理器延时问题。传统 MPC 的输入信号一般采用直接采样的方法,但由于直接采样信号存在较大干扰,控制效果不佳。采用 DOB 估计 MPC 的输入信号,有效补偿外部扰动和电感参数变化的影响。在设计 DOB 时,桥臂侧电感电流作为观测对象,直流母线电压的波动作为外部干扰,电感电流观测值 i_t^* 通过叠加计算得到,作为 AdMPC 的输入。

4 仿真分析

为了验证 AdMPC-DOB 控制方案的有效性,在 MATLAB/Simulink 平台上搭建多电平三相逆变电路控制系统。控制系统框图如图 5 所示。逆变器主要参数如表 1 所示。

表 1 三相逆变电路系统参数

参数名称	参数值
直流母线电压/V	300
逆变器滤波电感/mH	2
串联等效电阻/ Ω	10
滤波电容/ μ F	40
负载有功功率/W	200
负载无功功率/var	500
额定频率/kHz	5

4.1 桥臂侧电感电流动态特性

暂态情况下电感电流跟踪特性如表 2 所示。

表 2 电感电流跟踪特性试验

系统名称	电感电流跟踪标准正弦参考电流的时间/ms
未加 DOB 的控制系统	31.0
加入 DOB 的控制系统	26.5

当系统稳态运行至 0.05 s 时,三相逆变电路电感参数突变 10%,电感电流动态特性如表 3 所示。

表 3 电感电流动态特性

系统名称	电感电流超调量/%	电感电流调节时间/ms
未加 DOB 的控制系统	13.95	28.5
加入 DOB 的控制系统	7.01	22.0

由表 2、表 3 的试验数据可以看出,加入 DOB 的控制系统在暂态情况下,电感电流跟踪标准正弦参考电流的时间为 26.5 ms;当系统稳态运行一段时间后电路电感参数发生突变时,电感电流超调量为 7.01%,调节时间为 22.0 ms,在动态特性指标方面均优于未加 DOB 的控制系统。

4.2 负荷有功、无功突变时输出电流的动态特性

当系统稳态运行至 0.05 s 时,电路负载参数发生突变,输出电流的动态特性如表 4、表 5 所示。其中:表 4 是负荷有功 P 突变 10%时的输出电流试验数据;表 5 是负荷无功 Q 突变 10%时的输出电流试验数据。

表 4 负荷有功突变 10%时,负载电流动态特性试验

系统名称	负载电流超调量/%	负载电流调节时间/ms
传统 MPC	15.32	30.5
AdMPC	9.63	22.0
AdMPC-DOB	4.72	11.5

表 5 负荷无功突变 10%时,负载电流动态特性试验

系统名称	负载电流超调量/%	负载电流调节时间/ms
传统 MPC	16.71	33.0
AdMPC	11.10	24.5
AdMPC-DOB	6.36	13.0

比较表 4、表 5 可以看出,当负荷有功突变时,基于 AdMPC-DOB 控制系统的输出电流超调量为 4.72%、调节时间为 11.5 ms;当负荷无功突变时,基于 AdMPC-DOB 控制系统的输出电流超调量为 6.36%、调节时间为 13.0 ms。由此可以看出,在动态特性方面均优于 AdMPC 和传统 MPC,说明所采用的 AdMPC-DOB 控制系统具有良好的动态响应特性和抗干扰能力。

4.3 三相逆变电路输出电流特性

在电路稳态运行条件下,基于传统 MPC、AdMPC、AdMPC-DOB 控制系统的三相逆变电路输出电流波形如图 6 所示。频谱分析如图 7 所示。

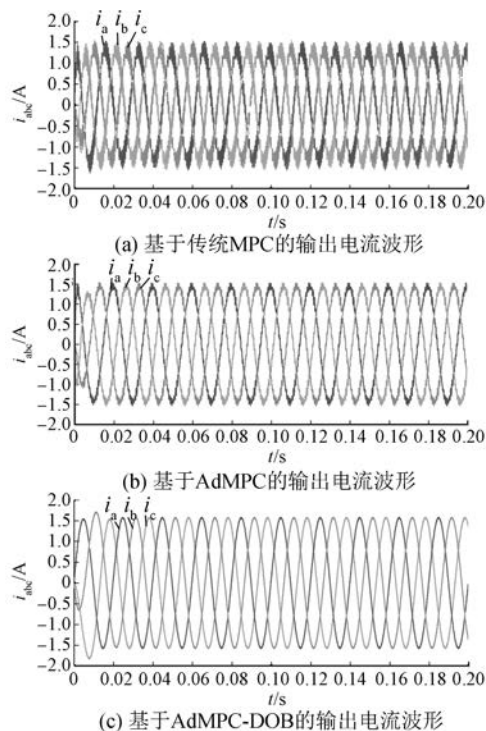


图6 稳态运行条件下,3种控制方式下的逆变电路输出电流特性

由图 6 和图 7 可知,电路在稳态运行条件下,采用传统 MPC 控制系统的三相逆变电路输出电流波形含有大量“毛刺”,THD 为 7.52%;采用 AdMPC 控制系统的三相逆变电路输出电流波形含有较多“毛刺”,THD 为 3.06%;采用 AdMPC-DOB 控制系统的三相逆变电路输出电流波形较为光滑,THD 为 1.73%。由此可以看出,与传统 MPC 和 AdMPC 相比,所提 AdMPC-DOB 控制系统能够保证并网电流质量。

5 试验分析

为了进一步验证理论分析及仿真的正确性,在基于 TMS320F28335 型 DSP 的三相 PWM 逆变器试验平台,对 AdMPC-DOB 控制算法进行试验研究,试验参数同表 1。

图 8(a) 所示为电路稳态运行时,基于 AdMPC-DOB 控制系统的输出电压,电压幅值为

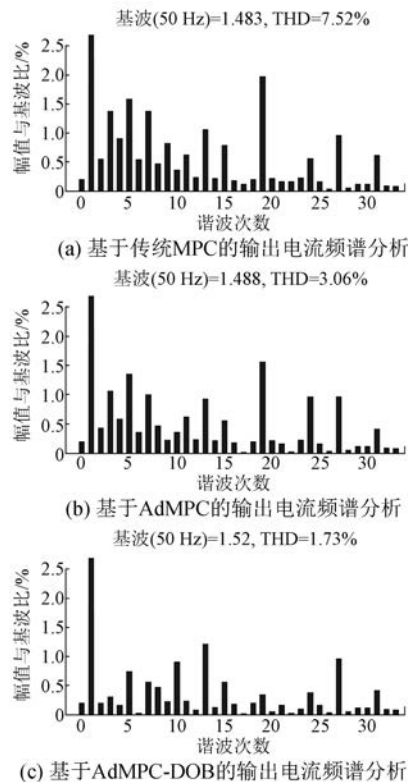


图7 稳态运行条件下,3种控制方式下的输出电流频谱分析

240 V,输出电压 THD 为 1.03%;当电路稳态运行一段时间后,负载有功突变 10%,同时无功突变 10%,输出电压如图 8(b) 所示。

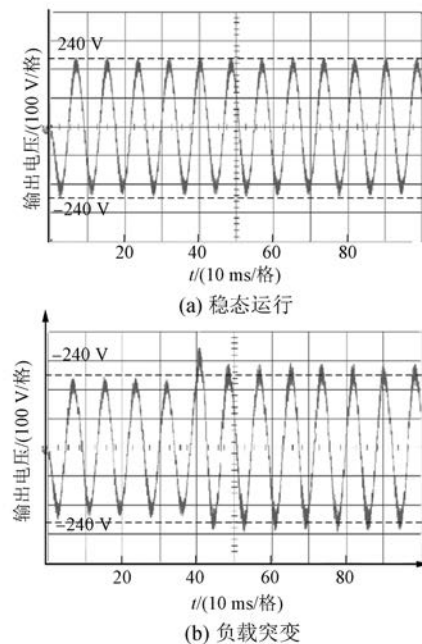


图8 基于 AdMPC-DOB 的输出电压

最大限度降低扰动造成的误差,将并网电流总谐波含量降低至 1% 以下,是下一步要完成的目标。

6 结 语

本文在三相坐标系下提出 AdMPC-DOB 控制方案,通过理论分析和仿真验证,得出以下结论。

(1) 在继承传统 MPC 实时预测、优化控制和反馈校正等优点的基础上,提出的 AdMPC 控制方案对控制对象 $k+1$ 、 $k+2$ 两个采样周期被控量进行预测,能够有效消除微处理器的延时效应,增强系统鲁棒性,提高预测精度。

(2) 将多重 PR 调节器作为 MPC 的前馈补偿,有效降低了预测电流中 3、5、7 等特定低次谐波,从而降低输出电流的 THD。

(3) 针对桥臂侧电感参数变化和直流母线电压中的干扰对系统造成的影响,采用高精度扰动观测器对 AdMPC 输入信号进行准确估计,有效提高了系统的动态响应性能。

【参 考 文 献】

- [1] 丛耸.基于 LC 滤波器的三相并联型有源滤波器的研究[D].太原:太原理工大学,2016.
- [2] 许津铭,季林,葛小伟,等.计及逆变器侧电流反馈影响的 LCL 滤波器参数优化设计[J].中国电机工程学报,2016,36(17): 4656.
- [3] 侯睿,武健,徐殿国.并联有源滤波器 LCL 滤波器特性分析及设计方法[J].电工技术学报,2014,29(10): 191.
- [4] 许津铭,谢少军,张斌峰.分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述[J].中国电机工程学报,2015,35(16): 4153.
- [5] 王晓兰,刘向辰,杨沛豪,等.基于偏差解耦扰动观测器的多重 PR 控制策略[J/OL].电力系统及其自动化学报[2018-11-07]. <https://doi.org/10.19635/j.cnki.csu-epsa.000037>.
- [6] WANG R G, BAO J, MANCHESTER I R, et al. Distributed economic MPC with separable control contraction metrics[J].IEEE Control Systems Letters, 2017,1(1): 104.
- [7] LOU G N, GU W, XU Y L, et al. Distributed MPC-based secondary voltage control scheme for autonomous droop-controlled microgrids [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2017, 8(2): 792.
- [8] 李宁,李颖晖,韩建定,等.基于混合逻辑动态模型的三相逆变电路有限控制集模型预测控制策略[J].电网技术,2014,38(2): 375.
- [9] 李国飞,滕青芳,王传鲁,等.应用滑模控制的四开关逆变器 PMSM 系统 FCS-MPC 策略[J].浙江大学学报(工学版),2017,51(3): 620.
- [10] SIAMI M, KHABURI D A, RIVERA M, et al. A computationally efficient lookup table based FCS-MPC for PMSM drives fed by matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 7645.
- [11] LIM C S, LEVI E, JONES M, et al. FCS-MPC-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 149.
- [12] 朱芳来,岑峰,董学平.一种基于全维和降维观测器的故障检测和重构方法[J].控制与决策,2011,26(2): 258.
- [13] 张兴,汪杨俊,余畅舟,等.采用 PI+重复控制的并网逆变器控制耦合机理及其抑制策略[J].中国电机工程学报,2014,34(30): 5287.
- [14] 吴春.永磁同步电机调速系统无位置传感器控制技术[D].西安:西北工业大学,2016.
- [15] 张耀中.永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统的研究[D].杭州:浙江大学,2015.
- [16] 陆斌泉,林鹤云,韩俊林.永磁同步电机的扰动观测器无位置传感器控制[J].中国电机工程学报,2016,36(5): 1387.
- [17] 杨沛豪.无刷直流电机无位置传感器控制系统研究[D].兰州:兰州理工大学,2018.
- [18] 徐振刚,杨贵杰,李铁才.基于龙伯格观测器的 RDC 磁极位置检测方法[J].微特电机,2007,35(8): 6.
- [19] 马宏伟,李永东,郑泽东,等.电流环模型预测控制在 PWM 整流器中的应用[J].电工技术学报,2014,29(8): 136.
- [20] 雷亚雄,李建文,李永刚.基于准 PR 调节器电流双闭环 LCL 三相并网逆变器控制[J].电力系统保护与控制,2014,42(12): 44.

收稿日期: 2018-12-18