

LC滤波型逆变器并网电压鲁棒预测控制

郭磊磊,李伟韬,李琰琰,窦智峰,金楠
(郑州轻工业大学 电气信息工程学院,河南 郑州 450002)

摘要:近年来,模型预测控制被广泛应用于两电平电压源逆变器以实现并网控制。然而,常规有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)存在参数失配时预测精度下降的问题。为此,提出一种适用于LC滤波型逆变器并网电压鲁棒预测控制的无参数FCS-MPC方法。首先分析了参数变化对常规LC滤波型逆变器并网电压预测控制的影响。然后基于超局部建模理论建立了LC滤波型并网逆变器的二阶超局部模型,并研究了2个集总扰动的计算方法。该计算方法省去了网侧电流传感器,节约了成本,并实现了无参数预测控制。实验结果表明,与常规FCS-MPC方法相比,在参数不匹配的情况下,所提无参数FCS-MPC方法仍能达到较好的模型预测控制性能,验证了所提方法的有效性。

关键词:并网逆变器;超局部建模;集总扰动;无参数;模型预测控制

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202204025

0 引言

随着风力发电、光伏发电、风光互补等新能源技术的快速发展,电压源型并网逆变器已成为电力电子领域的研究热点之一^[1-3]。其中,有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)因具有设计简单直观、无需脉宽调制、动态响应快、可实现多个非线性目标控制等优点,被广泛应用于电力电子变换器^[4-6]。

在现有的研究中,文献[7]探索FCS-MPC在大功率电力电子变换器中的应用,实现了低开关频率预测控制。文献[8]分析死区对共模电压尖峰的影响,研究了一种基于FCS-MPC的共模电压抑制方法。文献[9]将FCS-MPC应用于感应电机,实现了无权重系数预测磁链控制。文献[10]将FCS-MPC应用于永磁同步电机,实现了低复杂度转矩预测控制。文献[11-12]则将FCS-MPC应用于LC滤波型并网逆变器,实现了逆变器并网电压预测控制。然而,上述研究均未考虑参数失配的影响。由于FCS-MPC是一种基于模型的控制策略,模型参数失配对其控制性能具有较大的影响^[13]。因此,近年来,诸多学者对其开展了相关研究,旨在提高FCS-MPC的参数鲁棒性。

文献[14-15]研究了带预测误差补偿的永磁同步电机FCS-MPC方法,增强了参数鲁棒性。然而,这类方法较难实现预测误差的精确补偿。文献[16]所提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来预测下一时刻的输出电流值,无需任何系统模型参数,参数鲁棒性较好,但动态性能较差。为了更好地补偿参数失配对FCS-MPC的影响,文献[17]提出了一种电感在线辨识方法,实现了双向AC/DC变换器功率的鲁棒预测控制,但该方法仅能在单位功率因数下运行。文献[18]研究了永磁同步电机的电感在线辨识方法,实现了电流鲁棒预测控制,但这需要设计复杂的电感扰动观测器。文献[19]研究了并网逆变器的电感辨识方法以实现FCS-MPC参数的鲁棒性,但其电感辨识精度较低。为了进一步提高FCS-MPC参数的鲁棒性,文献[20]提出了一种基于带外生变量自回归模型的预测控制方法,但该方法计算量较大。

为了避免在FCS-MPC中使用模型参数,提高参数鲁棒性,近年来,基于超局部建模理论的无参数模型预测控制得到广泛关注。文献[21]研究了基于超局部建模理论的升压型功率因数校正(Boost PFC)变换器无参数模型预测控制。文献[22]研究了基于超局部建模理论和扩张状态观测器的永磁同步电机无参数模型预测控制。文献[23]则将无参数模型预测控制应用到了双馈风力发电机中,也取得了较好的控制效果。然而,上述文献仅研究了一阶系统的无参数模型预测控制。对于LC滤波器型并网逆变器而言,其系统模型阶次为2,而二阶系统的无参数模型预测控制尚未得到研究。虽然文献[11-12]已开展了LC滤波器型逆变器并网电压预测控制,但其参数鲁棒性还有待提高。

基于上述研究,为了实现LC滤波型逆变器并网

收稿日期:2021-08-30;修回日期:2022-02-22

在线出版日期:2022-04-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707176,U2004166);河南省青年人才托举工程项目(2019HYTP021);河南省重点研发与推广专项(科技攻关)项目(202102210103,202102210304,212102210021)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51707176,U2004166),the Youth Talent Support Project of Henan Province(2019HYTP021) and the Key Research, Development and Promotion Special Project (Science and Technology) of Henan Province(202102210103,202102210304,212102210021)

电压预测控制,并增强参数鲁棒性,本文基于超局部建模理论,提出了LC滤波型并网逆变器二阶超局部模型建立方法,并推导了2个集总扰动的计算方法。所提方法不仅可实现输出电压的无参数FCS-MPC,增强参数鲁棒性,而且省去了网侧电流传感器,节约了成本,提高了系统可靠性。设计了采用常规FCS-MPC和本文所提方法的对比实验,实验结果验证了所提方法的有效性。

1 常规LC滤波型并网逆变器FCS-MPC

1.1 LC滤波型并网逆变器的数学模型

图1给出了典型的LC滤波型并网逆变器拓扑结构及其逆变器并网电压预测控制框图。图中: u_{gabc}^* 为给定的逆变器并网电压参考值; S_{abc} 为三相桥臂开关器件的状态信号,其值为1表示开关导通,其值为0表示开关关断; u_{dc} 为直流电压; u_{abc} 、 i_{abc} 分别为逆变器输出电压、电流; i_{gabc} 为并网电流; R_g 、 L_g 分别为并网电阻、电感; e_{abc} 为电网电压; u_{gabc} 为逆变器并网电压。LC滤波器由逆变侧滤波电感 L 和滤波电容 C 组成, R 和 R_l 分别为滤波电感和滤波电容上的寄生电阻。

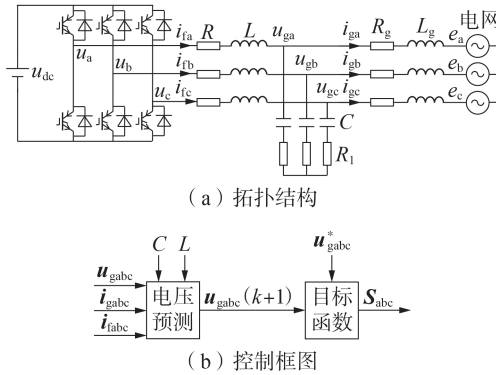


图1 LC滤波型并网逆变器拓扑结构及控制框图

Fig.1 Topology structure and control block diagram of grid-connected LC filter type inverter

LC滤波型并网逆变器在 $\alpha\beta$ 坐标系中的数学模型可表示为:

$$\begin{cases} L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = u_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta} - u_{g\alpha\beta} \\ C \frac{du_{g\alpha\beta}}{dt} = i_{C\alpha\beta} = i_{\alpha\beta} - i_{g\alpha\beta} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i_{\alpha\beta}$ 和 $u_{g\alpha\beta}$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系中的逆变器侧输出电流和逆变器并网电压; $i_{g\alpha\beta}$ 和 $i_{C\alpha\beta}$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系中的并网电流和滤波电容电流; $u_{\alpha\beta}$ 为逆变器输出电压。由前向欧拉离散化方法可进一步推得 $\alpha\beta$ 坐标系中 k 时刻和 $k+1$ 时刻的离散方程,如式(2)所示。

$$\begin{cases} \frac{L}{T} (i_{\alpha\beta}(k+1) - i_{\alpha\beta}(k)) = u_{\alpha\beta}(k) - Ri_{\alpha\beta}(k) - u_{g\alpha\beta}(k) \\ \frac{C}{T} (u_{g\alpha\beta}(k+1) - u_{g\alpha\beta}(k)) = i_{\alpha\beta}(k+1) - i_{g\alpha\beta}(k) \end{cases} \quad (2)$$

式中: T 为采样周期。考虑到逆变器具有8个不同的开关状态,可以相应地生成 $V_0 \sim V_7$ 这8个电压矢量。在执行FCS-MPC方法时,通常需要将这8个电压矢量所对应的开关状态代入式(2)所示的预测模型离散方程,从而预测得到 $k+1$ 时刻的逆变器并网电压 $u_{g\alpha\beta}(k+1)$ 。最后,将预测得到的8个逆变器并网电压代入式(3)所示的目标函数 G ,通过比较寻优,选择使目标函数最小的电压为最优矢量。

$$G = |u_{g\alpha\beta}^* - u_{g\alpha\beta}(k+1)| \quad (3)$$

式中: $u_{g\alpha\beta}^*$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系中逆变器并网电压参考值。

1.2 参数灵敏性分析

由式(2)可知,常规逆变器并网电压预测控制策略需要使用滤波电感 L 和滤波电容 C 及寄生电阻等参数,其控制精度严重依赖于模型参数的准确性。

为了分析参数不匹配对常规逆变器并网电压预测控制的影响,这里假设 L 和 C 分别表示实际电路的电感和电容, L_m 和 C_m 分别表示控制器中使用的电感和电容。由于寄生电阻较小,可忽略其影响。设参数误差为 $L_e = L_m - L$ 和 $C_e = C_m - C$,则式(1)可改写:

$$\begin{cases} (L + L_e) \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = u_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta} - u_{g\alpha\beta} \\ (C + C_e) \frac{du_{g\alpha\beta}}{dt} = i_{C\alpha\beta} = i_{\alpha\beta} - i_{g\alpha\beta} \end{cases} \quad (4)$$

对式(4)进行离散化可得:

$$\begin{cases} \hat{i}_{\alpha\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L+L_e}T\right) i_{\alpha\beta}(k) + \frac{T}{L+L_e} (u_{\alpha\beta}(k) - u_{g\alpha\beta}(k)) \\ \hat{u}_{g\alpha\beta}(k+1) = u_{g\alpha\beta}(k) + \frac{T}{C+C_e} \left[\left(1 - \frac{R}{L+L_e}T\right) i_{\alpha\beta}(k) + \frac{T}{L+L_e} (u_{\alpha\beta}(k) - u_{g\alpha\beta}(k)) - i_{g\alpha\beta}(k) \right] \end{cases} \quad (5)$$

式中:变量上方“ $\hat{\cdot}$ ”表示参数不匹配时该变量的估计值。由式(2)、(5)可得参数不匹配时的电压误差 $\Delta\phi$ 为:

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \hat{u}_{g\alpha\beta}(k+1) - u_{g\alpha\beta}(k+1) = \\ &= \frac{T}{C(C+C_e)} \left\{ \left[\frac{L_e CRT}{L(L+L_e)} - \left(C_e - \frac{RTC_e}{L} \right) \right] i_{\alpha\beta}(k) - \right. \\ &\quad \left. \frac{CL_e + LC_e + C_e L_e}{L(L+L_e)} T (u_{\alpha\beta}(k) - u_{g\alpha\beta}(k)) + C_e i_{g\alpha\beta}(k) \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

假定在当前周期电网相电压有效值 $e_a=150$ V,逆变器输出的电压开关状态对应的电压矢量为 V_1 ,输出电流有效值 $i_{gr}=100$ A,控制采样周期 $T=25$ μ s。电压误差的绝对值 $|\Delta\phi|$ 随 L_e 、 C_e 的变化曲线见图2,图中 L_e 、 C_e 为标么值。由图可见:当 $L_e=C_e=0$ 时,预测误差的绝对值 $|\Delta\phi|=0$,这说明当参数匹配时无电压

预测误差;并且 L_e 、 C_e 同时变小对电压预测误差有很大的影响。因此,为了提高预测控制精度,需研究改进的LC滤波型并网逆变器并网电压预测控制方法。

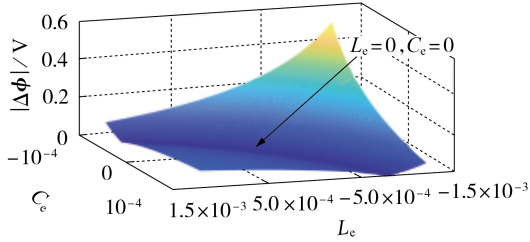


图2 $|\Delta\phi|$ 随 L_e 、 C_e 变化的关系曲线

Fig.2 Relationship curves of $|\Delta\phi|$ vs. variation of L_e and C_e

2 基于超局部建模的无参数FCS-MPC

2.1 超局部建模方法与参数灵敏性分析

基于超局部建模理论的无参数FCS-MPC可提高参数鲁棒性,已有部分学者对其进行研究^[21-23],但具有二阶模型的LC滤波型并网逆变器的无参数FCS-MPC尚未得到研究。本文研究LC滤波型并网逆变器的超局部建模方法和无参数FCS-MPC方法。

对式(4)整理可得:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{u_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta} - u_{g\alpha\beta}}{L + L_e} - au_{\alpha\beta} + au_{\alpha\beta} \\ \frac{du_{g\alpha\beta}}{dt} = \frac{i_{\alpha\beta} - i_{g\alpha\beta}}{C + C_e} - bi_{\alpha\beta} + bi_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (7)$$

式(7)可进一步改写为:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = F_{\alpha\beta} + au_{\alpha\beta} \\ \frac{du_{g\alpha\beta}}{dt} = D_{\alpha\beta} + bi_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (8)$$

式中: a 、 b 分别为设计超局部模型时采用的电压、电流比例系数, a 通常可设为 $1/L$, b 通常可设为 $1/C$; $F_{\alpha\beta}$ 和 $D_{\alpha\beta}$ 表示式(7)中含模型参数的集总扰动。对式(8)进行离散化可得:

$$\begin{cases} \frac{i_{\alpha\beta}(k+1) - i_{\alpha\beta}(k)}{T} = F_{\alpha\beta}(k) + au_{\alpha\beta}(k) \\ \frac{u_{g\alpha\beta}(k+1) - u_{g\alpha\beta}(k)}{T} = D_{\alpha\beta}(k) + bi_{\alpha\beta}(k+1) \end{cases} \quad (9)$$

由于式(8)所示超局部模型仍需要设计2个比例系数 a 、 b ,下面对 a 、 b 变化的影响进行分析,从而为基于超局部建模方法的无参数FCS-MPC的强鲁棒性提供理论基础。当超局部模型比例系数 a 、 b 中出现一个扰动 a_0 、 b_0 时,式(8)可重新表示为式(10)。

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = F_{\alpha\beta} + au_{\alpha\beta} + a_0 u_{\alpha\beta} \\ \frac{du_{g\alpha\beta}}{dt} = D_{\alpha\beta} + bi_{\alpha\beta} + b_0 i_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (10)$$

由于系统的总干扰可以由 $F_{\alpha\beta}$ 和 $D_{\alpha\beta}$ 来表示,包括已知的系统变量和未知的系统扰动,故可认为式中的 $a_0 u_{\alpha\beta}$ 和 $b_0 i_{\alpha\beta}$ 为总扰动的一部分,如式(11)所示。

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \underbrace{F_{\alpha\beta} + a_0 u_{\alpha\beta}}_{F_{\alpha\beta}^{\text{new}}} + au_{\alpha\beta} \\ \frac{du_{g\alpha\beta}}{dt} = \underbrace{D_{\alpha\beta} + b_0 i_{\alpha\beta}}_{D_{\alpha\beta}^{\text{new}}} + bi_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (11)$$

式中: $F_{\alpha\beta}^{\text{new}}$ 和 $D_{\alpha\beta}^{\text{new}}$ 为系统的新干扰,可分别替换原来的 $F_{\alpha\beta}$ 和 $D_{\alpha\beta}$ ^[23]。故在执行无参数FCS-MPC方法时,其对参数的依赖性明显降低,可更准确地对下一时刻的逆变器并网电压 $u_{g\alpha\beta}(k+1)$ 进行预测。最后,通过式(9)所示模型,将预测得到的8个逆变器并网电压代入式(3)所示的目标函数 G ,通过比较寻优,选择使目标函数最小的电压矢量为最优矢量以控制逆变器系统。

2.2 集总扰动计算方法

由式(8)可见,如何实现集总扰动 $F_{\alpha\beta}$ 和 $D_{\alpha\beta}$ 的计算,是实现无参数FCS-MPC的关键。以下给出 $F_{\alpha\beta}$ 和 $D_{\alpha\beta}$ 的计算方法。假定在较短时间间隔内, $F_{\alpha\beta}$ 和 $D_{\alpha\beta}$ 近似为常数函数。经过拉普拉斯变换可得:

$$\begin{cases} sI_{\alpha\beta} = \frac{F_{\alpha\beta}}{s} + aU_{\alpha\beta} + I_{\alpha\beta 0} \\ sU_{g\alpha\beta} = \frac{D_{\alpha\beta}}{s} + bI_{\alpha\beta} + U_{g\alpha\beta 0} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $I_{\alpha\beta}$ 、 $U_{g\alpha\beta}$ 和 $U_{\alpha\beta}$ 分别为 $i_{\alpha\beta}$ 、 $u_{g\alpha\beta}$ 和 $u_{\alpha\beta}$ 在拉普拉斯变换中的形式; $I_{\alpha\beta 0}$ 、 $U_{g\alpha\beta 0}$ 分别为 $i_{\alpha\beta}$ 、 $u_{g\alpha\beta}$ 在拉普拉斯变换中的初始值。消除式(12)初始条件,两边同时微分并乘以 $1/s^2$ 可得:

$$\begin{cases} s^{-4} F_{\alpha\beta} = -s^{-2} I_{\alpha\beta} - s^{-1} \frac{dI_{\alpha\beta}}{ds} + as^{-2} \frac{dU_{\alpha\beta}}{ds} \\ s^{-4} D_{\alpha\beta} = -s^{-2} U_{g\alpha\beta} - s^{-1} \frac{dU_{g\alpha\beta}}{ds} + bs^{-2} \frac{dI_{\alpha\beta}}{ds} \end{cases} \quad (13)$$

在时段 $[0, T]$ 中,式(13)的拉普拉斯逆变换为:

$$\begin{cases} F_{\alpha\beta} = -\frac{3!}{T^3} \int_0^T [(T-2x)i_{\alpha\beta}(x) + ax(T-x)u_{\alpha\beta}(x)] dx \\ D_{\alpha\beta} = -\frac{3!}{T^3} \int_0^T [(T-2x)u_{g\alpha\beta}(x) + bx(T-x)i_{\alpha\beta}(x)] dx \end{cases} \quad (14)$$

根据式(14)可计算出集总扰动 $F_{\alpha\beta}$ 和 $D_{\alpha\beta}$ 。然后将该计算结果代入式(9)即可实现无参数逆变器并网电压预测控制。需要指出的是,由式(14)可见,该方法无需采样电网电流,因此省去了网侧电流传感器,有助于降低系统成本,提高系统可靠性。本文经过调试后,选择10个周期的电压、电流数据进行集总扰动计算以获得较好的动稳态性能^[23]。

2.3 无参数FCS-MPC

根据上述分析,本文所提出的LC滤波型并网逆

变器无参数FCS-MPC框图如图3所示。

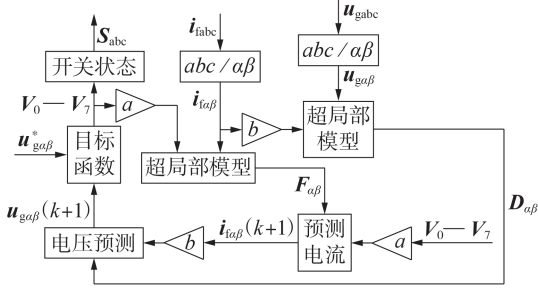


图3 LC滤波型并网逆变器无参数FCS-MPC框图

Fig.3 Parameter-free FCS-MPC block diagram of LC filter type grid-connected inverter

3 实验验证

为了验证所提LC滤波型并网逆变器无参数逆变器并网电压预测控制方法的有效性,搭建了附录A图A1所示的实验平台,并进行了详细的实验研究。该平台包括Typhoon602+仿真器和PE-Expert4控制器。其中控制在PE-Expert4处理器板上执行,该处理器板由数字信号处理器(DSP)和现场可编程逻辑门阵列(FPGA)芯片组成。为验证所提控制方法的有效性以及参数预测控制的鲁棒性,本文通过实验对比研究了常规FCS-MPC方法和本文所提控制方法的动态性能。实验中设置2种控制方法的参数一致,如附录A表A1所示。设无参数FCS-MPC方法中的系数 a 、 b 分别为416、5000。

当参考电压由220 V突增为250 V时,图4、5分别给出了参数匹配条件下采用2种方法的动态实验结果,附录A图A2、A3分别给出了参数不匹配条件下采用2种方法的动态实验结果。图中: λ 为电流谐波幅值占基波的百分比; A_F 为基波电流幅值; λ_{THD} 为总谐波畸变率。

根据图4、5和附录A图A2、A3可知:与常规FCS-MPC方法相比,本文提出的无参数FCS-MPC方法由于采用集总扰动的方式实时更新系统状态来预

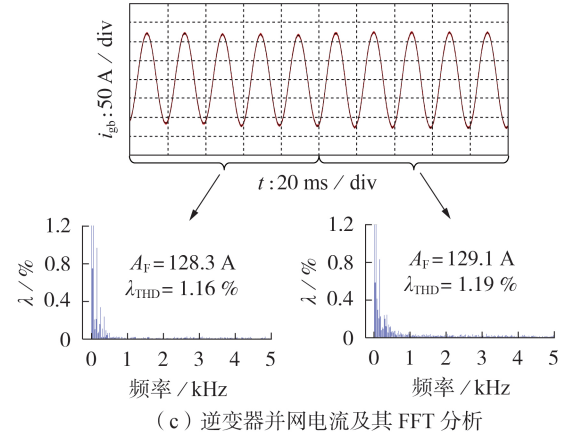


图4 参数匹配时常规FCS-MPC方法的动态实验结果

Fig.4 Dynamic experimental results of traditional FCS-MPC method when parameters match

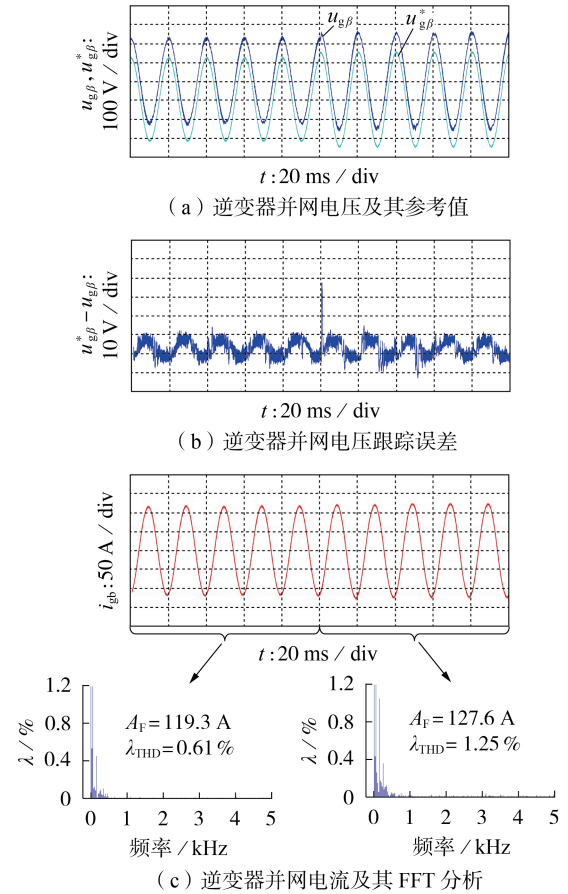


图5 参数匹配时无参数FCS-MPC方法的动态实验结果

Fig.5 Dynamic experiment results of parameter-free FCS-MPC method when parameters match

测逆变器并网电压,所产生的稳态误差较小,控制精度更高,这与理论分析一致。此外,在并网电压参考值由220 V突变为250 V时,2种方法均可迅速响应给定值变化。但是,对比4种方案(包含2种方法下参数失配 $L=0.0012$ H、 $C=0.0001$ F和 $a=632$ 、 $b=7500$ 的情况)动态过程,如表1所示,本文提出的无参数

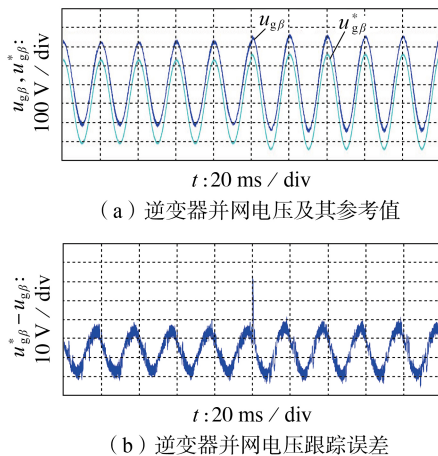


表1 不同方法的动稳态性能

Table 1 Performance of dynamic and steady state for different methods

方法	动态电压峰-峰值 误差 / V	稳态误差最大值 / V		并网电流谐波畸变率 / %	
		$u_{gabc}^*=220$ V	$u_{gabc}^*=250$ V	$u_{gabc}^*=220$ V	$u_{gabc}^*=250$ V
常规FCS-MPC	42	20	20	1.16	1.19
无参数FCS-MPC	38	12	12	0.61	1.25
常规FCS-MPC且参数失配	45	22	25	0.85	0.60
无参数FCS-MPC且参数失配	28	15	15	0.93	0.38

FCS-MPC方法所产生的动态电压峰-峰值误差较小,表明其具有更好的动态性能。同时,2种方法所表现出的并网电流谐波畸变率均能满足正常波动的范围。

此外,为了进一步验证所提方法可以有效降低稳态误差以及参数的敏感性,设定逆变器并网电压参考值为220 V,附录A图A4、A5分别给出了电感参数偏小为1.2 mH和电感参数偏大为3.6 mH的稳态实验结果,附录A图A6、A7分别给出了电容参数偏小为0.1 mF和电容参数偏大为0.3 mF的稳态实验结果。由图A4—A7可见,在电感或电容参数失配时,本文所提方法的逆变器并网电压控制误差更小,这进一步验证了本文的理论分析,证明了本文所提方法具有较强的参数鲁棒性。

为进一步验证所提方法对所设比例系数的鲁棒性,设并网电压参考值为220 V,附录A图A8、A9和附录A图A10、A11分别对比了 a (由624变化至416、由416变化至208)和 b (由7 500变化至5 000、由5 000变化至2 500)变化时的实验结果。在图A8、A9中,当 a 由大变小时,逆变器并网电压纹波变大,稳态误差基本不变,系统仍然稳定且处于受控状态。并且当 a 减小到208时,逆变器并网电压控制效果基本与所设正常比例系数 $a=416$ 保持一致,表明所提方法对 a 的变化具有较强的鲁棒性。在图A10、A11中,当 b 变化时,系统仍然稳定且处于受控状态,并且当 b 较小时,逆变器并网电压误差较小。这表明在系统设计时可适当选择较小的比例系数 b 来提高所提无参数预测控制的鲁棒性和控制精度。

4 结论

本文基于超局部模型的无参数预测思想,提出了一种LC滤波型并网逆变器无参数模型FCS-MPC方法,旨在消除常规FCS-MPC方法对模型参数的依赖。本文详细分析了参数变化对常规FCS-MPC方法的影响,并基于超局部建模思想设计了LC滤波型并网逆变器的二阶无参数FCS-MPC方法,从而实现了无参数逆变器并网电压预测控制。对比实验结果表明,所提无参数FCS-MPC方法能够有效增强参数失配时的逆变器并网电压跟踪性能,并且在稳态和动态过程中均具有较好的控制效果。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 柳志飞,杜贵平,杜发达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J]. 电工技术学报,2017,32(22): 58-69.
- LIU Zhifei, DU Guiping, DU Fada. Research status and development trend of finite control set model predictive control in power electronics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 58-69.
- [2] 郭磊磊,韩东许,芮涛. 基于混合电压矢量预选的逆变器模型预测共模电压抑制方法[J]. 电力自动化设备,2019,39(1): 33-39.
- GUO Leilei, HAN Dongxu, RUI Tao. Hybrid voltage vector pre-selection strategy based model predictive control method for inverters to reduce common-mode voltage[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(1): 33-39.
- [3] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1003-1016.
- [4] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [5] KARAMANAKOS P, LIEGMANN E, GEYER T, et al. Model predictive control of power electronic systems: methods, results, and challenges[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2020, 1: 95-114.
- [6] 张航,李耀华,李子欣,等. 基于扩张状态观测器的直流变压器模型预测控制策略[J]. 电力自动化设备,2021,41(7): 104-110.
- ZHANG Hang, LI Yaohua, LI Zixin, et al. Model predictive control strategy of DC transformer based on extended state observer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(7): 104-110.
- [7] GEYER T, QUEVEDO D E. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1633-1644.
- [8] GUO L, JIN N, GAN C, et al. An improved model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for two-level voltage source inverters considering dead-time effects[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3561-3572.
- [9] 张永昌,杨海涛. 感应电机模型预测磁链控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(3): 719-726.
- ZHANG Yongchang, YANG Haitao. Model predictive flux control for induction motor drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(3): 719-726.
- [10] 李晨,谷鑫,周湛清,等. 永磁同步电机低计算复杂度离散开关占空比预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报,2020,40(14): 4629-4639, 4741.
- LI Chen, GU Xin, ZHOU Zhanqing, et al. Low computational burden predictive torque control with discrete switching duty ratio for PMSM drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(14): 4629-4639, 4741.

- [11] DRAGIČEVIĆ T, NOVAK M. Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: an artificial neural network approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 8870-8880.
- [12] JIN T, SHEN X, SU T, et al. Model predictive voltage control based on finite control set with computation time delay compensation for PV systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(1): 330-338.
- [13] 沈坤, 章兢. 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 for three-phase inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(7): 86-91.
- [14] 秦艳忠, 阎彦, 陈伟, 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.
- [15] 康劲松, 李旭东, 王硕. 计及参数误差的永磁同步电机最优虚拟矢量预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5731-5740.
KANG Jinsong, LI Xudong, WANG Shuo. Optimal virtual vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor considering parameter errors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5731-5740.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] ZHANG X, CHENG Y, ZHANG L. Disturbance-deadbeat inductance observer-based current predictive control for surface-mounted permanent magnet synchronous motors drives[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(6): 1172-1180.
- [19] 李伟, 张勇军, 肖雄. 实时电感辨识的模型预测并网逆变器控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3450-3460.
LI Wei, ZHANG Yongjun, XIAO Xiong. The model predictive grid-connected inverter control method based on real-time inductance identification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15): 3450-3460.
- [20] BERMUDEZ M, ARAHAL M R, DURAN M J, et al. Model predictive control of six-phase electric drives including ARX disturbance estimator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 81-91.
- [21] 曾桑杰, 李红梅, 张恒果, 等. Boost PFC变换器的无模型预测电流控制[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(1): 106-111.
ZENG Shenjie, LI Hongmei, ZHANG Hengguo, et al. Model-free predictive current control for Boost PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1): 106-111.
- [22] 周慧, 李红梅. 基于扩张状态观测器的SMPMSM无模型控制[J]. 微特电机, 2017, 45(1): 58-61.
ZHOU Hui, LI Hongmei. Model-free control of SMPMSM based on extended state observer[J]. Small & Special Electrical Machines, 2017, 45(1): 58-61.
- [23] ZHANG Y, JIANG T, JIAO J. Model-free predictive current control of a DFIG using an ultra-local model for grid synchronization and power regulation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 2269-2280.

作者简介:



郭磊磊

郭磊磊(1987—),男,讲师,博士,主要研究方向为逆变器及交流电机的模型预测控制等(E-mail: 2006guoleilei@163.com);

李伟韬(1996—),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子及电力传动(E-mail: liweitao96@163.com)。

(编辑 王欣竹)

Robust predictive control of grid-connected voltage for LC filter type inverter

GUO Leilei, LI Weitao, LI Yanyan, DOU Zhifeng, JIN Nan

(College of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: In recent years, model predictive control has been widely used in two-level voltage source inverters to achieve grid-connected control. However, the conventional FCS-MPC (Finite Control Set-Model Predictive Control) has the problem of decreased prediction accuracy when the parameters are mismatched. For this reason, a parameter-free FCS-MPC method for robust predictive control of grid-connected voltage for LC filter type inverter is proposed. Firstly, the influence of parameter change on the grid-connected voltage predictive control of conventional LC filter type inverters is analyzed. Then based on the ultra-local model theory, the second-order ultra-local model of the LC filter type grid-connected inverter is established, and the calculation method of two lumped disturbances is studied. The calculation method eliminates the grid-side current sensor and saves the cost, and realizes parameter-free predictive control. Finally, the experimental results show that, compared with the conventional FCS-MPC method, the proposed parameter-free FCS-MPC method has better model predictive control characteristics. In the case of parameter mismatch, parameter-free FCS-MPC can still achieve better model predictive control performance, which verifies the effectiveness of the proposed method.

Key words: grid-connected inverter; ultra-local model; lumped disturbance; parameter-free; model predictive control

附录 A

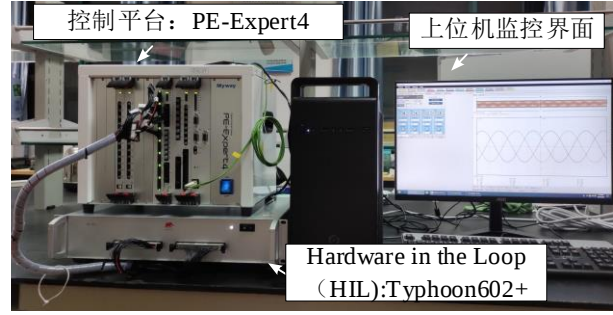


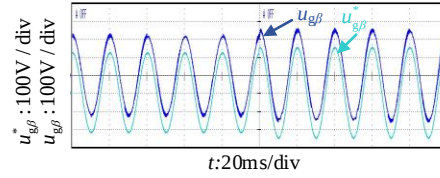
图 A1 实验平台图

Fig.A1 Diagram of experimental platform

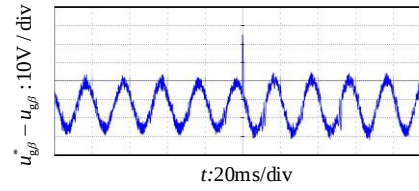
表 A1 系统参数

Table A1 Parameters of system

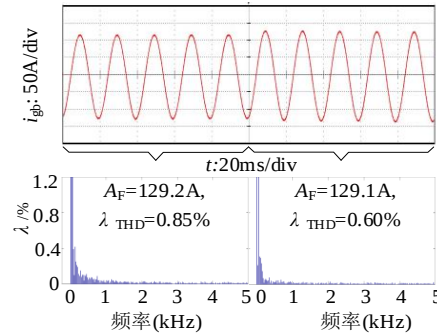
参数	参数值	参数	参数值
直流电压 u_{dc}	700 V	寄生电阻 R_1	0.1Ω
交流电网侧相电压有效值 e	150 V	电网侧电感 L_g	0.008 H
滤波电感 L	2.4 mH	采样周期 T	$25 \mu s$
滤波电容 C	$200 \mu F$	电网角频率 ω_0	$100\pi \text{ rad/s}$
寄生电阻 R	0.1Ω		



(a) 逆变器并网电压



(b) 逆变器并网电压跟踪误差

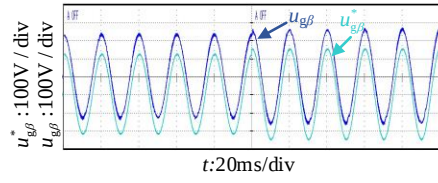


(c) 并网电流及其 FFT 分析

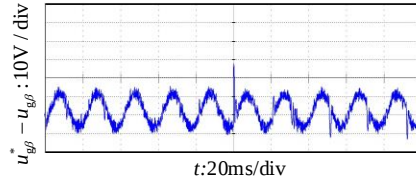
图 A2 参数不匹配时常规 FCS-MPC 方法的

动态实验结果 ($L=1.2 \text{ mH}$, $C=0.1 \text{ mF}$)

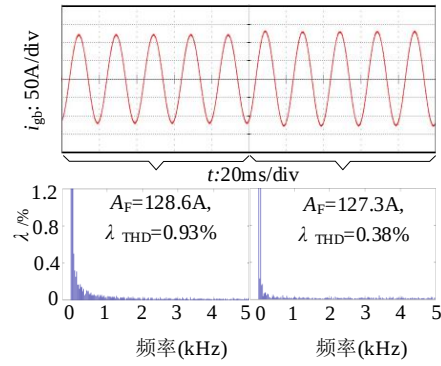
Fig.A2 Dynamic experimental results of traditional FCS-MPC method when parameters mismatch ($L=1.2 \text{ mH}$, $C=0.1 \text{ mF}$)



(a) 逆变器并网电压



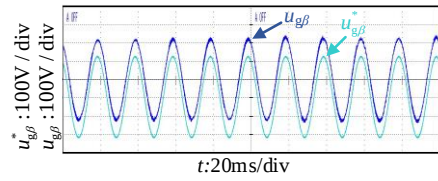
(b) 逆变器并网电压跟踪误差



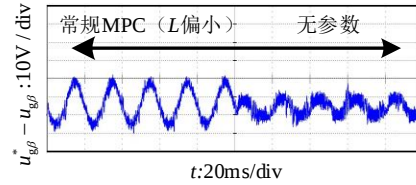
(c) 并网电流及其FFT分析

图 A3 参数不匹配时无参数 FCS-MPC 方法的动态实验结果 ($a=632$, $b=7\ 500$)

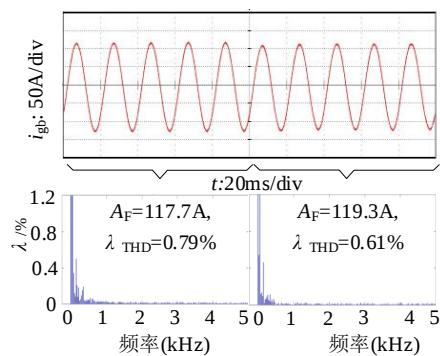
Fig.A3 Dynamic experiment results of parameter-free FCS-MPC method when parameters mismatch ($a=632$, $b=7\ 500$)



(a) 逆变器并网电压



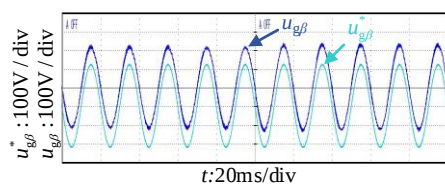
(b) 逆变器并网电压跟踪误差



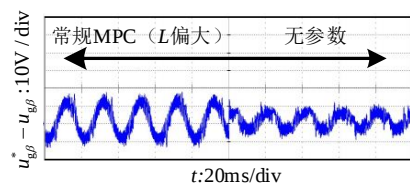
(c) 并网电流及其 FFT 分析

图 A4 稳态实验结果 (L 失配变小)

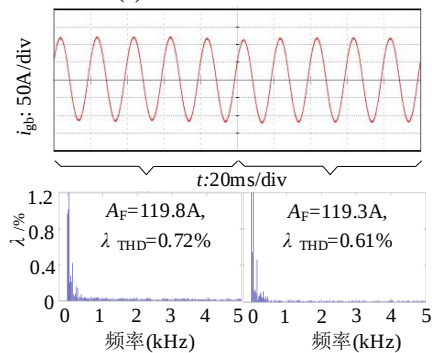
Fig.A4 Steady-state experimental results (L mismatch smaller)



(a) 逆变器并网电压



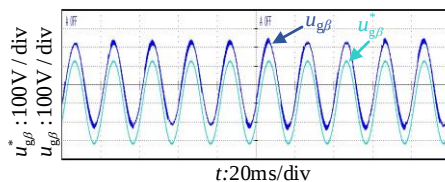
(b) 逆变器并网电压跟踪误差



(c) 并网电流及其 FFT 分析

图 A5 稳态实验结果 (L 失配变大)

Fig.A5 Steady-state experimental results (L mismatch bigger)



(a) 逆变器并网电压

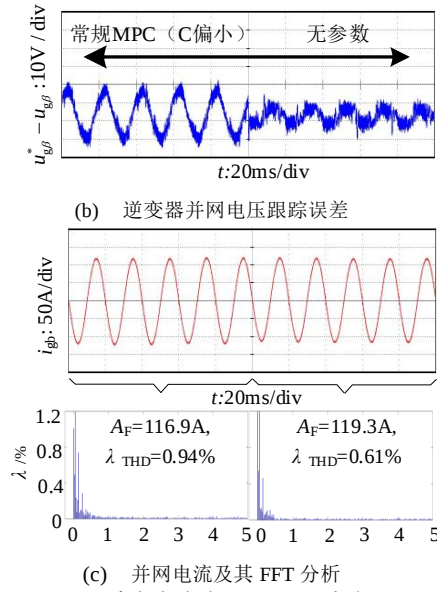


图 A6 稳态实验结果 (C 失配变小)

Fig.A6 Steady-state experimental results (C mismatch smaller)

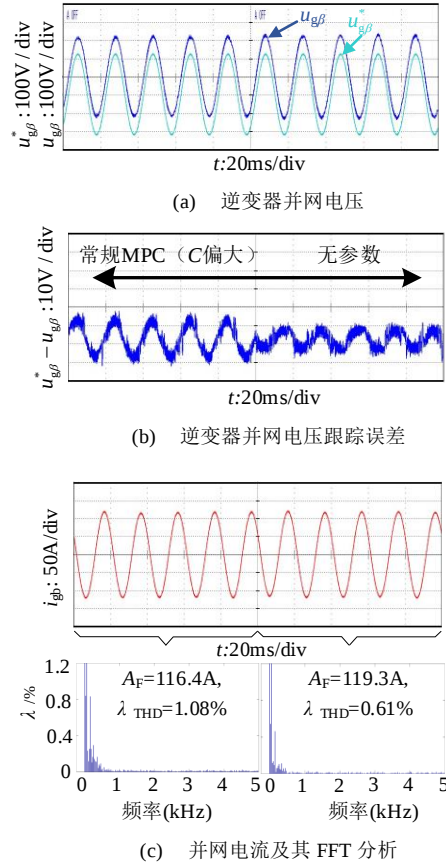


图 A7 稳态实验结果 (C 失配变大)

Fig.A7 Steady-state experimental results (C mismatch bigger)

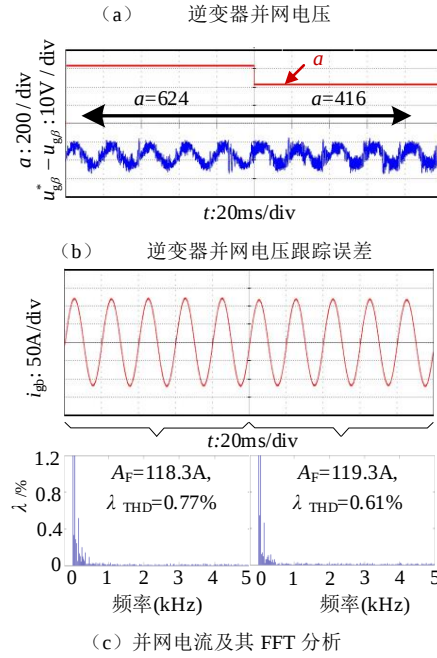


图 A8 无参数 FCS-MPC 方法的实验结果 (α : 由 624 变化至 416)

Fig.A8 Experiment results of parameter-free method (α : from 624 to 416)

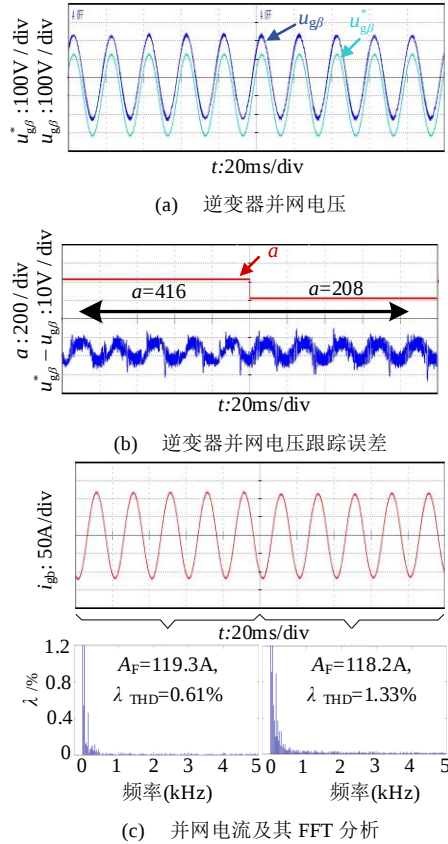
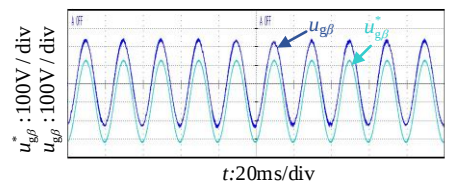
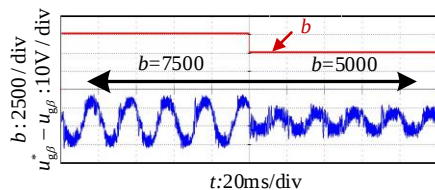


图 A9 无参数 FCS-MPC 方法实验结果 (α : 由 416 变化至 208)

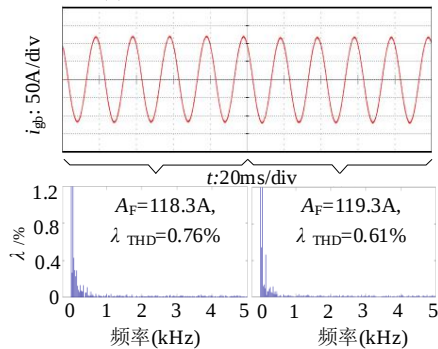
Fig.A9 Experiment results of parameter-free FCS-MPC method (α : from 416 to 208)



(a) 逆变器并网电压



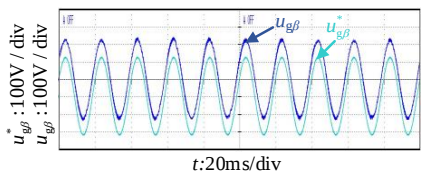
(b) 逆变器并网电压跟踪误差



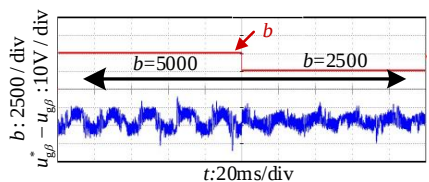
(c) 并网电流及其 FFT 分析

图 A10 无参数 FCS-MPC 方法实验结果 (b : 由 7 500 变化至 5 000)

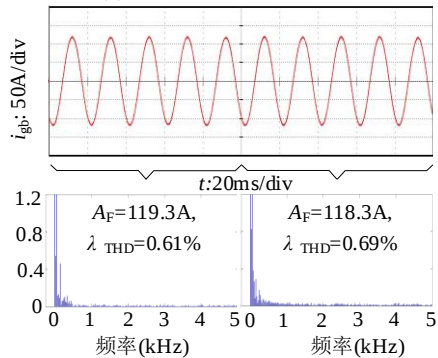
Fig.A10 Experiment results of parameter-free FCS-MPC method (b : from 7 500 to 5 000)



(a) 逆变器并网电压



(b) 逆变器并网电压跟踪误差



(c) 并网电流及其 FFT 分析

图 A11 无参数 FCS-MPC 方法实验结果 (b : 由 5 000 变化至 2 500)

Fig.A11 Experiment results of parameter-free FCS-MPC method (b : from 5 000 to 2 500)