



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111313469 B

(45) 授权公告日 2022.06.14

(21) 申请号 202010210974.8

(22) 申请日 2020.03.24

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111313469 A

(43) 申请公布日 2020.06.19

(73) 专利权人 中国电建集团福建省电力勘测设计院有限公司

地址 350003 福建省福州市鼓楼区五四路268号

专利权人 福建省闽投配售电有限责任公司

(72) 发明人 陈旭海 陈佳桥 王怀远 陈恺
周源 谢建华 王金友 叶春
温步瀛

(74) 专利代理机构 福州展晖专利事务所(普通合伙) 35201

专利代理师 赵新飞

(51) Int.Cl.

H02J 3/38 (2006.01)

H02J 3/40 (2006.01)

H02J 3/42 (2006.01)

H02M 7/48 (2007.01)

(56) 对比文件

CN 110233500 A, 2019.09.13

CN 208401748 U, 2019.01.18

CN 110112787 A, 2019.08.09

CN 107069828 A, 2017.08.18

CN 106786780 A, 2017.05.31

CA 3018726 A1, 2019.03.26

郑文迪等.采用改进相位控制方法的微网并网/孤岛平滑切换策略.《电网技术》.2016,第40卷(第4期),

审查员 王嫛嫛

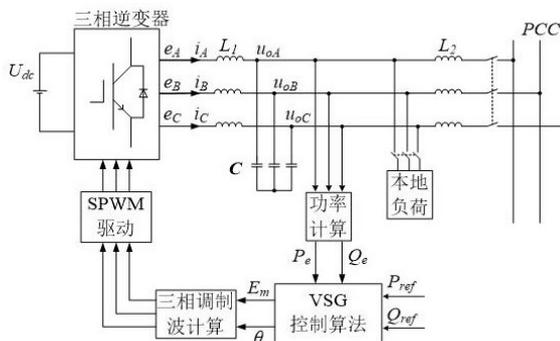
权利要求书1页 说明书4页 附图3页

(54) 发明名称

无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法

(57) 摘要

本发明涉及一种储能系统与电网接口的并网逆变器控制方法,特别是一种无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法,其要点在于,在并网前采集电网三相电压和虚拟同步机输出三相电压,根据3/2坐标变换式,获得在 $\alpha\beta$ 坐标系下相位差的正弦值和电压幅值差 ΔU ,然后送入PI控制器,在控制稳定时输入稳态误差为0,即 $\sin\Delta\theta$ 与 ΔU 为0,此时虚拟同步机输出电压具有与电网电压一致的电压幅值与相位,闭合并网开关,完成虚拟同步机的并网切换。本发明的优点在于:能够有效避免相位差符号跳变对PI控制器控制过程的影响,省去了锁相环的设计,简化了预同步控制过程,提高了控制精度和控制速度。



1. 无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法,其特征在于,包括如下步骤:

1) 虚拟同步机在并网前带本地有功负载运行,并采集电网三相电压 u_{pA} 、 u_{pB} 、 u_{pC} 以及虚拟同步机输出三相电压 u_{oA} 、 u_{oB} 、 u_{oC} ,设三相电压对称,则:

$$u_{pA} + u_{pB} + u_{pC} = 0$$

$$u_{oA} + u_{oB} + u_{oC} = 0$$

2) 根据3/2坐标变换式,获得在 $\alpha\beta$ 坐标系下虚拟同步机输出电压的 $\alpha\beta$ 轴分量与电网电压的 $\alpha\beta$ 轴分量的表达式为:

$$\text{虚拟同步机输出电压的}\alpha\text{轴分量}u_{o\alpha}:u_{o\alpha} = U_{om} \cos\theta_o$$

$$\text{虚拟同步机输出电压的}\beta\text{轴分量}u_{o\beta}:u_{o\beta} = U_{om} \sin\theta_o$$

$$\text{电网电压的}\alpha\text{轴分量}u_{p\alpha}:u_{p\alpha} = U_{pm} \cos\theta_p$$

$$\text{电网电压的}\beta\text{轴分量}u_{p\beta}:u_{p\beta} = U_{pm} \sin\theta_p$$

式中 U_{pm} 为电网电压幅值, U_{om} 为虚拟同步机输出电压幅值, θ_o 为虚拟同步机输出电压的相位, θ_p 为电网电压的相位;进一步可得:

$$U_{pm} = u_{p\alpha}^2 + u_{p\beta}^2$$

$$U_{om} = u_{o\alpha}^2 + u_{o\beta}^2$$

$$\Delta U = U_{pm} - U_{om}$$

$$\sin \Delta \theta = \frac{u_{o\alpha} u_{p\beta} - u_{p\alpha} u_{o\beta}}{U_{pm} U_{om}}$$

3) 提供PI控制器,将上述相位差的正弦值 $\sin \Delta \theta$ 和电压幅值差 ΔU 送入PI控制器,并且将PI控制器的输出误差信号叠加至功频控制器的频率给定值与励磁控制器的电压给定值上进行闭环控制,在控制稳定时输入稳态误差为0,即 $\sin \Delta \theta$ 与 ΔU 为0,此时虚拟同步机输出电压具有与电网电压一致的电压幅值与相位,闭合并网开关,完成虚拟同步机的并网切换。

无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种储能系统与电网接口的并网逆变器控制方法,特别是一种无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法。

背景技术

[0002] 分布式储能系统主要通过并网逆变器接入电网,随着储能系统总容量的不断增长,大量的并网逆变器对电网的稳定运行造成影响,传统逆变器的控制方式主要有恒功率控制(PQ控制)、恒压恒频控制(VF控制)、下垂控制(droop控制)等方式。其中,下垂控制首次模拟了同步发电机的一些外特性,使得并网逆变器能够参与到电力系统的一次调频、一次调压过程。在此条件下,虚拟同步机能够模拟同步发电机的转动惯量和下垂特性,根据电网电压的频率与幅值的变化调整自身输出的有功功率和无功功率,具有对电网提供电压和频率支撑的优势。

[0003] 在实际运用中,若并网瞬间,虚拟同步机输出电压与电网电压具有不同的幅值与相位,将产生很大的功率冲击,因此在并网前需要进行预同步控制。传统预同步控制方式是通过锁相环获得虚拟同步机输出电压与电网电压的相位差 $\Delta\theta$ 与电压幅值差 ΔU ,然后经相位预同步控制与电压幅值预同步控制实现并网前虚拟同步机具有与电网一致的电压幅值 U 与相位 θ ,从而避免并网瞬间的功率冲击。然而由于电压相位为 $0-2\pi$ 范围变化的量,当某一电压相位达到 2π 时将阶跃至 0 ,因此传统锁相环获得的相位差 $\Delta\theta$ 的值存在不断跳变的过程,若将该相位差送入PI环节,则会对PI控制器的控制精度与时长造成影响,导致控制精度不足,控制时间较长等问题。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于根据现有技术的不足之处而提供一种提高控制精度、提升控制速度的无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法。

[0005] 本发明所述目的是通过以下途径来实现的:

[0006] 无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法,其要点在于,包括如下步骤:

[0007] 1) 虚拟同步机在并网前带本地有功负载运行,并采集电网三相电压 u_{pA} 、 u_{pB} 、 u_{pC} 以及虚拟同步机输出三相电压 u_{oA} 、 u_{oB} 、 u_{oC} ,设三相电压对称,则:

$$[0008] \quad u_{pA} + u_{pB} + u_{pC} = 0$$

$$[0009] \quad u_{oA} + u_{oB} + u_{oC} = 0$$

[0010] 2) 根据3/2坐标变换式,获得在 $\alpha\beta$ 坐标系下虚拟同步机输出电压的 $\alpha\beta$ 轴分量与电网电压的 $\alpha\beta$ 轴分量的表达式为:

$$[0011] \quad \text{虚拟同步机输出电压的}\alpha\text{轴分量}u_{o\alpha}: u_{o\alpha} = U_{om} \cos\theta_o$$

$$[0012] \quad \text{虚拟同步机输出电压的}\beta\text{轴分量}u_{o\beta}: u_{o\beta} = U_{om} \sin\theta_o$$

$$[0013] \quad \text{电网电压的}\alpha\text{轴分量}u_{p\alpha}: u_{p\alpha} = U_{pm} \cos\theta_p$$

$$[0014] \quad \text{电网电压的}\beta\text{轴分量}u_{p\beta}: u_{p\beta} = U_{pm} \sin\theta_p$$

[0015] 式中 U_{pm} 为电网电压幅值, U_{om} 为虚拟同步机输出电压幅值, θ_0 为虚拟同步机输出电压的相位, θ_p 为电网电压的相位;进一步可得:

$$[0016] \quad U_{pm} = u_{p\alpha}^2 + u_{p\beta}^2$$

$$[0017] \quad U_{om} = u_{o\alpha}^2 + u_{o\beta}^2$$

$$[0018] \quad \Delta U = U_{pm} - U_{om}$$

$$[0019] \quad \sin \Delta \theta = \frac{u_{o\alpha} u_{p\beta} - u_{p\alpha} u_{o\beta}}{U_{pm} U_{om}}$$

[0020] 3) 提供PI控制器,将上述相位差的正弦值 $\sin \Delta \theta$ 和电压幅值差 ΔU 送入PI控制器,并且将PI控制器的输出误差信号叠加至功频控制器的频率给定值与励磁控制器的电压给定值上进行闭环控制,在控制稳定时输入稳态误差为0,即 $\sin \Delta \theta$ 与 ΔU 为0,此时虚拟同步机输出电压具有与电网电压一致的电压幅值与相位,闭合并网开关,完成虚拟同步机的并网切换。

[0021] 本发明是基于如下分析:传统锁相环获得的相位差 $\Delta \theta$ 的值存在不断跳变的过程,但是当 $\Delta \theta$ 很小时有 $\sin \Delta \theta \approx \Delta \theta$,且 $\sin(\Delta \theta \pm 2k\pi) = \sin \Delta \theta$,其中 $k=0,1,2,3,\dots$,所以 $\sin \Delta \theta$ 不存在跳变过程,始终为一条连续的曲线,且在过零点附近与 $\Delta \theta$ 大小相近,可近似为斜坡信号。因此本发明采用 $\sin \Delta \theta$ 代替相位差 $\Delta \theta$ 送入PI环节进行相位预同步控制,可以避免相位差符号跳变对PI控制器控制过程的影响,且相位差的正弦值 $\sin \Delta \theta$ 与电压幅值差 ΔU 是通过在 $\alpha\beta$ 坐标系下直接算出,省去了锁相环的设计,简化了预同步控制过程,提高了控制精度和控制速度。

附图说明

[0022] 图1为本发明所述的虚拟同步机的主电路拓扑结构示意图。

[0023] 图2为本发明所述的虚拟同步机的功频控制器结构示意图。

[0024] 图3为本发明所述的虚拟同步机的励磁控制器结构示意图。

[0025] 图4为本发明所述相位差 $\Delta \theta$ 的波形图。

[0026] 图5为本发明所述相位差 $\Delta \theta$ 的正弦值 $\sin \Delta \theta$ 的波形图。

[0027] 图6为预同步过程虚拟同步机输出A相电压与电网A相电压的matlab仿真波形。

[0028] 图7为相位差的正弦值 $\sin \Delta \theta$ 在预同步过程中的matlab仿真波形。

[0029] 下面结合实施例对本发明做进一步描述。

具体实施方式

[0030] 最佳实施例:

[0031] 参照附图1,本发明以12KW并网虚拟同步机为对象进行描述。下面参照附图对本发明的实施方式予以详细说明,如图1所示,虚拟同步机并网前带本地有功负载运行,其输出电压频率由图2所示的功频控制器决定,其具体方程为:

$$[0032] \quad P_{ref} - P_m = -K_p (\omega_{ref} - \omega)$$

$$[0033] \quad P_m - P_e - D(\omega - \omega_N) = J \frac{d\omega}{dt}$$

[0034] 式中 P_{ref} 为有功功率指令, P_m 为虚拟机械功率, ω_{ref} 为电压角频率指令, K_p 为有功下

垂系数, ω 为虚拟同步机输出电压频率, J 为虚拟转动惯量, D 为虚拟阻尼系数, ω_N 为额定角频率。

[0035] 输出电压幅值由图3所示的励磁控制器决定, 其具体控制方程为:

$$[0036] \quad E_m = \frac{\omega M_f}{s} \left(\frac{1}{K_q} (Q_{ref} - Q_e) + U_N - U_{om} \right)$$

[0037] E_m 为三相调制波幅值, Q_{ref} 为无功功率指令, Q_e 为实际输出无功功率, K_q 为无功下垂系数, U_N 为额定输出电压幅值, U_{om} 为虚拟同步机输出电压幅值, M_f 为虚拟互感值, 用以模拟同步电机定子绕组与转子绕组的互感值。

[0038] 在上述基础上, 无锁相环的虚拟同步机预同步控制方法, 包括如下步骤:

[0039] 1) 虚拟同步机在并网前带本地有功负载运行, 并采集电网三相电压 u_{pA} 、 u_{pB} 、 u_{pC} 以及虚拟同步机输出三相电压 u_{oA} 、 u_{oB} 、 u_{oC} , 设三相电压对称, 则:

$$[0040] \quad u_{pA} + u_{pB} + u_{pC} = 0$$

$$[0041] \quad u_{oA} + u_{oB} + u_{oC} = 0$$

$$[0042] \quad 2) \text{ 根据 } 3/2 \text{ 坐标变换式: } \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \end{bmatrix}$$

[0043] 获得在 $\alpha\beta$ 坐标系下虚拟同步机输出电压的 $\alpha\beta$ 轴分量与电网电压的 $\alpha\beta$ 轴分量的表达式分别为:

$$[0044] \quad u_{o\alpha} = U_{om} \cos \theta_o; u_{o\beta} = U_{om} \sin \theta_o$$

$$[0045] \quad u_{p\alpha} = U_{pm} \cos \theta_p; u_{p\beta} = U_{pm} \sin \theta_p$$

[0046] 式中 U_{pm} 为电网电压幅值, U_{om} 为虚拟同步机输出电压幅值, θ_o 为虚拟同步机输出电压的相位, θ_p 为电网电压的相位; 进一步可得:

$$[0047] \quad U_{pm}^2 = u_{p\alpha}^2 + u_{p\beta}^2; U_{om}^2 = u_{o\alpha}^2 + u_{o\beta}^2$$

$$[0048] \quad \text{由此: } \Delta U = U_{pm} - U_{om}$$

$$[0049] \quad \sin \Delta \theta = \frac{u_{o\alpha} u_{p\beta} - u_{p\alpha} u_{o\beta}}{U_{pm} U_{om}}$$

[0050] 3) 提供PI控制器, 将上述相位差的正弦值 $\sin \Delta \theta$ 和电压幅值差 ΔU 送入PI控制器, 并且将PI控制器的输出误差信号叠加至功频控制器的频率给定值与励磁控制器的电压给定值上进行闭环控制, 在控制稳定时输入稳态误差为0, 即 $\sin \Delta \theta$ 与 ΔU 为0, 此时虚拟同步机输出电压具有与电网电压一致的电压幅值与相位, 闭合并网开关, 完成虚拟同步机的并网切换。

[0051] 由于传统锁相环获得的相位差 $\Delta \theta$ 的值存在不断跳变的过程, 如附图4所示, 而当 $\Delta \theta$ 很小时有 $\sin \Delta \theta \approx \Delta \theta$, $\sin \Delta \theta$ 不存在跳变过程, 始终为一条连续的曲线, 如附图5所示, 因此采用 $\alpha\beta$ 坐标系下获得的 $\sin \Delta \theta$ 代替相位差 $\Delta \theta$ 送入PI环节进行相位预同步控制, 可避免由于相位差 $\Delta \theta$ 符号跳变过程对预同步控制过程的影响, 省去了锁相环的设计, 简化了预同步控制过程, 提高控制精度、提升控制速度。

[0052] 图6所示为在MATLAB/simulink下的虚拟同步机预同步控制仿真过程中, 虚拟同步机输出A相电压与电网A相电压的波形, 图7所示为两者相位差的正弦值 $\sin \Delta \theta$ 的波形。如图

所示,在0.2s时打开预同步控制开关,之后虚拟同步机输出电压相位追踪电网电压相位,在0.26s时实现一致,完成预同步控制过程。由实验波形可得,在预同步开启后虚拟同步机输出电压相位与幅值精确追踪电网电压的相位与幅值,在完成预同步后闭合并网开关,实现了虚拟同步机的离/并网切换,并未出现明显的并网瞬间功率冲击,且并网后切断预同步控制,虚拟同步机并网电流上升至使输出功率达到功率设定值,并稳定工作。

[0053] 本发明未述部分与现有技术相同。

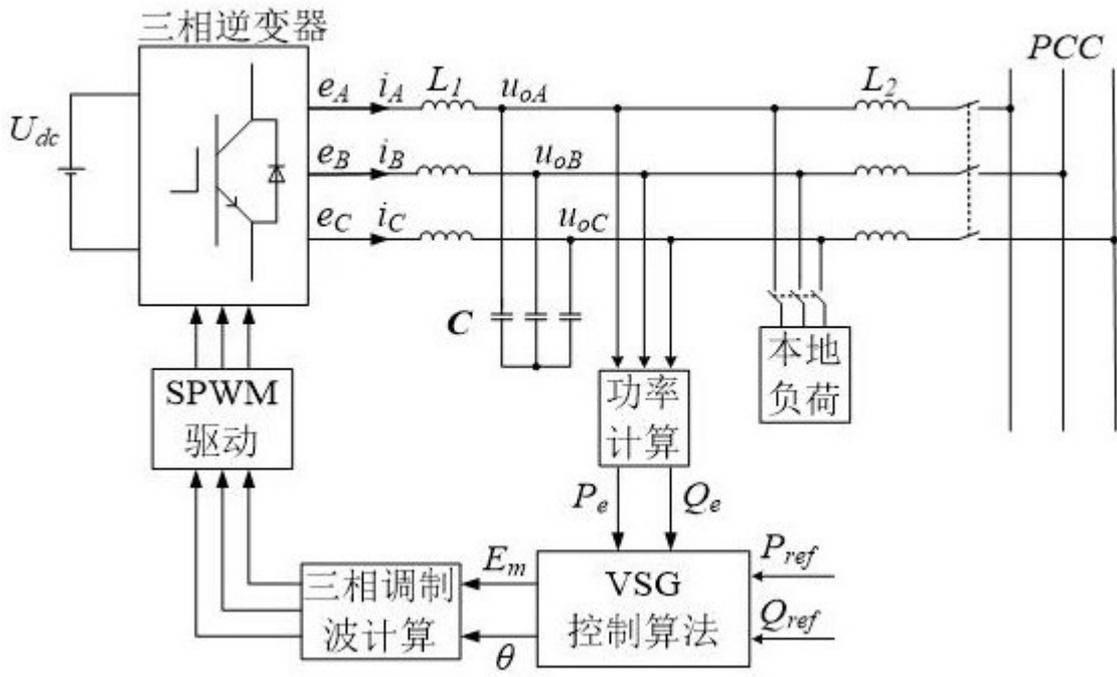


图1

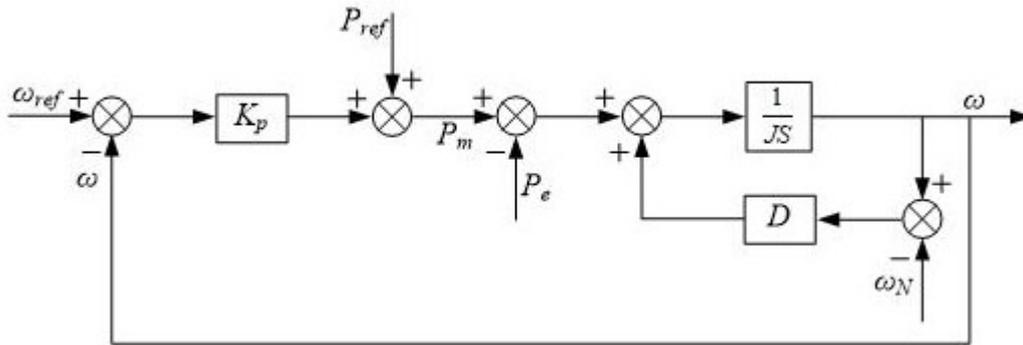


图2

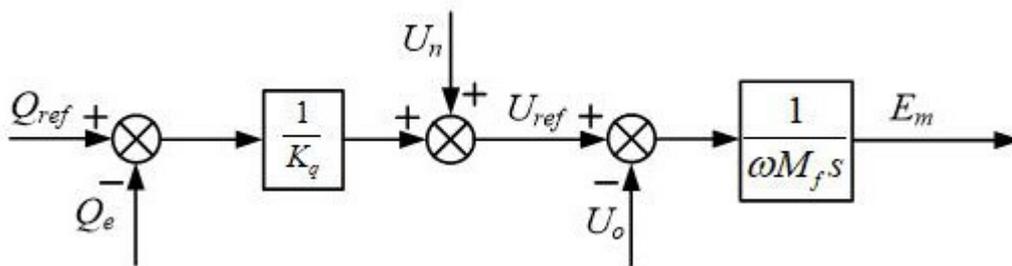


图3

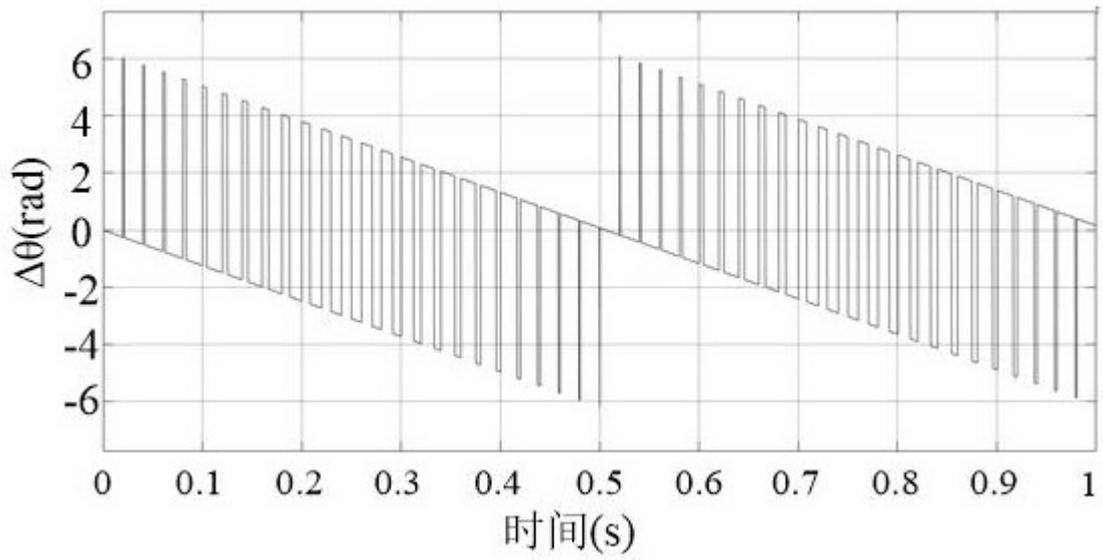


图4

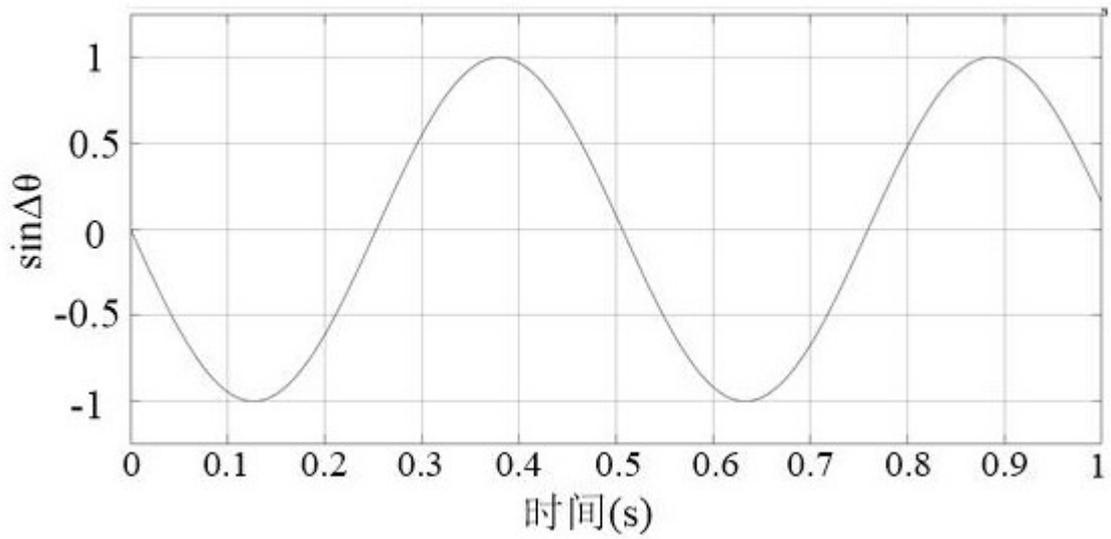


图5

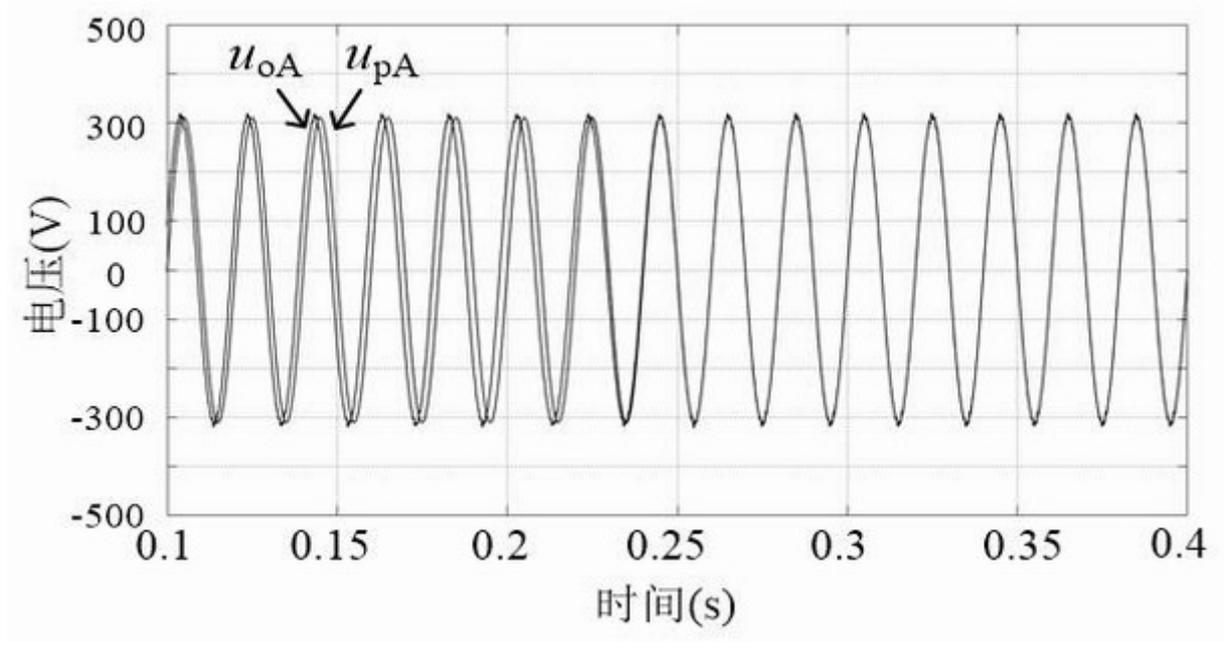


图6

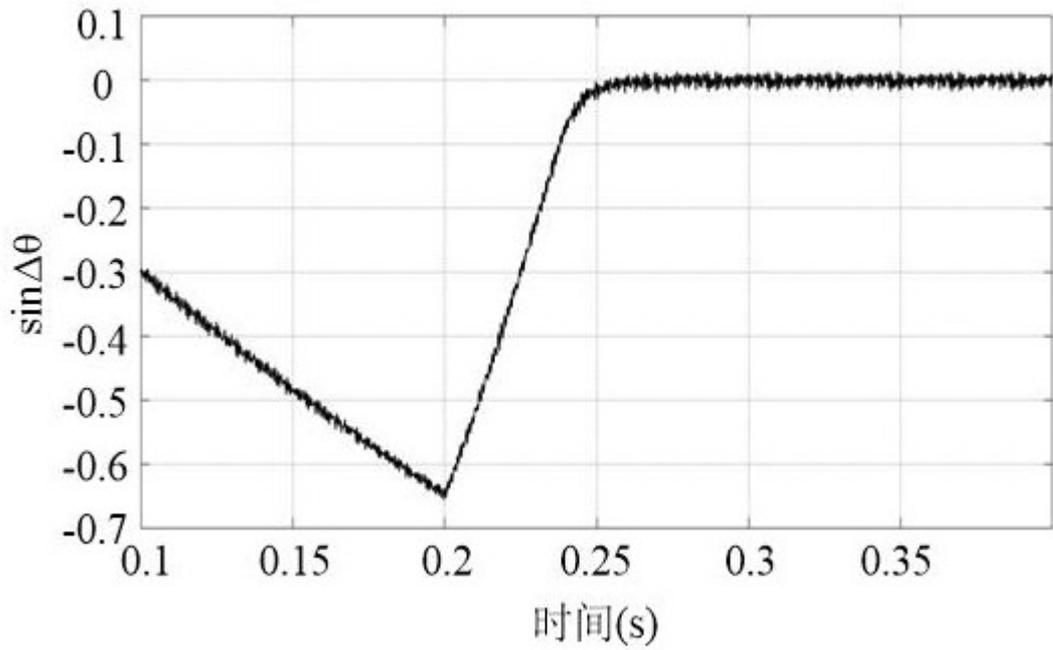


图7