

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230679

基于抗频率偏移电感辨识的并网逆变器模型预测控制

吴振军¹, 刘震坤¹, 郭磊磊¹, 李琰琰¹, 金楠¹, 谢伟²

(1. 郑州轻工业大学电气信息工程学院, 河南 郑州 450002; 2. 河南九域恩湃电力技术有限公司, 河南 郑州 450052)

摘要: 电感参数对实现并网逆变器高精度模型预测控制至关重要, 而传统电感辨识方法易受到电网频率偏移的影响, 且在有功功率为零时无法使用。为提高模型预测控制中电感参数的频率鲁棒性, 提出了一种基于模型参考自适应的电感在线辨识方法。首先, 设计了一种二阶滑模观测器观测电网电压。其次, 在不补偿低通滤波器造成观测电压幅值和相位偏差的情况下, 令实际电网电压也产生相同的幅值和相位偏差, 而后利用二者之间的误差与电感误差的关系建立电感辨识模型, 从而克服了电网频率偏移对电感辨识结果的影响, 且在有功功率为零时也可实现电感辨识。最后, 将辨识出的电感参数代入模型预测控制算法, 即可实现对逆变器更准确地控制。实验研究验证了所提电感辨识方法的有效性和准确性。

关键词: 并网逆变器; 电感辨识; 模型预测控制; 滑模观测器; 频率鲁棒性

Model predictive control for a grid-connected inverter based on inductance identification resistant to frequency deviation

WU Zhenjun¹, LIU Zhenkun¹, GUO Leilei¹, LI Yanyan¹, JIN Nan¹, XIE Wei²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;
2. Henan Jiuyu EPRI Electric Power Technology Co., Ltd., Zhengzhou 450052, China)

Abstract: The inductance parameter is crucial in realizing high precision model predictive control for a grid-connected inverter. The traditional inductance identification method is easily affected by grid frequency deviation and cannot be used when the active power is zero. To improve the frequency robustness of the inductance parameter in model predictive control, an online identification method based on MRAS is proposed. First, a second-order sliding mode observer is designed to observe the grid voltage. Second, without compensating for the observed voltage amplitude and phase deviation caused by the low-pass filter, the actual grid voltage also generates the same amplitude and phase deviation. Then, using the relationship between the voltage and inductance errors, an inductance identification model is established to overcome the impact of grid frequency deviation on the results, and the identification is also available when the active power is zero. Finally, by incorporating the identified parameter into the model predictive control algorithm, the control of the inverter can be more accurate. The effectiveness and accuracy of the proposed method is verified by experiment.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U2004166).

Key words: grid-connected inverter; inductance identification; model predictive control; sliding mode observer; frequency robustness

0 引言

随着现代电力电子技术的发展, 两电平逆变器因其具有可靠性高、结构简单、控制方法成熟等优

点, 已经广泛应用于新能源并网系统, 例如风电并网系统和光伏并网系统^[1-4]。并网逆变器的控制精度对实现高效电能转换、提高并网电能质量以及电力系统的稳定运行至关重要^[5-6]。

近年来, 对于并网逆变器控制方法的研究^[7]一直是电力电子领域的热点, 其中直接功率控制和电流矢量控制作为并网逆变器的常用控制方法, 应用

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(U2004166); 河南省科技攻关计划项目资助(212102210021, 232102241026)

较为广泛^[8-9]。随着现代控制理论的发展,文献[10]中提出了一种模型预测控制(model predictive control, MPC)策略。此策略不仅克服了直接功率控制中因最优矢量选择不精确导致电流纹波大、滤波器设计困难的缺陷,而且也避免了传统电流矢量控制中坐标变换以及脉宽调制过程中的运算复杂、耗时长的问题。基于上述优点,并网逆变器的MPC策略被广泛研究。其中,文献[11]提出了一种无电网电压传感器的MPC策略,提高了系统的可靠性。文献[12]提出了一种虚拟多矢量的MPC策略,提高了电流控制精度。文献[13]提出了一种电流计算延迟补偿策略,提高了永磁同步电机MPC策略的控制精度。

然而,MPC作为一种基于模型的控制方法,模型参数的变化对其控制性能有较大影响^[14-15]。当MPC应用于并网逆变器时,由于交流侧的实际电感易产生波动,电感参数的偏差对MPC控制准确性的影响占据了主导地位^[16]。在并网逆变器实际运行的过程中,若用于控制系统的电感参数与实际电感不匹配,将会影响MPC算法中对电流的准确预测,进而影响最优开关函数的选择^[17]。

许多学者研究了MPC的参数鲁棒性问题。文献[18]提出了利用电流和电压的直流分量对永磁同步电机的参数进行估计的方法,但该方法需要通过前馈补偿消除因注入电流而产生的转矩波动。文献[19]提出了一种扩张状态观测器,以增强MPC的参数鲁棒性,但此方法仍然需要调节多个模型和结构参数。文献[20]提出了一种开关频率自适应的MPC控制方法,降低了电感参数失配对开关频率的影响,但该方法未能准确估算出电感参数。文献[21-22]分别研究了基于梯度矫正法和最小二乘法的电感参数辨识方法,并将其运用于模型预测功率控制,但其辨识精度较低,对电网频率偏移较灵敏。文献[23]提出了一种基于全阶滑模观测器的电感辨识方法,通过分析电感与电网电压观测误差的关系,建立电感参数辨识模型,但该方法需要已知电网的精确角频率。虽然通过调节滑模增益可以减小电网频率偏移对电感辨识的影响,但会放大滑模噪声。此外,当有功功率为0时,该方法也无法实现电感辨识。

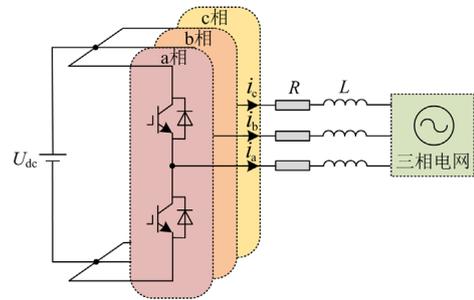
基于以上分析,本文提出了一种应用于并网逆变器MPC的新型电感参数辨识方法,通过二阶滑模观测器观测电网电压,使用普通的低通滤波器(low-pass filter, LPF)消除滑模噪声。而后,为了避免使用电网角频率对LPF产生的幅值和相位偏移进行补偿,令真实电网电压也经过相同的LPF,以保证与观测信号的幅值和相位相同。其次,利用电网

电压的观测误差、电流与电感误差的关系,建立电感参数辨识模型。由于该模型无需电网频率参与运算,因而不受电网频率偏移的影响。此外,与文献[23]不同,所提方法在系统有功功率为0时,仍能实现电感的准确辨识。最后通过对比实验验证了所提电感辨识方法的有效性。

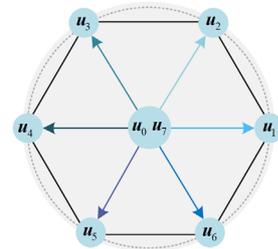
1 并网逆变器的传统控制方法

1.1 并网逆变器的数学模型

本文所研究的两电平并网逆变器的拓扑结构如图1(a)所示,其中逆变器的开关状态可由8个电压空间矢量表示,分别为 $u_0(000)$ 、 $u_1(100)$ 、 $u_2(110)$ 、 $u_3(010)$ 、 $u_4(011)$ 、 $u_5(001)$ 、 $u_6(101)$ 和 $u_7(111)$,其空间位置关系如图1(b)所示。



(a) 并网逆变器的拓扑结构



(b) 电压矢量

图1 并网逆变器的拓扑结构与电压矢量

Fig. 1 Topology of grid-connected inverter and voltage vectors

在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中,两电平并网逆变器的数学模型可表示为

$$\mathbf{u} = L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + R\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad (1)$$

式中: \mathbf{u} 为逆变器输出的电压矢量; \mathbf{i} 为并网电流矢量; \mathbf{e} 为电网电压矢量; L 为滤波电感; R 为寄生电阻。

1.2 传统的模型预测控制

根据前向欧拉方法,将式(1)变形后进行离散化可得到

$$\mathbf{i}(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L}T_s\right)\mathbf{i}(k) + \frac{T_s}{L}[\mathbf{u}(k) - \mathbf{e}(k)] \quad (2)$$

式中: 变量 $x(k)$ 为该变量在 k 时刻的值; T_s 为采样周期。

为了补偿在实现模型预测控制时产生的一阶延时效应, 可根据式(1)并结合逆变器输出的最优电压矢量 $\mathbf{u}(k)$, 预测出 $k+1$ 时刻的电流 $\mathbf{i}(k+1)$ 。而后根据式(3), 由图 1(b)所示的 8 个电压空间矢量进一步预测出 $k+2$ 时刻的电流 $\mathbf{i}(k+2)$ 。

$$\mathbf{i}(k+2) = \left(1 - \frac{R}{L}T_s\right)\mathbf{i}(k+1) + \frac{T_s}{L}[\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{e}(k+1)] \quad (3)$$

然后, 为了选择出最优电压矢量, 将 $\mathbf{i}(k+2)$ 代入式(4)所示的目标函数中, 选择目标函数最小时的电压矢量在下一个采样周期应用于逆变器, 实现预测控制。

$$g = |\mathbf{i}_{\text{ref}}(k+2) - \mathbf{i}(k+2)| \quad (4)$$

式中, $\mathbf{i}_{\text{ref}}(k+2)$ 为 $k+2$ 时刻的参考电流矢量。

为实现功率解耦控制, 将 \mathbf{i}_{dq}^* 作为给定电流参考值, 通过 Park 逆变换将其转化为两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中的参考电流 $\mathbf{i}_{\text{ref}}^{[24]}$ 。

由图 1(a)和式(1)—式(4)可见, 电流预测模型中存在电阻 R 和电感 L 两个参数。其中, 由于在式(2)和式(3)中只有 $T_s R/L$ 项与电阻有关, 且 T_s 远小于 1, 故 R 对 MPC 的电流预测影响较小^[25]。然而当 L 发生变化时, MPC 的控制性能将受到影响, 会产生较大的电流谐波和电流控制误差。

若不对电感参数失配导致的电流控制误差和谐波进行改善, 将严重影响并网逆变器输出的电能质量。因此, 有必要研究电感参数的在线辨识方法以增强 MPC 对电感参数失配的鲁棒性, 提高并网逆变器输出的电能质量。

2 传统的电感辨识方法

为了减小因电感参数失配对 MPC 控制性能的影响, 文献[23]提出了一种基于全阶滑模观测器的电感参数辨识方法。以下对该方法进行简要介绍和分析。

2.1 全阶滑模观测器的设计

在理想电网条件下, 对于电网电压 \mathbf{e} , 可以得到

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = j\omega\mathbf{e} \quad (5)$$

式中, ω 为电网角频率。

结合式(1)和式(5)可设计出全阶滑模观测器为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{i}}}{dt} = \frac{1}{L}(-R\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{u} - \hat{\mathbf{e}} - m\mathbf{S}) \\ \frac{d\hat{\mathbf{e}}}{dt} = j\hat{\omega}\hat{\mathbf{e}} + n\mathbf{S} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}}$ 和 $\hat{\mathbf{e}}$ 分别为电流矢量和电网电压矢量的估计值; $\hat{\omega}$ 为电网角频率的估计值; $\mathbf{S} = \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i})$, $\text{sgn}(x)$ 为符号函数; m 和 n 为滑模增益。

全阶滑模观测器的误差方程为

$$\begin{cases} \frac{d\bar{\mathbf{i}}}{dt} = \frac{1}{L}(-R\bar{\mathbf{i}} - \bar{\mathbf{e}} - m\mathbf{S}) \\ \frac{d\bar{\mathbf{e}}}{dt} = j\hat{\omega}\bar{\mathbf{e}} + j\bar{\omega}\mathbf{e} + n\mathbf{S} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\bar{\mathbf{i}} = \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}$; $\bar{\mathbf{e}} = \hat{\mathbf{e}} - \mathbf{e}$; $\bar{\omega} = \hat{\omega} - \omega$ 。

为确保电流估计误差收敛到零, 应选择合适的滑模增益 m 使 $\bar{\mathbf{i}}$ 满足 $\bar{\mathbf{i}}(d\bar{\mathbf{i}}/dt) < 0$, 此时可推导出:

$$m > |R\bar{\mathbf{i}} + \bar{\mathbf{e}}| \quad (8)$$

当 $\bar{\mathbf{i}} = 0$ 时, 结合式(7)可得

$$\bar{\mathbf{e}} = -m\mathbf{S} \quad (9)$$

将式(9)代入式(7), 可推导出观测电网电压的传递函数为

$$G_e(s) = \frac{\hat{\mathbf{e}}}{\mathbf{e}} = \frac{\lambda}{s - j\hat{\omega} + \lambda} \quad (10)$$

式中, $\lambda = n/m$ 。

为保证电网电压的估计值收敛, 应满足 $\lambda > 0$ 。

2.2 传统的电感辨识方法

当全阶滑模观测器的电感与实际电感不同时, 结合式(6)可得

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}}{dt} = \frac{1}{\hat{L}}(-R\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{u} - \hat{\mathbf{e}} - m\mathbf{S}) \quad (11)$$

式中, \hat{L} 为全阶滑模观测器使用的电感参数。

当 $\bar{\mathbf{i}} = 0$ 时, 根据式(1)和式(11)可推导出

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{e}} + \Delta L \cdot j\omega\hat{\mathbf{i}} \quad (12)$$

式中, $\Delta L = \hat{L} - L$ 。

由式(12)可知, 全阶滑模观测器的电压观测结果与观测器中使用的电感参数有关, 因此可以设计出电感辨识模型。

在文献[23]中, 根据式(12)可构建出

$$\mathbf{e} \otimes \hat{\mathbf{e}} = -\Delta L \omega (\hat{\mathbf{i}} \cdot \mathbf{e}) \quad (13)$$

由式(13)可知, ΔL 与 $\mathbf{e} \otimes \hat{\mathbf{e}}$ 呈线性关系, 因此可以设计出基于比例积分(proportional-integral, PI)控制器的电感辨识方法, 表示为

$$\hat{L} = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \cdot (\mathbf{e} \otimes \hat{\mathbf{e}}) + L_0 \quad (14)$$

式中: k_p 为比例系数; k_i 为积分系数; L_0 为电感参数的初始值。

根据式(14), 合理地选择 k_p 和 k_i 即可进行电感参数辨识。

然而，当电网频率发生偏移时，式(6)中的 $\hat{\omega} \neq \omega$ ，则会产生电网电压观测误差，进而影响电感辨识。

基于式(10)，可得到

$$\begin{cases} |G_c(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda}\right)^2 + 1}} \\ \angle G_c(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda}\right) \end{cases} \quad (15)$$

分析式(15)可知，当 λ 增大时， $|G_c(j\omega)|$ 增大， $|\angle G_c(j\omega)|$ 减小。所以当频率出现偏差时，通过增大 λ 来减小全阶滑模观测器观测电压的幅值和相位误差，进而减小电感参数的估计误差。

综上所述，文献[23]所提电感参数辨识方法中，当电网频率发生偏移时，虽然可通过增大滑模增益比 λ 来减小频率偏差对电感辨识结果的影响，但会带来更大的滑模噪声。同时根据式(13)可知，当有功功率 $i \cdot e = 0$ 时， $e \otimes \hat{e}$ 也将始终等于 0，此时将无法辨识电感，这也体现了文献[23]所提电感辨识方法的局限性。为解决上述问题，有必要进一步研究改进的电感辨识方法。

3 具有频率鲁棒性的电感参数辨识方法

为了解决文献[23]所提电感辨识方法受电网频率偏移影响的问题，本文提出了一种基于二阶滑模观测器的新型电感辨识方法，其结构框图如图 2 所示。

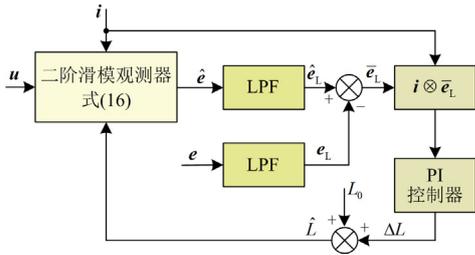


图 2 所提电感辨识方法的控制框图

Fig. 2 Control block diagram of proposed inductance identification method

3.1 基于二阶滑模观测器的电网电压观测方法

根据式(1)，结合滑模变结构控制理论^[26]，可设计二阶滑模观测器，表示为

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{1}{L}[-R\hat{i} + u - K \operatorname{sgn}(\hat{i} - i)] \quad (16)$$

式中， K 为滑模增益。

结合式(1)，此滑模观测器的误差方程为

$$\frac{d\bar{i}}{dt} = \frac{1}{L}[-R\bar{i} - K \operatorname{sgn}(\bar{i}) + e] \quad (17)$$

为确保电流收敛，应使滑模增益 K 满足式(18)所示条件，即

$$K > \max(|e|) \quad (18)$$

当滑模观测器收敛时，由式(17)可估算出电网电压为

$$\hat{e} = K \operatorname{sgn}(\bar{i}) \quad (19)$$

然而，由二阶滑模观测器观测出的电网电压信号 $K \operatorname{sgn}(\bar{i})$ 存在高频的滑模噪声，必须对其进行滤波。用 LPF 对观测出的结果进行滤波，滤波后的信号 \hat{e}_L 可表示为

$$\hat{e}_L = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot K \operatorname{sgn}(\bar{i}) \quad (20)$$

式中， ω_c 为 LPF 的截止频率。

在滤波过程中，电网电压将会受到 LPF 的影响而产生幅值误差 ΔE 和相位误差 $\Delta \theta$ ，如式(21)所示。

$$\begin{cases} \Delta E = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}} \\ \Delta \theta = \arctan \frac{\omega}{\omega_c} \end{cases} \quad (21)$$

若要得到准确的电网电压观测值，需要根据式(21)对经过 LPF 滤波得到的电压信号 \hat{e}_L 进行幅值和相位补偿^[27]，但是补偿算法需要真实电网频率 ω 。虽通过锁相环可估计得到较为准确的电网频率，但估计的结果易受到系统参数的影响，而导致估算出的电网角频率不准确，进而影响补偿效果。

3.2 电压观测结果分析

为了设计出具有电网频率鲁棒性的电感辨识方法，不能在算法中使用真实电网频率 ω ，故本文不对 \hat{e}_L 进行补偿。相反，本文将真实的电网电压 e 通过截止频率为 ω_c 的 LPF 进行滤波，令其产生与 \hat{e}_L 相同的幅值和相位偏差，进而利用滤波后的真实电网电压进行电感辨识。

真实电网电压经过 LPF 滤波后可表示为

$$e_L = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot e \quad (22)$$

电压观测误差 \bar{e}_L 可表示为

$$\bar{e}_L = \hat{e}_L - e_L \quad (23)$$

与此同时，在所设计的二阶滑模观测器中，当使用 \hat{L} 作为电感参数时，有

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{1}{\hat{L}}[-R\hat{i} + u - K \operatorname{sgn}(\bar{i})] \quad (24)$$

当滑模观测器收敛时，结合式(1)，可得到

$$-\Delta L \cdot j\omega i = \hat{e} - e \quad (25)$$

式中, $\hat{e} = K \operatorname{sgn}(\bar{i})$ 。

分析可知, 虽经过 LPF 滤波后得到的电压信号 \hat{e}_L 和 e_L 存在幅值和相位偏差, 但其满足:

$$-\Delta L \cdot j\omega i \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \hat{e}_L - e_L \quad (26)$$

基于式(26), 可设计出基于模型参考自适应的电感参数辨识方法。

3.3 电感参数辨识方法的设计

为了改进电感辨识方法, 在电网精确角频率未知的前提下, 实现有功功率为 0 时的电感辨识, 本文设计了一种新的李雅普诺夫函数 V , 满足:

$$V = \frac{1}{2} k_1 (i \otimes \bar{e}_L)^2 + \frac{1}{2} (\Delta L)^2 \quad (27)$$

式中, k_1 为大于 0 的常数。

对函数 V 求导数, 可得到

$$\dot{V} = k_1 (i \otimes \bar{e}_L) \frac{d(i \otimes \bar{e}_L)}{dt} + \Delta L \frac{d\Delta L}{dt} \quad (28)$$

为保证电感辨识结果稳定, 系统需要达到的稳定条件为 $\dot{V} \leq 0$ [28]。为了满足稳定条件, 构建出如式(29)所示等式。

$$\dot{V} = k_1 (i \otimes \bar{e}_L) \frac{d(i \otimes \bar{e}_L)}{dt} + \Delta L \frac{d\Delta L}{dt} = -k_2 (i \otimes \bar{e}_L)^2 \quad (29)$$

式中, k_2 为大于 0 的常数。

根据式(26)可得

$$i \otimes \bar{e}_L = -\Delta L \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i \otimes j i) = -\Delta L \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \quad (30)$$

式中, i_α 和 i_β 分别为并网电流的 α 轴和 β 轴分量。

将式(30)代入式(29), 可得到

$$-k_1 \Delta L \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \frac{d(i \otimes \bar{e}_L)}{dt} + \Delta L \frac{d\Delta L}{dt} = \quad (31)$$

$$k_2 \Delta L \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i \otimes \bar{e}_L) (i_\alpha^2 + i_\beta^2)$$

将式(31)化简、移项后可得到

$$\frac{d\Delta L}{dt} = k_1 \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \frac{d(i \otimes \bar{e}_L)}{dt} + k_2 \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) (i \otimes \bar{e}_L) \quad (32)$$

将式(32)的等号两边进行积分得到

$$\Delta L = k_1 \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) (i \otimes \bar{e}_L) + \frac{1}{s} k_2 \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) (i \otimes \bar{e}_L) \quad (33)$$

k_p 和 k_i 可分别表示为

$$\begin{cases} k_p = k_1 \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \\ k_i = k_2 \omega \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \end{cases} \quad (34)$$

最终可以通过 PI 控制器得到估计的电感参数为

$$\hat{L} = \left(k_p + \frac{1}{s} k_i \right) (i \otimes \bar{e}_L) + L_0 \quad (35)$$

由式(33)和式(35)可知, 为确保电感辨识结果准确, k_p 和 k_i 应大于 0。同时, 较大的 k_p 能加快辨识结果的收敛, 较小的 k_i 能减小辨识结果的波动。为保证辨识结果准确稳定, 应合理选择 k_p 和 k_i 。将所提方法辨识出的电感参数应用于 MPC 算法, 即可增强 MPC 对电感偏移和电网频率偏移的鲁棒性。所提基于电感辨识的并网逆变器 MPC 总体控制框图如图 3 所示。

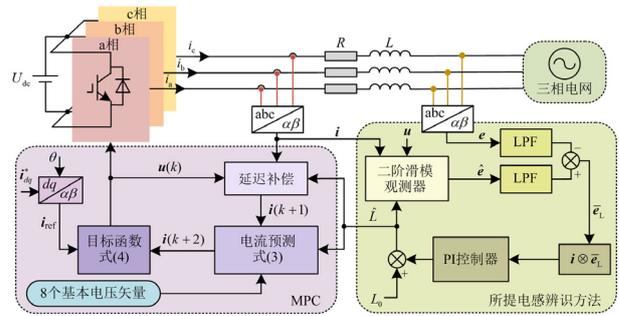


图 3 所提方法的总体控制框图

Fig. 3 Overall control block diagram of the proposed method

由上述分析可知, 所提电感辨识方法无需真实电网频率 ω 参与运算, 因此该方法的电感辨识结果不受电网频率偏移的影响。进一步地, 由式(30)可知, $i \otimes \bar{e}_L$ 的运算结果与有功功率无关, 所以在系统有功功率为 0 时仍可实现电感辨识, 从而克服了文献[23]所提方法的不足。

4 实验验证

为验证所提电感辨识方法的有效性, 本文进行了实验验证。实验平台选用 DSP28335 控制芯片作为控制器, MX30 三相可编程交直流电源提供三相交流电压, APL-II 直流电源提供稳定的直流电压, 模拟并网逆变器工作环境。交流电源通过滤波电感和逆变器与直流电源连接, 同时选用的 PE-View9 软件对逆变器状态进行实时监控及控制。实验平台的结构图如图 4 所示, 相关实验参数如表 1 所示。

图 5 所示为电感参数初始值为 0.01 H 时, 采用电感辨识算法前后所提方法的电感辨识实验结果。

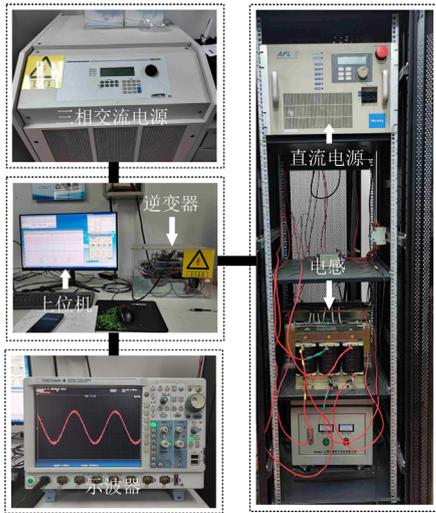


图 4 实验平台结构图

Fig. 4 Block photograph of experimental platform

表 1 实验系统参数

Table 1 Parameters of experimental system

参数	数值
电网线电压峰值 e/V	100
直流侧电压 U_{dc}/V	250
电感 L/mH	18.5
寄生电阻 R/Ω	0.05
采样频率 f_s/kHz	20
比例系数 k_p	0.000 01
积分系数 k_i	0.008

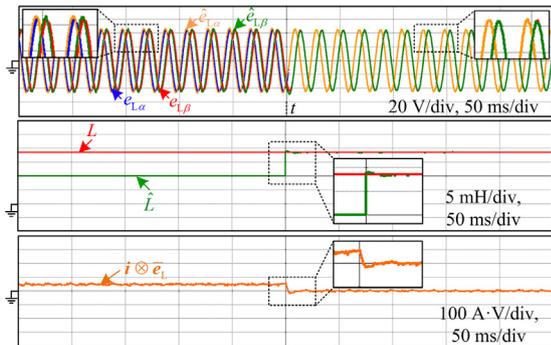


图 5 电感参数初始值为 0.01 H 时的实验结果

Fig. 5 Experimental results when the initial inductance parameter is set to 0.01 H

由图 5 可见，当电感参数初始值为 0.01 H，所提电感辨识方法在 t 时刻应用于 MPC 系统时，电感参数 \hat{L} 快速收敛于真实值 L ，经滤波后的电网电压观测值 $\hat{e}_{L\alpha}$ 和 $\hat{e}_{L\beta}$ 迅速跟踪上经滤波后的电网电压 $e_{L\alpha}$ 和 $e_{L\beta}$ ，同时 $i \otimes \bar{e}_L$ 也快速收敛于 0。这验证了本文所提电感辨识方法的有效性。

图 6 所示为电感参数初始值为 0.03 H 时，采用所提电感辨识算法前后的实验结果。

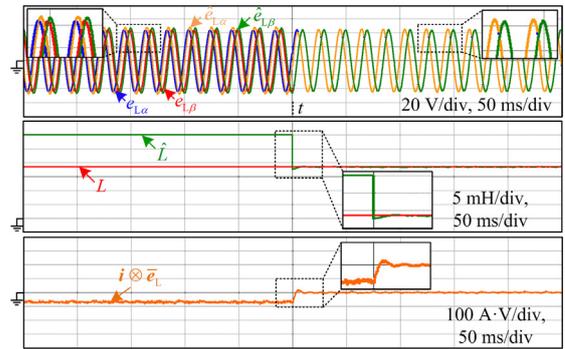


图 6 电感参数初始值为 0.03 H 时的实验结果

Fig. 6 Experimental results when the initial inductance parameter is set to 0.03 H

与图 5 结果相似，由图 6 可见，当电感参数初始值为 0.03 H 时， t 时刻应用所提电感辨识方法后，电感参数 \hat{L} 快速收敛于 L ， $\hat{e}_{L\alpha}$ 和 $\hat{e}_{L\beta}$ 迅速跟踪上 $e_{L\alpha}$ 和 $e_{L\beta}$ ， $i \otimes \bar{e}_L$ 快速收敛于 0。这再次证明了所提电感辨识方法的有效性。

当模型预测控制的参考电流 i_{ref} 由 4 A 跳变至 6 A 时，所提电感辨识方法的实验结果如图 7 所示。图 7 的实验结果表明，当参考电流 i_{ref} 发生跳变时，电感辨识结果依然准确，证明了在 MPC 参考电流变化时所提电感辨识方法不受影响。

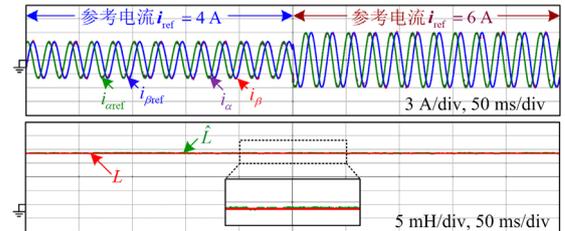


图 7 参考电流跳变时的实验结果

Fig. 7 Experimental results when the reference current stepped up

同时为验证所提电感辨识方法应用于 MPC 时对逆变器控制性能的影响，分别测量当电感参数初始值为 0.01 H 和 0.03 H 时，应用电感辨识前后 a 相电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)，结果如图 8 所示。由图 8 可见，无论电感参数的初始值偏大或偏小，应用所提电感辨识方法后，a 相电流的 THD 均显著减小，证明了所提方法可有效改善 MPC 在电感参数失配时的控制性能。

图 9 所示为本文所提出的电感辨识方法与文献 [23] 中的电感辨识方法分别在电网频率为 50 Hz、52 Hz 和 48 Hz 时的实验结果对比。

由图 9 可见, 当电网频率相对于基频 50 Hz 发生 ± 2 Hz 的偏移时, 文献[23]中的电感辨识方法虽可通过调节参数 λ 减小辨识误差, 但电感辨识结果仍受电网频率偏移的影响。而本文所提电感辨识方法无须调节任何参数, 在电网频率发生偏移时辨识结果保持准确, 辨识误差 ΔL 始终收敛于 0。这体现了本文所提电感辨识方法的优越性。

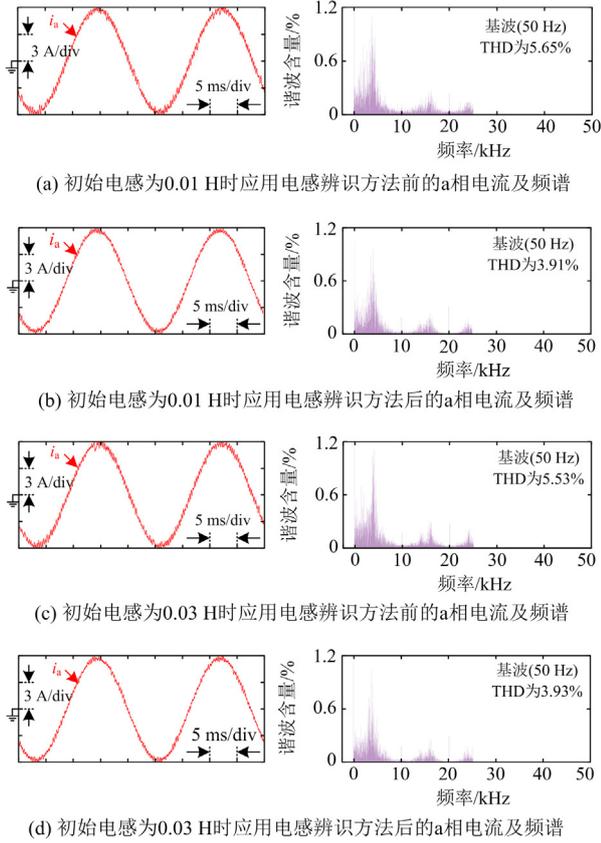
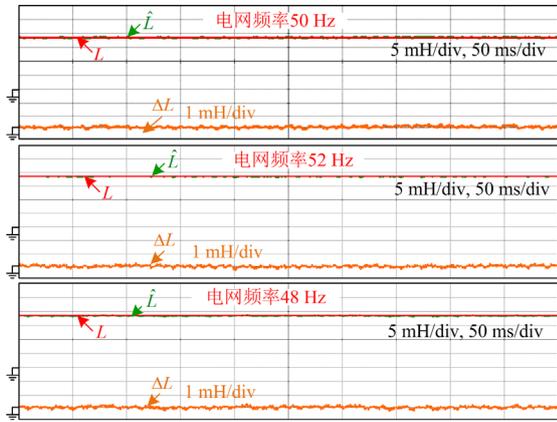
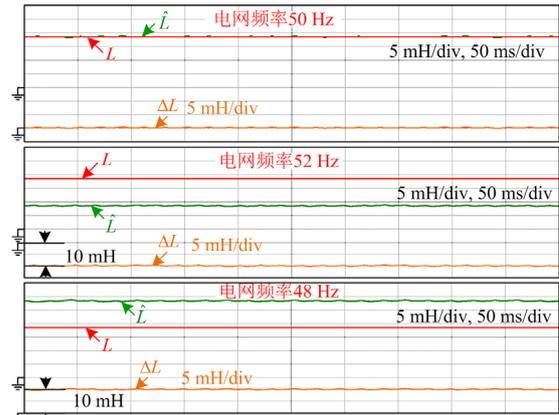


图 8 应用所提电感辨识方法前后 a 相电流及频谱

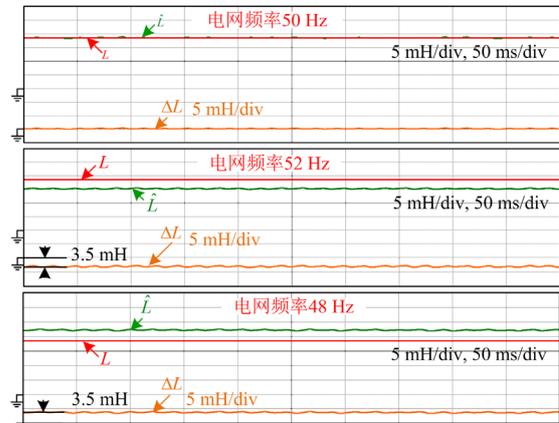
Fig. 8 Current and frequency spectrum of phase a before and after applied proposed inductance identification method



(a) 本文所提的电感辨识方法



(b) 文献[23]中的电感辨识方法($\lambda = 60$)

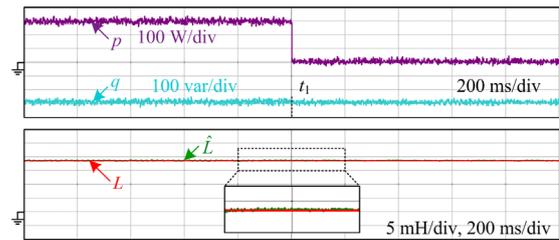


(c) 文献[23]中的电感辨识方法($\lambda = 175$)

图 9 不同电感辨识方法在不同电网频率下的实验结果
Fig. 9 Experimental results of different identification methods under different grid frequency

最后, 为验证本文所提方法可以克服文献[23]中的方法无法在有功功率为 0 时辨识电感参数的缺点, 设置 MPC 的初始给定有功功率 p 为 300 W, 在 t_1 时刻将给定有功功率 p 降为 0。图 10 所示分别为 p 由 300 W 降至 0 前后, 本文所提方法与文献[23]中方法的电感参数辨识结果。

由图 10 可见, 当 p 由 300 W 下降至 0 时, 文献[23]中的电感辨识方法不再有效。而本文所提方法依旧可以辨识出电感参数, 且辨识结果保持稳定, 克服了文献[23]中方法的局限性。这再次证明了本文所提电感辨识方法的有效性。



(a) 本文所提的电感辨识方法

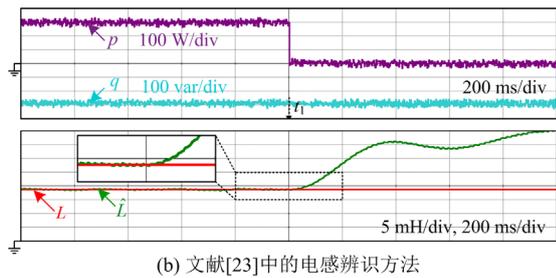


图 10 不同电感辨识方法在有功率由 300 W 降至 0 时的实验结果

Fig. 10 Experimental results of different identification methods when active power dropped from 300 W to 0

5 结论

针对传统电感参数辨识方法受电网频率偏移影响,在有功率为 0 时不能实现电感辨识的问题,本文提出了一种改进的电感参数在线辨识方法。所提方法首先采用 LPF 对二阶滑模观测器观测的电压信号进行滤波,同时使用相同的 LPF 对真实电网电压也进行滤波,以保证与滤波后的观测值具有相同的幅值和相位。然后,通过分析电网电压观测误差与电感之间的关系,并结合一种改进的李雅普诺夫函数设计方法,最终提出了一种新型电感辨识方法。实验结果表明:

1) 无论电感参数的初始值偏大或偏小,或是 MPC 的参考电流发生变化,所提电感参数辨识方法都能快速、准确地辨识出真实的电感参数。

2) 在电网频率发生偏移时,与传统方法相比,由于所提电感参数辨识算法无需电网角频率参与运算,因此克服了电网频率偏移对电感辨识结果的影响。

3) 在系统的有功功率为 0 时,与传统方法相比,由于所提电感参数辨识方法的自适应律与有功功率无关,故所提方法依然能准确地辨识出电感参数。

4) 将辨识出的电应用于并网逆变器的 MPC 系统时,可以避免电感失配的影响,降低并网电流的 THD。

参考文献

[1] 刘人志, 陈卓, 唐文博, 等. 弱电网下计及锁相环影响的 LCL 型并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(5): 178-187.
LIU Renzhi, CHEN Zhuo, TANG Wenbo, et al. Control strategy of an LCL type grid-connected inverter with the influence of a phase-locked loop under a weak power grid[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(5): 178-187.

[2] SINGH S, SAINI, S, GUPTA S K, et al. Solar-PV

inverter for the overall stability of power systems with intelligent MPPT control of DC-link capacitor voltage[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 126-147.

[3] YARIKKAYAY S, VARDAR K. Neural network based predictive current controllers for three phase inverter[J]. IEEE Access, 2023, 11: 27155-27167.

[4] 唐圣学, 宋声远, 姚芳. 抑制漏电流的非隔离电流型光伏并网逆变器[J]. 电测与仪表, 2021, 58(1): 54-61.
TANG Shengxue, SONG Shengyuan, YAO Fang. A transformerless current source photovoltaic grid-connected inverter for leakage current suppression[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(1): 54-61.

[5] 张鸿博, 蔡晓峰. 直流电压含二次纹波条件下并网逆变器输出谐波抑制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(15): 119-128.
ZHANG Hongbo, CAI Xiaofeng. Output harmonic suppression of a grid-connected inverter with secondary ripple in DC voltage[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(15): 119-128.

[6] 吴斌, 杨旭红. 基于改进遗传 PI 和重复控制的三相逆变器并网研究[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(6): 151-156.
WU Bin, YANG Xuhong. Research on grid-connected three-phase inverter based on improved genetic PI and repetitive control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(6): 151-156.

[7] 陈伟, 张岩, 屠一鸣, 等. LCL 型并网逆变器临界无源阻尼参数设计[J]. 电力建设, 2022, 43(1): 70-77.
CHEN Wei, ZHANG Yan, TU Yiming, et al. Design of critical passive damping parameters for LCL-Type grid-connected inverter[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(1): 70-77.

[8] ZHANG Y C, LIU J, YANG H T, et al. Direct power control of pulse width modulated rectifiers without DC voltage oscillations under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7900-7910.

[9] RAHOUI A, BECHOUICHE A, SEDDIKI H, et al. Grid voltages estimation for three-phase PWM rectifiers control without AC voltage sensors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 859-875.

[10] RODRIGUEZ J, PONTT J, SILVA C, et al. Predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.

[11] GUO L L, JIN N, LI Y Y, et al. A model predictive control method for grid-connected power converters without AC voltage sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1299-1310.

[12] 唐圣学, 乔乃珍, 勾泽, 等. 基于虚拟矢量优选的 FCS-MPC 稳定性策略研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(3): 56-68.
TANG Shengxue, QIAO Naizhen, GOU Ze, et al. Research

- on stability strategy of FCS-MPC based on virtual vector optimization[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(3): 56-68.
- [13] GAO J Q, GONG C, LI W Z, et al. Novel compensation strategy for calculation delay of finite control set model predictive current control in PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7): 5816-5819.
- [14] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(10): 110-122.
- ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(10): 110-122.
- [15] 杨捷, 顾冬冬, 孙明浩, 等. 三相光伏并网逆变器多目标优化模型预测控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2016, 44(15): 112-119.
- YANG Jie, GU Dongdong, SUN Minghao, et al. Multi-objective optimization model-predictive control of PV grid-connected inverters[J]. *Power System Protection and Control*, 2016, 44(15): 112-119.
- [16] ZHOU Y S, YANG J P, MENG L H, et al. Online inductance identification and FPGA-based real-time digital control design for APF[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(2): 1549-1561.
- [17] LU H, WANG Y K, YUAN Y, et al. Online identification for permanent magnet synchronous motor based on recursive fixed memory least square method under steady state[C]// *Proceedings of the 36th Chinese Control Conference (CCC)*, July 26-28, 2017, Dalian, China: 4824-4829.
- [18] FENG G, LAI C, MEMBER S, et al. Current injection-based online parameter and VSI nonlinearity estimation for PMSM drives using current and voltage DC components[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2016, 2(2): 119-128.
- [19] MOUSAVI M S, DAVARI S A, NEKOUKAR V, et al. A robust torque and flux prediction model by a modified disturbance rejection method for finite-set model-predictive control of induction motor[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(8): 9322-9333.
- [20] ZHANG X, WANG Y J, YU C Z, et al. Hysteresis model predictive control for high-power grid-connected inverters with output LCL filter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(1): 246-256.
- [21] ZHANG Y C, JIAO J, LIU J. Direct power control of PWM rectifiers with online inductance identification under unbalanced and distorted network conditions[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(12): 12524-12537.
- [22] ZHANG Y C, LI B Y, LIU J. Online inductance identification of a PWM rectifier under unbalanced and distorted grid voltages[J]. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2020, 56(4): 3879-3888.
- [23] GUO L L, XU Z Y, LI Y Y, et al. An inductance online identification-based model predictive control method for grid-connected inverters with an improved phase-locked loop[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(2): 2695-2709.
- [24] 郭毅锋, 李昊龙, 王志福, 等. 基于逆变器的永磁同步电机端口特性模拟及控制技术研究[J]. *电测与仪表*, 2022, 59(10): 130-136, 190.
- GUO Yifeng, LI Haolong, WANG Zhifu, et al. Research on port characteristic simulation and control technology of permanent magnet synchronous motor based on inverter[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2022, 59(10): 130-136, 190.
- [25] YOUNG H A, PEREZ A, RODRIGUEZ J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 3100-3107.
- [26] 刘道兵, 鲍妙生, 李世春, 等. 不平衡电网下 MMC 的 PCHD 模型无源滑模控制策略[J]. *中国电力*, 2023, 56(8): 109-116.
- LIU Daobing, BAO Miaosheng, LI Shichun, et al. Passive sliding mode control strategy for PCHD model of MMC in unbalanced power grid[J]. *Electric Power*, 2023, 56(8): 109-116.
- [27] 郭磊磊, 金楠, 李琰琰, 等. 并网逆变器无电网电压传感器模型预测控制[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(12): 2612-2622.
- GUO Leilei, JIN Nan, LI Yanyan, et al. Grid voltage sensorless model predictive control for grid-connected inverters[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(12): 2612-2622.
- [28] 刘彦呈, 吕旭, 张勤进, 等. 基于多滑模变结构的双向并网变换器虚拟惯性控制策略[J]. *电力建设*, 2022, 43(7): 121-130.
- LIU Yancheng, LÜ Xu, ZHANG Qinjin, et al. Virtual inertia control strategy of bidirectional grid-connected converter applying multiple sliding mode variable structure control[J]. *Electric Power Construction*, 2022, 43(7): 121-130.

收稿日期: 2023-06-05; 修回日期: 2023-08-25

作者简介:

吴振军(1971—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源并网变换器控制技术; E-mail: wuzhj71@126.com

刘震坤(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源并网变换器控制技术; E-mail: 10202kk@foxmail.com

郭磊磊(1987—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为新能源并网变换器控制技术。E-mail: 2006guoleilei@163.com

(编辑 许威)