

一种单相光伏并网逆变器改进预测电流控制算法^{*}

张兰红¹, 冯宝刚^{1,2}, 焦静静^{1,3}, 陆广平¹

(1. 盐城工学院 电气工程学院, 江苏 盐城 224051;

2. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013;

3. 南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 江苏 南京 210094)

摘 要: 光伏并网逆变器传统预测电流控制算法由于采样与计算延时会造成差一拍控制, 使得逆变器并网电流不能很好地跟踪目标电流, 同时逆变器滤波电感模型值与实际值有误差时会造成并网电流谐波大, 还可能导致系统不稳定。为克服这些不足, 提出了一种改进的预测电流控制方法, 可提前一个采样周期对并网逆变器输出电压进行预测, 同时利用递推最小二乘法对电感参数进行在线辨识。仿真和试验结果表明所提方法有效提高了逆变器并网电流对目标电流的跟踪精度, 减小了并网电流的谐波分量, 提高了由逆变器进网的电能的质量。

关键词: 光伏; 并网逆变器; 预测电流; 递推最小二乘法; 参数辨识

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)09-0034-07

An Improved Predictive Current Control Method of Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Inverter^{*}

ZHANG Lanhong¹, FENG Baogang^{1,2}, JIAO Jingjing^{1,3}, LU Guangping¹

(1. School of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224051, China;

2. School of Electronic and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

3. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: The traditional predictive current control algorithm of photovoltaic grid-connected inverter would cause the beat control due to the sampling and calculation delay, so the current which was sent to the grid could not track the target current well. Meanwhile, the error between the model and the actual value of the inverter filter inductance would cause harmonic to grid current, and cause instability to inverter system. In order to overcome these shortcomings, an improved predictive current control method was proposed. In the improved predictive method, the output voltage of the grid-connected inverter was predicted in a previous sampling period, and recursive least square method was used to identify the inductance parameters online at the same time. Simulation and experimental results showed that the proposed method can effectively improve the tracking accuracy of the grid-connected current to the target current, the harmonic component of the current sent to the grid was reduced. The quality of power supported by the inverter was improved.

Key words: photovoltaic; grid-connected inverter; predictive current; recursive least square (RLS); parameter identification

^{*} 基金项目: 江苏省政策引导类计划(产学研合作)——前瞻性联合研究项目(BY2015057-20);江苏省“六大人才高峰”等十二批次高层次人才选拔培养资助项目(XNY-017)

作者简介: 张兰红(1968—),女,博士,教授,研究方向为新能源发电技术、电力电子与电力传动。

0 引言

在化石能源紧缺和环境污染问题日益严重的背景下,太阳能因其储量无限、无污染及利用方便等优点,成为最有应用前景的新能源之一^[1-3]。太阳能的主要应用方式是光伏并网发电。逆变器是光伏并网发电的核心部件,逆变器的控制技术直接影响进网电能的质量。目前光伏并网逆变器较为成熟的控制技术主要包括:滞环控制、重复控制、电流电压 PI 双闭环控制以及预测电流控制等。滞环控制简单并具有良好的鲁棒性,但电流纹波较大,且开关频率的不固定导致损耗过高^[4-5]。重复控制基于内模原理实现对参考信号的零误差跟踪,但由于加入周期性重复环节导致系统的动态性能较差^[6-7]。电流电压 PI 双闭环控制算法简单,实现方便,但是系统参考电流与实际电流之间存在稳态相位误差^[8-9]。预测电流控制技术根据系统状态方程跟踪目标电流,该算法动态性能良好,易于在数字信号处理器上实现,但也受采样与计算延时以及滤波电感参数误差等因素的影响,导致实际电流难以准确跟踪目标电流。文献[10]消除了采样计算延时带来的影响,但是未考虑系统参数对系统稳定性的作用。文献[4]通过重新构建预测电流控制方程,提高了系统对电感参数误差的容忍度,但当电感参数误差超过范围时系统稳定性降低,不利于系统的移植。文献[11]在预测电流控制方法的基础上提出了一种滤波电感在线估计方法,解决了电感误差引起的问题,但其未考虑系统延时影响,造成了输出电流与目标电流之间的偏差。

本文分析了传统预测电流控制算法的基本原理及电感参数对系统稳定性的影响,针对传统预测电流控制算法所存在的问题,提出一种改进预测电流控制算法,在 k 时刻预测出 $k+1$ 时刻逆变器的输出电压,解决传统预测电流控制方法中采样与计算延时所带来的差一拍控制问题,同时将递推最小二乘算法^[12]用于对电感参数进行在线辨识,以改善电感参数误差导致的进网电流谐波大、系统稳定性降低等问题。

1 传统预测电流控制算法

图 1 所示为单相光伏并网逆变器的电路模

型。图 1 中, U_{dc} 为高压直流侧输入电压; $T_1 \sim T_4$ 为全桥功率开关管。

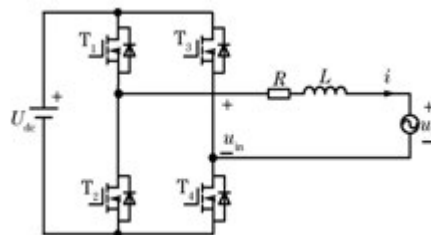


图 1 单相光伏并网逆变器的电路模型

并网逆变器电路方程为

$$u_{in} = L \frac{di}{dt} + Ri + u_s \quad (1)$$

式中: u_{in} ——逆变器平均输出电压;

L ——滤波电感;

i ——并网电流;

R ——线路电阻、死区效应及开关管压降等因素的综合等效电阻;

u_s ——电网电压。

忽略等效电阻及死区时间影响,对式(1)进行离散化处理,离散后方程为

$$u_{in}(k) = \frac{L}{T_s} [i(k+1) - i(k)] + u_s(k) \quad (2)$$

式中: $u_{in}(k)$ 、 $u_s(k)$ —— $[k, k+1]$ 开关周期内逆变器平均输出电压和电网电压;

T_s ——采样周期;

$i(k+1)$ —— $k+1$ 时刻瞬时并网电流值;

$i(k)$ —— k 时刻瞬时并网电流值。

为达到预测电流控制效果,第 $k+1$ 时刻瞬时并网电流值等于参考电流 $i^*(k+1)$, 其值为

$$i^*(k+1) = I \sin(\beta + 2\pi f_o \times T_s) \quad (3)$$

式中: I ——参考电流幅值;

β —— k 时刻电网电流相位;

f_o ——电网频率。

将参考电流 $i^*(k+1)$ 代入可得 $[k, k+1]$ 开关周期内逆变器输出平均电压为

$$u_{in}(k) = \frac{L}{T_s} [i^*(k+1) - i(k)] + u_s(k) \quad (4)$$

由正弦脉宽调制原理可得控制开关管的占空比 $D(k)$ 为

$$D(k) = \frac{\frac{L}{T_s} [i^*(k+1) - i(k)] + u_s(k)}{U_{dc}} \quad (5)$$

用式(5)来说明传统预测电流控制算法的原理。在 k 时刻采样得到并网电流 $i(k)$ 、电网电压 $u_s(k)$ 和直流侧输入电压 U_{dc} , 预测出参考电流 $i^*(k+1)$, 据此计算出 k 时刻逆变器开关管的占空比并在 k 时刻输出, 理想情况下, 实现逆变器输出电压对电网电压的零误差跟踪, 逆变器输出电流在 $k+1$ 时刻准确跟踪参考电流 $i^*(k+1)$ 。但实际系统中由于采样和计算需要时间, 系统在 $k+1$ 时刻无法准确跟踪参考电流 $i^*(k+1)$ 。电压、电流及占空比时序变化过程如图 2 所示。图 2 中, 三角波为载波, 设采样和计算延时时间为 $mT_s (m < 1)$ 。

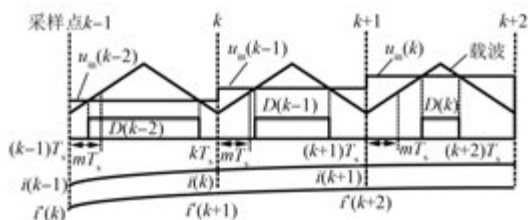


图2 电压、电流及占空比时序变化过程

以 $kT_s \sim (k+1)T_s$ 时间段为例, 系统在 $kT_s \sim (k+m)T_s$ 时间段完成了采样、参考电流 $i^*(k+1)$ 的预测及占空比 $D(k)$ 的计算, 理想情况下 $D(k)$ 应在 kT_s 时刻输出, 但实际只能在 $(k+1)T_s$ 时刻输出, 在 kT_s 时刻输出的是上一个时间段计算出的占空比 $D(k-1)$, 因此实际系统是差一拍控制, 某一时刻的电流无法准确跟踪参考电流。这将影响并网电流对目标电流的跟踪。

图 1 中, 滤波电感 L 是并网逆变器的一个关键元件。若实际滤波电感值 L_{ac} 与模型电感值 L 误差较大, 会导致电流畸变和脉动较大, 甚至使系统不稳定。下文用图 3(a) 所示的传统预测电流控制算法框图来分析实际滤波电感 L_{ac} 与模型电感 L 误差的影响。图 3 中, $H_1(s)$ 为零阶保持器, $H_2(s)$ 为滤波电感传递函数, $G_2(z)$ 为传统电流预测控制器, $G_3(z)$ 表示系统延时环节, $F(s)$ 为电流采样和计算延时, T_s 为系统采样控制周期。

应用 z 变换, 传递函数 $G_1(z)$ 为

$$G_1(z) = Z[G_1(s)] =$$

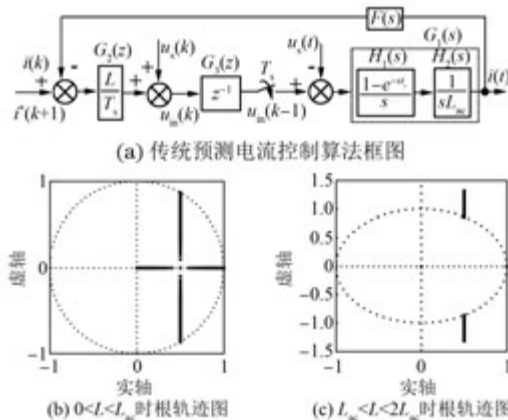


图3 传统预测电流控制算法框图与根轨迹图

$$\frac{z-1}{z} \times \frac{T_s z}{L_{ac}(z-1)^2} = \frac{T_s}{L_{ac}(z-1)} \quad (6)$$

根据图 3(a), 传统预测电流控制的开环传递函数为

$$G(z) = G_1(z) G_2(z) G_3(z) = \frac{L}{L_{ac}} \frac{1}{z^2 - z} \quad (7)$$

忽略电流采样和计算延时 $F(s)$ 的影响, 根据式(7)可得系统的闭环传递函数为

$$\Phi(z) = \frac{G(z)}{1 + G(z)} = \frac{L/L_{ac}}{z^2 - z + L/L_{ac}} \quad (8)$$

图 3(b) 和图 3(c) 所示为系统在不同 L/L_{ac} 取值下的根轨迹。当 $L/L_{ac} < 1$ 时, 即图 1 中的模型电感 L 小于实际电感 L_{ac} 时, 闭环特征方程的根全部位于单位圆内, 系统稳定; 当 $L/L_{ac} > 1$ 时, 闭环特征方程的根位于单位圆外, 系统不稳定, 即当模型电感 L 大于实际滤波电感 L_{ac} 时, 系统的稳定性大幅降低。

2 改进预测电流控制算法

根据上述算法性能分析可知, 传统预测电流控制算法有 2 个不足: (1) 采样与计算延时导致系统为差一拍控制, 降低了逆变器输出电流跟踪参考电流的精度; (2) 模型电感与实际电感参数误差可能会引起系统不稳定。为此本文提出一种改进预测电流控制算法, 解决传统预测电流控制算法的不足。

2.1 补偿采样与计算延时的改进预测电流控制

针对采样与计算延时问题, 改进预测电流控制算法提前一个采样周期对逆变器平均输出电压

进行计算。以 $kT_s \sim (k+1)T_s$ 时间段为例,在 kT_s 时刻计算 $k+1$ 时刻的占空比 $D(k+1)$,在 $(k+1)T_s$ 时刻输出。改进预测电流控制算法下,电压、电流及占空比时序如图 4 所示。

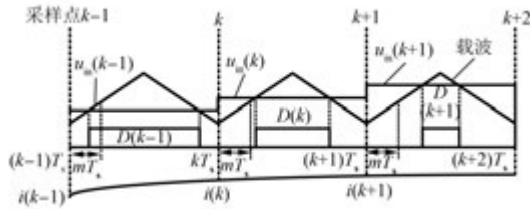


图 4 改进算法下电压、电流及占空比时序图

由式(2)可以推算出 $k+1$ 时刻逆变器平均输出电压为

$$u_{in}(k+1) = \frac{L}{T_s} [i^*(k+2) - i(k+1)] + u_s(k+1) \quad (9)$$

在 kT_s 时刻只能采样并网电流 $i(k)$ 及电网电压 $u_s(k)$, 因此要对 $k+1$ 时刻的瞬时并网电流 $i(k+1)$ 和电网电压 $u_s(k+1)$ 进行预估。

由于采样周期较小,假设逆变器输出电流线性变化,那么输出电流变化率等于参考电流变化率,即:

$$i^*(k+1) - i^*(k) = i(k+1) - i(k) \quad (10)$$

$$i(k+1) = i^*(k+1) - i^*(k) + i(k) \quad (11)$$

系统存在预测误差时,对其进行修正,则并网电流 $i(k+1)$ 的预估值为

$$i(k+1) = i^*(k+1) - i^*(k) + i(k) + [i^*(k+1) - i(k+1)] \quad (12)$$

$$i(k+1) = i^*(k+1) - 0.5[i^*(k) - i(k)] \quad (13)$$

电网电压 $u_s(k+1)$ 采用线性外推法进行预估,即在采样周期范围内的值线性变化,表达式如下:

$$u_s(k+1) - u_s(k) = u_s(k) - u_s(k-1) \quad (14)$$

$$u_s(k+1) = 2u_s(k) - u_s(k-1) \quad (15)$$

由于系统采样精度误差的影响,通过平均值代替瞬时值得:

$$\overline{u_s(k)} = \frac{1}{2} [u_s(k+1) + u_s(k)] \quad (16)$$

将式(15)代入式(16)得:

$$\overline{u_s(k)} = 1.5u_s(k) - 0.5u_s(k-1) \quad (17)$$

继续使用线性外推法:

$$\overline{u_s(k+1)} - \overline{u_s(k)} = u_s(k) - u_s(k-1) \quad (18)$$

电网电压 $u_s(k+1)$ 的预估值为

$$u_s(k+1) = 2.5u_s(k) - 1.5u_s(k-1) \quad (19)$$

将式(13)、式(19)代入式(9),可得 $k+1$ 时刻平均输出电压为

$$u_{in}(k+1) = \frac{L}{T_s} [i^*(k+2) - i^*(k+1) + 0.5i^*(k) - 0.5i(k)] + 2.5u_s(k) - 1.5u_s(k-1) \quad (20)$$

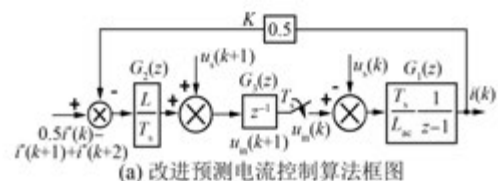
由式(20)可知,预测电流控制算法的准确性依赖于参考电流的准确性。由式(3)可知,参考电流瞬时值与参考电流幅值 I 、电网电流相位 β 以及电网频率有关。所提改进算法在 kT_s 时刻进行所需参数的采样,采样值由于延时有误差,需要对此误差进行补偿。由于参考电流幅值和电网频率波动不大,因此只需对采样的电网电流相位进行补偿。设采样得到的角度值为 β , 根据硬件采样与计算偏差,通过试验获得角度补偿值 β_c , 则参考角度为 $\beta^* = \beta + \beta_c$, 故由式(3)可得参考电流为

$$i^*(k) = I \sin \beta^* \quad (21)$$

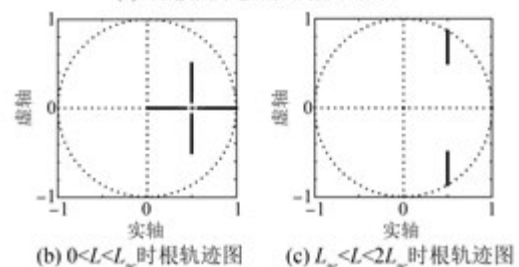
2.2 滤波电感误差对系统稳定性的影响分析

图 5(a) 所示为改进预测电流控制算法框图,开环传递函数为

$$G'(z) = \frac{L}{L_{ac}} \frac{1}{z^2 - z} \quad (22)$$



(a) 改进预测电流控制算法框图



(b) $0 < L < L_{ac}$ 时根轨迹图 (c) $L_{ac} < L < 2L_{ac}$ 时根轨迹图

图 5 改进预测电流控制算法框图与根轨迹图

根据劳斯稳定判据判断离散系统稳定性,先

计算离散控制系统的闭环特征方程为

$$1 + KG'(z) = 1 + \frac{0.5L}{L_{ac}} \frac{1}{z^2 - z} = 0 \quad (23)$$

$$D(z) = z^2 - z + \frac{L}{2L_{ac}} = 0 \quad (24)$$

将 $z = (\omega + 1)/(\omega - 1)$ 代入式(24)得:

$$p(\omega) = \frac{L}{L_{ac}} \omega^2 + \left(4 - \frac{2L}{L_{ac}}\right) \omega + 4 + \frac{L}{L_{ac}} = 0 \quad (25)$$

上述方程的根都在左半平面的充分条件为

$$\frac{L}{L_{ac}} > 0, 4 - \frac{2L}{L_{ac}} > 0 \quad (26)$$

改进预测电流控制算法根轨迹如图 5(b) 和图 5(c) 所示。系统稳定时, L/L_{ac} 的取值范围: $0 < L/L_{ac} < 2$ 。改进算法除了可以提高逆变器输出电流跟踪参考电流的精度外, 还在一定程度上提高了系统对滤波器电感模型参数与实际参数误差的容忍度, 但是当电感参数超出取值范围 ($L/L_{ac} > 2$) 时, 系统稳定性依然降低。

2.3 滤波电感在线辨识

为了解决电感参数模型值与实际值之间的误差带来的问题, 应用递推最小二乘法 (Recursive Least Square, RLS) 对逆变器电感参数 L 进行在线辨识。根据图 4 可知改进后的预测电流算法在 kT_s 时刻依旧满足式(4), 将其改写为最小二乘格式:

$$y(k) = \varphi^T(k) \theta + \xi(k) \quad (27)$$

其中: $y(k) = u_{in}(k) - u_s(k)$; $\varphi^T(k) = \frac{1}{T_s} [i^*(k+1) - i(k)]$ 。

式中: θ ——要辨识的参数, $\theta = L$;

$\xi(k)$ ——均值为 0 的白噪声;

$k = 1, 2, 3, \dots$ 。

θ 的参数辨识值 $\hat{\theta}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + G(k) \\ &[y(k) - \varphi^T(k) \hat{\theta}(k-1)] \end{aligned} \quad (28)$$

其中:

$$G(k) = \frac{P(k-1) \varphi(k)}{\lambda + \varphi^T(k) P(k-1) \varphi(k)} \quad (29)$$

$$P(k) = \frac{P(k-1) - G(k) \varphi^T(k) P(k-1)}{\lambda} \quad (30)$$

式中: P ——协方差矩阵;

$\varphi(k)$ 、 $\varphi^T(k)$ ——转置矩阵;

λ ——遗忘因子。

对辨识参数 θ 、协方差矩阵 P 以及遗忘因子 λ 赋初值; 辨识参数 $\theta(0)$ 一般取极小的数, 此处取 $\theta(0) = 0.001$; 协方差矩阵的初值为 $P(0) = 10^\sigma$, σ 一般取较大的正整数, 此处取 $\sigma = 4$; 遗忘速度与 λ 的大小成反比, 但太小会使得在线辨识的精度降低, λ 一般取为 1。

由式(28)可以看出, θ 的参数辨识值 $\hat{\theta}$ 与数据长度 k 有关, 算法依时间顺序, 每采样一次新的数据就修正一次参数辨识值。在选择采样区间时, 为了避免过零点以及峰值畸变导致参数辨识的误差累积, 选择采样区间为正半周的 $[\pi/12, 5\pi/12]$ 和负半周的 $[13\pi/12, 17\pi/12]$, 如图 6 所示。

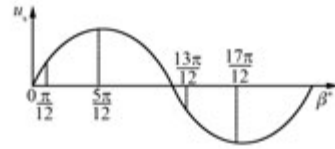


图 6 滤波电感在线辨识的采样区间

采样角度为 $\pi/12$ 时取 $k = 1$, 经过一个采样周期 k 值加 1。当滤波电感的辨识参数满足 $|\theta(k) - \theta(k-1)| < \xi$ (ξ 为很小的数) 10 次时, 就将辨识结果赋值给算法中的 L 参数, 如式(31)所示:

$$L = \hat{L} = \hat{\theta} \quad (31)$$

将式(21)、式(29)代入式(20), 可得 $k+1$ 时刻平均输出电压为

$$\begin{aligned} u_{in}(k+1) &= \frac{\hat{L}}{T_s} [i^*(k+2) - i^*(k+1) + \\ &0.5i^*(k) - 0.5i(k)] + 2.5u_s(k) - 1.5u_s(k-1) \\ i^*(k+t) &= I \sin(\beta^* + 2\pi f_0 t T_s) \\ t &= 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (32)$$

则 $k+1$ 时刻控制功率开关管的占空比 $D(k+1)$ 为

$$D(k+1) = \frac{u_{in}(k+1)}{U_{dc}} \quad (33)$$

3 仿真分析

为了验证所提改进预测电流控制算法的正确性, 通过 MATLAB/Simulink 软件进行了仿真模型的搭建。仿真参数: 直流侧输入电压 $U_{dc} = 380$ V、滤波电感模型参数 $L = 5$ mH、等效电阻 $R = 0.5$ Ω 、

电流基准 $I=1$ A。仿真结构框图与仿真结果分别如图 7(a)~图 7(d) 所示。

改变模型电感 L 的参数, 当其取值范围小于实际电感的 2 倍时, 逆变器并网电流 i 和电网电压 u_s 仿真结果如图 7(b) 所示。并网电流 i 和电网电压 u_s 同频同相, 跟踪性能良好, 电流纹波较小, 系统稳定性较强。当滤波电感模型值为实际值的 3 倍时, 仿真结果如图 7(c) 所示。并网电流 i 纹波明显加大, 谐波含量增强, 系统趋向于不

稳定。

由理论分析和仿真结果可知, 当滤波电感模型参数和实际值有误差时, 逆变器工作稳定性降低。为了降低电感误差对逆变器工作稳定性的影响, 利用 RLS 对电感参数进行在线辨识, 根据式 (27) 可得辨识结果曲线如图 7(d) 所示, 系统在一个周期内完成了电感参数的辨识, 响应速度较快, 辨识误差最大为 5%, 满足系统稳定性要求。

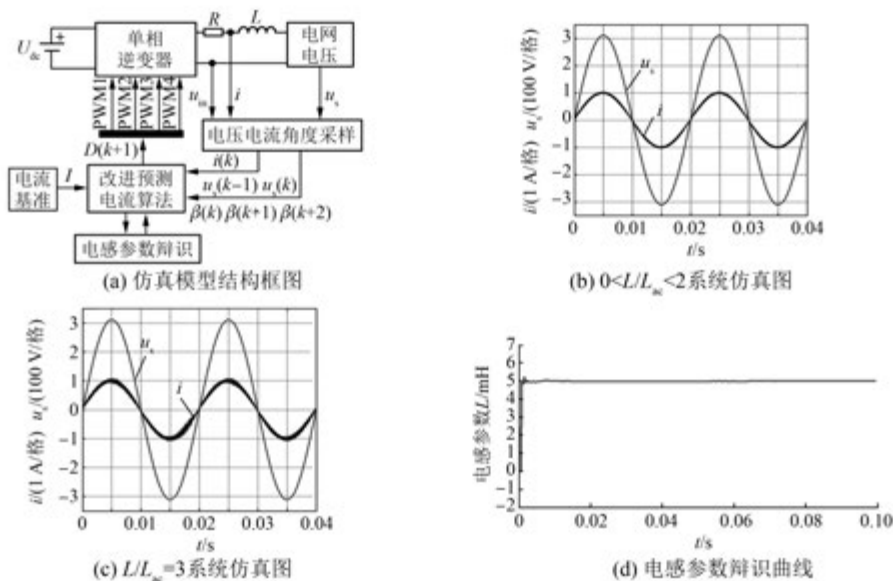


图 7 仿真模型结构与仿真结果图

4 试验结果分析

为验证理论分析和仿真结果的正确性, 搭建了 1 台 300 W 试验样机。开关管采用 IRFP460, 改进预测电流算法由 TI 公司的 DSP TMS320F28335 实现, 试验参数与仿真参数相同。试验结果如图 8 所示。

由于处理器的采样和计算延时, 传统预测电流控制算法存在差一拍控制问题, 此时并网电流与电网电压的相位如图 8(a) 所示, 并网电流和电网电压存在相位误差。采用改进预测电流控制后, 并网电流与电网电压如图 8(b) 所示, 消除了差一拍控制问题, 并网电流可以很好地跟踪参考电流, 与电网电压同频同相, 提高了系统的稳定性。

图 8(c)、图 8(d) 为滤波电感没有进行在线辨识, 电感模型值为实际值的 1.5 倍时, 传统算法与改进算法电网电压和并网电流的波形。传统算法对电感误差的容忍度较低, 模型电感被高估 50% 时, 电网电压和并网电流在峰值处的波动较大, 系统稳定性降低, 试验结果如图 8(c) 所示。改进算法较传统算法对电感误差的容忍度有了一定的提高, 电网电压和并网电流输出波形平滑, 正弦度较好, 试验结果如图 8(d) 所示。

图 8(e) 为模型电感被高估 200%、没有采用参数辨识时的并网电流波形, 电流峰值处出现畸变, 电流纹波较大。此时应用递推最小二乘法对电感进行在线辨识, 试验结果如图 8(f) 所示, 并网电流的畸变消失, 系统的稳定性得到提高。

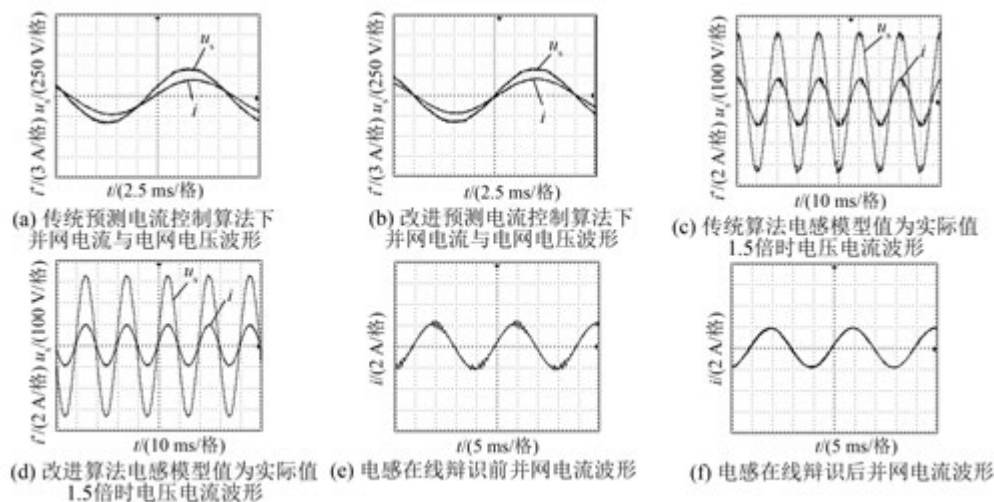


图8 试验结果波形

5 结 语

针对单相光伏并网逆变器传统预测电流控制算法采样与计算延时以及电感参数误差导致逆变器进网电能质量降低的问题,提出了一种改进预测电流控制算法。主要从2个方面进行改进:

(1) 针对采样与计算延时问题,通过预估电流提前一个采样周期对并网逆变器输出电压和开关管输出占空比进行预测,使得输出电流可以无静差跟踪电网电压。

(2) 应用递推最小二乘法对电感参数进行在线辨识,改善电感参数误差引起的并网电流畸变现象。

仿真和试验结果表明所提改进预测电流控制算法有效提高了逆变器输出电流对参考电流的跟踪精度,使并网电流与电网电压实现同频同相,减小了并网电流的谐波分量,提高了由逆变器进网的电能的质量。

【参考文献】

[1] 魏书荣,符杨,黄玲玲.太阳能光伏阵列集电网络规划与优化研究[J].太阳能学报,2015,36(9): 2124-2129.

[2] 张懋,郝晓飞,张炜,等.单相光伏集成逆变器的综述与研究[J].太阳能学报,2012,33(9): 168-173.

[3] 张兰红,黄同越,王忠军.高频链结构独立光伏逆变器的研制[J].太阳能学报,2016,37(8): 1965-1971.

[4] 吴小进,魏学业,于蓉蓉,等.并网逆变器预测电流控制算法性能分析[J].电网技术,2012,36(6): 220-225.

[5] 郑建勇,王杰,梅军,等.基于电压空间矢量的滞环电流控制方法和APF的系统设计[J].电力自动化设备,2011,31(5): 49-52.

[6] 王斯然,吕征宇.LCL型并网逆变器中重复控制方法研究[J].中国电机工程学报,2010,30(27): 69-74.

[7] 张兴,汪杨俊,余畅舟,等.LCL并网逆变器改进型重复控制策略[J].电力系统自动化,2014,38(20): 101-107.

[8] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等.基于PI调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J].中国电机工程学报,2012,32(25): 133-144.

[9] 王念春,徐发喜,程明.基于状态空间的逆变器数字双环控制技术研究[J].中国电机工程学报,2013,33(5): 166-170.

[10] 李爽,王志新,王国强.VSC-HVDC海上风电输电变流器预测电流控制策略研究[J].太阳能学报,2012,33(9): 1516-1523.

[11] 孙向东,任碧莹,钟彦儒,等.滤波电感在线估计方法在预测电流控制中的应用[J].电工技术学报,2009,24(7): 150-156.

[12] 张虎,李正熙,童朝南.基于递推最小二乘算法的感应电动机参数离线辨识[J].中国电机工程学报,2011,31(18): 79-86.

收稿日期: 2018-04-25