



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102624322 B

(45) 授权公告日 2015. 05. 13

(21) 申请号 201210094574. 0

(22) 申请日 2012. 04. 01

(73) 专利权人 杭州洲钜电子科技有限公司

地址 311122 浙江省杭州市余杭区闲林镇闲
兴路 31 号

(72) 发明人 杨阳 李岩 徐世文

(74) 专利代理机构 杭州华知专利事务所 33235

代理人 张德宝

(51) Int. Cl.

H02P 21/14(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 102362424 A, 2012. 02. 22, 说明书.

CN 101789746 A, 2010. 07. 28, 全文.

JP 特开 2011-193726 A, 2011. 09. 29, 全文.

EP 2293430 A1, 2011. 03. 09, 全文.

审查员 黄文

权利要求书2页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

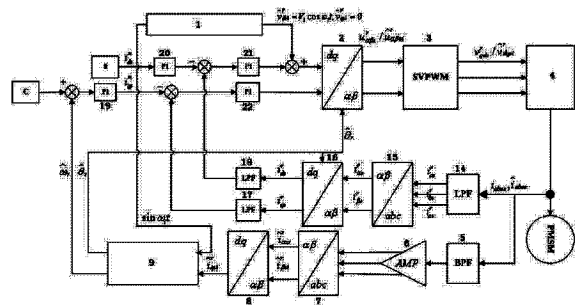
无位置传感器电机控制系统及控制方法

(57) 摘要

本发明涉及一种不需位置传感器即可测知电机内部信号的无位置传感器的电机控制系统及控制方法。在该无位置传感器电机控制系统中,高频电压信号注入单元向同步旋转 d-q 坐标系中的

d 轴注入高频电压信号
$$\begin{cases} \hat{v}_{dsi}^r = V_i \cos \omega_i t \\ \hat{v}_{qsi}^r = 0 \end{cases}$$
 电压信

号 \hat{v}_{dsi}^r 通过 Park 逆变换单元得到静止坐标系上的电压矢量 $\hat{v}_{\alpha\beta s}^r$, $\hat{v}_{\alpha\beta s}^r$ 通过空间电压矢量脉宽调制算法生成功率器件脉宽信号;根据所述功率器件脉宽信号产生三相电流 i_{abc}^r 和高频注入信号 $\hat{i}_{abc si}^r$, 利用带通滤波器将三相电流 i_{abc}^r 信号滤除后保留高频注入信号 $\hat{i}_{abc si}^r$;高频注入信号 $\hat{i}_{abc si}^r$ 依次进行 Clarke 变换和 Park 变换, 得到电流 $\hat{i}_{dq si}^r$, 电流 $\hat{i}_{dq si}^r$ 通过转子位置观测器单元进行信号处理获得转子的位置和速度。本发明简化了电机系统内部结构, 大大降低电机控制系统的成本, 提高电机的稳定性。



1. 一种无位置传感器电机控制系统,其特征在于,包括:

高频电压信号注入单元,用于向同步旋转 d-q 坐标系中的 d 轴注入高频电压信号

$$\begin{cases} \hat{v}_{dsi}^r = V_i \cos \omega_i t; \\ \hat{v}_{qsi}^r = 0 \end{cases}$$

Park 逆变换单元,用于接收 d 轴注入的电压信号 \hat{v}_{dsi}^r 并利用 Park 逆变换得到静止坐标系上的电压矢量 $\hat{v}_{\alpha\beta s}^r$, 其中 \hat{v}_{qsi}^r 为 0;

空间电压矢量脉宽调制算法单元,用于根据所述电压矢量 $\hat{v}_{\alpha\beta s}^r$, 采用空间电压矢量脉宽调制算法生成功率器件脉宽信号;

电压源逆变器,根据所述功率器件脉宽信号产生三相电流 \hat{i}_{abcs}^r 和高频注入信号 \hat{i}_{abcsi}^r 发送给永磁同步电机;

带通滤波器,用于将三相电流 \hat{i}_{abcs}^r 信号滤除,保留高频注入信号 \hat{i}_{abcsi}^r ;

Clarke 变换单元和 Park 变换单元,用于将高频注入信号 \hat{i}_{abcsi}^r 依次进行 Clarke 变换和 Park 变换,得到电流 \hat{i}_{dqsi}^r ;

所述带通滤波器和 Clarke 变换单元之间设置有放大器模块,用于放大由带通滤波器过滤后的高频信号;

转子位置观测器单元,通过对电流 \hat{i}_{dqsi}^r 进行信号处理获得转子的位置和速度,所述转子位置观测器单元包括乘法器、低通滤波器、PI 调节器和微分器,所述乘法器将所述电流 \hat{i}_{dqsi}^r 与高频正弦信号 $\sin \omega_i t$ 相乘,所述低通滤波器用于过滤电流中的高频注入信号,得到转子位置估计器的输入信号 \hat{i}_θ , 根据比例关系可获得转子位置的估计值 $\hat{\theta}_r$, 所述 PI 调节器用于使电流无稳态误差,所述微分器用于对转子位置的估计值 $\hat{\theta}_r$ 进行微分,获得转子角速度 $\hat{\omega}_r$;

还包括电流反馈装置,它具体包括低通滤波器、Clarke 变换单元、Park 变换单元,所述低通滤波器用于将永磁同步电机电流中的高频注入信号过滤,保留电机的三相电流,所述 Clarke 变换单元和 Park 变换单元将电机的三相电流变换为 d-q 坐标系下的电流。

2. 根据权利要求 1 所述的无位置传感器电机控制系统,其特征在于,所述 Park 逆变换单元根据下式将 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 得到 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha si}^r \\ \hat{v}_{\beta si}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsi}^r \\ \hat{v}_{qsi}^r \end{bmatrix}$$

3. 一种无位置传感器电机控制方法,其特征在于,包括:

在同步旋转 d-q 坐标系中的 d 轴注入高频电压信号
$$\begin{cases} \hat{v}_{dsi}^r = V_i \cos \omega_i t \\ \hat{v}_{qsi}^r = 0 \end{cases};$$

高频电压信号 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 进行 Park 逆变换得到静止坐标系上的电压矢量 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$, 其中 \hat{v}_{qsi}^r 为 0;

根据所述电压矢量 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$, 采用空间电压矢量脉宽调制算法生成功率器件脉宽信号;

根据所述功率器件脉宽信号通过电压源逆变器产生三相电流和高频电流信号 \hat{i}_{abcsi}^r ;

三相电流与高频电流信号 \hat{i}_{abcsi}^r 输入到带通滤波器, 将三相电流信号滤除, 保留高频电流信号, 对带通滤波器滤波后的高频信号利用放大器放大;

高频电流信号 \hat{i}_{abcsi}^r 依次进行 Clarke 变换和 Park 变换, 得到电流 \hat{i}_{qsi}^r ;

根据转子位置观测器模块对电流 \hat{i}_{qsi}^r 进行信号处理获得转子的位置和速度, 电流 \hat{i}_{qsi}^r 与高频正弦信号 $\sin \omega_i t$ 相乘, 根据低通滤波器滤波得到转子位置估计器的输入信号 \hat{i}_θ , 根据正比关系可获得转子位置的估计值 θ_r , 根据 PI 调节器使 θ_r 无稳态误差, 对转子位置的估计值 θ_r 进行微分, 获得转子角速度 $\hat{\omega}_r$, 将 θ_r 和 $\hat{\omega}_r$ 反馈给控制系统, 实现对无位置传感器电机转速的控制

还包括电流反馈装置, 它具体包括低通滤波器、Clarke 变换单元、Park 变换单元, 根据低通滤波器滤波得到永磁同步电机电流中的三相电流, 三相电流进行 Clarke 变换和 Park 变换后变换为 d-q 坐标系下的电流, 用以和目标电流比较, 实现对电机中电流的调节。

4. 根据权利要求 3 所述的无位置传感器电机控制方法, 其特征在于, 所述 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 进行 Park 逆变换具体是指:

根据下式由 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 得到 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha si}^r \\ \hat{v}_{\beta si}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsi}^r \\ \hat{v}_{qsi}^r \end{bmatrix}$$

无位置传感器电机控制系统及控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及汽车电机控制器领域,尤其涉及一种不需位置传感器即可测知电机内部信号的无位置传感器的电机控制器。

背景技术

[0002] 现有电动车辆的电机多为矢量控制,其原理是将三相电机的相电压或电流映射到两轴的坐标系中。矢量控制中需要转子位置的信息,而现有电动车辆的电机通常通过设置旋转变压器或增量编码器等反馈装置或位置传感器获得转子位置信息。这样的位置传感器及与其关联的接口电路增加了电机控制系统的成本,且位置传感器和它所关联的线束增加了车辆的电传动系统的复杂性和装配与维修时间;且在电机内安装位置传感器,使电机的稳定性和质量降低,增加了电机系统内部的复杂性,使其容易损坏,影响电机的使用寿命。

发明内容

[0003] 本发明所要解决的技术问题是提供一种在纯电动或混合动力车辆动力系统中不需要设置反馈装置或位置传感器便可获得转子位置和转速,实现对转子转速进行控制的无位置传感器电机控制系统及控制方法,简化电机系统内部结构,大大降低电机控制系统的成本,提高电机的稳定性。

[0004] 为达到上述目的,本发明提供了一种无位置传感器电机控制系统,它包括:

[0005] 高频电压信号注入单元,用于向同步旋转 d-q 坐标系中的 d 轴注入高频电压信号

$$[0006] \quad \begin{cases} \hat{v}_{dsi}^r = V_i \cos \omega_i t \\ \hat{v}_{qsi}^r = 0 \end{cases};$$

[0007] Park 逆变换单元,用于接收 d 轴注入的电压信号 \hat{v}_{dsi}^r 并利用 Park 逆变换得到静止坐标系上的电压矢量 $\hat{v}_{\alpha\beta s}^r$, 其中 \hat{v}_{qsi}^r 为 0;

[0008] 空间电压矢量脉宽调制算法单元,用于根据所述电压矢量 $\hat{v}_{\alpha\beta s}^r$, 采用空间电压矢量脉宽调制算法生成功率器件脉宽信号;

[0009] 电压源逆变器,根据所述功率器件脉宽信号产生三相电流 \hat{i}_{abcs}^r 和高频注入信号 \hat{i}_{abcsi}^r 发送给永磁同步电机;

[0010] 带通滤波器,用于将三相电流 \hat{i}_{abcs}^r 信号滤除,保留高频注入信号 \hat{i}_{abcsi}^r ;

[0011] Clarke 变换单元和 Park 变换单元,用于将高频注入信号 \hat{i}_{abcsi}^r 依次进行 Clarke 变换和 Park 变换,得到电流 \hat{i}_{dqsi}^r ;

[0012] 所述带通滤波器和 Clarke 变换单元之间设置有放大器模块,用于放大由带通滤波器过滤后的高频信号;

[0013] 转子位置观测器单元,通过对电流 \hat{i}_{dqsi}^r 进行信号处理获得转子的位置和速度,所述转子位置观测器单元包括乘法器、低通滤波器、PI 调节器和微分器,所述乘法器将所述电流 \hat{i}_{dqsi}^r 与高频正弦信号 $\sin \omega_i t$ 相乘,所述低通滤波器用于过滤电流中的高频注入信号,得到转子位置估计器的输入信号 \hat{i}_θ ,根据比例关系可获得转子位置的估计值 θ_r ,所述PI 调节器用于使电流无稳态误差,所述微分器用于对转子位置的估计值 θ_r 进行微分,获得转子角速度 $\hat{\omega}_r$;

[0014] 还包括电流反馈装置,它具体包括低通滤波器、Clarke 变换单元、Park 变换单元:所述低通滤波器用于将永磁同步电机电流中的高频注入信号过滤,保留电机的三相电流;所述 Clarke 变换单元和 Park 变换单元将电机的三相电流变换为 d-q 坐标系下的电流。

[0015] 作为优选,所述 Park 逆变换单元根据下式将 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 得到 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$:

$$[0016] \quad \begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha si}^r \\ \hat{v}_{\beta si}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsi}^r \\ \hat{v}_{qsi}^r \end{bmatrix}$$

[0017] 本发明还提供了一种无位置传感器电机控制方法,包括:

[0018] 在同步旋转 d-q 坐标系中的 d 轴注入高频电压信号

$$[0019] \quad \begin{cases} \hat{v}_{dsi}^r = V_i \cos \omega_i t \\ \hat{v}_{qsi}^r = 0 \end{cases};$$

[0020] 高频电压信号 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 进行 Park 逆变换得到静止坐标系上的电压矢量 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$,其中 \hat{v}_{qsi}^r 为 0;

[0021] 根据所述电压矢量 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$,采用空间电压矢量脉宽调制算法生成功率器件脉宽信号;

[0022] 根据所述功率器件脉宽信号通过电压源逆变器产生三相电流和低频电流信号 $\hat{i}_{abc si}^r$;

[0023] 三相电流与高频电流信号 $\hat{i}_{abc si}^r$ 输入到带通滤波器,将三相电流信号滤除,保留高频电流信号;

[0024] 高频电流信号 $\hat{i}_{abc si}^r$ 依次进行 Clarke 变换和 Park 变换,得到电流 \hat{i}_{qsi}^r ;

[0025] 对带通滤波器滤波后的高频信号利用放大器放大;

[0026] 根据转子位置观测器模块对电流 \hat{i}_{qsi}^r 进行信号处理获得转子的位置和速度,电流 \hat{i}_{qsi}^r 与高频正弦信号 $\sin \omega_i t$ 相乘,根据低通滤波器滤波得到转子位置估计器的输入信号 \hat{i}_θ ,根据正比关系可获得转子位置的估计值 θ_r ,根据 PI 调节器使 θ_r 无稳态误差,对转子位置的估计值 θ_r 进行微分,获得转子角速度 $\hat{\omega}_r$,将 θ_r 和 $\hat{\omega}_r$ 反馈给控制系统,实现对无位置传

感器电机转速的控制；

[0027] 还包括电流反馈装置，它具体包括低通滤波器、Clarke 变换单元、Park 变换单元；根据低通滤波器滤波得到永磁同步电机电流中的三相电流；三相电流进行 Clarke 变换和 Park 变换后变换为 d-q 坐标系下的电流，用以和目标电流比较，实现对电机中电流的调节。

[0028] 作为优选，所述 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 进行 Park 逆变换具体是指：

[0029] 根据下式由 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 得到 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$ ；

$$[0030] \quad \begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha si}^r \\ \hat{v}_{\beta si}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsi}^r \\ \hat{v}_{qsi}^r \end{bmatrix}$$

[0031] 本发明的技术方案实现了无反馈装置或位置传感器也可实现对电机内转子位置和转速的控制，简化电机系统内部结构，大大降低电机控制系统的成本，提高电机的稳定性，且该系统在在纯电动或混合动力车辆动力系统中已经得到验证和应用。

附图说明

[0032] 图 1 为本发明的控制系统的方框图；

[0033] 图 2 为 Park 与逆 Park 坐标变换；

[0034] 图 3 为 Clarke 与逆 Clarke 坐标变换；

[0035] 图 4 为无位置传感器角度观测器的方框图。

具体实施方式

[0036] 下面结合附图及实施例对本发明的技术方案进行更详细的说明。

[0037] 首先介绍一下该无位置传感器电机控制系统及控制方法的原理：

[0038] 磁场定向控制中所用的坐标系有两种，一种固定在定子上，它相对我们来说是静止的，因此定义三相定子的绕组构成的三相定子坐标系为静止系，即固定在 A 轴上的 α 轴及与之垂直的 β 轴所组成的两相定子坐标系为静止坐标系；另一种固定在转子上，故定义为旋转坐标系，即 d 轴固定在转子轴线上的 d-q 垂直坐标系均为旋转坐标系。下面介绍三相定子坐标系到两相定子坐标系的变换及两相定子坐标系到旋转坐标系的变换。

[0039] 三相定子坐标系与两相定子坐标系的变换即为 Clarke 变换，也叫做 3/2 变换，如图 3，其矩阵形式为：

$$[0040] \quad \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

[0041] 其逆变换即 Clarke 逆变换或 2/3 变换：

$$[0042] \quad \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}$$

[0043] 两相定子坐标系与旋转坐标系的变换称为 Park 变换,相反的称为 Park 逆变换,其中 θ 为两坐标系之间的夹角,如图 2 所示。

$$[0044] \quad \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$[0045] \quad \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

[0046] 在转子速同步旋转 d-q 坐标系中,高频激励下永磁同步电机模型可简化为

$$[0047] \quad \begin{cases} v_{dsi}^r \approx L_d \frac{di_{dsi}^r}{dt} \\ v_{qsi}^r \approx L_q \frac{di_{qsi}^r}{dt} \end{cases}$$

[0048] 若定义转子位置误差角度 $\tilde{\theta}_r$ 为

$$[0049] \quad \tilde{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r$$

[0050] 则在估计的转子速同步旋转 d-q 坐标系中,高频电压和电流的关系为

$$[0051] \quad \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{dsi}^r}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{qsi}^r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & \sin \tilde{\theta}_r \\ -\sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsi}^r \\ \hat{v}_{qsi}^r \end{bmatrix}$$

[0052] 式中 \hat{v}_{dsi}^r 、 \hat{v}_{qsi}^r 和 \hat{i}_{dsi}^r 、 \hat{i}_{qsi}^r 分别是在估计的同步速旋转 d-q 坐标系中 d 轴、q 轴的电压和电流高频分量。改用平均电感和半差电感来描述,则上式可重写为

$$[0053] \quad \begin{cases} \frac{d\hat{i}_{dsi}^r}{dt} = \frac{1}{L^2 - \Delta L^2} \left[(L + \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_r) \hat{v}_{dsi}^r + \Delta L \sin 2\tilde{\theta}_r \hat{v}_{qsi}^r \right] \\ \frac{d\hat{i}_{qsi}^r}{dt} = \frac{1}{L^2 - \Delta L^2} \left[\Delta L \sin 2\tilde{\theta}_r \hat{v}_{dsi}^r + (L - \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_r) \hat{v}_{qsi}^r \right] \end{cases}$$

[0054] 则高频电流可简化为

$$[0055] \quad \begin{cases} \hat{i}_{dsi}^r = \frac{V_i \sin \omega_i t}{\omega_i (L^2 - \Delta L^2)} (L + \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_r) \\ \hat{i}_{qsi}^r = \frac{V_i \sin \omega_i t}{\omega_i (L^2 - \Delta L^2)} (\Delta L \sin 2\tilde{\theta}_r) \end{cases}$$

[0056] 可以看出,如果 d 轴和 q 轴电感存在差异 ($\Delta L \neq 0$),则在估计的同步旋转坐标系中, d 轴和 q 轴高频电流分量的幅值都与转子位置估计误差角 $\tilde{\theta}$ 有关。当转子位置估计误差角为零时, q 轴高频电流等于零,因此可以对 q 轴高频电流进行适当的信号处理后作为转子位置观测器单元的输入信号,以此获得转子的位置和速度。

[0057] 实施例一:

[0058] 一种无位置传感器电机控制系统,如图 1 所示,它包括高频电压信号注入单元 1,

用于向同步旋转 d-q 坐标系中的 d 轴注入高频电压信号

$$\begin{cases} \hat{v}_{dsi}^r = V_i \cos \omega_i t \\ \hat{v}_{qsi}^r = 0 \end{cases};$$

[0059] Park 逆变换单元 2,用于接收 d 轴注入的电压信号 \hat{v}_{dsi}^r 并利用 Park 逆变换(如图 2 所示)得到静止坐标系上的电压矢量 $\hat{v}_{\alpha\beta si}^r$,其中 \hat{v}_{qsi}^r 为 0;

[0060] 所述 Park 逆变换单元 2 根据下式将 \hat{v}_{dsi}^r 、 \hat{v}_{qsi}^r 得到 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 、 $\hat{v}_{\beta si}^r$;

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha si}^r \\ \hat{v}_{\beta si}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsi}^r \\ \hat{v}_{qsi}^r \end{bmatrix}$$

[0061] 空间电压矢量脉宽调制算法单元 3,用于根据所述电压矢量 $\hat{v}_{\alpha\beta si}^r$,采用空间电压矢量脉宽调制算法生成功率器件脉宽信号;

[0062] 电压源逆变器 4,根据所述功率器件脉宽信号产生三相电流 $\hat{i}_{abc si}^r$ 和 高频注入信号 $\hat{i}_{abc si}^r$ 发送给永磁同步电机;

[0063] 带通滤波器 5,用于将三相电流 $\hat{i}_{abc si}^r$ 信号滤除,保留高频注入信号 $\hat{i}_{abc si}^r$;

[0064] 带通滤波器 5 和 Clarke 变换单元 7 之间设置有放大器模块 6,用于放大由带通滤波器过滤后的高频信号 $\hat{i}_{abc si}^r$;

[0065] Clarke 变换单元 7 和 Park 变换单元 8,用于将高频注入信号 $\hat{i}_{abc si}^r$ 依次进行 Clarke 变换(如图 3 所示)和 Park 变换,得到电流 \hat{i}_{dqsi}^r ;

[0066] 转子位置观测器单元 9,通过对电流 \hat{i}_{dqsi}^r 进行信号处理获得转子的位置和速度。

[0067] 所述转子位置观测器单元 9,如图 4 所示,包括:乘法器 10、低通滤波器 11、PI 调节器 12 和微分器 13;

[0068] 所述乘法器 10 将所述电流 \hat{i}_{dqsi}^r 与高频正弦信号 $\sin \omega_i t$ 相乘;

[0069] 所述低通滤波器 11 用于过滤电流中的高频注入信号,得到转子位置估计器的输入信号 \hat{i}_{θ} ,根据比例关系可获得转子位置的估计值 $\hat{\theta}_r$;

[0070] 所述 PI 调节器 12 用于使电流无稳态误差;

[0071] 所述微分器 13 用于对转子位置的估计值 $\hat{\theta}_r$ 进行微分, 获得转子角速度 $\hat{\omega}_r$;

[0072] 同时该系统为实现闭环控制, 还包括电流反馈装置及将转子位置信息和目标电流转换为电压反馈信号的多个 PI 运算模块。电流反馈装置具体包括低通滤波器 14、Clarke 变换单元 15、Park 变换单元 16;

[0073] 所述低通滤波器 14 用于将永磁同步电机电流中的高频注入信号过滤, 保留电机的三相电流;

[0074] 所述 Clarke 变换单元 15 和 Park 变换单元 16 将电机的三相电流变换为 d-q 坐标系下的电流。

[0075] 实施例二:

[0076] 一种无位置传感器电机控制方法, 包括:

[0077] 在同步旋转 d-q 坐标系中的 d 轴注入高频电压信号
$$\begin{cases} \hat{v}_{dsi}^r = V_i \cos \omega_i t \\ \hat{v}_{qsi}^r = 0 \end{cases};$$

[0078] 高频电压信号 \hat{v}_{dsi}^r 和 \hat{v}_{qsi}^r 根据式
$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha si}^r \\ \hat{v}_{\beta si}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsi}^r \\ \hat{v}_{qsi}^r \end{bmatrix}$$
 进行 Park 逆变换得

到静止坐标系上的电压矢量 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$, 其中 \hat{v}_{qsi}^r 为 0;

[0079] 根据所述电压矢量 $\hat{v}_{\alpha si}^r$ 和 $\hat{v}_{\beta si}^r$, 采用空间电压矢量脉宽调制算法生成功率器件脉宽信号;

[0080] 根据所述功率器件脉宽信号通过电压源逆变器 4 产生三相电流和高频电流信号 $\hat{i}_{abc si}^r$;

[0081] 此时将三相电流与高频电流信号 $\hat{i}_{abc si}^r$ 分别输入到带通滤波器 5 和低通滤波器 14。带通滤波器 5 将三相电流信号滤除, 保留高频电流信号, 并通过放大器模块 6 进行放大; 低通滤波器 14 将高频电流滤除, 得到永磁同步电机电流中的三相电流信号;

[0082] 高频电流信号 $\hat{i}_{abc si}^r$ 依次进行 Clarke 变换和 Park 变换, 得到电流 \hat{i}_{qsi}^r ;

[0083] 三相电流信号依次进行 Clarke 变换和 Park 变换, 得到电机转子在同步旋转 d-q 坐标系下的电流 \hat{i}_{ds}^r 和 \hat{i}_{qs}^r , \hat{i}_{ds}^r 和 \hat{i}_{qs}^r 经低通滤波器 17、18 放大后作为反馈电流与目标电流 \hat{i}_{ds}^r 和 \hat{i}_{qs}^r 相对实现对电流的控制;

[0084] 电流 \hat{i}_{qsi}^r 进入转子位置观测器模块 9, 其工作步骤具体包括:

[0085] 电流 \hat{i}_{qsi}^r 与高频正弦信号 $\sin \omega_i t$ 相乘;

[0086] 再经低通滤波器 11 滤波得到转子位置的估计值 $\hat{\theta}_r$;

[0087]
$$i_{\hat{\theta}} = LPF(\hat{i}_{qsi}^r \times \sin \omega_i t) = -\frac{V_i \Delta L}{2\omega_i (L^2 - \Delta L^2)} \sin 2\tilde{\theta}_r \approx -\frac{V_i \Delta L}{\omega_i (L^2 - \Delta L^2)} \tilde{\theta}_r = K_{err} \tilde{\theta}_r$$

[0088] 当 $\tilde{\theta}_r$ 很小时, 可以认为 $i_{\hat{\theta}}$ 与 $\tilde{\theta}_r$ 成正比, 因此可以通过调节 $i_{\hat{\theta}}$ 使之趋于零, 就可使转

子位置的估计值 $\hat{\theta}_r$ 收敛于真实值 θ_r 。

[0089] 转子位置的估计值 $\hat{\theta}_r$ 进入 PI 调节器模块 12, 并通过微分模块 13 对 $\hat{\theta}_r$ 作时间微分, 就可以获得转子角速度 $\hat{\omega}_r$ 。

[0090] 由转子位置观测器模块 9 得到的转子位置信息 $\hat{\theta}_r$ 和转子角速度 $\hat{\omega}_r$, 其中位置信息 $\hat{\theta}_r$ 分别进入 park 变换模块 16 与逆 park 变换模块 2, 提供 $\alpha - \beta \Leftrightarrow d - q$ 坐标变换所需要的转子位置信息。转子角速度信息 $\hat{\omega}_r$, 与目标转速值 C 相减, 进入 PI 运算模块 19, 即速度环 PI 运算, 输出相应的 q 轴目标电流 \hat{i}_{qs}^{**} , 由于电机的控制策略采用磁场定向 $\hat{i}_{ds}^{**} = 0$ 控制 (FOC), 因此 d 轴的目标电流值给定为 0。对 d-q 坐标系下的 \hat{i}_{ds}^* 、 \hat{i}_{qs}^* 通过 PI 运算模块 20、21 和 22 输出结果 \hat{u}_{ds}^* 、 \hat{u}_{qs}^* , 进入 park 逆变换单元 2, 由此进入对电机新一周期的控制过程, 实现了无位置传感器电机中对转子位置和转速的控制。

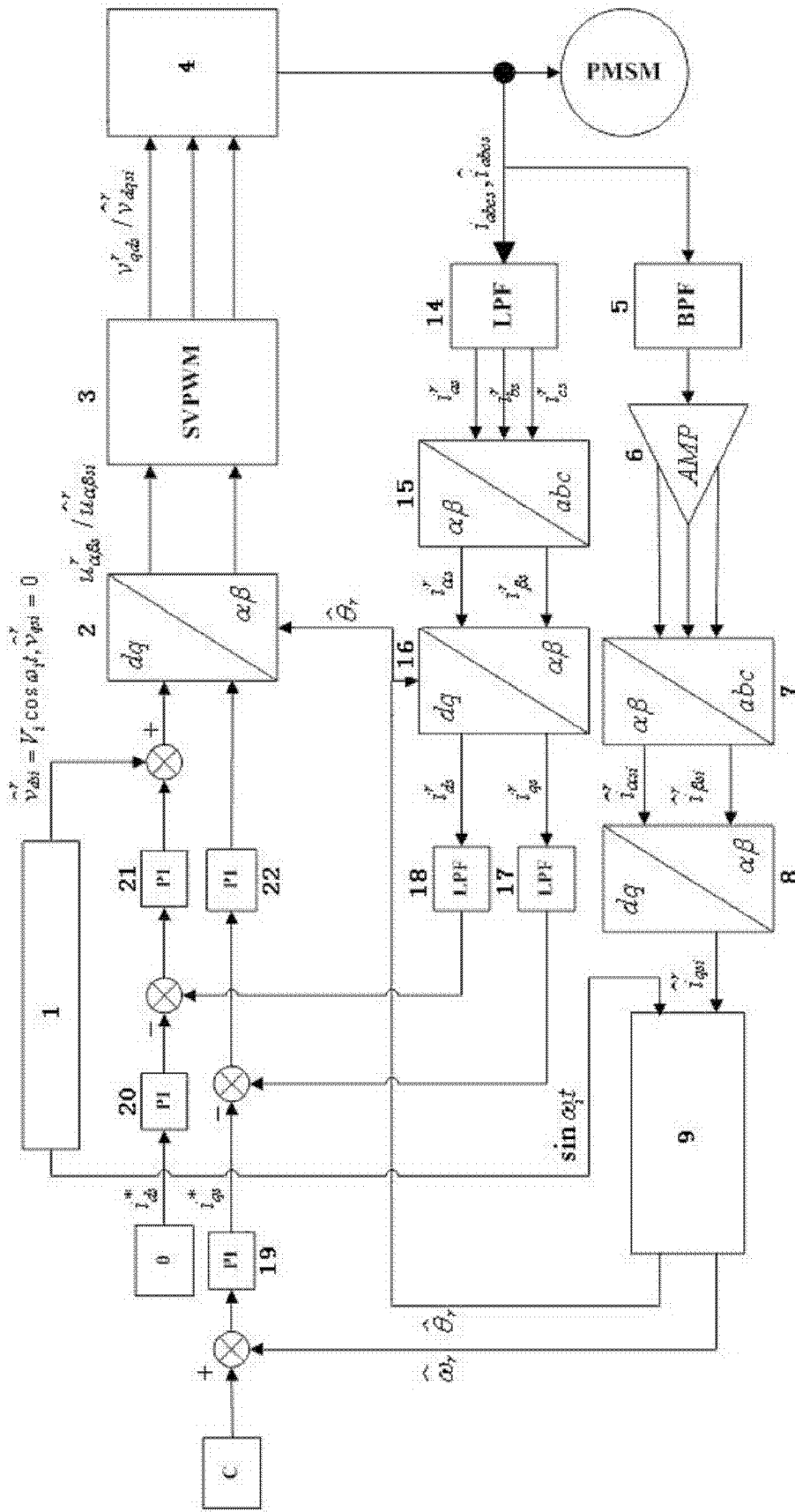


图 1

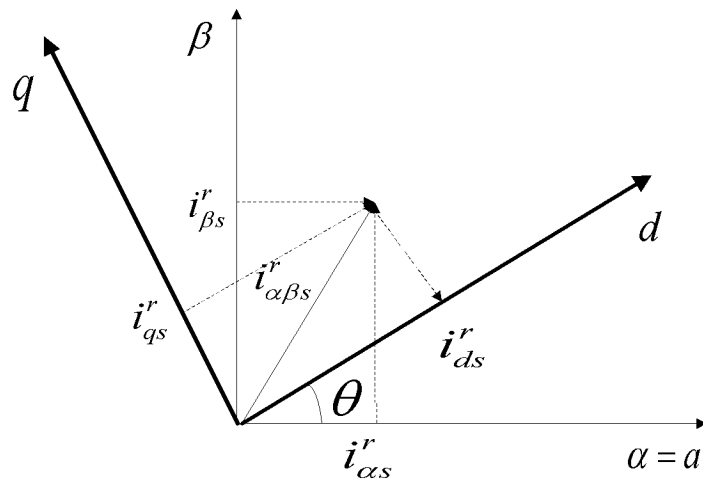


图 2

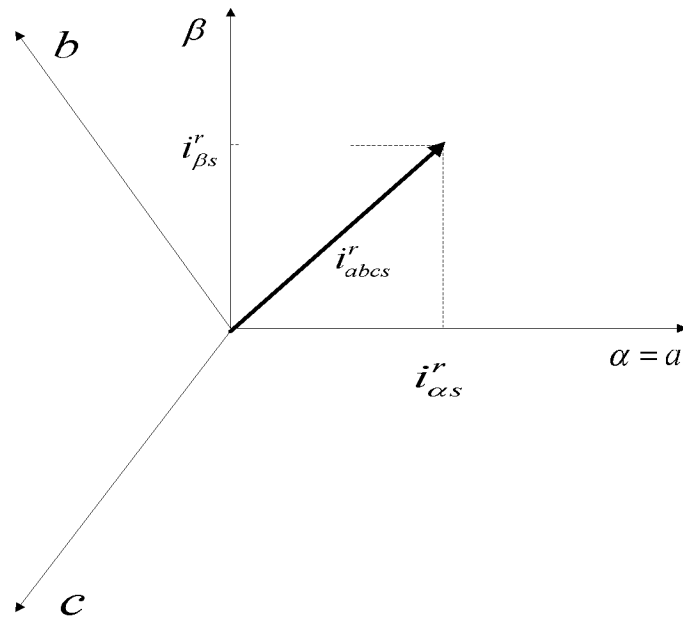


图 3

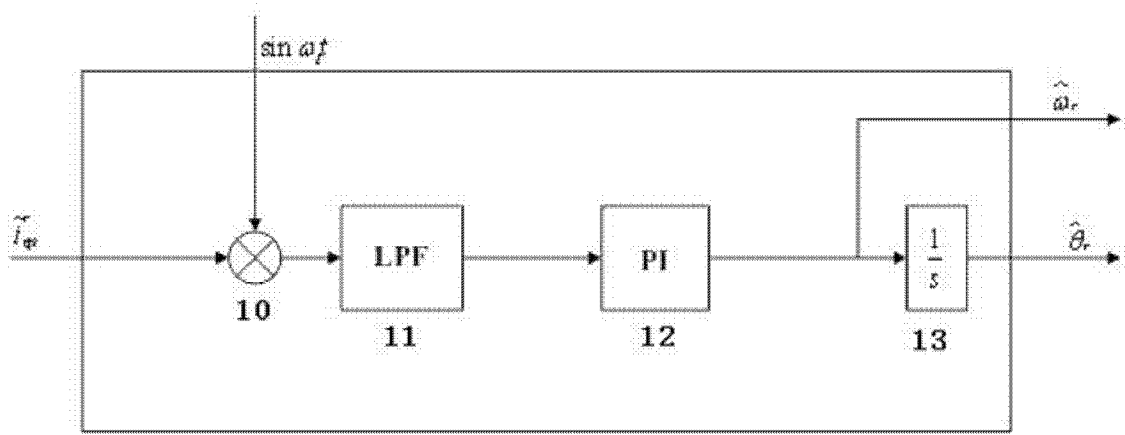


图 4