



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106655942 B

(45)授权公告日 2019.08.02

(21)申请号 201710117341.0

(22)申请日 2017.03.01

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 106655942 A

(43)申请公布日 2017.05.10

(73)专利权人 合肥工业大学

地址 230009 安徽省合肥市屯溪路193号

(72)发明人 张兴 李浩源 杨淑英 谢震

杨健 李二磊 刘威

(74)专利代理机构 合肥和瑞知识产权代理事务

所(普通合伙) 34118

代理人 王挺

(51)Int.Cl.

H02P 21/14(2016.01)

H02P 21/18(2016.01)

权利要求书2页 说明书7页 附图3页

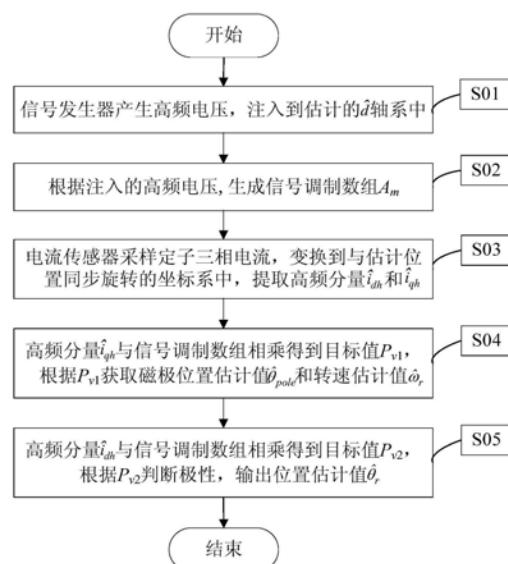
(54)发明名称

永磁同步电机无位置传感器控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种永磁同步电机无位置传感器控制方法，属于电机控制领域。本方法通过脉振高频电压信号注入，从高频电流响应中估计出电机转子的位置与转速。其步骤包括：产生高频电压信号 v_h 并注入到估计的 \hat{d} 轴系中，生成信号调制数组 A_m ；电流传感器采样定子三相电流，变换到与估计位置同步旋转的坐标系中，提取高频分量 \hat{i}_{dh} 和 \hat{i}_{qh} ；将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} ，获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$ ；将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} ，判断磁极极性，对 $\hat{\theta}_{pole}$ 补偿后输出转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 。该方法可以实现零速及低速时的位置辨识，辨识过程无需使用滤波器，提高了系统稳定性和辨识精度，改善了动态性能；根据电机功率选取饱和工作点，提高极性判断的可靠性；算法复杂度低，易于数字实现。

CN 106655942 B



1. 一种永磁同步电机无位置传感器控制方法, 其特征在于, 将脉振高频电压信号注入到电机中, 采样定子绕组电流, 从高频电流响应中估计出电机转子的位置与转速, 包括以下步骤:

步骤1, 信号发生器产生高频电压信号 v_h , 并注入到估计的 \hat{d} 轴系中, v_h 如下式所示:

$$v_h = V_h \sin(\omega_h t + \pi)$$

其中, V_h 为高频电压幅值, ω_h 为高频电压角频率, t 表示信号注入时间;

步骤2, 根据步骤1中注入的高频电压信号 v_h , 计算信号调制数组 A_m 的维数 N , 生成信号调制数组 A_m ;

步骤3, 电流传感器采样得到定子绕组电流 i_a 、 i_b 和 i_c , 变换到与估计位置同步旋转的坐标系中, 得到电流 \hat{i}_d 和 \hat{i}_q , 提取高频分量 \hat{i}_{dh} 和 \hat{i}_{qh} ;

步骤4, 将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} , 根据目标值 P_{v1} 获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$;

步骤4.1, 将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} , 第 k 个采样时刻, 目标值 P_{v1} 的计算式为:

$$P_{v1}(k) = \hat{i}_{qh}(k) \cdot A_m(k)$$

其中, k 为采样时刻, k 的取值范围为 $[1, N]$, N 为信号调制数组 A_m 的维数, $P_{v1}(k)$ 表示 k 时刻的目标值, $\hat{i}_{qh}(k)$ 表示 k 时刻的电流值, $A_m(k)$ 为 k 时刻的信号调制数组值;

步骤4.2, 将目标值 P_{v1} 输入位置观测器;

步骤4.3, 经过位置观测器调节, 使 P_{v1} 收敛到0, 获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$;

步骤5, 将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} , 根据目标值 P_{v2} 判断磁极极性, 对 $\hat{\theta}_{pole}$ 补偿后输出转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 。

2. 根据权利要求1所述的一种永磁同步电机无位置传感器控制方法, 其特征在于, 步骤2所述的生成信号调制数组 A_m 包括以下步骤:

(1) 计算信号调制数组 A_m 的维数 N , N 的计算式为:

$$N = \frac{T_h}{T_s}$$

其中, T_s 为采样周期, T_h 为高频电压周期;

(2) 在一个高频电压周期 T_h 内, 生成信号调制数组 A_m , 第 k 个采样时刻, 信号调制数组值 $A_m(k)$ 的计算式为:

$$A_m(k) = \frac{1}{\cos(2(k-1)\pi/N)}$$

k 为采样时刻, k 的取值范围为 $[1, N]$ 。

3. 根据权利要求1所述的一种永磁同步电机无位置传感器控制方法,其特征在于,所述的位置观测器选自锁相环观测器或龙伯格观测器。

4. 根据权利要求1所述的一种永磁同步电机无位置传感器控制方法,其特征在于,步骤5所述的获取转子位置估计值包括以下步骤:

步骤5.1,将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} ,第k个采样时刻,目标值 P_{v2} 的计算式为:

$$P_{v2}(k) = \hat{i}_{dh}(k) \cdot A_m(k)$$

其中,k为采样时刻,k的取值范围为[1,N],N为信号调制数组 A_m 的维数, $P_{v2}(k)$ 表示k时刻的目标值, $\hat{i}_{dh}(k)$ 表示k时刻的电流值, $A_m(k)$ 为k时刻的信号调制数组值;

步骤5.2,将目标值 P_{v2} 变换到与磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 同步旋转的坐标系中,令d轴基频分量指令值为0,计算一个高频电压周期 T_h 内目标值的平均值 \bar{P}_{v2} ;

$$\bar{P}_{v2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_{v2}(k)$$

步骤5.3,令d轴基频分量指令值为 $0.4i_{sn}$, i_{sn} 为电机额定电流,计算一个高频电压周期 T_h 内目标值的平均值 \bar{P}'_{v2} ;

$$\bar{P}'_{v2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_{v2}(k)$$

步骤5.4,若 $\bar{P}_{v2} > \bar{P}'_{v2}$,则转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 为 $\hat{\theta}_{pole} + \pi$,否则 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{pole}$,其中 $\hat{\theta}_{pole}$ 为磁极位置估计值。

永磁同步电机无位置传感器控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及永磁同步电机无位置传感器控制算法,属于电机控制领域。

背景技术

[0002] 永磁同步电机在电动汽车、风电和伺服领域得到广泛应用,这是由于其具有功率密度大、效率高和运行性能优良等优点。要实现电驱动系统高性能的矢量控制,必须准确获得电机转子的位置信息。采用光电编码器或旋转变压器可以检测位置,但是机械传感器增大了系统成本和故障风险,因此无位置传感器算法的研究具有重要意义。

[0003] 永磁同步电机转子位置辨识算法主要分为两类,一是利用电机反电势,二是利用电机凸极性或饱和凸极性。电压模型法、模型参考自适应、滑模控制和扩展卡尔莫滤波器等属于利用电机反电势的方法,但这类方法受电机参数影响,并且不适用于零速或低速辨识。信号注入法利用了电机凸极性或饱和凸极性,可以实现零度和低速位置辨识,并且不受电机参数的影响,易于工程实现。

[0004] 2003年IEEE文献“Sensorless Drive of Surface Mounted Permanent Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnetic saliency”(“基于磁饱和高频信号注入的表贴式永磁电机无位置传感器运行”——2003年IEEE工业应用期刊),提出向电机估计的d轴注入高频电压信号,提取q轴高频电流,并与一个同频率的正弦调制信号相乘,经过低通滤波器得到位置误差信号,再通过梯度控制器输出转子位置。该方法比旋转高频注入法实施简单,辨识精度高,但梯度控制器增大了估计值的脉动。中国发明专利CN 102843091 A于2012年12月26日公布的《一种永磁同步电机转子初始位置的判断方法》,向估计的d轴注入脉振高频信号,利用PI控制器调节误差信号得到初次估计值,再注入一个正方向扰动信号判断磁极极性。中国发明专利CN 103986395,在脉振高频注入法实现初次位置估计的基础上,从电流响应中提取二倍频进行极性判断。然而,现有的脉振高频注入法估计转子位置具有以下缺点:

[0005] 1) 将高频正弦信号作为调制信号,再使用低通滤波器提取直流量,然而滤波器的阶次、系数以及截止频率会影响位置观测系统的稳定性和动态性,降低辨识精度;

[0006] 2) 高频饱和分量判断极性的方法信噪比低,可能导致误判;采用电压脉冲注入法判断极性,需要额外注入信号;

[0007] 3) 算法较为复杂,不易于工程实现。

发明内容

[0008] 本发明要解决的技术问题为针对永磁同步电机零速及低速位置辨识中,存在的动静态性能差、可靠性低和算法复杂的问题,提供了一种永磁同步电机无位置传感器控制方法,将脉振高频电压信号注入到电机中,采样定子绕组电流,从高频电流响应中估计出电机转子的位置与转速。

[0009] 本发明的目的是这样实现的。本发明提供了一种永磁同步电机无位置传感器控制

方法,包括以下步骤:

[0010] 步骤1,信号发生器产生高频电压信号 v_h ,并注入到估计的 \hat{d} 轴系中, v_h 如下式所示:

$$[0011] v_h = V_h \sin(\omega_h t + \pi)$$

[0012] 其中, V_h 为高频电压幅值, ω_h 为高频电压角频率, t 表示信号注入时间;

[0013] 步骤2,根据步骤1中注入的高频电压信号 v_h ,计算信号调制数组 A_m 的维数 N ,生成信号调制数组 A_m ;

[0014] 步骤3,电流传感器采样得到定子绕组电流 i_a 、 i_b 和 i_c ,变换到与估计位置同步旋转的坐标系中,得到电流 \hat{i}_d 和 \hat{i}_q ,提取高频分量 \hat{i}_{dh} 和 \hat{i}_{qh} ;

[0015] 步骤4,将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} ,根据目标值 P_{v1} 获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$;

[0016] 步骤5,将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} ,根据目标值 P_{v2} 判断磁极极性,对 $\hat{\theta}_{pole}$ 补偿后输出转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 。

[0017] 优选地,步骤2所述的生成信号调制数组 A_m 包括以下步骤:

[0018] (1)计算信号调制数组 A_m 的维数 N , N 的计算式为,

$$[0019] N = \frac{T_h}{T_s}$$

[0020] 其中, T_s 为采样周期, T_h 为高频电压周期;

[0021] (2)在一个高频电压周期 T_h 内,生成信号调制数组 A_m ,第 k 个采样时刻,信号调制数组值 $A_m(k)$ 的计算式为:

$$[0022] A_m(k) = \frac{1}{\cos(2(k-1)\pi/N)}$$

[0023] k 为采样时刻, k 的取值范围为 $[1, N]$ 。

[0024] 优选地,步骤4所述的获取磁极位置估计值与转速估计值包括以下步骤:

[0025] (1)将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} ,第 k 个采样时刻,目标值 P_{v1} 的计算式为:

$$[0026] P_{v1}(k) = \hat{i}_{qh}(k) \cdot A_m(k)$$

[0027] 其中, k 为采样时刻, k 的取值范围为 $[1, N]$, N 为信号调制数组 A_m 的维数, $P_{v1}(k)$ 表示 k 时刻的目标值, $\hat{i}_{qh}(k)$ 表示 k 时刻的电流值, $A_m(k)$ 为 k 时刻的信号调制数组值;

[0028] (2)将目标值 P_{v1} 输入位置观测器;

[0029] (3)经过位置观测器调节,使 P_{v1} 收敛到0,获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$ 。

[0030] 更进一步,所述的位置观测器选自锁相环观测器或龙伯格观测器。

[0031] 优选地,步骤5所述的获取转子位置估计值包括以下步骤:

[0032] (1) 将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} ，第 k 个采样时刻，目标值 P_{v2} 的计算式为：

$$[0033] P_{v2}(k) = \hat{i}_{dh}(k) \cdot A_m(k)$$

[0034] 其中， k 为采样时刻， k 的取值范围为 $[1, N]$ ， N 为信号调制数组 A_m 的维数， $P_{v2}(k)$ 表示 k 时刻的目标值， $\hat{i}_{dh}(k)$ 表示 k 时刻的电流值， $A_m(k)$ 为 k 时刻的信号调制数组值；

[0035] (2) 将目标值 P_{v2} 变换到与磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 同步旋转的坐标系中，令 d 轴基频分量指令值为 0，计算一个高频电压周期 T_h 内目标值的平均值 \bar{P}_{v2} ；

$$[0036] \bar{P}_{v2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_{v2}(k)$$

[0037] (3) 令 d 轴基频分量指令值为 $0.4i_{sn}$ ， i_{sn} 为电机额定电流，计算一个高频电压周期 T_h 内目标值的平均值 \bar{P}'_{v2} ；

$$[0038] \bar{P}'_{v2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_{v2}(k)$$

[0039] (4) 若 $\bar{P}_{v2} > \bar{P}'_{v2}$ ，则转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 为 $\hat{\theta}_{pole} + \pi$ ，否则 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{pole}$ ，其中 $\hat{\theta}_{pole}$ 为磁极位置估计值。

[0040] 与现有技术比较，本发明的有益效果如下：

[0041] 1) 针对估计的 q 轴电流分量采用直接信号调制方式，无需使用低通滤波器，提高了位置观测系统的稳定性和稳态精度，改善了动态性能；

[0042] 2) 利用估计的 d 轴电流分量判断极性，充分利用了高频电流响应，无需注入额外信号；电机饱和工作点根据功率选取，增加了极性判断的可靠性；

[0043] 3) 该方法的复杂度较低，易于数字实现。

附图说明

[0044] 图 1 为本发明方法的实施流程图。

[0045] 图 2 为电机静止坐标系、同步旋转坐标系和估计的同步旋转坐标系关系图。

[0046] 图 3 为本发明方法的电路原理图。

[0047] 图 4 为采用本发明方法估计位置与转速的结构图。

[0048] 图 5 为采用本发明方法进行初始位置估计的波形，电机真实位置为 300° 。

[0049] 图 6 为电机以 20Hz 运行时，采用传统方法的相电流与位置估计偏差波形。

[0050] 图 7 为电机以 20Hz 运行时，采用本发明方法的相电流与位置估计偏差波形。

具体实施方式

[0051] 下面结合附图，来说明本发明的具体实施方式。

[0052] 图 1 为本发明方法流程图，由该图可见，本发明包括如下步骤。

[0053] 步骤 1 (S01)，信号发生器产生高频电压信号 v_h ，并注入到估计的 \hat{d} 轴系中， v_h 如下

式所示：

[0054] $v_h = V_h \sin(\omega_h t + \pi)$

[0055] 其中, V_h 为高频电压幅值, ω_h 为高频电压角频率, t 表示信号注入时间。

[0056] 步骤2(S02), 根据步骤1中注入的高频电压信号 v_h , 计算信号调制数组 A_m 的维数 N , 生成信号调制数组 A_m 。

[0057] 步骤3(S03), 电流传感器采样得到定子绕组电流 i_a 、 i_b 和 i_c , 变换到与估计位置同步旋转的坐标系中, 得到电流 \hat{i}_d 和 \hat{i}_q , 提取高频分量 \hat{i}_{dh} 和 \hat{i}_{qh} 。

[0058] 步骤4(S04), 将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} , 根据目标值 P_{v1} 获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$ 。

[0059] 步骤5(S05), 将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} , 根据目标值 P_{v2} 判断磁极极性, 对 $\hat{\theta}_{pole}$ 补偿后输出转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 。

[0060] 需要注意的是, 实现电机零速状态下的初始位置估计, 需要执行步骤S01-S05; 实现电机低速运行时的位置估计, 在已完成初始位置估计的基础上, 需要执行步骤S01-S04。

[0061] 坐标变换关系如图2所示, 以电机定子绕组A相、B相和C相为轴线建立三相静止坐标系。规定A相轴线为零位参考轴, 并以此轴为 α 轴, 沿逆时针方向超前 90° 为 β 轴, 建立两相 α 、 β 坐标系。取永磁体励磁磁场轴线为 d 轴, 沿逆时针方向超前 90° 为 q 轴, 建立两相旋转坐标系 $d-q$ 。 d 轴与 α 轴的夹角为转子的位置角 θ_r 。 $\hat{d}-\hat{q}$ 为估计的两相旋转坐标系, \hat{d} 与 α 轴的夹角为估计位置角 $\hat{\theta}_r$ 。当 $\hat{\theta}_r = \theta_r$ 时, $\hat{d}-\hat{q}$ 与 $d-q$ 重合, \hat{d} 轴与永磁体磁场轴系重合。

[0062] 图3为采用本发明方法的电路原理图。向电机估计的 \hat{d} 轴系注入高频电压信号 v_h , 高频分量叠加基频分量再经过坐标变换得到调制电压 u_a 和 u_β , 坐标变换角度为估计位置角 $\hat{\theta}_r$ 。采用空间矢量调制(SVPWM)产生IGBT的开关信号, 直流侧电压 U_{dc} 经过电压源逆变器(VSI)作用产生三相交流电驱动电机。采用电流传感器采样定子A相、B相电流, 进而得到三相电流 i_a 、 i_b 和 i_c , 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系中得到 i_α 和 i_β 。将 i_α 和 i_β 变换到两相旋转坐标系中得到 \hat{i}_d 和 \hat{i}_q , 坐标变换角度为估计位置角 $\hat{\theta}_r$ 。提取基频分量 i_{db} 、 i_{qb} 作为PI调节器的反馈量, 提取高频分量 i_{dh} 、 i_{qh} 估计出转子位置 $\hat{\theta}_r$ 及转速 $\hat{\omega}_r$ 。

[0063] 图4为实现转速与位置估计的原理图。高频分量 i_{qh} 与信号调制数组 A_m 的相乘得到目标值 P_{v1} 。 P_{v1} 作为锁相环的输入, 锁相环由PI调节器和积分器组成, PI调节器输出估计的转速 $\hat{\omega}_r$, 再经过积分器输出估计的磁极位置 $\hat{\theta}_{pole}$ 。高频分量 i_{dh} 与信号调制数组 A_m 的相乘得到目标值 P_{v2} 。改变电流基值的给定值, 分别计算两个高频周期内的 P_{v2} 平均值, 得到 \bar{P}_{v2} 与 \bar{P}'_{v2} 。若 $\bar{P}_{v2} > \bar{P}'_{v2}$, 估计的转子位置 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{pole} + \pi$, 否则 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{pole}$ 。

[0064] 注意事项: 本发明中提及的所有角度均为电角度。

[0065] 以一台50kW永磁同步电机为例具体说明该方法的实施方式。开关频率为8.4kHz,

直流侧电压为540V。电机额定功率为50kW,额定电压为366V,额定电流为111A,额定转矩为500Nm,额定转速为950rpm,极对数为6。

[0066] 实现电机零速状态下的初始位置估计包括以下步骤:

[0067] 步骤1,信号发生器产生高频电压信号 v_h ,并注入到估计的 \hat{d} 轴系中, v_h 如下式所示:

$$[0068] v_h = V_h \sin(\omega_h t + \pi)$$

[0069] 其中, V_h 为高频电压幅值,选取为 $\frac{0.2U_{dc}}{\sqrt{3}}$ V, ω_h 为高频电压角频率, $\omega_h = 2\pi f_h$, f_h 为频率值,选取为400Hz,t表示信号注入时间。

[0070] 步骤2,根据步骤1中注入的高频电压信号 v_h ,计算信号调制数组 A_m 的维数N,生成信号调制数组 A_m 。

[0071] 具体的,信号调制数组 A_m 的生成包括以下步骤:

[0072] (1)计算信号调制数组 A_m 的维数N,N的计算式为,

$$[0073] N = \frac{T_h}{T_s}$$

[0074] 其中, T_s 为采样周期, T_h 为高频电压周期。本实施例中,由于 $T_s = 2.5\mu s$, $T_h = 0.119\mu s$,计算得到 $N = 21$ 。

[0075] (2)在一个高频电压周期 T_h 内,生成信号调制数组 A_m ,第k个采样时刻,信号调制数组值 $A_m(k)$ 的计算式为:

$$[0076] A_m(k) = \frac{1}{\cos(2(k-1)\pi/N)}$$

[0077] k为采样时刻。当k=N+1时,重新令k=1,因此k的取值范围为[1,N]。本实施例中N=21,因此 A_m 为:

[0078] [1, 1.05, 1.2, 1.6, 2.74, 13.4, -4.5, -2, -1.36, -1.1, -1.01, -1.01, -1.1, -1.36, -2, -4.5, 13.4, 2.74, 1.6, 1.2, 1.05, 1]

[0079] 步骤3,电流传感器采样得到定子绕组电流 i_a 、 i_b 和 i_c ,变换到与估计位置同步旋转的坐标系中,得到电流 \hat{i}_d 和 \hat{i}_q ,提取高频分量 \hat{i}_{dh} 和 \hat{i}_{qh} ,其表达式为:

$$[0080] \hat{i}_{dh} = \frac{V_h \sin \omega_h t}{\omega_h (L_0^2 - L_1^2)} \left[L_0 - L_1 \cos(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r) \right]$$

$$[0081] \hat{i}_{qh} = \frac{V_h \sin \omega_h t}{\omega_h (L_0^2 - L_1^2)} \left[L_1 \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r) \right]$$

[0082] 其中, $L_0 = (L_d + L_q) / 2$, $L_1 = (L_d - L_q) / 2$, L_d 与 L_q 分别表示直轴和交轴电感。

[0083] 步骤4,将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} ,根据目标值 P_{v1} 获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$ 。

[0084] 具体包括以下步骤:

[0085] (1) 将 \hat{i}_{qh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v1} , 第 k 个采样时刻, 目标值 P_{v1} 的计算式为:

$$[0086] P_{v1}(k) = \hat{i}_{qh}(k) \cdot A_m(k)$$

[0087] 其中, k 为采样时刻, k 的取值范围为 $[1, N]$, N 为信号调制数组 A_m 的维数, $P_{v1}(k)$ 表示 k 时刻的目标值, $\hat{i}_{qh}(k)$ 表示 k 时刻的电流值, $A_m(k)$ 为 k 时刻的信号调制数组值。 P_{v1} 的表达式为:

$$[0088] P_{v1} = \frac{V_h L_1 \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r)}{\omega_h (L_0^2 - L_1^2)} \approx K(\theta_r - \hat{\theta}_r)$$

[0089] 其中, K 为与注入高频信号无关的常数值。

[0090] (2) 将目标值 P_{v1} 输入位置观测器。本实施例选择的位置观测器包括锁相环和龙伯格观测器。

[0091] (3) 经过位置观测器调节, 使 P_{v1} 收敛到 0, 获取磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 及转速估计值 $\hat{\omega}_r$ 。

[0092] 步骤 5, 将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} , 根据目标值 P_{v2} 判断磁极极性, 对 $\hat{\theta}_{pole}$ 补偿后输出转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 。

[0093] 具体包括以下步骤:

[0094] (1) 将 \hat{i}_{dh} 与信号调制数组 A_m 相乘得到目标值 P_{v2} , 第 k 个采样时刻, 目标值 P_{v2} 的计算式为:

$$[0095] P_{v2}(k) = \hat{i}_{dh}(k) \cdot A_m(k)$$

[0096] 其中, k 为采样时刻, k 的取值范围为 $[1, N]$, N 为信号调制数组 A_m 的维数, $P_{v2}(k)$ 表示 k 时刻的目标值, $\hat{i}_{dh}(k)$ 表示 k 时刻的电流值, $A_m(k)$ 为 k 时刻的信号调制数组值。 P_{v2} 的表达式为:

$$[0097] P_{v2} = \frac{V_h [L_0 - L_1 \cos(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r)]}{\omega_h (L_0^2 - L_1^2)} = \frac{V_h}{\omega_h (L_0 + L_1)} = \frac{V_h}{\omega_h L_d}$$

[0098] 从表达式可知, P_{v2} 与直轴电感 L_d 成反比例关系。

[0099] (2) 将目标值 P_{v2} 变换到与磁极位置估计值 $\hat{\theta}_{pole}$ 同步旋转的坐标系中, 令 d 轴基频分量指令值为 0, 计算一个高频电压周期 T_h 内目标值的平均值 \bar{P}_{v2} ;

$$[0100] \bar{P}_{v2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_{v2}(k)$$

[0101] (3) 令 d 轴基频分量指令值为 $0.4i_{sn}$, i_{sn} 为电机额定电流, 计算一个高频电压周期 T_h 内目标值的平均值 \bar{P}'_{v2} ;

$$[0102] \quad \bar{P}'_{v2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_{v2}(k)$$

[0103] (4) 若 $\bar{P}_{v2} > \bar{P}'_{v2}$, 则转子位置估计值 $\hat{\theta}_r$ 为 $\hat{\theta}_{pole} + \pi$, 否则 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{pole}$, 其中 $\hat{\theta}_{pole}$ 为磁极位置估计值。

[0104] 图5为采用本发明方法估计转子初始位置的波形, 电机真实位置为300°。初始位置估计分为两步完成: 第一步, 由目标值 P_{v1} 得到磁极位置, 估计结果为119.8°; 第二步, 由目标值 P_{v2} 判断磁极极性。改变电流基值的给定值, 分别计算两个高频周期内 P_{v2} 的平均值, 得到 \bar{P}_{v2} 与 \bar{P}'_{v2} 。由于 $\bar{P}_{v2} > \bar{P}'_{v2}$, 因此补偿180°后得到估计的位置角为299.8°。电机处于其他位置时仍可以准确估计, 证明本发明方法具有较高的精度和可靠性。

[0105] 为了验证本发明方法的有效性, 与高频正弦信号调制+低通滤波器的方法(中国发明专利CN 102843091 A于2012年12月26日公布的《一种永磁同步电机转子初始位置的判断方法》)进行了对比。当电机旋转频率为20Hz, 注入400Hz的高频电压信号。采用传统的高频正弦信号调制+低通滤波器方案时, 位置观测器的PI值需要慎重选取和反复试凑, 否则极易造成位置观测系统的不稳定, 同时也会对动态性和稳态精度产生影响。图6为选择一组较优的PI参数值得到的波形, 相电流呈现周期脉动, 脉动的外包络线与转速频率一致。估计的位置偏差衰减速度较慢, 若增加位置观测带宽, 又会带来不稳定问题。图7为采用本发明方法的波形, 由于采用了直接信号调制, 无需滤波器, PI参数的可选域较大, 系统稳定性得到提高; 估计的位置偏差收敛较快, 稳态偏差在2°以内, 说明动态性能好和稳态精度高。

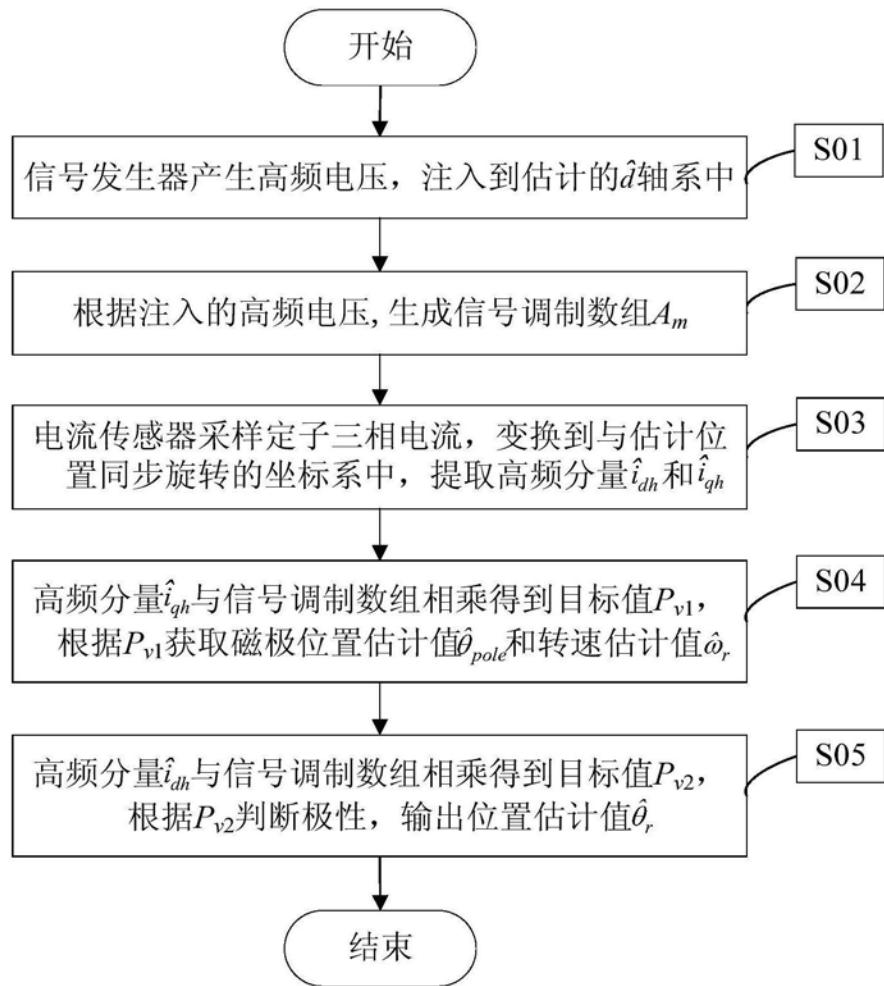


图1

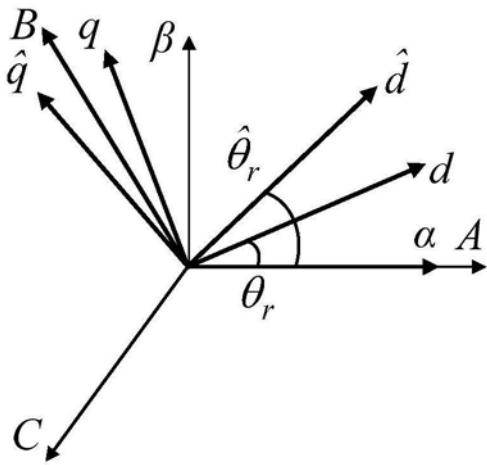


图2

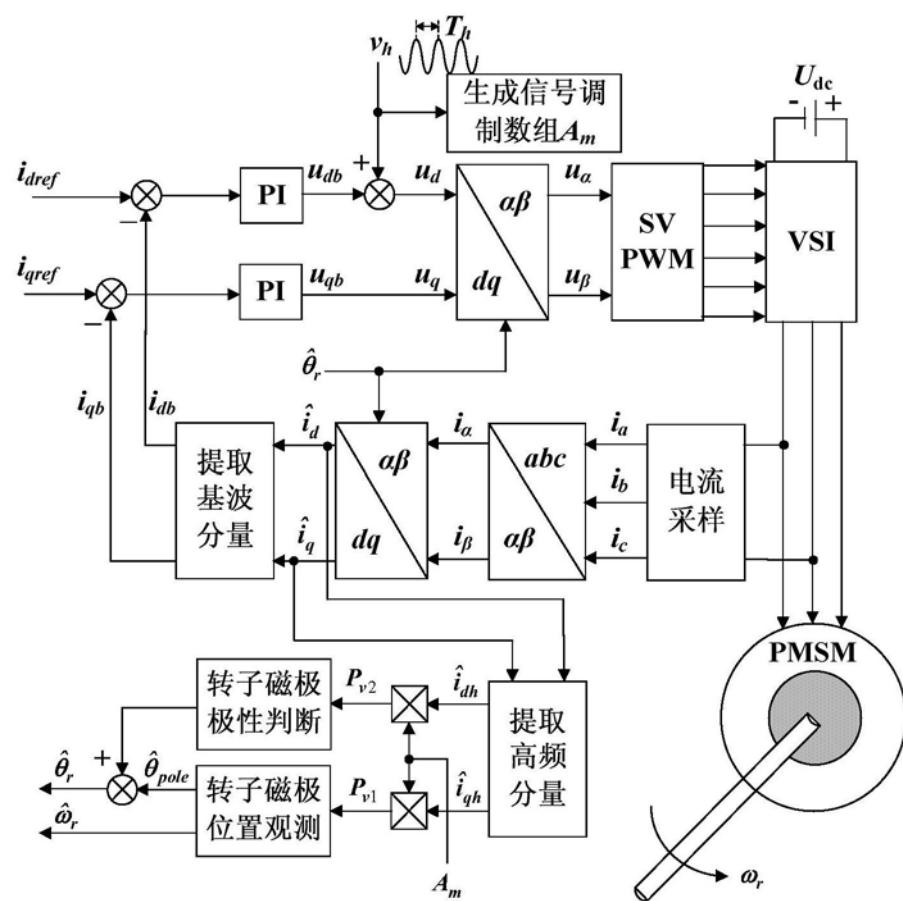


图3

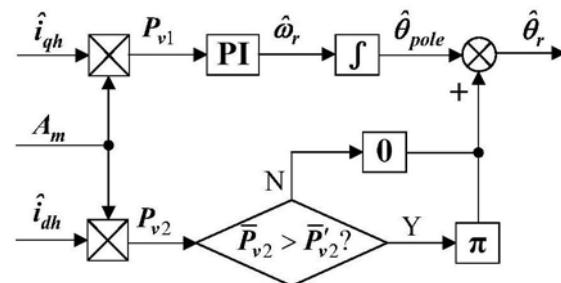


图4

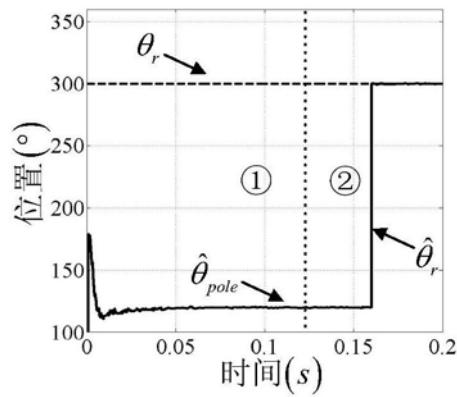


图5

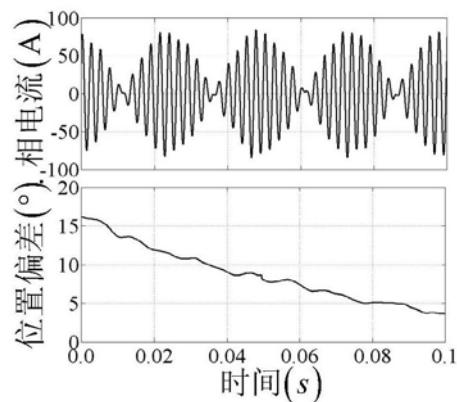


图6

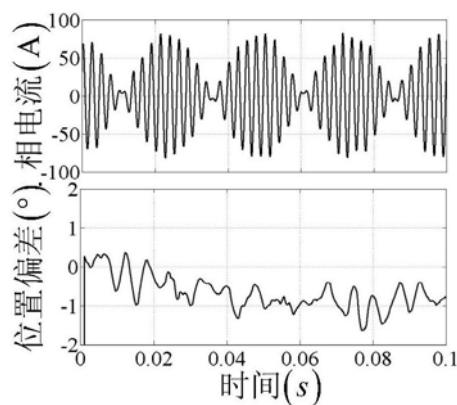


图7