



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103532465 A

(43) 申请公布日 2014. 01. 22

(21) 申请号 201310461579. 7

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2013. 09. 30

H02P 21/14 (2006. 01)

H02P 27/08 (2006. 01)

(71) 申请人 清华大学

地址 100084 北京市海淀区 100084 信箱 82
分箱清华大学专利办公室

(72) 发明人 肖曦 王伟华 丁有爽

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245

代理人 徐宁 关畅

权利要求书2页 说明书8页 附图9页

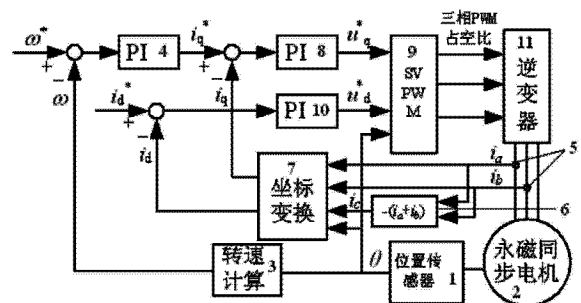
(54) 发明名称

基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法

(57) 摘要

本发明涉及基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法,其包括以下步骤:(1)在上上周期(k-2)Ts和上一周期(k-1)T内分别建立永磁同步电机离散电压方程;(2)根据步骤(1)得到永磁同步电机的增量形式数学模型;(3)在步骤(2)的基础上结合模型参考自适应原理建立基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法: $\hat{i}_q(k)=2i_q(k-1)-i_q(k-2)+\hat{b}(k-1)u(k-1)$,
 $\varepsilon(k)=i_q(k)-\hat{i}_q(k)$, $u(k-1)=u_q(k-1)-u_q(k-2)$,
 $\hat{b}(k)=\hat{b}(k-1)+(\beta u(k-1)/(1+\beta u(k-1)^2))\varepsilon(k)$,

$L_q(k)=T_s/\hat{b}(k)$;其中, $i_q(k)$ 、 $L_q(k)$ 分别是当前控制周期永磁同步电机定子 q 轴电流、q 轴电感的辨识结果, $\hat{i}_q(k)$ 是 $i_q(k)$ 的估计值, $\varepsilon(k)$ 是参考模型和可调模型输出的差,参考电压的增量 ($u_q(k-1)-u_q(k-2)$) 不为零, β 为自适应增益, $\hat{b}(k)$ 是 $T_s/L_q(k)$ 的辨识结果。本发明可以广泛在永磁同步电机电感辨识领域中应用。



1. 一种基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法,其包括以下步骤:

1) 设置一包括位置传感器、永磁同步电机、转速计算模块、速度环 PI 调节器、电流传感器、求和模块、坐标变换模块、电流环 PI 调节器、SVPWM 模块、电流环 PI 调节器和逆变器的永磁同步电机矢量控制系统,其中 SVPWM 模块为空间矢量脉宽调制模块;

2) 电流传感器将检测到的永磁同步电机三相定子电流 i_a 、 i_b 和 i_c 输入至坐标变换模块内,对其进行三相 / 两相坐标变换,得到两相静止坐标系下的电流分量 i_α 、 i_β ;

3) 在坐标变换模块内,根据接收到的永磁同步电机转子旋转过的电角度 θ ,对两相静止坐标系下的电流分量 i_α 、 i_β 再进行静止 - 旋转坐标变换,得到两相同步旋转 dq 坐标系下的电流检测值 i_d 、 i_q ;

4) 永磁同步电机转子旋转过的电角度 θ 输入至转速计算模块内,对电角度 θ 进行微分,得到转速反馈值 ω ;

5) 将步骤 4) 得到的转速反馈值 ω 与预先给定的转速指令值 ω^* 作为速度环 PI 调节器的输入,经过运算处理得到电流指令值 i_q^* ;

6) 由步骤 5) 得到的电流指令值 i_q^* 、预先给定的电流指令值 i_d^* 分别与电流检测值 i_q 、 i_d 比较,比较值分别作为 q 轴电流环 PI 调节器、d 轴电流环 PI 调节器的输入,经过运算处理分别得到 q 轴电流环 PI 调节器、d 轴电流环 PI 调节器的输出参考电压 u_q^* 、 u_d^* ;

7) 参考电压 u_q^* 、 u_d^* 和转子旋转过的电角度 θ 输入到 SVPWM 模块,SVPWM 模块计算出三相 PWM 占空比,并将输出的相应的三相 PWM 波形输入到逆变器,由逆变器输出三相电压驱动永磁同步电机工作。

2. 如权利要求 1 所述的基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法,其特征在于:所述步骤 3) 中,所述永磁同步电机的定子 q 轴电感 L_q 辨识方法包括以下步骤:

(1) 在两相同步旋转坐标系 dq 下建立永磁同步电机的定子 d 轴、q 轴电压方程:

$$u_d = Ri_d + L_d di_d/dt - \omega L_q i_q,$$

$$u_q = Ri_q + L_q di_q/dt + \omega L_d i_d + \omega \psi_f,$$

其中: u_d 、 u_q 分别为定子 d、q 轴电压, i_d 、 i_q 分别为定子 d、q 轴电流,R 为定子电阻, L_d 、 L_q 分别为定子 d、q 轴电感, ψ_f 为永磁体磁链, ω 为转子转速;

(2) 根据所述步骤(1)中定子电压方程,在上上周期 $(k-2)T_s$ 和上一周期 $(k-1)T$ 内分别建立永磁同步电机离散电压方程:

$$u_q(k-2) = R(i_q(k-2) + i_q(k-1))/2 + L_q(i_q(k-1) - i_q(k-2))/T_s + \omega L_d i_d + \omega \psi_f,$$

$$u_q(k-1) = R(i_q(k) + i_q(k-1))/2 + L_q(i_q(k) - i_q(k-1))/T_s + \omega L_d i_d + \omega \psi_f,$$

其中, T_s 为控制周期, $u_q(k-2)$ 、 $i_q(k-2)$ 分别为上上控制周期 q 轴电压、电流, $u_q(k-1)$ 、 $i_q(k-1)$ 分别为上一控制周期 q 轴电压、电流, $i_q(k)$ 为当前控制周期 q 轴电流;

(3) 忽略与转速相关的电压项的变化,将步骤(2)中的两个永磁同步电机离散电压方程相减,并忽略 R 的影响,得到永磁同步电机的增量形式数学模型:

$$i_q(k) = 2i_q(k-1) - i_q(k-2) + \frac{T_s}{L_q}(u_q(k-1) - u_q(k-2));$$

(4) 在所述步骤(3)的永磁同步电机的增量形式数学模型的基础上结合模型参考自适

应原理建立基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法：

$$\hat{i}_q(k) = 2i_q(k-1) - i_q(k-2) + \hat{b}(k-1)u(k-1),$$

$$\varepsilon(k) = i_q(k) - \hat{i}_q(k),$$

$$u(k-1) = u_q(k-1) - u_q(k-2),$$

$$\hat{b}(k) = \hat{b}(k-1) + \frac{\beta u(k-1)}{1 + \beta u(k-1)^2} \varepsilon(k),$$

$$L_q(k) = T_s / \hat{b}(k) \quad ;$$

其中， $i_q(k)$ 是当前控制周期永磁同步电机定子 q 轴电流，即参考模型的输出； $\hat{i}_q(k)$ 是 $i_q(k)$ 的估计值， $\varepsilon(k)$ 是参考模型和可调模型输出的差，参考电压的增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 不为零， β 为自适应增益， $L_q(k)$ 是当前控制周期 q 轴电感的辨识结果， $\hat{b}(k)$ 是 $T_s/L_q(k)$ 的辨识结果。

3. 如权利要求 2 所述的基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法，其特征在于：所述步骤(3)中，判断参考电压增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 的幅值是否超过设定的阈值，如果超过，所述基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法起作用；否则，所述基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法不起作用。

基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法

技术领域

[0001] 本发明涉及电机电感辨识算法,特别是关于基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法。

背景技术

[0002] 随着永磁材料性能的不断提高和完善,永磁电机研究开发经验的逐步成熟,永磁同步电机向大功率化、高性能和微型化发展。由于采用永磁体提供气隙磁通,永磁同步电机均具有结构简单、体积小、重量轻、损耗小、效率高等优点,在高性能伺服控制等领域获得了广泛的应用。

[0003] 永磁同步电机的高性能应用场合通常需要对电磁转矩的准确快速控制。永磁同步电机的电磁转矩与电流密切相关。为提高永磁同步电机的电流性能而采用的新颖控制策略如预测控制等等,对电机数学模型及其参数的准确性提出了较高要求。电感是与电流变化速度密切相关的电机参数。电流的高性能控制策略或者参数设计规则往往要使用到电感这一参数。

[0004] 采用参数在线辨识方案是获取电机参数的一种有效手段。目前已有的电机参数辨识方案往往以 d、q 轴电压方程为电机数学模型,同时辨识电阻、电感、磁链等多个电机参数,使得系统复杂,且通常需要相当大的运算量。在电力传动进入低成本时代的当前背景下,迫切需要软硬件开销少的电机参数在线辨识算法。

发明内容

[0005] 针对上述问题,本发明的目的是提供能够大幅减少计算量和降低参数敏感性的基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法。

[0006] 为实现上述目的,本发明采取以下技术方案:一种基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法,其包括以下步骤:1) 设置一包括位置传感器、永磁同步电机、转速计算模块、速度环 PI 调节器、电流传感器、求和模块、坐标变换模块、电流环 PI 调节器、SVPWM 模块、电流环 PI 调节器和逆变器的永磁同步电机矢量控制系统,其中 SVPWM 模块为空间矢量脉宽调制模块;2) 电流传感器将检测到的永磁同步电机三相定子电流 i_a 、 i_b 和 i_c 输入至坐标变换模块内,对其进行三相 / 两相坐标变换,得到两相静止坐标系下的电流分量 i_α 、 i_β ;3) 在坐标变换模块内,根据接收到的永磁同步电机转子旋转过的电角度 θ ,对两相静止坐标系下的电流分量 i_α 、 i_β 再进行静止 - 旋转坐标变换,得到两相同步旋转 dq 坐标系下的电流检测值 i_d 、 i_q ;4) 永磁同步电机转子旋转过的电角度 θ 输入至转速计算模块内,对电角度 θ 进行微分,得到转速反馈值 ω ;5) 将步骤 4) 得到的转速反馈值 ω 与预先给定的转速指令值 ω^* 作为速度环 PI 调节器的输入,经过运算处理得到电流指令值 i_q^* ;6) 由步骤 5) 得到的电流指令值 i_q^* 、预先给定的电流指令值 i_d^* 分别与电流检测值 i_q 、 i_d 比较,比较值分别作为 q 轴电流环 PI 调节器、d 轴电流环 PI 调节器的输入,经过运算处理分别得到 q 轴

电流环 PI 调节器、d 轴电流环 PI 调节器的输出参考电压 u_q^* 、 u_d^* ；7) 参考电压 u_q^* 、 u_d^* 和转子旋转过的电角度 θ 输入到 SVPWM 模块，SVPWM 模块计算出三相 PWM 占空比，并将输出的相应的三相 PWM 波形输入到逆变器，由逆变器输出三相电压驱动永磁同步电机工作。

[0007] 所述步骤 3) 中，所述本永磁同步电机的定子 q 轴电感 L_q 辨识方法包括以下步骤：
(1) 在两相同步旋转坐标系 dq 下建立永磁同步电机的定子 d 轴、q 轴电压方程：

$$[0008] \quad u_d = Ri_d + L_d di_d/dt - \omega L_q i_q,$$

$$[0009] \quad u_q = Ri_q + L_q di_q/dt + \omega L_d i_d + \omega \psi_f,$$

[0010] 其中： u_d 、 u_q 分别为定子 d、q 轴电压， i_d 、 i_q 分别为定子 d、q 轴电流，R 为定子电阻， L_d 、 L_q 分别为定子 d、q 轴电感， ψ_f 为永磁体磁链， ω 为转子转速；(2) 根据所述步骤 (1) 中定子电压方程，在上上周期 $(k-2)T_s$ 和上一周期 $(k-1)T$ 内分别建立永磁同步电机离散电压方程：

$$[0011] \quad u_q(k-2) = R(i_q(k-2) + i_q(k-1))/2 + L_q(i_q(k-1) - i_q(k-2))/T_s + \omega L_d i_d + \omega \psi_f,$$

$$[0012] \quad u_q(k-1) = R(i_q(k) + i_q(k-1))/2 + L_q(i_q(k) - i_q(k-1))/T_s + \omega L_d i_d + \omega \psi_f,$$

[0013] 其中， T_s 为控制周期， $u_q(k-2)$ 、 $i_q(k-2)$ 分别为上上控制周期 q 轴电压、电流， $u_q(k-1)$ 、 $i_q(k-1)$ 分别为上一控制周期 q 轴电压、电流， $i_q(k)$ 为当前控制周期 q 轴电流；(3) 忽略与转速相关的电压项的变化，将步骤 (2) 中的两个永磁同步电机离散电压方程相减，并忽略 R 的影响，得到永磁同步电机的增量形式数学模型：

$$[0014] \quad i_q(k) = 2i_q(k-1) - i_q(k-2) + \frac{T_s}{L_q}(u_q(k-1) - u_q(k-2)) ;$$

[0015] (4) 在所述步骤 (3) 的永磁同步电机的增量形式数学模型的基础上结合模型参考自适应原理建立基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法：

$$[0016] \quad \hat{i}_q(k) = 2i_q(k-1) - i_q(k-2) + \hat{b}(k-1)u(k-1),$$

$$[0017] \quad \varepsilon(k) = i_q(k) - \hat{i}_q(k),$$

$$[0018] \quad u(k-1) = u_q(k-1) - u_q(k-2),$$

$$[0019] \quad \hat{b}(k) = \hat{b}(k-1) + \frac{\beta u(k-1)}{1 + \beta u(k-1)^2} \varepsilon(k),$$

$$[0020] \quad L_q(k) = T_s / \hat{b}(k) ;$$

[0021] 其中， $i_q(k)$ 是当前控制周期永磁同步电机定子 q 轴电流，即参考模型的输出； $\hat{i}_q(k)$ 是 $i_q(k)$ 的估计值， $\varepsilon(k)$ 是参考模型和可调模型输出的差，参考电压的增量 $(u_q(k-1) - u_q(k-2))$ 不为零， β 为自适应增益， $L_q(k)$ 是当前控制周期 q 轴电感的辨识结果， $\hat{b}(k)$ 是 $T_s/L_q(k)$ 的辨识结果。

[0022] 所述步骤 (3) 中，判断参考电压增量 $(u_q(k-1) - u_q(k-2))$ 的幅值是否超过设定的阈值，如果超过，所述基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法起作用；否则，所述基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法不起作用。

[0023] 本发明由于采取以上技术方案，其具有以下优点：1、本发明由于使用增量模式的电压方程建立永磁同步电机的数学模型，能够大幅减少计算量和降低参数敏感性。2、本发

明以建立的永磁同步电机的数学模型作为可调模型,以实际永磁同步电机作为参考模型,建立一种基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法,从而能够在线辨识永磁同步电机定子电感。3、本发明辨识算法的进一步改进通过判断激励信号的有效性来消除噪声等非理想因素的影响,从而消除辨识结果的稳态波动,从而可以更有效地辨识永磁同步电机定子电感。4 本发明辨识算法及其改进方法能够适用于隐极式永磁同步电机和对凸极式永磁同步电机。本发明可以广泛在永磁同步电机电感辨识领域中应用。

附图说明

[0024] 图 1 是本发明采用的永磁同步电机矢量控制系统整体结构示意图。

[0025] 图 2 是本发明采样和占空比更新时序示意图。

[0026] 图 3 是本发明 MRAS 原理结构示意图。

[0027] 图 4 是本发明可调模型的输出电流值 $i_q(k)$ 各部分之间的关系示意图。

[0028] 图 5 是在无噪声情况下采用本发明辨识算法的 q 轴电感 L_q 辨识仿真结果示意图。

[0029] 图 6 是在有噪声情况下采用本发明辨识算法的 q 轴电感 L_q 辨识仿真结果示意图,其中,图 6(a)是 q 轴电感 L_q 辨识结果,图 6(b)是参考电压增量 $(u_q(k-1)-u_q(k-2))$ 与参考模型和可调模型输出的差 $\varepsilon(k)$ 的乘积的示意图,图 6(c)是参考电压增量 $(u_q(k-1)-u_q(k-2))$ 与参考模型和可调模型输出的差 $\varepsilon(k)$ 的积对时间的积分示意图。

[0030] 图 7 是在有噪声情况下采用本发明辨识算法的改进方法的 q 轴电感 L_q 辨识仿真结果示意图,其中,图 7 (a) 是 q 轴电感 L_q 辨识结果,图 7 (b) 是参考电压增量 $(u_q(k-1)-u_q(k-2))$ 与参考模型和可调模型输出的差 $\varepsilon(k)$ 的乘积的示意图,图 7 (c) 是参考电压增量 $(u_q(k-1)-u_q(k-2))$ 与两个模型输出之差 $\varepsilon(k)$ 的积对时间的积分示意图。

[0031] 图 8 是在激励信号为方波信号时本发明辨识算法和本发明辨识算法的改进方法的 q 轴电感 L_q 辨识仿真结果对比示意图,其中,图 8 (a)为采用本发明辨识算法的 q 轴电感 L_q 辨识仿真结果示意图,图 8 (b)为采用本发明辨识算法的改进方法的 q 轴电感 L_q 辨识仿真结果示意图。

[0032] 图 9 是采用本发明辨识算法的改进方法和采用本发明辨识算法的 q 轴电感 L_q 辨识实验结果对比示意图,其中,图 9 (a) 为采用本发明辨识算法的改进方法的 q 轴电感 L_q 辨识实验结果示意图,和图 9 (b) 为采用本发明辨识算法的改进方法的参考电压增量 $(u_q(k-1)-u_q(k-2))$ 与参考模型和可调模型输出的差 $\varepsilon(k)$ 的乘积的示意图,图 9 (c) 为采用本发明辨识算法的 q 轴电感 L_q 辨识实验结果示意图,和图 9 (d) 为采用本发明辨识算法的参考电压增量 $(u_q(k-1)-u_q(k-2))$ 与参考模型和可调模型输出的差 $\varepsilon(k)$ 的乘积的示意图。

具体实施方式

[0033] 下面结合附图和实施例对本发明进行详细的描述。

[0034] 如图 1 所示,本发明以永磁同步电机矢量控制系统为例,永磁同步电机矢量控制系统包括位置传感器 1、永磁同步电机(PMSM) 2、转速计算模块 3、速度环 PI 调节器 4、电流传感器 5、求和模块 6、坐标变换模块 7、电流环 PI 调节器 8、空间矢量脉宽调制(SVPWM) 模块 9、电流环 PI 调节器 10 和逆变器 11。其中,位置传感器 1、转速计算模块 3 和速度环 PI

调节器 4 构成速度环；坐标变换模块 7 和电流环 PI 调节器 8 构成 q 轴电流环；坐标变换模块 7 和电流环 PI 调节器 10 构成 d 轴电流环，q 轴电流环和 d 轴电流环构成电流环。

[0035] 位置传感器 1 的输入端连接永磁同步电机 2 的输出端，转速计算模块 3 的输入端连接位置传感器 1 的输出端。转速计算模块 3 输出的转速 ω 作为负反馈，并与给定转速指令值 ω^* 取差值后，作为速度环 PI 调节器 4 的输入。电流传感器 5 连接永磁同步电机 2 的定子，用于检测永磁同步电机 2 定子的三相电流中的两相电流 i_a 和 i_b ，然后将两相电流 i_a 和 i_b 输入求和模块 6，求和模块 6 对两相电流 i_a 和 i_b 的矢量和取负值后获得第三相电流 i_c ，并将第三相电流 i_c 输入坐标变换模块 7。电流传感器 5 同时也将两相电流 i_a 和 i_b 输入坐标变换模块 7。坐标变换模块将三相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 进行坐标变换。坐标变换模块 7 的一个输出端输出的电流检测值 i_q 作为负反馈，与速度环 PI 调节器 4 的输出电流 i_q^* 相比较，比较值输入到 q 轴电流环 PI 调节器 8，q 轴电流环 PI 调节器 8 的输出端连接空间矢量脉宽调制模块 9 的第一输入端；坐标变换模块 7 的另一个输出端输出的电流检测值 i_d 作为负反馈，与预先给定的 i_d^* 相比较，比较值输入到 d 轴电流环 PI 调节器 10，d 轴电流环 PI 调节器 10 的输出端连接空间矢量脉宽调制模块 9 的第二输入端；位置传感器 1 的输出端连接空间矢量脉宽调制模块 9 的第三输入端；空间矢量脉宽调制模块 4 的输出端连接逆变器 11 的输入端，逆变器 11 的输出端连接永磁同步电机 2 的输入端。

[0036] 本发明包括以下步骤：

[0037] 1) 如图 1 所示，电流传感器 5 将检测到的永磁同步电机 1 三相定子电流 i_a 、 i_b 和 i_c 输入至坐标变换模块 7 内，对其进行三相 / 两相坐标变换，即 abc / $\alpha\beta$ 的坐标变换，得到两相静止坐标系下的电流分量 i_α 、 i_β ：

$$[0038] \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix},$$

[0039] 式中， i_c 为 i_a 、 i_b 的矢量和的负值。

[0040] 2) 在坐标变换模块 7 内，根据接收到的永磁同步电机 2 转子旋转过的电角度 θ ，对两相静止坐标系下的电流分量 i_α 、 i_β 再进行静止 - 旋转坐标变换，即 $\alpha\beta$ / dq 坐标变换，得到两相同步旋转 dq 坐标系下的电流检测值 i_d 、 i_q ：

$$[0041] \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix},$$

[0042] 式中， θ 为永磁同步电机 2 转子旋转过的电角度，由位置传感器 1 获得。

[0043] 3) 永磁同步电机 2 转子旋转过的电角度 θ 输入至转速计算模块 3 内，对电角度 θ 进行微分，得到转速反馈值 ω ；

[0044] 4) 将步骤 3) 得到的转速反馈值 ω 与预先给定的转速指令值 ω^* 作为速度环 PI 调节器 4 的输入，经过运算处理得到电流指令值 i_q^* ；

[0045] 5) 由步骤 4) 得到的电流指令值 i_q^* 、预先给定的电流指令值 i_d^* (i_d^* 一般设置为零) 分别与电流检测值 i_q 、 i_d 比较，比较值分别作为 q 轴电流环 PI 调节器 8、d 轴电流环 PI 调节器 10 的输入，经过运算处理分别得到 q 轴电流环 PI 调节器 8、d 轴电流环 PI 调节器 10 的

输出,即参考电压 u_q^* 、 u_d^* ;

[0046] 6) 参考电压 u_q^* 、 u_d^* 和转子旋转过的电角度 θ 输入到 SVPWM 模块 9, SVPWM 模块 9 计算出三相 PWM 占空比,并将输出的相应的三相 PWM 波形输入到逆变器 11,逆变器 11 根据相应的三相 PWM 波形输出三相电压到永磁同步电机 2,驱动永磁同步电机 2 工作。

[0047] 在上述步骤 2) 中,本发明以永磁同步电机 2 的定子 q 轴为例,q 轴电感 L_q 辨识方法包括以下步骤:

[0048] (1)在两相同步旋转坐标系 dq 下建立永磁同步电机 2 的定子 d 轴、q 轴电压方程:

$$[0049] \quad u_d = R i_d + L_d di_d/dt - \omega L_q i_q, \quad (1)$$

$$[0050] \quad u_q = R i_q + L_q di_q/dt + \omega L_d i_d + \omega \psi_f, \quad (2)$$

[0051] 其中: u_d 、 u_q 分别为定子 d、q 轴电压, i_d 、 i_q 分别为定子 d、q 轴电流,R 为定子电阻, L_d 、 L_q 分别为定子 d、q 轴电感, ψ_f 为永磁体磁链, ω 为转子转速。

[0052] 本发明采用数字控制方式时电流环典型的采样和 PWM 占空比更新时序如图 2 所示。其中, T_s 为控制周期。进入当前控制周期 $(k)T_s$ 后,通过 AD 转换模块检测得到 q 轴电流值,同时运行速度环得到电流指令值 $i_q^*(k)$ 。电流指令值 $i_q^*(k)$ 与 q 轴电流值作为电流环 PI 调节器 8 的输入,经过电流环运算处理后,得到 q 轴电流环输出即永磁同步电机 1 的定子 q 轴参考电压 $u_q(k+1)$ 进而得到三相 PWM 占空比施加到永磁同步电机 1 上。

[0053] (2) 根据步骤(1)中定子电压方程,在上上控制周期 $(k-2)T_s$ 和上一控制周期 $(k-1)T$ 内分别建立永磁同步电机离散电压方程(以永磁同步电机定子 q 轴为例):

$$[0054] \quad u_q(k-2) = R(i_q(k-2) + i_q(k-1))/2 + L_q(i_q(k-1) - i_q(k-2))/T_s + \omega L_d i_d + \omega \psi_f, \quad (3)$$

$$[0055] \quad u_q(k-1) = R(i_q(k) + i_q(k-1))/2 + L_q(i_q(k) - i_q(k-1))/T_s + \omega L_d i_d + \omega \psi_f, \quad (4)$$

[0056] T_s 为控制周期, $u_q(k-2)$ 、 $i_q(k-2)$ 分别为上上控制周期 q 轴电压、电流, $u_q(k-1)$ 、 $i_q(k-1)$ 分别为上一控制周期 q 轴电压、电流, $i_q(k)$ 为当前控制周期 q 轴电流;

[0057] (3) 忽略与转速相关的电压项的变化,将步骤(2)中的两式(3)、(4)相减,得到:

$$[0058] \quad i_q(k) = (u_q(k-1) - u_q(k-2) + L_q(2i_q(k-1) - i_q(k-2))/T_s + R i_q(k-2)/2) / (L_q/T_s + R/2), \quad (5)$$

[0059] 因为 R 远小于 L_q/T_s ,忽略 R 的影响,得到永磁同步电机 2 的增量形式数学模型:

$$[0060] \quad i_q(k) = 2i_q(k-1) - i_q(k-2) + \frac{T_s}{L_q}(u_q(k-1) - u_q(k-2)); \quad (6)$$

[0061] (4) 在永磁同步电机 2 的增量形式数学模型的基础上,结合模型参考自适应原理(MRAS)建立基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法:

[0062] 基于模型参考自适应原理,将式(6)作为可调模型,以实际永磁同步电机 2 作为参考模型,以永磁同步电机 2 的定子 q 轴电流环为例,两个模型的共同输入为参考电压增量 $(u_q(k-1) - u_q(k-2))$,输出为 q 轴电流,使用 Landau 离散时间递推参数辨识机制,则基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法为:

$$[0063] \quad \hat{i}_q(k) = 2i_q(k-1) - i_q(k-2) + \hat{b}(k-1)u(k-1), \quad (7)$$

$$[0064] \quad \varepsilon(k) = i_q(k) - \hat{i}_q(k), \quad (8)$$

$$[0065] \quad u(k-1) = u_q(k-1) - u_q(k-2), \quad (9)$$

$$[0066] \quad \hat{b}(k) = \hat{b}(k-1) + \frac{\beta u(k-1)}{1 + \beta u(k-1)^2} \varepsilon(k), \quad (10)$$

$$[0067] \quad L_q(k) = T_s / \hat{b}(k) \quad (11)$$

[0068] 其中, $i_q(k)$ 是当前控制周期永磁同步电机定子 q 轴电流, 即参考模型的输出; $\hat{i}_q(k)$ 是 $i_q(k)$ 的估计值, $\varepsilon(k)$ 是参考模型和可调模型输出的差, 参考电压的增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 不为零, β 为自适应增益, $L_q(k)$ 是当前控制周期 q 轴电感的辨识结果, $\hat{b}(k)$ 是 $T_s/L_q(k)$ 的辨识结果, 式 (10) 是自适应机制式。

[0069] 现有技术采用模型参考自适应算法需要同时辨识三个电机参数, 而本发明基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法克服了永磁同步电机 2 的定子 d、q 轴之间的耦合, 能够在线获得永磁同步电机定子 q 轴电感 L_q 的辨识结果, 计算量显著减少, 系统复杂度明显降低。

[0070] 其中, 模型参考自适应 (MRAS) 的原理框图如图 3 所示, 模型参考自适应主要思想是根据具有相同输入的两个模型 (参考模型与可调模型) 的输出量之差, 由合适的自适应机制实时校正可调模型的参数, 使可调模型的输出与参考模型的输出趋于一致, 达到辨识系统参数的目的。模型参考自适应原理的物理意义明确, 结构简单, 适合实际应用。

[0071] 在上述步骤 (3) 中, 对基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法进行改进。判断参考电压增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 的幅值是否超过设定的阈值, 如果超过, 说明此时信噪比足够大, 增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法起作用; 否则认为信噪比太低, 激励信号即参考电压增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 不够大, 不足以克服 q 轴电流噪声的影响, 此时增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法不起作用。

[0072] 由式 (6) 可知, 可调模型的输出电流值 $i_q(k)$ 由三部分构成: 第一部分 $\Delta i_1 = i_q(k-1)$, 它是永磁同步电机 1 的定子 q 轴电流的存量, 稳态时 $i_q(k)$ 与 $i_q(k-1)$ 相等; 第二部分 $\Delta i_2 = i_q(k-1) - i_q(k-2)$, 它是参考电压保持不变时电流的增量; 第三部分 $\Delta i_3 = (u_q(k-1) - u_q(k-2)) T_s / L_q$, 它是参考电压的增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 带来的电流增量。三者之间的关系如图 4 所示。q 轴电感 L_q 只出现在 Δi_3 中。如果参考电压的增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 为零, 即相当于激励信号为零, 则 q 轴电感 L_q 参数的影响不能在 $i_q(k)$ 中得到体现。因而, 基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法起作用的前提条件是必须存在激励信号, 即参考电压的增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 不为零; 否则, 由自适应机制即式 (10) 可知, 辨识结果将不会变化, 基于增量式模型参考自适应的永磁同步电机电感辨识算法不起作用。

[0073] 在永磁同步电机矢量控制系统中, 即使稳态情况下, q 轴电流环反馈电流 i_q 也难以与电流指令值 i_q^* 保持严格相等的关系。这是因为实际系统大多存在噪声等非理想因素, 而电流环调节器一般不能区分噪声和真实的电流值。因此, 即使 q 轴电流环电流已经处于稳态, 电流环调节器仍会处于动态调节状态, 其输出即参考电压会存在纹波, 参考电压的增量 ($u_q(k-1) - u_q(k-2)$) 也相应会存在波纹。这种纹波会被当作激励信号, 引起辨识算法的误动作。这种误动作的影响经过时间的累积有可能使得 q 轴电感 L_q 的辨识结果出现偏置等非理想情况。因此, 本发明辨识算法的改进方法能够有效消除噪声等非理想因素的影响, 从而

消除辨识结果的稳态波动,从而使对永磁同步电机交电感辨识结果更加准确。

[0074] 如图 5 所示,本发明辨识算法 q 轴电感 L_q 初始值设置为准确值的两倍。在没有噪声的理想情况下,本发明辨识算法收敛迅速,稳定后 q 轴电感 L_q 辨识结果不再出现明显波动且不存在稳态偏置。

[0075] 如图 6 所示,在永磁同步电机 2 的定子 q 轴电流反馈环节中叠加了幅值约为 0.1A 的白噪声, q 轴电感 L_q 初始值设置为准确值的两倍。图 6 (a) 中,即使辨识过程趋于稳定后,在电流指令值 $i_q(k)$ 阶跃的瞬间, q 轴电感 L_q 辨识结果仍会出现明显的跳变;在 q 轴电流稳态过程中, q 轴电感 L_q 辨识结果会呈现缓慢地增大的趋势,总体上呈现出比电感准确值大的稳态偏置。图 6 (b) 中,参考电压增量 $u(k-1)=(u_q(k-1)-u_q(k-2))$, $\varepsilon(k)$ 是参考模型和可调模型输出的差,乘积量 $u(k-1)\varepsilon(k)$ 与 q 轴电感 L_q 辨识结果的变化密切相关。该乘积量呈现出明显的正负不对称,正的尖峰明显比负的多。图 6 (c) 中,乘积量 $u(k-1)\varepsilon(k)$ 主要呈现出幅值较小的负偏差,并且它对时间的积分呈现缓慢下降趋势;在 q 轴电流暂态过程中,该乘积量主要呈现出幅值较大的正偏差,表现在它对时间的积分在 q 轴电流暂态过程中存在正的跳变。

[0076] 如图 7 所示,激励信号即参考电压增量 $(u_q(k-1)-u_q(k-2))$ 有效的阈值设置为 5v。由于对激励信号的有效性作了判断, q 轴电感 L_q 辨识结果在 q 轴电流稳态过程中几乎没有出现明显波动,参数调节只在激励信号较大即电流阶跃时进行,克服了系统噪声等非理想因素对辨识结果的影响。相比于图 6 (a),图 7 (a) q 轴电感 L_q 辨识结果的稳态波动程度明显减小,且几乎不存在稳态偏差。图 7 (b) 中,在 q 轴电感 L_q 辨识结果稳定后 ($t>0.05s$),乘积量 $u(k-1)\varepsilon(k)$ 的偏差呈现出正负均匀分布,与理想情况相吻合。图 7 (c) 是有效激励时乘积量 $u(k-1)\varepsilon(k)$ 对时间的积分。该积分值在 q 轴电流稳态过程中保持不变,只在 q 轴电流阶跃瞬间有跳变,表明本发明辨识算法的改进方法能够准确区分有效激励信号与系统噪声。

[0077] 为了进一步验证本发明辨识算法的改进方法的有效性,将永磁同步电机 2 定子的 q 轴电流指令设置为周期更大的方波信号,如图 8 所示,其中,方波 q 轴电流指令的周期增大至 0.1s,其它参数与图 6 和 7 一致。图 8 (a) 中仅仅采用了本发明辨识算法,由于激励信号周期增大,噪声的累积作用持续更长,使得本发明辨识算法不仅在 q 轴电流暂态过程中(即有效激励下)起作用,而且在 q 轴电流稳态过程中也一直起作用,从而使 q 轴电感 L_q 辨识结果呈现不断增大的趋势。而且如果激励信号周期进一步增大, q 轴电感 L_q 辨识结果几乎将无法收敛。图 8 (b) 中由于采用了本发明辨识算法的改进方法,克服了噪声的不利影响,使得本发明辨识算法仅在 q 轴电流暂态过程中(即有效激励下)起作用,在 q 轴电流稳态过程中 q 轴电感 L_q 辨识结果保持不变,表现出良好的收敛性。

[0078] 如图 9 所示,永磁同步电机 2 的 q 轴电流指令 i_q^* 设置为方波信号,幅值为 1A,周期 2.5s,叠加 2.5A 的直流偏置。

[0079] 由图 9 (a) 可知,采用本发明辨识算法的改进方法后,辨识算法仅在 q 轴电流暂态过程中起作用; q 轴电流达到稳态后,由于排除了噪声等非理想因素的影响,从而可以更有效地辨识 q 轴电感 L_q , q 轴电感 L_q 辨识结果几乎保持恒定,总体上稳态波动幅度较小;由图 9 (b) 可知,乘积量 $u(k-1)\varepsilon(k)$ 的偏差也呈现正负均匀分布的状态,与理想情况吻合。

[0080] 以图 9 (a) 中永磁同步电机 1 的定子 q 轴 q 轴电感 L_q 的辨识结果的平均值作为

基值,从图 9 (c)中由于激励信号的周期相比图 8 (a)进一步增大,仅仅采用本发明辨识算法在实验中已无法保证收敛性。其辨识结果 q 轴电感 L_q 呈现出剧烈的毛刺或尖峰,且数值远远超过图 9 (a)中的 q 轴电感 L_q 的辨识结果的平均值,图 9 (c)的 q 轴电感 L_q 的辨识结果之所以未超过 800pu,是因为程序中对 \hat{b} (即 L_q/T_s 的估计值)进行限幅的原因;由图 9 (d)可得,乘积量 $u(k-1) \varepsilon(k)$ 的偏差几乎一直呈现负的偏差,导致 \hat{b} 不断减小,从而导致辨识获得的 q 轴电感 L_q 不断增大,直至达到限幅值。相比之下,本发明辨识算法的改进方法能有效排除噪声等非理想因素的影响,辨识结果更加准确。

[0081] 上面的分析及具体实施过程仅以永磁同步电机 1 的定子 q 轴电流环以及 q 轴电感 L_q 为例,但对 d 轴电流环亦成立且具有相同的控制效果。此外,本发明辨识算法及其改进方法不仅适用于隐极式永磁同步电机,对凸极式永磁同步电机仍然成立,并可以进一步推广应用于永磁同步电机转动惯量辨识场合。凡是在本发明技术方案的基础上进行的等同变换和改进,均不应排除在本发明的保护范围之外。

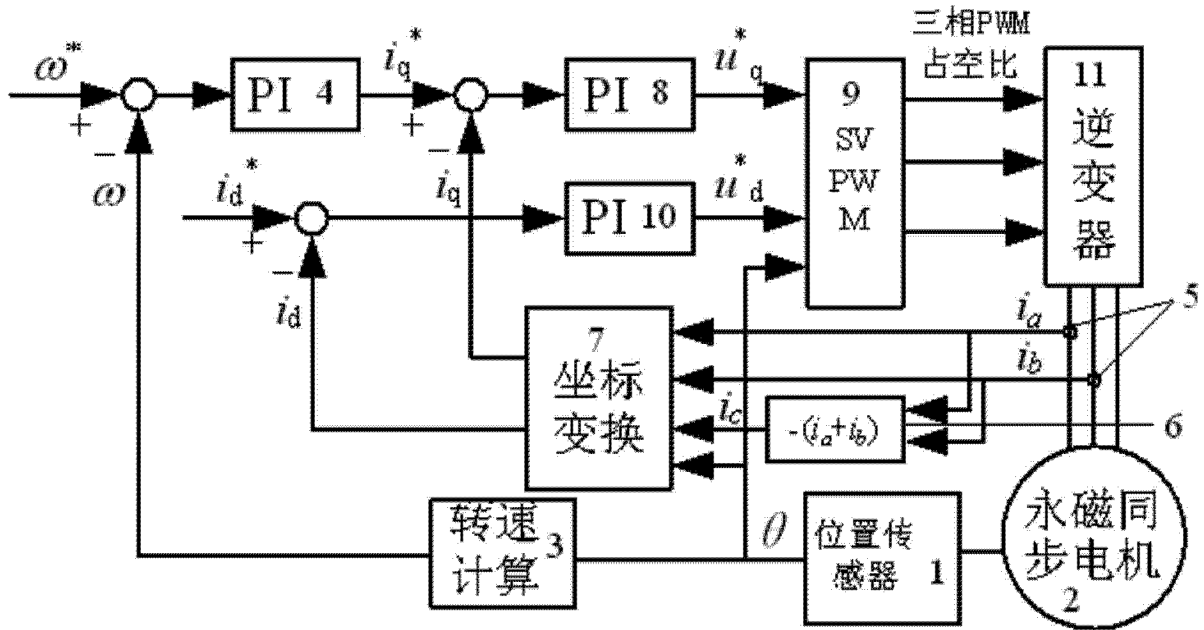


图 1

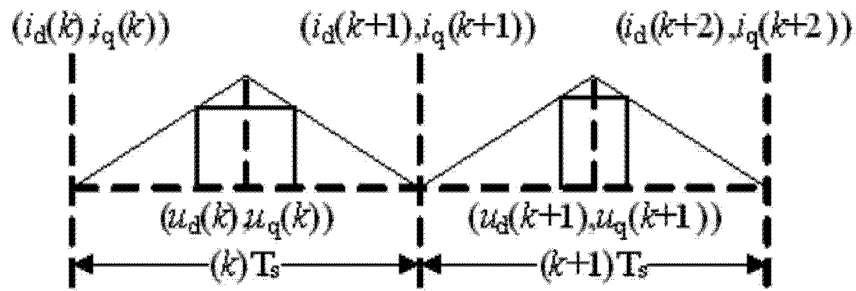


图 2

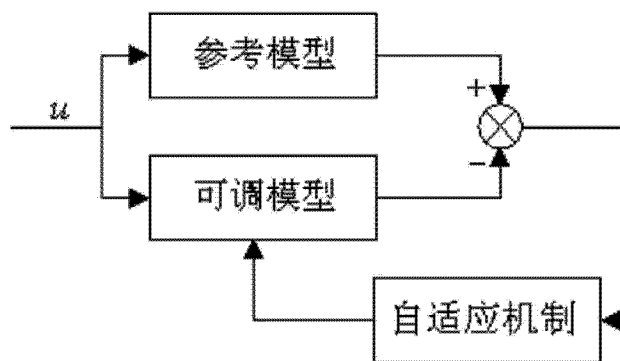


图 3

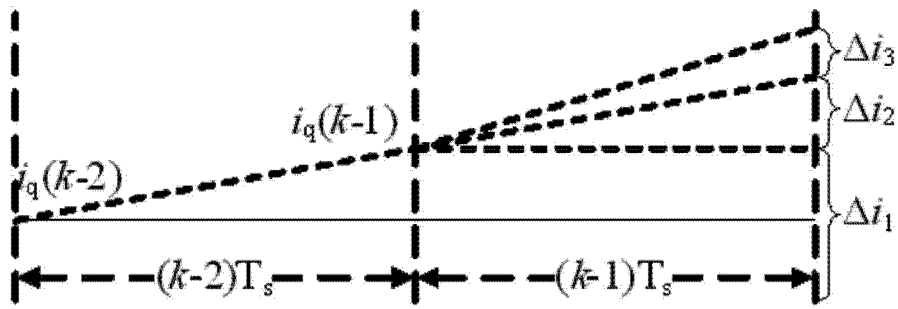


图 4

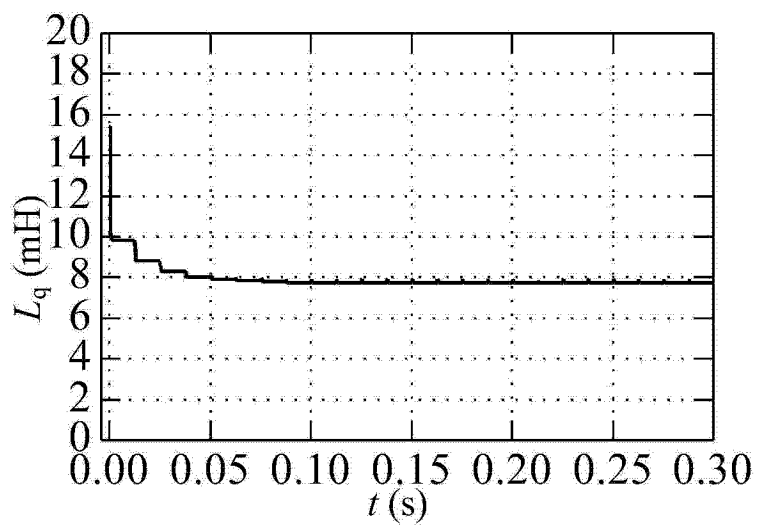
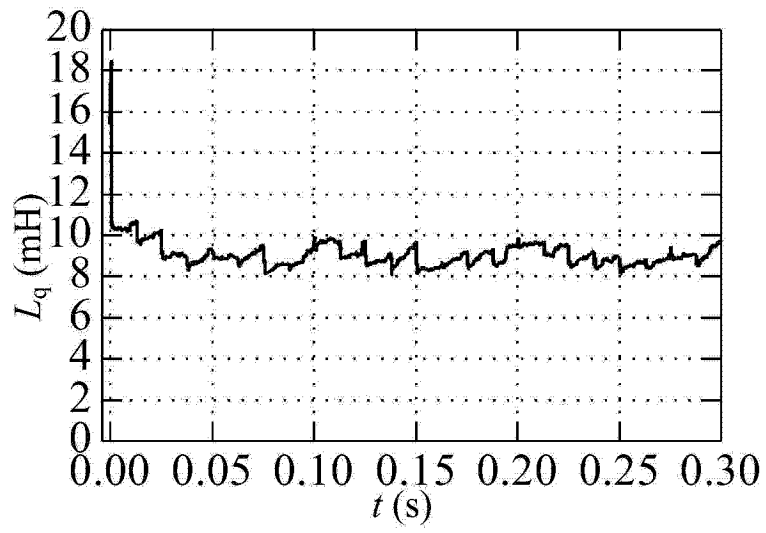
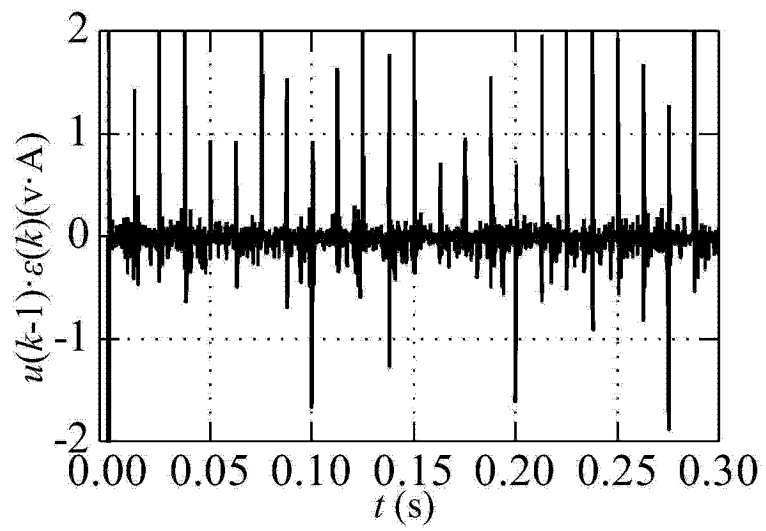


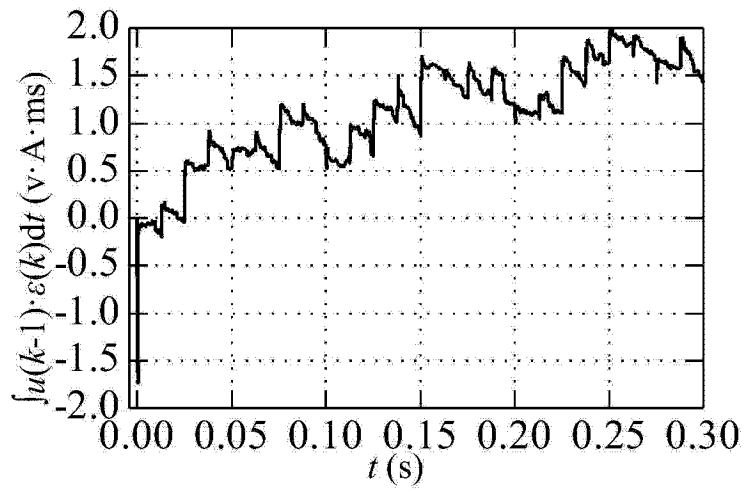
图 5



(a)

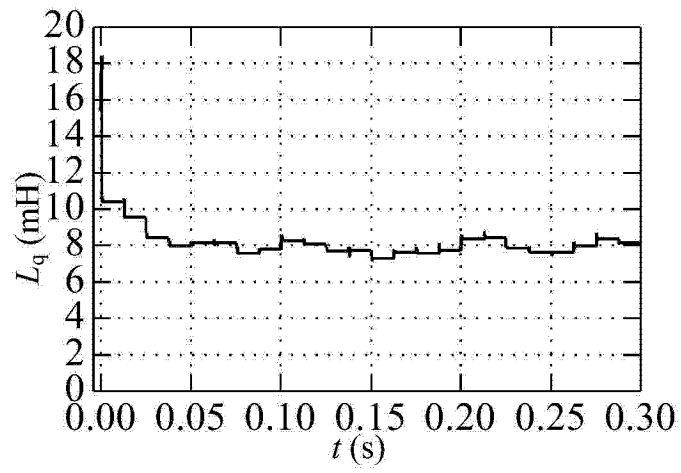


(b)

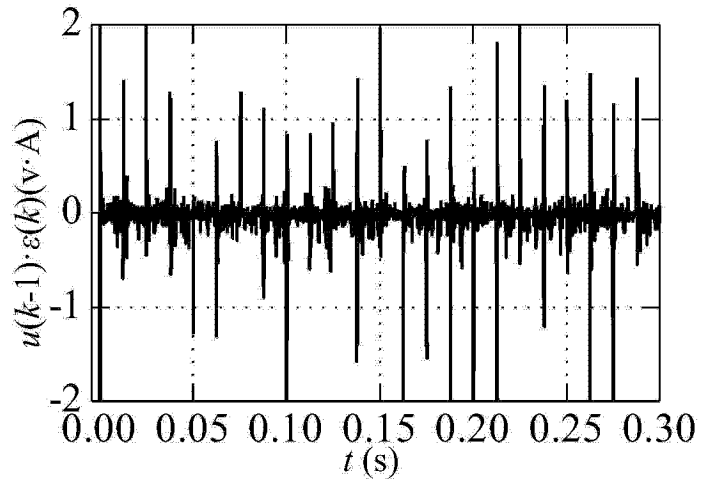


(c)

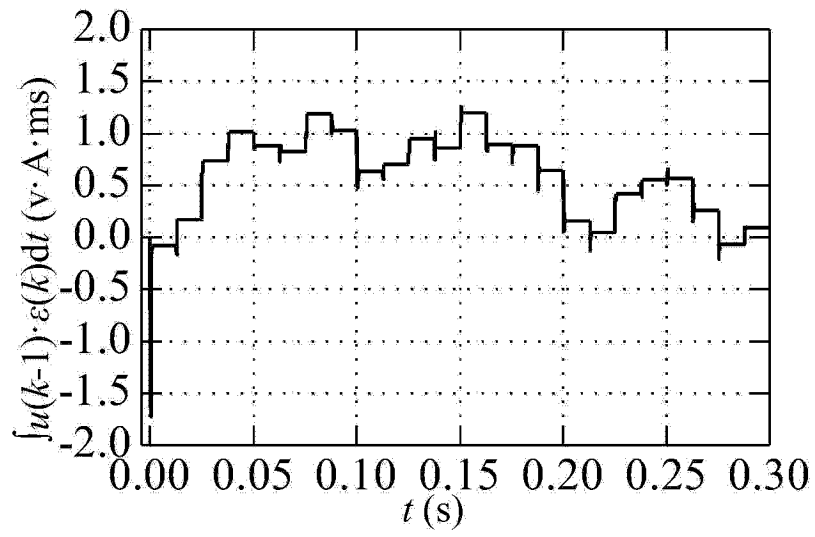
图 6



(a)

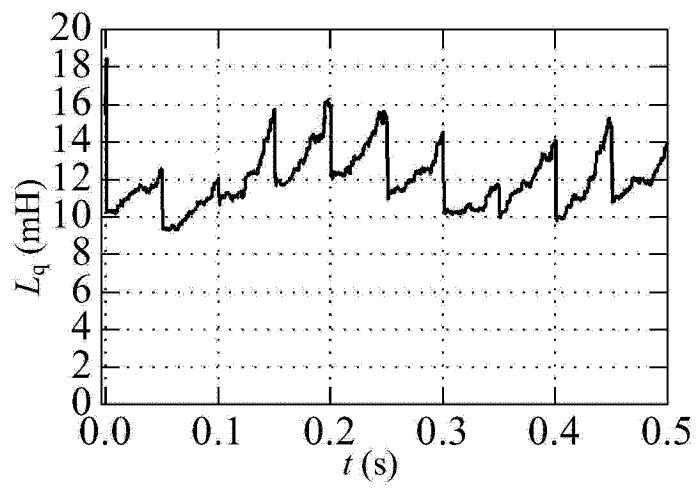


(b)

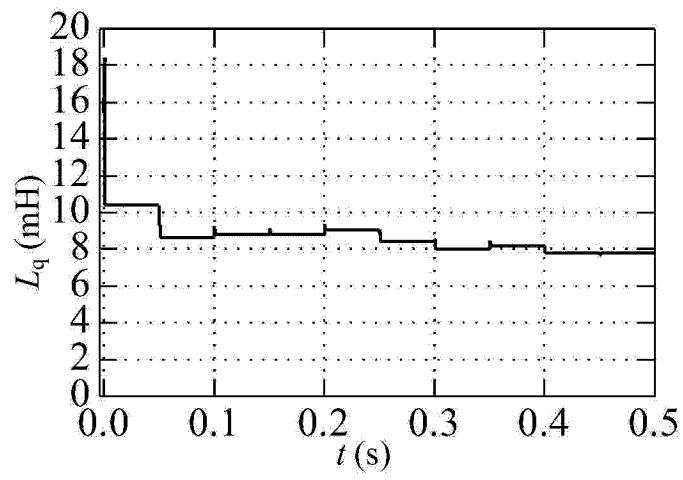


(c)

图 7

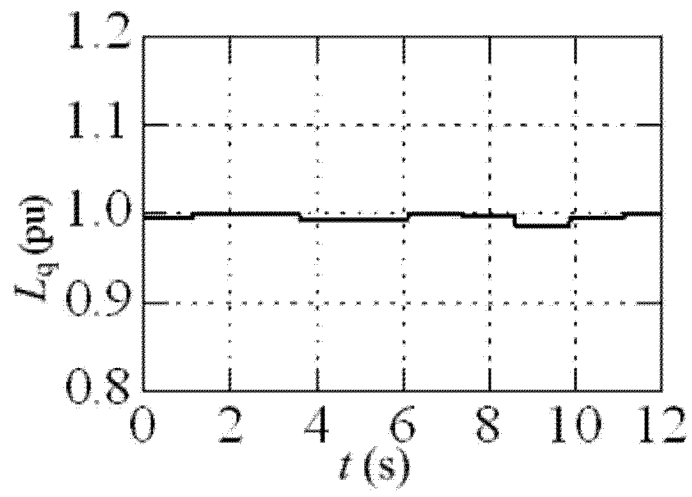


(a)

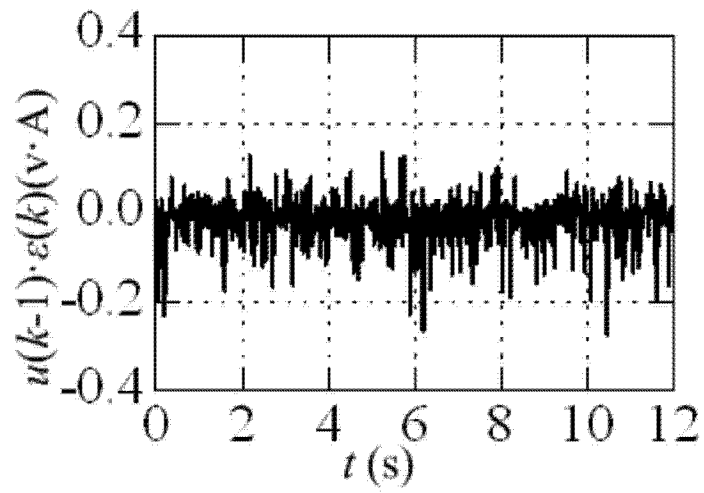


(b)

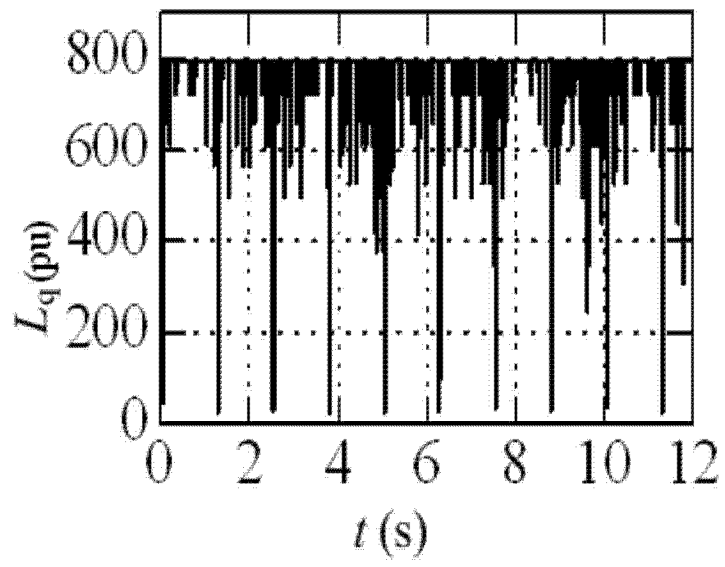
图 8



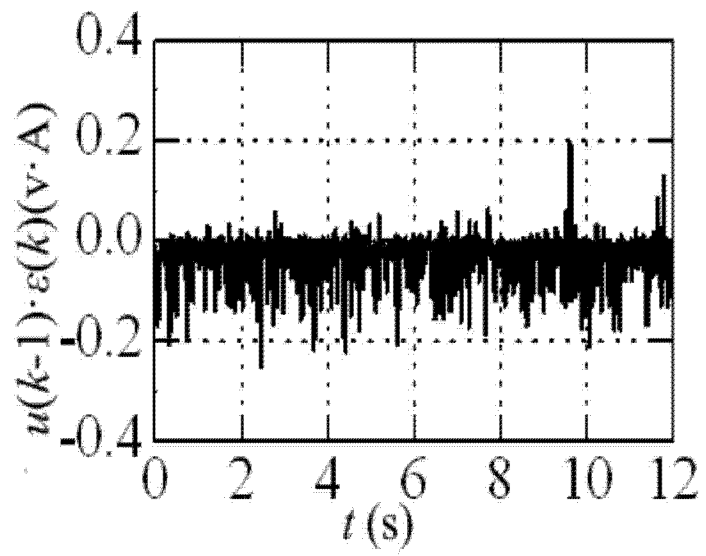
(a)



(b)



(c)



(d)

图 9