第45卷 第10期 湖南大学学报(自然科学版) Vol. 45, No. 10
2018年10月 Journal of Hunan University(Natural Sciences) Oct. 2018

文章编号:1674-2974(2018)10-0072-08 DOI:10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2018.10.010

一种鲁棒脉宽调制的无差拍并网控制方法*

杨苓[1],陈燕东[1†],罗安[1],怀坤山[2],周乐明[1]

(1.国家电能变换与控制工程技术研究中心(湖南大学),湖南 长沙 410082;
2.广州供电局有限公司,广东 广州 510620)

摘 要:在并网逆变器的无差拍电流控制中,逆变器输出滤波电感值变化和滞后一拍延时会直接影响并网电流的畸变率、系统稳定性与动态响应速度.对此,本文提出了一种鲁棒脉宽调制的无差拍并网控制方法,减小了因滤波电感值变化对并网电流造成的畸变,有效地解决了滞后一拍控制引入的延时问题,降低了系统闭环传递函数的特征根方程阶次,提高了系统的稳定性及动态响应速度.分析了滤波电感偏差系数对系统性能的影响,得到系统临界稳定的滤波电感偏差系数随着滤波电感的寄生电阻和线路等效电阻的增大而增大,随着采样频率的增大而减小的结论.综合考虑系统的稳定性与动态响应速度,给出了关键控制参数的优化选取范围.仿真和实验结果验证了所提方法的有效性.

关键词:无差拍并网控制;鲁棒脉宽调制;滞后一拍控制;稳定性;动态性

中图分类号:TM464 **文献标志码**:A

A Deadbeat Grid-connected Control Method Based on Robust PWM

YANG Ling[1], CHEN Yandong[1†], LUO An[1], HUAI Kunshan[2], ZHOU Leming[1]

(1. National Electric Power Conversion and Control Engineering Technology Research Center (Hunan University), Changsha 410082, China; 2. Guangzhou Power Supply Bureau, Guangzhou 510620, China)

Abstract: In the grid-connected inverter based on the deadbeat current control, the filter inductance variation and one-step-delay control delay affect the distortion of the grid current, stability and dynamic response speed of the system. In this paper, a deadbeat grid-connected control method based on robust PWM is proposed, which reduces the distortion of the grid current caused by the filter inductance variation, effectively solves the delay of the one-step-delay control, reduces the characteristic root equation order of the closed-loop transfer function of the system, and improves the stability and dynamic response speed of the system. The influence of the filter inductance deviation coefficient on the system performance is analyzed, and the filter inductance deviation coefficient of the system critical stability increases with the increase of the parasitic resistance of the filter inductance and the line equivalent resistance and decreases with the increase of the sampling frequency. Considering the stability and dynamic response speed of the system, the optimal selection range of the key control parameters is given. Simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: deadbeat grid-connected control; robust PWM; one-step-delay control; stability; dynamic

* **收稿日期**:2018-03-05

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51577056), National Natural Science Foundation of China(51577056)

作者简介:杨苓(1992—),女,辽宁绥中人,湖南大学博士研究生

† 通讯联系人,E-mail:yandong_chen@hnu.edu.cn

随着化石能源的不断衰竭，新能源分布式发电技术越来越受到人们的重视[1-4]，其中，并网逆变器是分布式发电系统的核心部分[5-8]，其作用是将来自分布式电源的电能转换为电网可接受的交流电能. 而无差拍电流控制以并网逆变器数学模型为基础，依赖于主电路的实际电气参数，理论上可以实现无静差控制[9-12]. 因其快速的电流瞬态响应、精确的电流跟踪特性及全数字化控制，成为理想的电流控制策略.

但是无差拍控制存在着依赖精确的电气模型和控制延时等不足. 一方面，滤波电感值无法精确检测，甚至随着并网电流增加，滤波电感进入饱和状态，从而引起滤波电感值减小，这些都会导致模型中的滤波电感值与实际滤波电感值存在一定偏差，影响无差拍控制的控制精度，引起并网电流畸变[13-14]；另一方面，在无差拍电流控制下，采样和计算的固有延时会导致并网逆变器存在最大占空比受限的问题，因此系统多采用滞后一拍控制[15]. 而滞后一拍控制带来的控制延时会增加系统开环脉冲传递函数的极点数，引起闭环脉冲传递函数极点的变化，这不仅影响到系统的稳定性，还会对系统的动态性产生影响. 因此，如何提高系统的稳定性、响应速度以及降低并网电流的畸变，已成为并网逆变器的研究重点和目标.

文献[16]提出一种电感在线辨识的电流预测控制方案，电感在线辨识控制策略在静态和动态过程中能够准确地辨识电感的大小. 文献[17]提出了一种滤波电感参数的在线估计方法，从而可以防止传统预测电流控制方法在滤波电感参数不匹配时可能出现的电流相位差和系统不稳定问题. 然而上述文献均未考虑滞后一拍控制延时所带来的问题.

预测电流控制技术被提出并用于补偿延时[15, 18-19]，文献[15]提出了一种应用变步长自适应滤波算法对输入电流进行预测控制的方法，解决了采样及计算延时所带来的变换器最大占空比受限问题. 由于算法中的加权系数随每个采样周期预测误差进行自适应调整，所以算法具有较好的稳态预测精度. 文献[18-19]提出线性预测方法，根据当前和过去时刻的信息以及控制对象的模型，估计出下一拍的信息，该方法虽然消除了延时，但是依赖模型的准确性，存在一定的估计误差.

同时，采用电流观测器预测下一拍电流[10, 20]，对电流参考进行超前预测来实现延时补偿. 文献[10]提出了采用基于重复控制思想的状态观测器对并网电流进行预测的方法，解决了电流稳定性受控制延时影响的问题，提高了并网电流预测精度. 文献[20]提出了一种改进的自适应自调节负载模型的无差拍电流控制方案，采用了改进的具有延迟补偿功能的无差拍电流控制器，实现了高带宽电流控制特性，补偿了整个系统的延迟. 但是，由于参考电流变化的不确定性，使用单一预测算法在一些电流参考变化情况下，会造成较大的电流超调或相位滞后，使系统性能变差.

对此，本文首先介绍了并网系统的结构. 其次，提出了一种鲁棒脉宽调制的无差拍并网控制方法，降低了因滤波电感值变化对并网电流造成的畸变，有效地解决了滞后一拍控制引入的延时问题，提高了系统的稳定性及动态响应速度. 然后，考虑滤波电感的寄生电阻和线路等效电阻，通过分析滤波电感偏差系数对系统性能的影响，给出了合适的控制参数范围. 最后，搭建实验平台，进行实验验证，实验结果验证了所提方法的有效性.

1　并网系统的结构及控制策略

1.1　光伏并网系统的结构

光伏并网系统的结构如图 1 所示，包括光伏阵列、逆变电路和 LC 滤波器. C_{dc} 为直流侧储能电容，用来稳定直流侧电压 U_{dc}. 功率管 Q_1-Q_6 构成三相全桥逆变电路，其将直流侧电压 U_{dc} 转换为与电网电压 u_g 幅值接近和频率相同的逆变器输出电压. LC 滤波器由电感 L 和电容 C 构成，在并网模式下，LC 滤波器的滤波效果等同于单电感 L 滤波器[21]，使电流以较低的畸变率并入电网，电阻 r 是滤波电感 L 的寄生电阻和线路等效电阻之和. $i_{\mathrm{inv}j}$ (j =a, b, c) 是逆变器输出电流，i_{gj} 是并网电流. 由于流经滤波电容 C 的电流很小，为了简化可忽略不计，$i_{\mathrm{inv}j} \approx i_{gj}$.

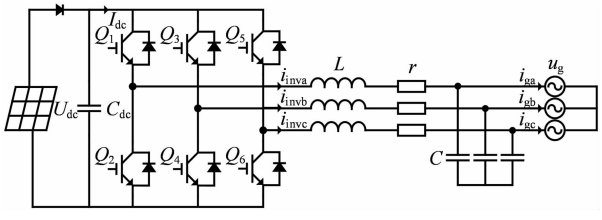


图 1　光伏并网系统的结构

Fig. 1　Structure of photovoltaic grid-connected system

1.2 并网系统的控制策略

鲁棒脉宽调制的无差拍并网控制系统框图如图2所示,包括电压外环电流内环双闭环控制和鲁棒脉宽调制.电压外环采用PI控制,稳定逆变器直流侧电容电压;电流内环采用参数修正无差拍控制,降低了因滤波电感值变化对并网电流造成的畸变;鲁棒脉宽调制有效地解决了滞后一拍控制引入的延时问题,提高了系统的稳定性及动态响应速度.

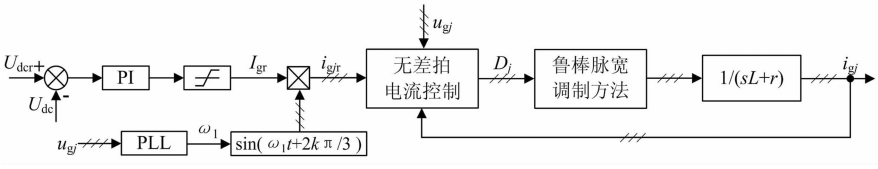


图2 鲁棒脉宽调制的无差拍并网控制系统框图

Fig. 2 Diagram of the robust PWM for the deadbeat grid-connected control method

电网电压 u_{gj} 通过锁相环(phase locked loop, PLL)得到电网基波角频率 ω_1,将其构造成 $\sin(\omega_1 t+2k\pi/3)(k=0,1,2,\cdots)$,再与电压外环PI控制得到电流内环幅值指令 I_{gr} 相乘,得到并网电流指令 i_{gjr},将其与并网电流 i_{gj} 和电网电压 u_{gj} 同时输入电流内环无差拍控制中,得到等效占空比 D_j,将其进行鲁棒脉宽调制,再输入滤波模块 $sL+r$,得到并网电流 i_{gj}.其中,U_{dcr} 是直流侧电压指令值.

2 在无差拍电流控制下鲁棒脉宽调制方法

2.1 鲁棒脉宽调制方法

在无差拍电流控制下,鲁棒脉宽调制方法如图3所示.在三角载波的波峰进行采样,在三角载波的波峰和波谷进行装载,即每个载波周期内采样一次、装载二次,调制过程如下:在第 k 个三角载波的波峰开始采样,同时将第 $k-1$ 个载波周期的占空比 $d(k-1)$ 所对应的鲁棒脉宽调制波进行装载,使得前半个载波周期的导通时间是 $0.5T_s d(k-1)$;在第 k 个三角载波的波谷,将采样计算得出的占空比 $d(k)$ 的2倍减去 $d(k-1)$ 的差值所对应的鲁棒脉宽调制波进行装载,使得后半个载波周期的导通时间为 $T_s(d(k)-0.5d(k-1))$,因此,第 k 个载波周期的等效占空比 $D(k)$ 的表达式为

$$D(k)=d(k) \tag{1}$$

式中:$d(k)$ 是根据第 k 个三角载波波峰的采样值计算出的占空比.

因此,所提鲁棒脉宽调制完全消除了滞后一拍控制的延时,但采样和计算的时间裕度由 T_s 下降为 $T_s/2$.

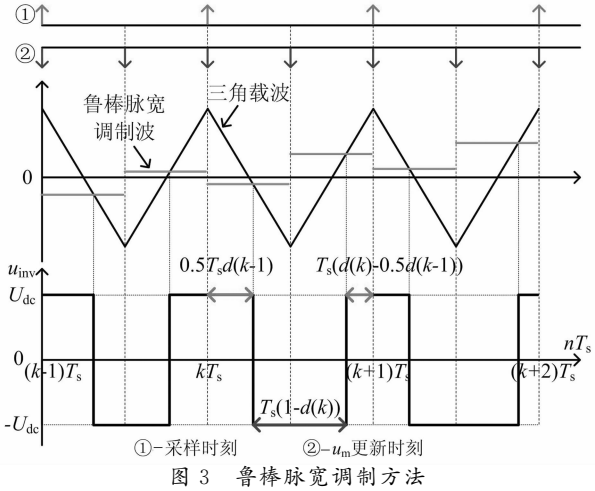


图3 鲁棒脉宽调制方法

Fig. 3 The robust PWM method

并网逆变器的无差拍电流控制框图如图4所示,$i_{gjr}(s)$ 是输入量,$u_{gj}(s)$ 是扰动输入量,$i_{gj}(s)$ 是输出量,T_s 是采样周期,实际滤波电感 L 随着电流的增加易趋于饱和,导致滤波电感值减小,控制中滤波电感量 L_1,与实际滤波电感量 L 存在偏差,其偏差程度由滤波电感偏差系数 k_{at} 来衡量,$k_{at}=L_1/L$. S 是同步采样开关,$G_h(s)$ 是零阶保持器的连续域传递函数,其表达式为

$$G_h(s)=(1-e^{-sT_s})/s \tag{2}$$

$G_d(s)$ 是滞后一拍延时的连续域传递函数,其表达式为

$$G_d(s)=e^{-sT_s} \tag{3}$$

控制延时的不同取值情况如表1所示,其中:当 $G_d(s)=e^{-sT_s}$ 时,为滞后一拍控制,当 $G_d(s)=1$ 时,为所提方法.考虑滤波电感的寄生电阻和线路等效电阻,在离散域下,分析控制延时对系统稳定性和动态性的影响,得出了合适的控制参数范围.

表 1　控制延时的不同取值情况
Tab. 1　Different conditions of control delay

序号	控制延时 $G_d(s)$	调制方法
①	e^{-sT_s}	滞后一拍
②	1	所提方法

2.2　在离散域下系统的稳定性分析

由图 4 可知，当 $G_d(s)=e^{-sT_s}$ 时，为滞后一拍控制，$i_{gj}(s)$ 的采样拉氏变换 $i_{gj}^*(s)$ 为

$$i_{gj}^*(s)=\frac{k_{at}\dfrac{L}{T_s}\cdot G_h G_d G_L^*(s)}{1+(k_{at}\dfrac{L}{T_s}-r)\cdot G_h G_d G_L^*(s)}\cdot e^{sT_s}\cdot i_{gjr}^*(s) \tag{4}$$

式中：$G_L(s)$ 是滤波环节的传递函数，$G_L(s)=sL+r$，$G_hG_dG_L{}^*(s)$ 是 $G_h(s)$、$G_d(s)$ 和 $G_L(s)$ 乘积的采样拉氏变换；$i_{gjr}^*(s)$ 是输入量 $i_{gjr}(s)$ 的采样拉氏变换. 将 $z=e^{-sT_s}$ 代入式(4)，得到滞后一拍控制下在 z 域系统的闭环脉冲传递函数为

$$\Phi(z)=\frac{k_{at}\dfrac{L}{T_s}(1-e^{-T_s r/L})z}{r(z-e^{T_s r/L})z+(k_{at}\dfrac{L}{T_s}-r)(1-e^{-T_s r/L})} \tag{5}$$

将 $z=(\omega+1)/(\omega-1)$ 代入式(5)，其中 ω 为 z 域到 ω 域变换算子，得到在 ω 域系统闭环传递函数的特征根方程为

$$A\omega^2+B\omega+C=0$$

$$\begin{cases} A=k_{at}\dfrac{L}{T_s}(1-e^{-T_s r/L}) \\ B=2r-2(k_{at}\dfrac{L}{T_s}-r)(1-e^{-T_s r/L}) \\ C=r(1+e^{-T_s r/L})+(k_{at}\dfrac{L}{T_s}-r)(1-e^{-T_s r/L}) \end{cases} \tag{6}$$

由劳斯判据可以得到，系统稳定时滤波电感偏差系数 k_{at} 的取值范围为

$$0<k_{at}<\frac{r(2-e^{-T_s r/L})}{1-e^{-T_s r/L}}\frac{T_s}{L} \tag{7}$$

从式(7)中可以看出，滤波电感偏差系数 k_{at} 的取值范围不是任意的，会影响系统的稳定性.

由图 4 可知，当 $G_d(s)=1$ 时，为所提方法控制，在 z 域系统的闭环脉冲传递函数为

$$\Phi(z)=\frac{k_{at}\dfrac{L}{T_s}(1-e^{-T_s r/L})z}{r(z-e^{T_s r/L})z+(k_{at}\dfrac{L}{T_s}-r)(1-e^{-T_s r/L})} \tag{8}$$

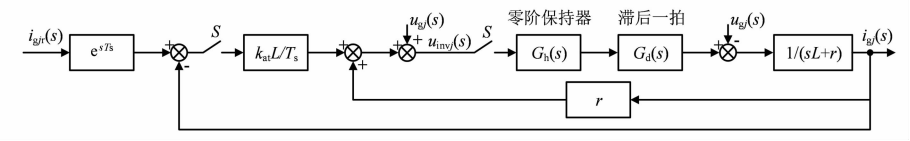


图 4　并网逆变器的无差拍电流控制框图
Fig. 4　Diagram of the deadbeat current control for photovoltaic grid-connected inverter

当极点 $|z|<1$ 时，系统稳定. 因此，系统稳定时滤波电感偏差系数 k_{at} 的取值范围为

$$0<k_{at}<\frac{2r}{1-e^{-T_s r/L}}\frac{T_s}{L} \tag{9}$$

从式(5)和式(8)中可以看出，相比于滞后一拍控制方法，采用所提方法时，系统闭环传递函数的特征根方程阶次降低，滤波电感偏差系数 k_{at} 的取值范围增大，系统的稳定性变好.

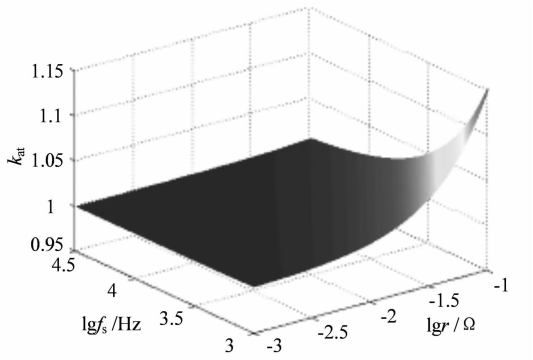
在无差拍电流控制方法下，采用滞后一拍控制方法和所提方法时电阻 r、系统采样频率 f_s 和滤波电感偏差系数 k_{at} 的关系如图 5 所示. 图 5(a)和图 5(b)中曲线分别对应滞后一拍控制方法和所提方法，规律相似，当采样频率 f_s 一定时，系统临界稳定的滤波电感偏差系数 k_{at} 随着电阻 r 的增大而增大. 当电阻 r 一定时，系统临界稳定的滤波电感偏差系数 k_{at} 随着采样频率 f_s 的增大而减小.

值得注意的是，采用所提方法时，系统临界稳定的滤波电感偏差系数 k_{at} 的范围 $0<k_{at}\leqslant 2.1$，明显优于采用滞后一拍控制方法中 k_{at} 的范围 $0<k_{at}\leqslant 1.15$，而且在滤波电感饱和导致滤波电感量偏差较大时，即当 k_{at} 明显大于 1 时，系统仍能稳定运行. 但在滞后一拍控制方法下，当滤波电感量偏差较小时，即当 k_{at} 略大于 1 时，系统能稳定运行，但当滤波电感长期运行导致滤波电感量偏差较大时，即当 k_{at} 明显大于 1 时，系统不能稳定运行.

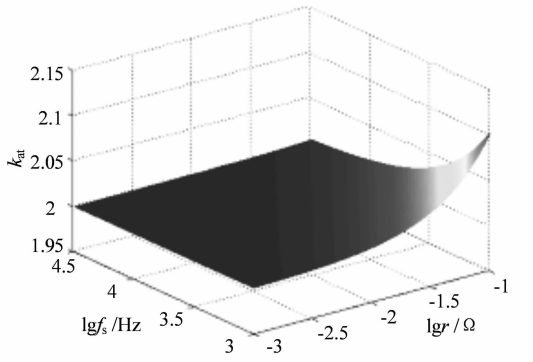
2.3　在离散域下系统的动态性分析

在无差拍电流控制方法下，采用滞后一拍控制方法时，当采样频率 f_s、电阻 $r=0.01$ 固定不变，滤波电感偏差系数 k_{at} 在系统稳定范围内变化时，系统的单位阶跃响应如图 6 所示，图 6(a)和图 6(b)中曲线分别对应 $0<k_{at}\leqslant 1$ 和 $1<k_{at}\leqslant 1.15$. 可以看出，当 $0<k_{at}\leqslant 1$ 时，系统的动态响应是收敛的，而当 1

$<k_{at}\leqslant 1.15$ 时,系统的动态响应是发散的.因此,k_{at} 的取值范围为 $0<k_{at}\leqslant 1$.



(a) 滞后一拍控制方法



(b) 所提方法

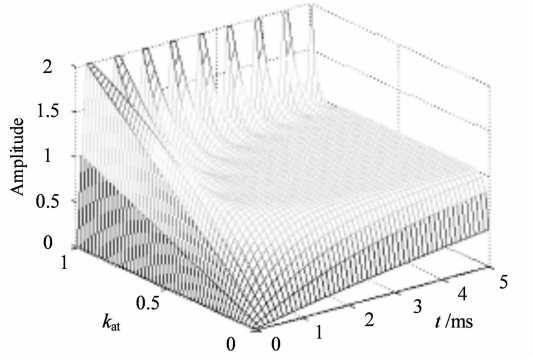
图 5 采用滞后一拍控制方法和所提方法时电阻 r、采样频率 f_s 和滤波电感偏差系数 k_{at} 的关系

Fig. 5 Relationship among the resistance r, sampling frequency f_s and filter inductance deviation coefficient k_{at} by the one-step-delay control method and proposed method

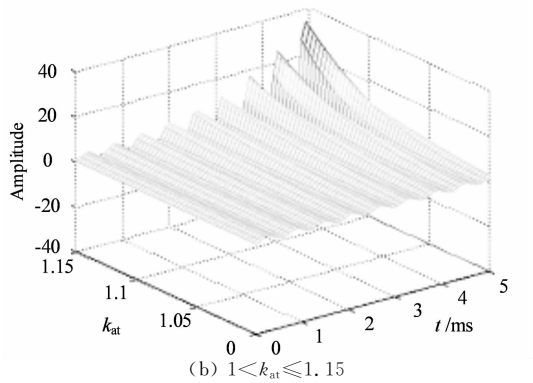
图 6(c)中曲线 A、B、C、D、E 分别对应滤波电感偏差系数 $k_{at}=0.7$、0.5、0.3、0.2、0.1 的情况,从曲线 C 可以看出,当滤波电感偏差系数 k_{at} 等于 k_{at0} 时,即 $k_{at}=k_{at0}=0.3$,系统的动态性最好,响应速度快,无超调;从曲线 A 和 B 可以看出,当 $k_{at}>k_{at0}$ 时,闭环极点为共轭复数极点,位于 z 平面右半单位圆中,系统的动态响应是振荡收敛脉冲序列,滤波电感偏差系数 k_{at} 的取值越小,极点 z 离原点越近,超调越小,响应速度越快;从曲线 D 和 E 可以看出,当 $k_{at}<k_{at0}$ 时,闭环极点位于 z 平面右半单位圆的实轴上,系统的动态响应是收敛的单向正脉冲序列,无超调,滤波电感偏差系数 k_{at} 的取值越大,极点 z 离原点越近,响应速度越快.

当采样频率 f_s、滤波电感偏差系数 $k_{at}=0.5$ 固定不变,电阻 r 变化时,系统的单位阶跃响应如图 7 所示,可以看出,电阻 r 变化时,系统的峰值时间和调节时间变化不大.

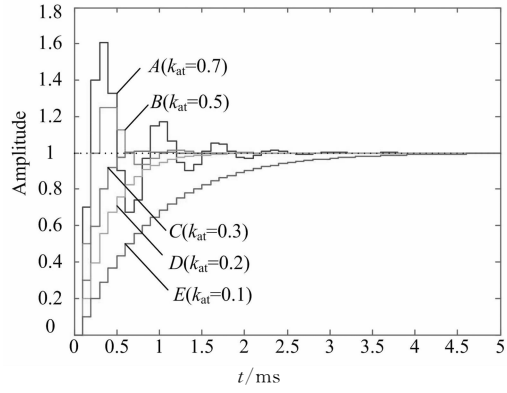
在无差拍电流控制方法下,采用所提方法时,当采样频率 f_s、电阻 $r=0.01$ 固定不变,滤波电感偏差系数 k_{at} 在系统稳定范围内变化时,系统的单位阶跃响应如图 8 所示,图 8(a)和图 8(b)中曲线分别对应 $0<k_{at}\leqslant 2$ 和 $2<k_{at}\leqslant 2.1$.可以看出,当 $0<k_{at}\leqslant 2$ 时,系统的动态响应是收敛的,而当 $2<k_{at}\leqslant 2.1$ 时,系统的动态响应是发散的.因此,k_{at} 的取值范围为 $0<k_{at}\leqslant 2$.



(a) $0<k_{at}\leqslant 1$



(b) $1<k_{at}\leqslant 1.15$



(c) $k_{at}=0.7,0.5,0.3,0.2,0.1$

图 6 采样频率 f_s、电阻 $r=0.01$ 固定不变,滤波电感偏差系数 k_{at} 变化时,滞后一拍控制系统的单位阶跃响应

Fig. 6 One-step-delay control system response to unit step change when the sampling frequency f_s and resistance $r=0.01$ are constant, filter inductance deviation coefficient k_{at} changes

采用滞后一拍控制方法和所提方法时系统的单位阶跃响应对比如图 9 所示,其中曲线 A、B、C、D 分别对应采用滞后一拍控制方法下 $k_{at}=0.5$、0.3 和所提方法下 $k_{at}=1$、0.5 时系统的单位阶跃响应的情况.对比曲线 C、D 可以得出,采用所提方法下,当 $k_{at}=1$ 时系统的阶跃响应最优,响应速度快,无超调;对比曲

线 C、B 可以得出，采用所提方法下系统的最优阶跃响应明显优于采用滞后一拍控制方法下的最优阶跃响应；对比曲线 D、A 可以得出，当 $k_{at}=0.5$ 时，采用滞后一拍控制方法时，系统单位阶跃响应出现超调，超调量较大，振荡次数多，调节时间长，系统的动态性较差，采用所提方法时，系统闭环传递函数的特征根方程阶次降低，单位阶跃响应无超调，动态性较好. 因此，采用所提方法时，能降低系统闭环传递函数的特征根方程阶次，使系统的动态性变好.

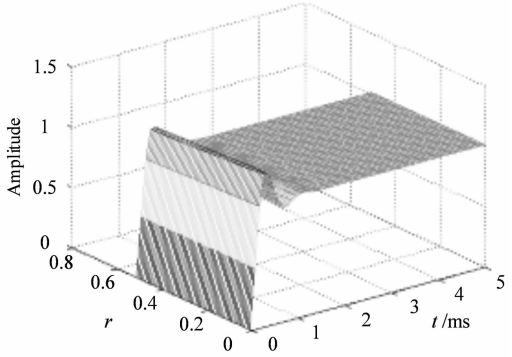
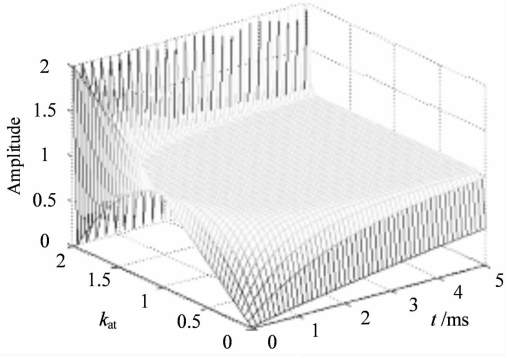
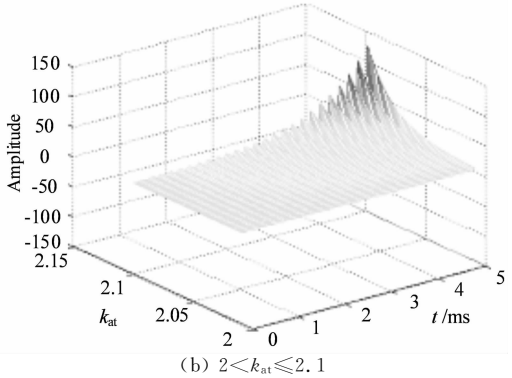


图 7　采样频率 f_s、滤波电感偏差系数 $k_{at}=0.5$ 固定不变，电阻 r 变化时，滞后一拍控制系统的单位阶跃响应

Fig. 7　One-step-delay control system response to unit step change when the sampling frequency f_s and filter inductance deviation coefficient $k_{at}=0.5$ are constant, resistance r changes



(a) $0<k_{at}\leqslant 2$



(b) $2<k_{at}\leqslant 2.1$

图 8　采样频率 f_s、电阻 $r=0.01$ 固定不变，滤波电感偏差系数 k_{at} 变化时，所提控制系统的单位阶跃响应

Fig. 8　Proposed control system response to unit step change when the sampling frequency f_s and resistance $r=0.01$ are constant, filter inductance deviation coefficient k_{at} changes

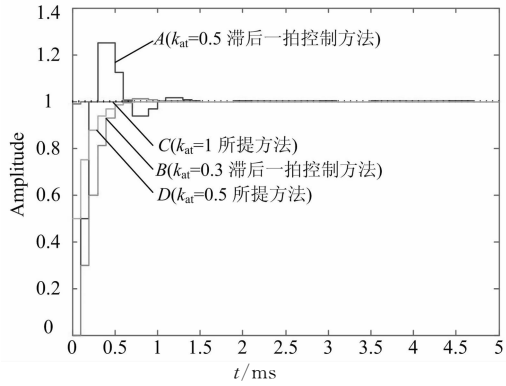


图 9　采用滞后一拍控制方法和所提方法时系统的单位阶跃响应对比

Fig. 9　Contrast of system response to unit step change between the one-step-delay control method and proposed method

3　仿真和实验

为了验证所提方法的有效性，按照图 1 所示的拓扑结构在 PSIM9.0 仿真环境中搭建光伏并网逆变器模型，分别采用滞后一拍控制方法和所提方法进行控制，光伏阵列能够输出最大功率为 50 kW，系统的参数如表 2 所示.

表 2　系统的参数

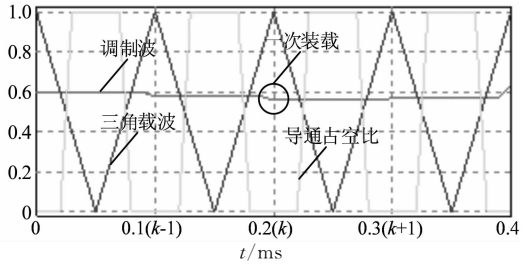
Tab. 2　System parameters

参数	数值	参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	700	基波频率 f_1/Hz	50
电感 L/mH	1.0	采样频率 f_s/kHz	10
等效电阻 r/Ω	0.01	开关频率 f_{sw}/kHz	10
电压外环 k_p、k_i	1.5、0.3	载波频率 f_{tri}/kHz	10

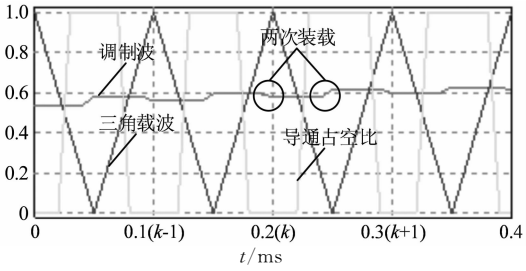
为了验证所提方法的实现过程，调制波和三角载波仿真波形如图 10 所示，采用滞后一拍控制时，在第 $k-1$ 个三角载波的波峰进行采样，根据采样值进行计算，在第 k 个三角载波的波峰，将第 $k-1$ 个载波周期的调制波 $u_m(k-1)$ 进行装载. 采用所提方法，在第 k 个三角载波的波峰开始采样，同时将第 $k-1$ 个控制周期的占空比 $d(k-1)$ 所对应的鲁棒脉宽调制波进行装载，使得前半个载波周期的导通时间是 $0.5T_s d(k-1)$；在第 k 个三角载波的波谷，将采样计算得出的占空比 $d(k)$ 的 2 倍减去 $d(k-1)$ 的差值所对应的鲁棒脉宽调制波进行装载，使得后半个载波周期的导通时间为 $T_s(d(k)-0.5d(k-1))$.

采用滞后一拍控制方法和所提方法时并网电流动态仿真波形如图 11 所示，采用滞后一拍控制方法时，在启动过程中，并网冲击电流为 50 A，畸变率是 2.7%，如图 11(a)所示；采用所提方法时，在启动过

程中,并网冲击电流为 25 A,畸变率是 1.8%,如图 11(b)所示.图 11(b)对应的并网冲击电流和畸变率均低于图 11(a)中的,因此,相比于采用滞后一拍控制方法,所提方法的控制性能较好.



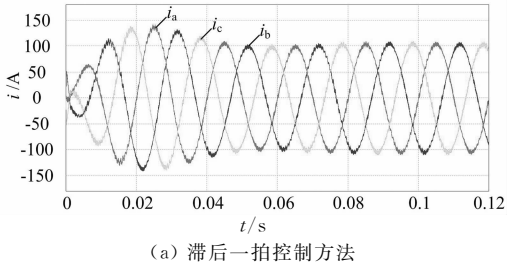
(a) 滞后一拍控制方法



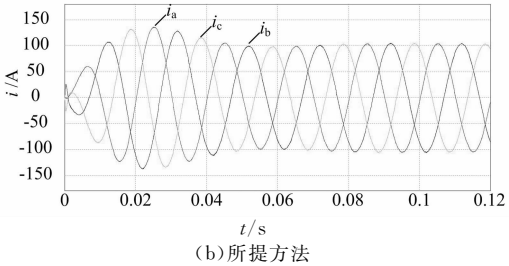
(b)所提方法

图 10 调制波和三角载波仿真波形

Fig. 10 The simulation waveforms of modulation wave and triangular carrier wave



(a) 滞后一拍控制方法



(b)所提方法

图 11 并网电流的动态仿真波形

Fig. 11 The dynamic-state simulation waveforms of grid current

采用滞后一拍控制方法和所提方法时并网电流波形与畸变率如图 12 和图 13 所示.在滤波电感偏差系数 $k_{at}=0.5$ 及其他控制参数相同条件下,滞后一拍控制方法的畸变率是 2.8%,而所提方法的畸变率是 2.4%,电流畸变率更低.

当滤波电感偏差系数 $k_{at}=1,1.5$ 时,所提方法的并网电流波形与畸变率如图 14 和 15 所示.从图 13、14 和 15 可以看出,随着滤波电感偏差系数 k_{at} 的增加,并网电流的畸变率由 2.4%变化到 2.1%,再由 2.1%变化到 2.2%,呈现出先减小再增加的规律.因此,当 $k_{at}=1$ 时,并网电流的畸变率最低,控制最优.

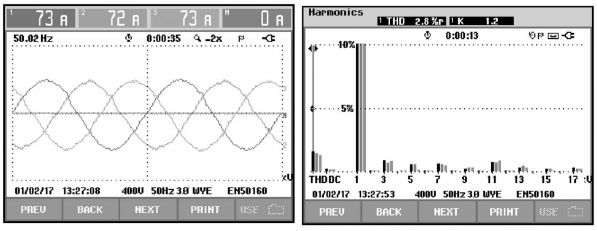


图 12 滞后一拍控制方法的并网电流波形与畸变率($k_{at}=0.5$)

Fig. 12 The waveforms and THD of grid current by the one-step-delay control method($k_{at}=0.5$)

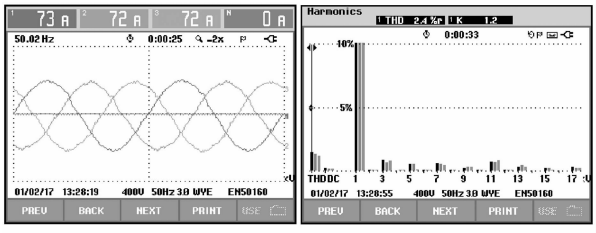


图 13 所提方法的并网电流波形与畸变率($k_{at}=0.5$)

Fig. 13 The waveforms and THD of grid current by the proposed method ($k_{at}=0.5$)

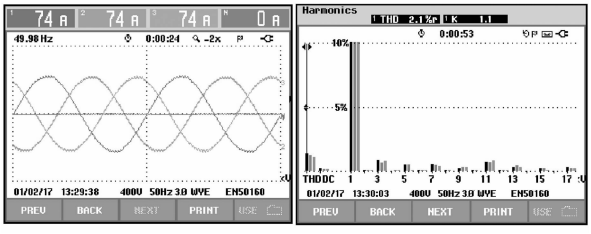


图 14 所提方法的并网电流波形与畸变率($k_{at}=1$)

Fig. 14 The waveforms and THD of grid current by the proposed method ($k_{at}=1$)

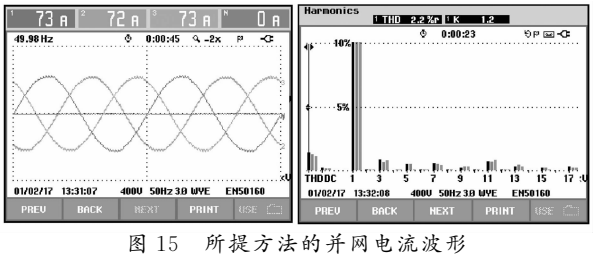


图 15 所提方法的并网电流波形与畸变率($k_{at}=1.5$)

Fig. 15 The waveforms and THD of grid current by the proposed method ($k_{at}=1.5$)

4 结 论

在并网逆变器的无差拍电流控制中,逆变器输

出滤波电感值变化和滞后一拍延时会直接影响并网电流的畸变率、系统稳定性与动态响应速度. 对此，本文提出了一种鲁棒脉宽调制的无差拍并网控制方法，包括电压外环电流内环双闭环控制和鲁棒脉宽调制. 电压外环采用 PI 控制，稳定逆变器直流侧电容电压；电流内环采用参数修正无差拍控制，降低了因滤波电感值变化对并网电流造成的畸变；鲁棒脉宽调制有效地解决了滞后一拍控制引入的延时问题，提高了系统的稳定性及动态响应速度.

参考文献

[1] 王成山，武震，李鹏. 微电网关键技术研究[J]. 电工技术学报，2014，29(2)：1－12.
WANG C S，WU Z，LI P. Research on key technologies of microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2014，29(2)：1－12.（In Chinese）

[2] 陈汝昌，陈飞，张帆，等. 新能源电网中微电源并网控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制，2015，43(12)：55－60.
CHEN R C，CHEN F，ZHANG F，*et al*. Control strategies for grid-connected microsource in new energy power systems [J]. Power System Protection and Control，2015，43(12)：55－60.（In Chinese）

[3] 杨新法，苏剑，吕志鹏，等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报，2014，34(1)：57－70.
YANG X F，SU J，LÜ Z P，*et al*. Overview on micro-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE，2014，34(1)：57－70.（In Chinese）

[4] 易映萍，罗海，胡四全. 小功率光伏并网逆变器控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制，2016，44(4)：64－68.
YI Y P，LUO H，HU S Q. Study on control scheme based on low-power photovoltaic grid-connected inverter [J]. Power System Protection and Control，2016，44(4)：64－68.（In Chinese）

[5] 杨苓，罗安，陈燕东，等. LCL 型逆变器的鲁棒延时补偿并网控制方法及其稳定性分析[J]. 电网技术，2015，39(11)：3102－3108.
YANG L，LUO A，CHEN Y D，*et al*. A robust time delay compensated grid-connected control method for LCL-type inverter and stability analysis[J]. Power System Technology，2015，39(11)：3102－3108.（In Chinese）

[6] 王久和，慕小斌，张百乐，等. 光伏并网逆变器最大功率传输控制研究[J]. 电工技术学报，2014，29(6)：49－56.
WANG J H，MU X B，ZHANG B L，*et al*. Research on maximum power transfer control of photovoltaic grid connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2014，29(6)：49－56.（In Chinese）

[7] PENG S J，LUO A，CHEN Y D，*et al*. Dual-loop power control for single-phase grid-connected converters with LCL filter [J]. Journal of Power Electronics，2011，11(4)：1－8.

[8] 高金辉，邢倩. 无差拍控制的非隔离型并网逆变器漏电流分析[J]. 电力系统保护与控制，2014，42(9)：120－125.
GAO J H，XING Q. Deadbeat control for transformerless PV grid inverter leakage current analysis[J]. Power System Protection and Control，2014，42(9)：120－125.（In Chinese）

[9] 叶虹志，姜燕，黄守道，等. 电压型 PWM 整流器无差拍预测直接功率控制[J]. 电工技术学报，2015，30(4)：121－128.
YE H Z，JIANG Y，HUANG S D，*et al*. Deadbeat predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2015，30(4)：121－128.（In Chinese）

[10] 高吉磊，黄先进，林飞，等. 基于重复观测器的 PWM 整流器无差拍控制[J]. 电工技术学报，2010，25(6)：47－54.
GAO J L，HUANG X J，LIN F，*et al*. Deadbeat control strategy for PWM rectifiers based on repetitive observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2010，25(6)：47－54.（In Chinese）

[11] PICHAN M，RASTEGAR H，MONFARED M. Deadbeat control of the stand-alone four-leg inverter considering the effect of the neutral line inductor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2017，64(4)：2592－2601.

[12] BLAABJERG F，TEODORESCU R，LISERRE M，*et al*. Overview of control and grid synchronization for distributed power systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2006，53(5)：1398－1409.

[13] MORENO J C，HUERTA J M E，GIL R G，*et al*. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2009，56(6)：1993－2004.

[14] 陈燕东，罗安，周乐明，等. 一种功率前馈的鲁棒预测无差拍并网控制方法[J]. 中国电机工程学报，2013，33(36)：62－70＋10.
CHENY D，LUO A，ZHOU L M，*et al*. A robust predictive deadbeat grid-connected control method based on power feedforward control[J]. Proceedings of the CSEE，2013，33(36)：62－70＋10.（In Chinese）

[15] 吴振兴，邹云屏，张哲宇，等. 单相 PWM 整流器的输入电流自适应预测控制器[J]. 电工技术学报，2010，25(2)：73－79.
WU Z X，ZOU Y P，ZHANG Z Y，*et al*. Adaptive predictive controller of supply current applied in single-phase PWM rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2010，25(2)：73－79.（In Chinese）

[16] 杨勇，索迹，祁春清，等. 三相并网逆变器电感在线辨识控制[J]. 电机与控制学报，2011，15(3)：52－57.
YANG Y，SUO J，QI C Q，*et al*. Inductance online identification control for three-phase grid-connected inverters[J]. Electric Machines and Control，2011，15(3)：52－57.（In Chinese）

[17] 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.
SUN X D，REN B Y，ZHONG Y R，*et al*. An online estimation method of the filter inductance for a predictive current control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2009，24(7)：150－156.（In Chinese）

[18] BIBIAN S，HUA J. Time delay compensation of digital control for DC switch mode power supplies using prediction techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2000，15(5)：835－842.

[19] 孙鹏菊，周雒维，杜雄. 具有延时补偿的占空比预测数字控制算法[J]. 电工技术学报，2010，25(5)：123－128.
SUN P J，ZHOU L W，DU X. Duty ratio prediction control method with time delay compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2010，25(5)：123－128.（In Chinese）

[20] ESPI J M，CASTELLó J，GARCIA-GIL R，*et al*. An adaptive robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2011，58(8)：3537－3546.

[21] 徐志英，许爱国，谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环入网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报，2009，29(27)：36－41.
XU Z Y，XU A G，XIE S J. Dual-loop grid current control technique for grid-connected inverter using an LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE，2009，29(27)：36－41.（In Chinese）