



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105703680 A

(43) 申请公布日 2016. 06. 22

(21) 申请号 201610143963. 6

(22) 申请日 2016. 03. 14

(71) 申请人 厦门理工学院

地址 361000 福建省厦门市集美区后溪镇理工路 600 号

(72) 发明人 张辑 陈丽安 魏荣宗 陈天翔
彭彦卿 郑雪钦

(74) 专利代理机构 厦门市精诚新创知识产权代理有限公司 35218

代理人 何家富

(51) Int. Cl.

H02P 21/18(2016. 01)

H02P 21/24(2016. 01)

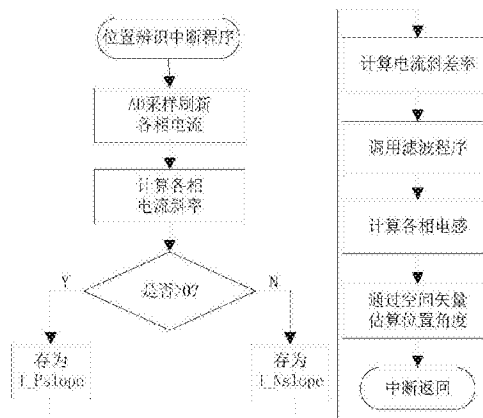
权利要求书1页 说明书6页 附图5页

(54) 发明名称

基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法

(57) 摘要

本发明涉及开关磁阻电机无位置传感器控制技术领域,特别地涉及一种基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法。本发明提出了一种基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法,适用于三相开关磁阻电机的控制,该方法采用对开关磁阻电机非导通相注入脉冲,导通相进行斩波控制,通过电流传感器检测相电流,计算出电流斜率差值,再根据电流斜率差得到三相等效电感,合成电感矢量,最后从电感矢量中提取转子位置信息,进而得到转子转速。本发明结构简单易于实现,计算量大大降低,可靠性和精度高。



1. 基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 其特征在于: 对开关磁阻电机的非导通相注入脉冲, 对导通相进行电流斩波控制, 测量各相的相电流, 计算出电流斜率差值, 通过电流斜率差值得出三相等效电感, 合成电感矢量, 通过电感矢量估算转子位置角度 θ , 采用如下公式进行估算

$$\theta = \frac{180}{\pi} \frac{\theta + \pi}{N_r} = \frac{22.5}{\pi} (\theta_0 + \pi)$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{L_\beta}{L_\alpha} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\sqrt{3}}{2} (L_b - L_c)}{L_a - \frac{1}{2} (L_b + L_c)} \right)$$

其中, θ_0 为电感旋转角度, N_r 为转子极数, L_a 、 L_b 、 L_c 分别为三相的各相电感。

2. 根据权利要求1所述的基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 其特征在于: 根据转子位置角度, 计算出转子转速。

3. 根据权利要求2所述的基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 其特征在于: 转子转速采用以下公式进行计算

$$\omega(n) = \frac{(\theta_n - \theta_{n-1}) \cdot f_t}{6}$$

其中, θ_n 和 θ_{n+1} 为两个相邻采样周期内通过电感矢量计算得到的转子位置角度, f_t 是系统采样频率, ω 为转子速度。

4. 根据权利要求1所述的基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 其特征在于: 采用实验法获取最佳的脉冲宽度。

5. 根据权利要求1所述的基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 其特征在于: 对电流斜率差值进行数字滤波后, 再计算得出三相等效电感。

6. 根据权利要求5所述的基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 其特征在于: 所述数字滤波采用最大值滤波法。

基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于开关磁阻电机无位置传感器控制技术领域,具体地涉及一种结构简单易于实现,可靠性和精度高的基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法。

背景技术

[0002] 开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor,SRM),又被称为“磁阻电机”,其结构简单,控制灵活,功率变换器简单,工作可靠,具有广阔的应用前景。对于开关磁阻电动机调速系统(Switched Reluctance Motor Drives,SRD),准确的转子位置是电机稳定运行的必要条件。对于某些环境较为恶劣的工业应用场合,比如矿井采煤机,传统位置传感器的检测精度和可靠性受到严重影响。近年来开发开关磁阻电机无位置传感器控制系统已成为研究热点之一。

[0003] 现有无位置传感器控制方法主要有电流磁链法、观测器法和智能控制法。A Position Sensorless Control System of SRM over Wide Speed Range.The 7th International Conference on Power Electronics:640~643采用电流磁链法,其基本思想是根据电机凸极性效应,不同转子位置与不同的磁链-电流曲线相对应,通过电流查表得到参考磁链,但该方法需要大量查表数据,可移植性差。Rotor position observer for sensorless control of SRM,XIX Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits,Maribor,Slovenia,28-30june 2006,pp.161~162中采用Luenberger观测器通过开关磁阻电机运行中的电流和电压信号计算转子角度,该方法计算量比较大,而且观测器线性模型对参数敏感,鲁棒性较差。ANN based sensorless rotor position estimation for the Switched Reluctance Motor[C].Nirma University International Engineering(NUiCONE),2011:1-6中采用神经网络智能控制法,该方法理论上可以逼近任何非线性有理函数,但是需要大量训练样本,离实际运用仍有较大差距

发明内容

[0004] 本发明的目的在于为解决上述问题而提供一种结构简单易于实现,计算量大大降低,可靠性和精度高的基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法。

[0005] 为此,本发明公开了一种基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法,对开关磁阻电机的非导通相注入脉冲,对导通相进行电流斩波控制,测量各相的相电流,计算出电流斜率差值,通过电流斜率差值得出三相等效电感,合成电感矢量,通过电感矢量估算转子位置角度 θ ,采用如下公式进行估算

$$[0006] \quad \theta = \frac{180}{\pi} \frac{\theta_0 + \pi}{N_r} = \frac{22.5}{\pi} (\theta_0 + \pi)$$

$$[0007] \quad \theta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{L_\beta}{L_\alpha} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}(L_b - L_c)}{L_a - \frac{1}{2}(L_b + L_c)} \right)$$

[0008] 其中, θ_0 为电感旋转角度, N_r 为转子极数, L_a 、 L_b 、 L_c 分别为三的各相电感。

[0009] 进一步的, 根据转子位置角度, 计算出转子转速。

[0010] 更进一步的, 转子转速采用以下公式进行计算

$$[0011] \quad \omega(n) = \frac{(\theta_n - \theta_{n-1}) \cdot f_t}{6}$$

[0012] 其中, θ_n 和 θ_{n+1} 为两个相邻采样周期内通过电感矢量计算得到的转子位置角度, f_t 是系统采样频率, ω 为转子速度。

[0013] 进一步的, 采用实验法获取最佳的脉冲宽度。

[0014] 进一步的, 对电流斜率差值进行数字滤波后, 再计算得出三相等效电感。

[0015] 更进一步的, 所述数字滤波采用最大值滤波法。

[0016] 本发明的有益效果:

[0017] 本发明通过对开关磁阻电机的非导通相注入脉冲, 导通相采用斩波控制, 根据相电流斜率差值得到等效电感, 从电感矢量中提取转子位置信息, 结构简单易于实现, 计算量大大降低, 易于实现实时控制, 可靠性和精度高, 鲁棒性好。

附图说明

[0018] 图1为本发明实施例的开关磁阻电机三相电感波形图;

[0019] 图2为本发明实施例的脉冲宽度与电流响应峰值表图;

[0020] 图3(a)为本发明实施例的电机运行时对空闲相注入脉冲, 导通相进行斩波控制时候的相电流波形图;

[0021] 图3(b)为本发明实施例的将相电流采样后计算得到的电流斜率差值图;

[0022] 图3(c)为本发明实施例的计算得到等效电感值图;

[0023] 图4为本发明实施例的实测转子位置与根据电感矢量估计的转子位置角波形图;

[0024] 图5为本发明实施例的转速波形图;

[0025] 图6为本发明实施例的实验平台结构图;

[0026] 图7为本发明实施例的位置辨识中断程序流程图;

[0027] 图8为本发明实施例的转速给定120r/min时实验波形;

[0028] 图9为本发明实施例的转速给定250r/min时实验波形;

[0029] 图10为本发明实施例的无位置传感器启动实验波形。

具体实施方式

[0030] 现结合附图和具体实施方式对本发明进一步说明。

[0031] 基于脉冲注入的三相开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 通过对开关磁阻电机的非导通相注入脉冲, 对导通相进行电流斩波控制, 然后测量各相的相电流, 计算出各相电

流斜率差值,再通过电流斜率差值得出三相等效电感,合成电感矢量,最后通过电感矢量估算出转子位置角度 θ ,进而计算出转子转速。本发明适用于三相开关磁阻电机的控制。下面将以三相(分别命名为a相、b相和c相)12/8结构的开关磁阻电机为例来对本发明进一步详细说明。

[0032] 对样机的非导通相注入激励脉冲,导通相采用电流斩波控制,关于脉冲的注入和电流斩波控制可以参考现有技术,此不再细说。采用单相激励电流斩波控制模式,驱动器功率管导通时,开关磁阻电机处于励磁状态,电压方程可写为:

$$[0033] \quad U_{dc} = R_j i_j + L_j(\theta) \left. \frac{di_j}{dt} \right|_{on} + i_j \frac{\partial L_j}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \dots\dots (1)$$

[0034] 当驱动器功率管关断时,电流通过续流二极管流过,电机处于退磁状态,此时电压方程可写为:

$$[0035] \quad -U_{dc} = R_j i_j + L_j(\theta) \left. \frac{di_j}{dt} \right|_{off} + i_j \frac{\partial L_j}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \dots\dots (2)$$

[0036] 式(1)和(2)中, U_{dc} , R_j , i_j 分别为开关磁阻电机的相电压,相电阻和相电流; $L_j(\theta)$ 为相电感。 $di_j/dt|_{on}$ 和 $di_j/dt|_{off}$ 分别为相电流的上升率和下降率, j 表示第 j 相, $j=a,b,c$ 。两模式下相电流和反电势的瞬时值并不相同,但是 i_j 和 $L_j(\theta)$ 变化很小, $dL(\theta)/d\theta$ 基本上不变,式(1)减去式(2)整理后可得:

$$[0037] \quad L_j(\theta) = \frac{2U_{dc}}{di_j/dt|_{on} - di_j/dt|_{off}} \dots\dots (3)$$

[0038] 综上所述,通过对样机的非导通相注入激励脉冲,导通相采用斩波控制,测量三相电流(可以采用电流传感器进行测量),计算出各相电流斜率差,然后通过式(3)可以计算出三相电感 L_a 、 L_b 和 L_c 。

[0039] 为了进一步准确地得到电感,必须考虑注入激励脉冲的持续时间 Δt ,本实施例采用实验法得到最佳的脉冲宽度。样机对于不同脉冲宽度激励,电流响应的峰值关系如图2所示。样机磁链特性饱和电流约20A,实验结果表明选择脉冲宽度为150 μ s和200 μ s比较合适,而且对应的脉冲宽度越大,电流响应峰值越大,采样的电流信息信噪比含量越高,精度越高。因而在实际系统中,选择脉冲宽度200 μ s,脉冲周期500 μ s。

[0040] 设样机的定转子凸极对齐位置为 $\theta=22.5^\circ$ 处,定子凸极和转子凹槽对齐位置为 $\theta=0^\circ$ 处,相电感的电周期为 360° ,则样机的三相电感空间波形如图1所示。由图1可知,相电感与标准正弦函数仍有些差别,但可以等效为三角函数叠加一个直流偏量,定义电感旋转角度如式(4)所示

$$[0041] \quad \theta_0 = \pi - \frac{\pi}{180} N_r \theta \dots\dots (4)$$

[0042] 其中, N_r 为转子极数, $N_r=8$,根据SRM电感解析模型,可以近似得到每相电感的数学表达式,如式(5)所示

$$[0043] \quad \begin{cases} L_c = L_0 + L_1 \cos\left(\theta_0 + \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_a = L_0 + L_1 \cos(\theta_0) \\ L_b = L_0 + L_1 \cos\left(\theta_0 - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \dots\dots (5)$$

[0044] 其中, $L_0 = (L_s + L_u)/2$ 、 $L_1 = (L_s - L_u)/2$, L_s 为转子与定子磁极对其时的相电感, L_u 为转子与定子磁极没对齐时的相电感, 由于三相开关磁阻电机相邻相绕组在空间上互差 120° 电角度, 所以三相电感可以看成相位互差 120° 的空间向量, 其合成的旋转的电感矢量 L , 如式 (6) 所示

$$[0045] \quad \mathbf{L} = L_c e^{j\frac{4}{3}\pi} + L_a e^{j0} + L_b e^{j\frac{2}{3}\pi} = \frac{3}{2} L_1 e^{j\theta_{elec}} \dots\dots (6)$$

[0046] 其中, 将合成的电感矢量 L 正交分解分解成 L_α 和 L_β 可得

$$[0047] \quad \begin{cases} L_\alpha = L_a - \frac{1}{2}(L_b + L_c) \\ L_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}(L_b - L_c) \end{cases} \dots\dots (7)$$

[0048] 以 L_α 作为基准电感, 假设 a 相电感 L_a 达到峰值时, 合成电感矢量 L 和 a 相电感 L_a 电感方向相同, 当 $\theta_0 = 0^\circ$ 时, L_a 达到最大值, 电角度 $\theta_{elec} = \pi$, 因此, θ_0 和 θ_{elec} 的关系可以表示为:

$$[0049] \quad \theta_0 = \theta_{elec} - \pi \dots\dots (8)$$

[0050] 又因为:

$$[0051] \quad \theta_{elec} = \frac{\pi}{180} N_r \theta \dots\dots (9)$$

[0052] 实际转子位置角度(机械角度)为

$$[0053] \quad \theta = \frac{180}{\pi} \frac{\theta + \pi}{N_r} = \frac{22.5}{\pi} (\theta_0 + \pi) \dots\dots (10)$$

[0054] 而空间电感的旋转角度 θ_0 为

$$[0055] \quad \theta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{L_\beta}{L_\alpha} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}(L_b - L_c)}{L_a - \frac{1}{2}(L_b + L_c)} \right) \dots\dots (11)$$

[0056] 其中, $\theta_0 \in (-\pi/2, \pi/2)$ 。

[0057] 综上所述, 通过三相电感合成电感矢量, 再通过式 (10) 和 (11) 可以计算得出转子位置角度。

[0058] 转子速度可由下式估算得到

$$[0059] \quad \omega(n) = \frac{(\theta_n - \theta_{n-1}) \cdot f_t}{6} \dots\dots (12)$$

[0060] 式中 θ_n 和 θ_{n+1} 为两个相邻采样周期内通过电感矢量法计算得到的转子位置, f_t 是系统采样频率, ω 为转子速度。

[0061] 得到转子位置角度和转子速度信息后,就可以进行SRD控制。

[0062] 为验证本发明的可行性,在MATLAB/SIMULINK软件平台搭建仿真模型,对上述方案进行验证。本实施例以18.5kW三相12/8极的SRM电机为模型,将Matlab中自带的三相SRM电机进行改进,仿真的具体参数如下:功率 $W=18.5\text{Kw}$,额定电压 $U=380\text{V}$,额定转速 $n=1000\text{r/min}$,给定转速 $n^*=200\text{r/min}$,给定转矩 $T^*=30\text{N.m}$ 。

[0063] 图3所示为采用本发明得到的电感信息仿真结果。其中图3(a)所示为电机运行时对非导通相注入脉冲,导通相进行斩波控制时候的相电流波形,图3(b)所示为将相电流采样后计算得到的电流斜率差值,进而经过滤波后由公式(3)计算得到等效电感值,如图3(c)所示。由图3可知,仿真得到的等效电感波形与理论分析吻合,故而能够通过电感矢量辨识出转子位置信息。

[0064] 图4和图5所示为给定转速200r/min,负载30N*m时,根据电感矢量得到的转子位置与转速仿真结果。其中,图4所示为开关磁阻电机实测转子位置与根据电感矢量估计的转子位置角波形。从图中可以看出,估计得到转子位置与实际转子位置相吻合,精度较高,且实现了静止启动到稳定运行状态下的跟踪。图5所示为由转子位置信息根据公式(12)计算得到的转速波形,调速系统的稳态转速达到了给定值,且稳态误差小,采用该方法得到的转子位置和转速信息能够满足调速系统的要求,验证了脉冲法用于实现无位置传感器系统的有效性和可行性。

[0065] 为验证本发明的可行性,搭建了SRD调速系统实验平台。实验平台结构图如图6所示,包括:功率变换器、微处理器控制板、驱动电路、电压电流检测、保护电路和SRM本体以及直流负载电机组成。

[0066] 功率变换器为三相不对称半桥结构,主开关器件为英飞凌的IGBT。SRM为三相12/8结构,额定转速1000r/min,额定电压380V,主控微处理器是TI公司的电机控制领域专用32位DSP控制芯片TMS2812。

[0067] 图7所示为中断流程图,首先对非导通相注入激励脉冲,利用电流传感器对电机相电流进行采样,通过AD转化后,用当前电流采样值减去上一采样周期储存的电流采样值,计算得到到各相电流斜率,然后判断电流斜率差的符号,当斜率为正时存为 $I_{P\text{slope}}$,当斜率为负时存为 $I_{N\text{slope}}$ 。用数字滤波得到电流斜率差的包络线,数字滤波选用最大值滤波方法,再计算出三相等效电感,最后通过公式(7)和(8)计算出转子位置角度。

[0068] 图8所示为开关磁阻电机调速系统的给定转速为120r/min时,采用本发明算法时,电机相电流、根据电流采样得到的电流斜率差、获取的等效相电感、根据电感信息辨识出的转子位置波形。由图可知,采用注入法时在非导通相注入脉冲,相电流中可以明显表现出来,电流斜率差波形和等效相电感波形变化趋势一致,得到的估计位置精度也较高。

[0069] 图9所示为开关磁阻电机调速系统的给定转速为250r/min时,电机a相电流波形,等效相电感波形以及转子实际位置与估计位置波形。由图可知,转子位置估计值与实际值吻合,辨识精度较高,能够满足SRD调速系统的要求,从电机相电流中可以看出电机运行平

稳,验证了脉冲注入法无位置传感器控制方法的有效性。

[0070] 图10所示为采用本发明方法,电机从静止状态启动到稳定运行时的动态波形。从图中可知,在开关磁阻电机启动瞬间电机保持静止,对三相绕组注入脉冲,通过采样三相电流,计算出电流斜率差值,得到三相等效电感进而估计出的转子初始位置,精度较高,电机运行平稳。验证了脉冲注入法无位置传感器控制方法的动态性能。

[0071] 本发明通过对开关磁阻电机的非导通相注入脉冲,导通相采用斩波控制,根据相电流斜率差值得到三相等效电感,从电感矢量中提取转子位置信息,进而可计算得到转子速度,从而实现SRD控制,结构简单易于实现,计算量大大降低,易于实现实时控制,可靠性和精度高,鲁棒性好。

[0072] 基于MATLAB/SIMULINK软件的仿真分析及硬件平台上的实验结果证明了本发明的准确性和可行性。

[0073] 尽管结合优选实施方案具体展示和介绍了本发明,但所属领域的技术人员应该明白,在不脱离所附权利要求书所限定的本发明的精神和范围内,在形式上和细节上可以对本发明做出各种变化,均为本发明的保护范围。

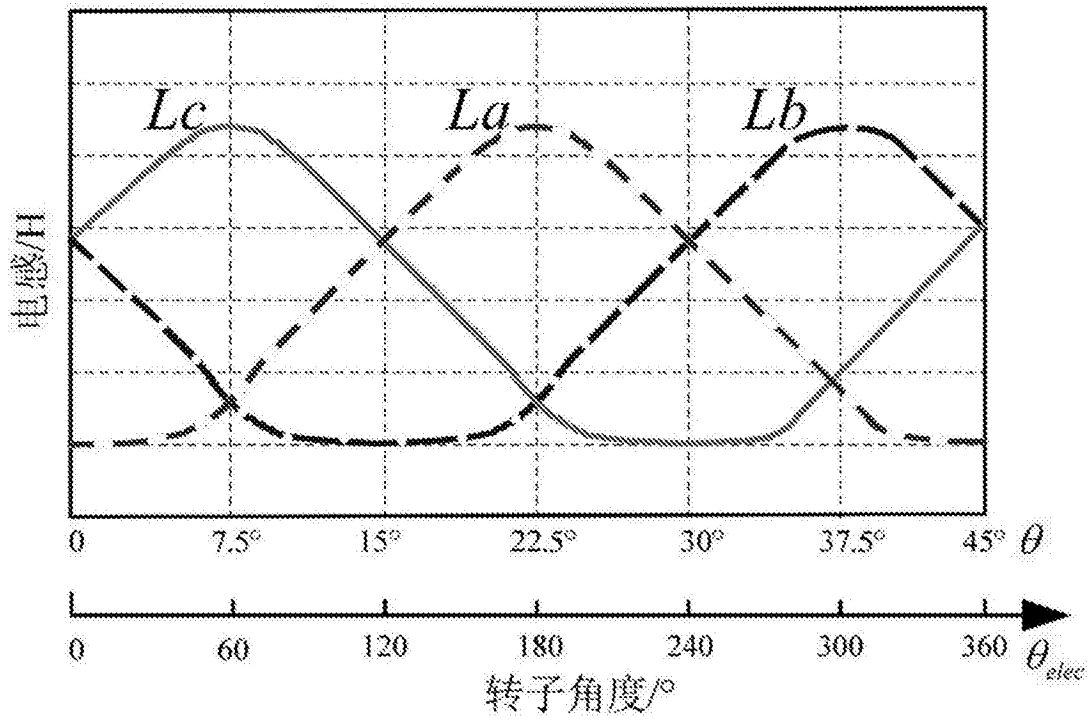


图1

脉冲宽度 (μs)	电流响应峰值 (A)
100	6.9
150	10.6
200	17.9
300	21.2

图2

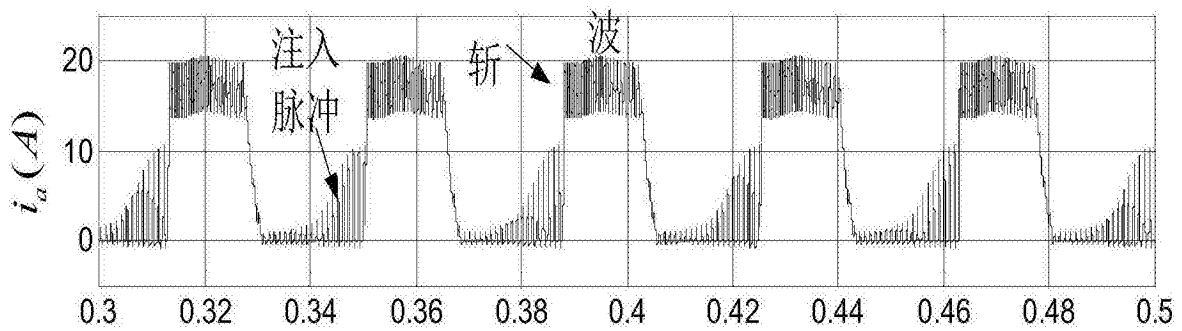


图3a

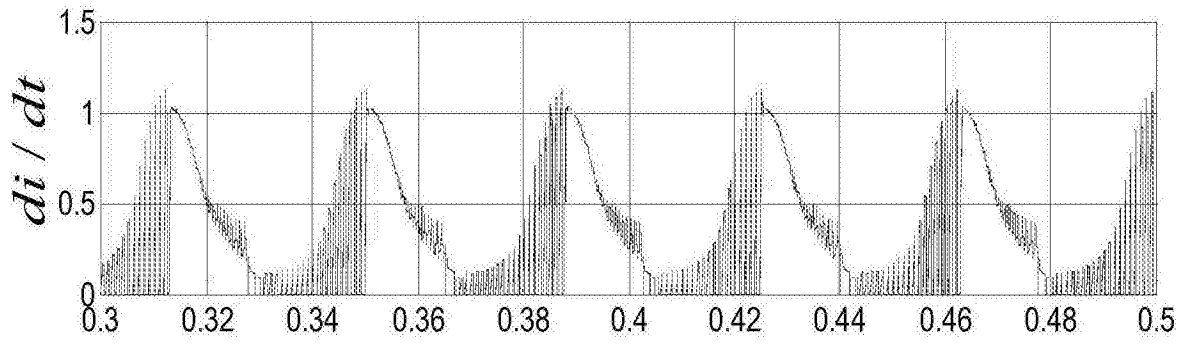


图3b

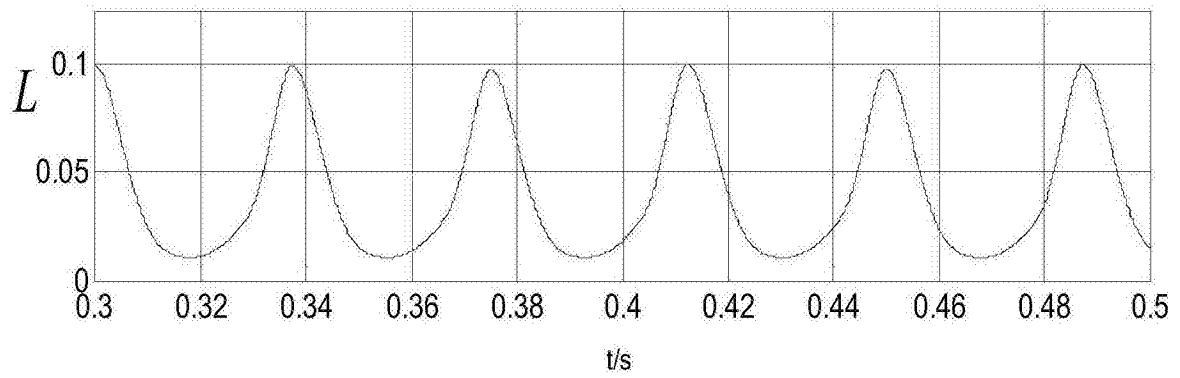


图3c

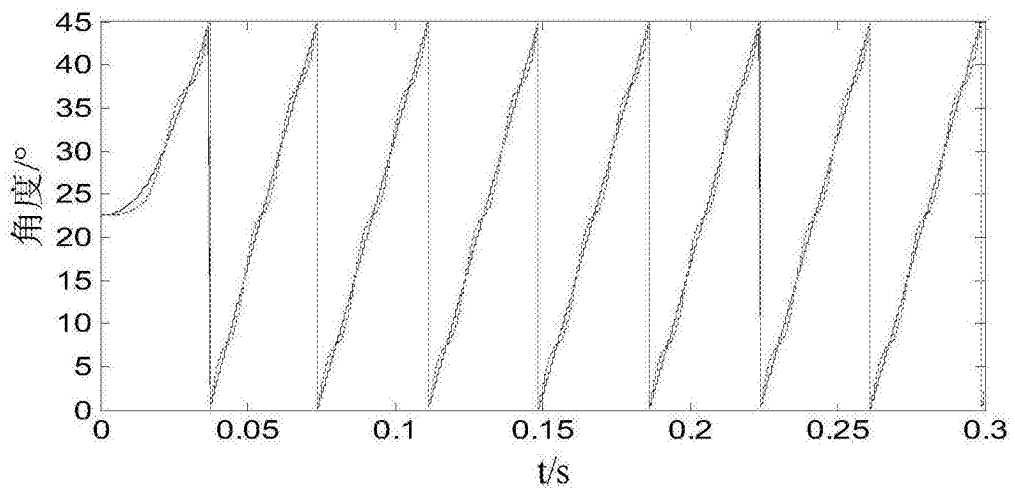


图4

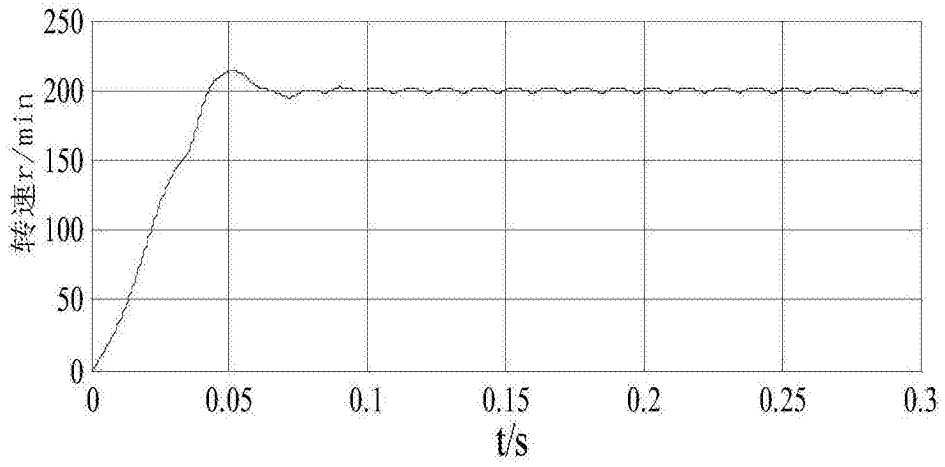


图5

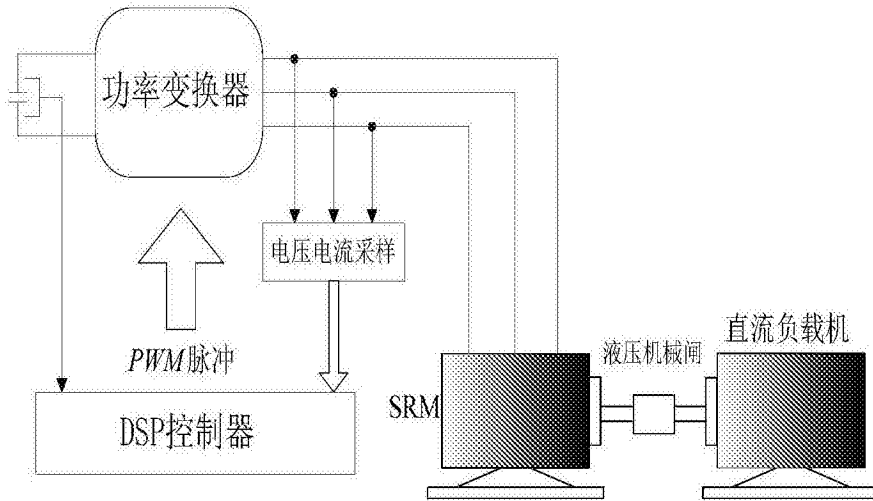


图6

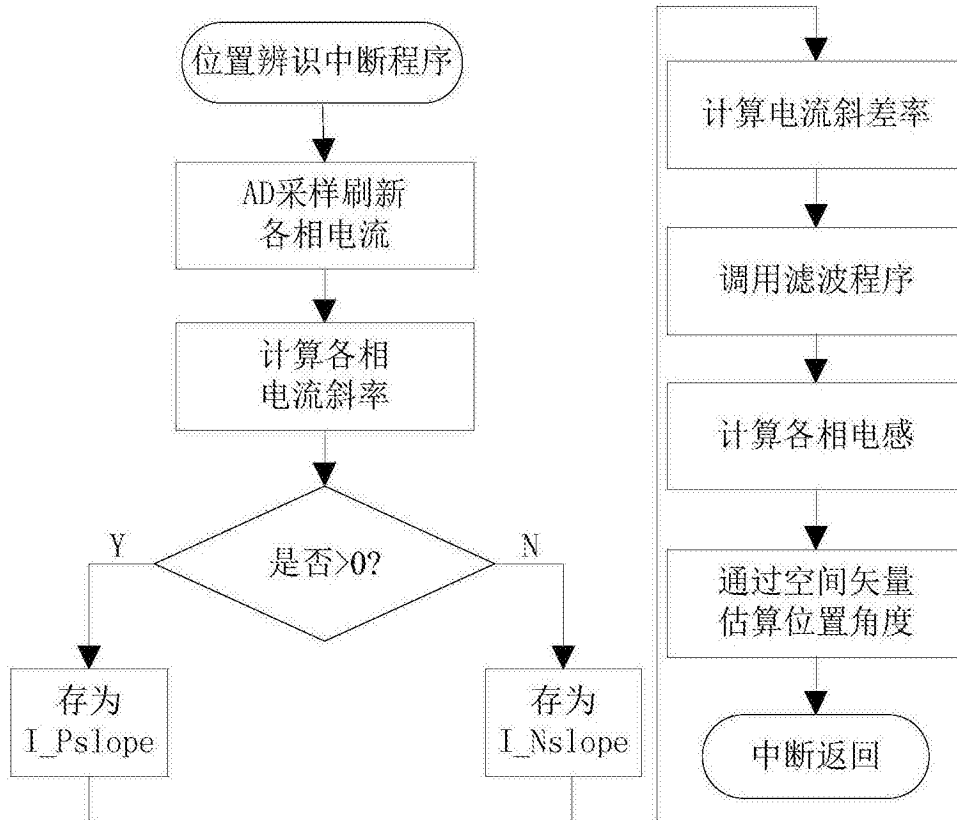


图7

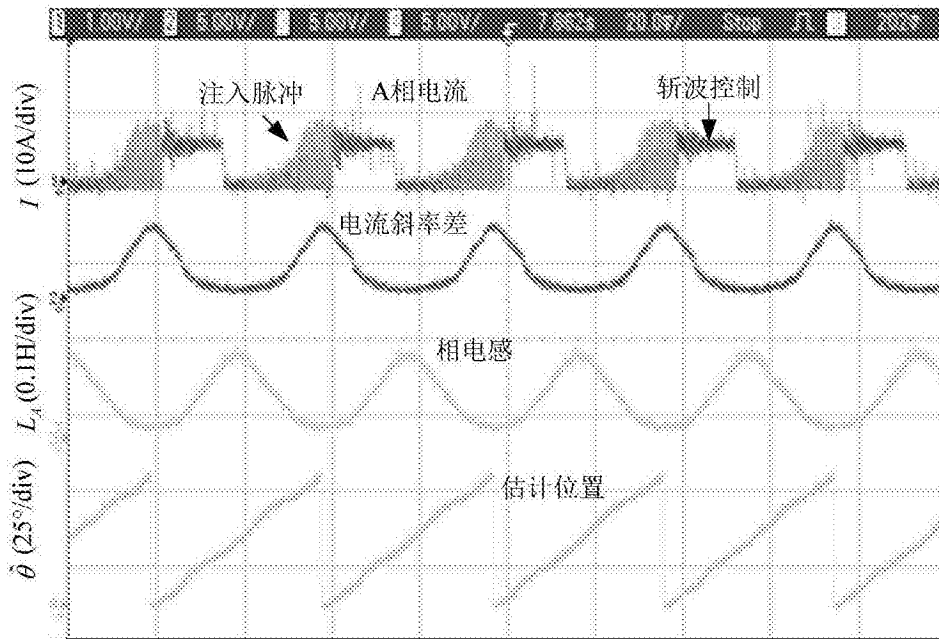


图8

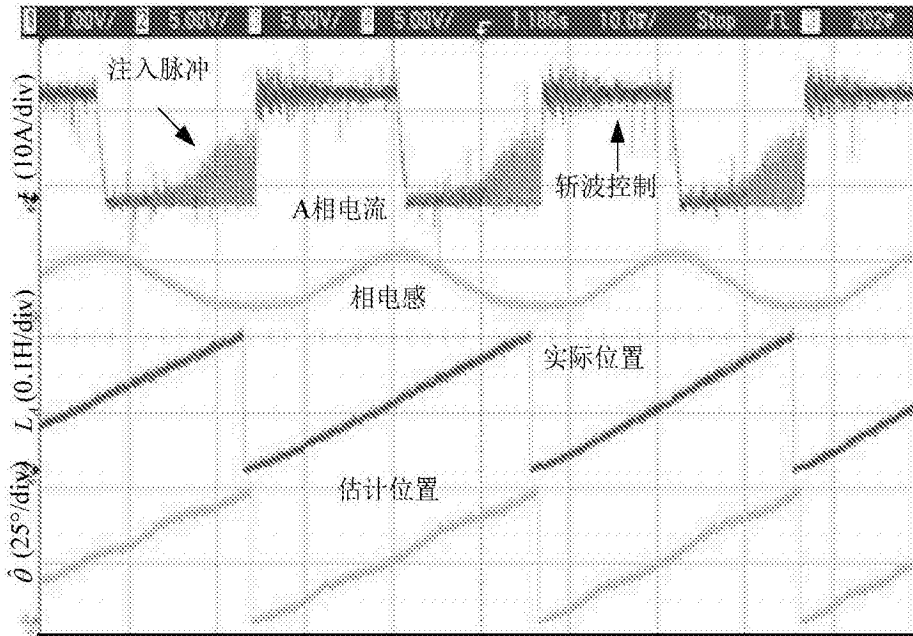


图9

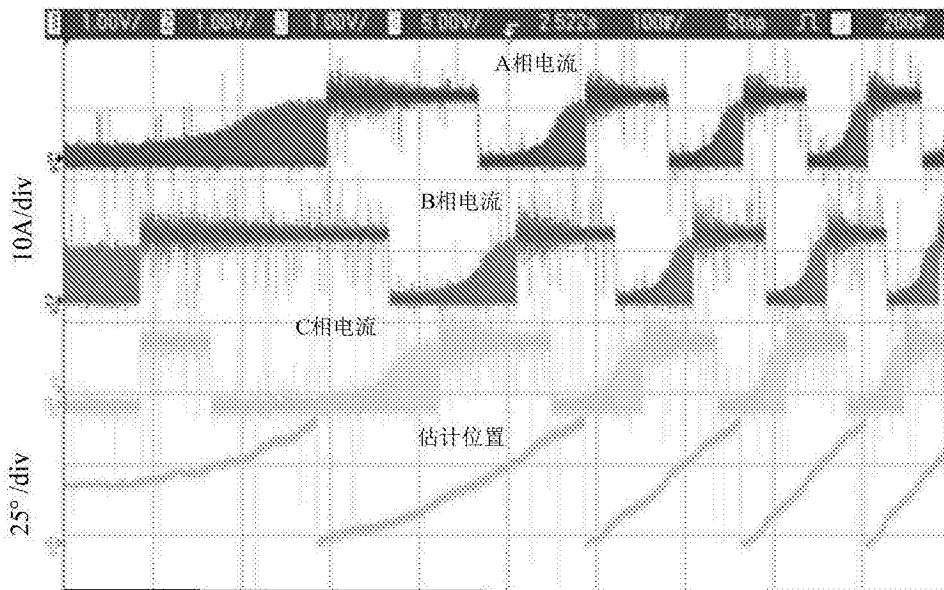


图10