

无位置传感器时永磁牵引电机断电重投控制研究

袁倩 杨中平 林飞

(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

摘要:永磁牵引同步电机作为轨道车辆的动力,在运行过程中常常需要关断逆变器脉冲让车辆惰行以节约能源,惰行结束后重新开启逆变器脉冲供电。在无位置传感器的条件下,断电重投时必须利用电流测量值准确估计电机转速及转子位置,以保证重投成功。在惰行期间,本文采用短路电流矢量法估计转子位置,重投后采用一种带限幅的改进定子磁链法。在 Matlab/Simulink 环境下搭建模型,仿真结果表明此方法能够准确的估计出电机的转子位置和转速。

关键词: 永磁同步电机 无速度位置传感器控制方法 定子磁链法 短路电流矢量法

1 引言

近几十年来,随着电力电子技术的革新以及高磁能积永磁材料的发展,永磁电机以其体积小、重量轻、功率密度高、结构多样化等优点得到了广泛的关注,在电动汽车、轨道交通等领域的应用也越来越多,因此如何实现永磁电机高效率、高可靠性的控制也成为当下研究热点之一^[1]。

与异步电机的控制不同的是,永磁同步电机矢量控制过程需要时刻检测电机转子的位置和速度,通常这类信号由安装在转轴上的光电编码盘、旋转变压器等机械传感器获得的,但是这种机械传感器对使用环境要求较为严格,尤其是在列车牵引的场合,受振动、湿度等环境因素的影响,容易发生故障,适用范围受限,因此研究者们重点关注于摒弃了机械传感器的永磁同步电机无速度位置传感器矢量控制方法,目前主要有直接计算法、高频信号注入法、模型参考自适应法等^{[1]-[7]}。

由于牵引电机运行过程中存在特殊的惰行工况,在这种工况下通常牵引电机会断电惰行,在惰行结束再次合闸让电机重新带电运行。在低速惰行时由于电机断电,电机的出线端无电流信号,因此常规的无速度位置传感器控制方法在此不适用,需要采用某些特殊的方法估计电机转速与转子位置。本文针对牵引电机的这一特点,将定子磁链法和短

路电流法结合起来,得到适用于牵引电机惰行工况的无速度位置传感器控制方法,并在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建系统模型验证了方案的可行性。

2 无速度位置传感器矢量控制法

2.1 永磁同步电机的数学模型

本文中做如下假设:①忽略铁心饱和,不计涡流和磁滞损耗;②永磁材料的电导率为零;③转子上没有阻尼绕组;④相绕组中感应电动势波形为正弦^[8]

dq 坐标系下的定子电压方程

$$\begin{aligned} u_q &= R_s i_q + p\psi_q + \omega_r \psi_d \\ u_d &= R_s i_d + p\psi_d - \omega_r \psi_q \end{aligned} \quad (1)$$

磁链方程

$$\begin{aligned} \psi_q &= L_q i_q \\ \psi_d &= L_d i_d + \psi_f \end{aligned} \quad (2)$$

转矩方程

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

其中 u_d, u_q 分别为 d,q 轴定子电压; i_d, i_q 为 d,q 轴定子电流; ψ_d, ψ_q 为 d,q 轴磁链; L_d, L_q 为 d,q 轴电感; ω_r 为电机的电角速度; ψ_f 为转子磁链; R_s 为定子阻抗。

本文中采用的是零 d 轴电流控制策略,即控制效果为保持 d 轴电流 $i_d=0$,此时 PMSM 转矩方程如下所示:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \quad (4)$$

ψ_f 为转子磁链，可认为一恒定值。由上式可以看出，此时电机电磁转矩只与 q 轴电流成正比，其性能与直流电机类似。控制框图如图 1 所示。

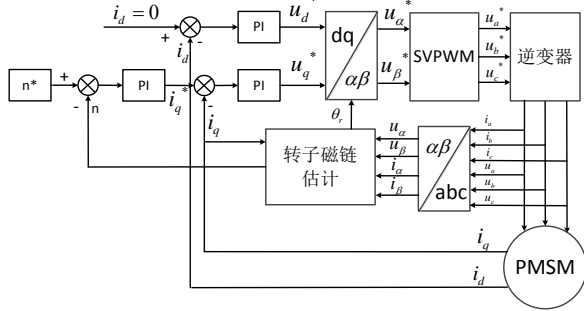


图 1 带磁链观测器的电机零 d 轴控制框图

2.2 永磁电机定子磁链法的原理

根据永磁同步电机的电压矢量方程

$$u_s = R i_s + \frac{d\psi_s}{dt}$$

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (5)$$

变换至两相静止的 $\alpha\beta$ 坐标系，

$$\begin{aligned} \psi_\alpha &= \int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \psi_\beta &= \int (u_\beta - R_s i_\beta) dt \end{aligned} \quad (6)$$

式中， ψ_α, ψ_β 分别为 α 轴与 β 轴定子磁链； u_α, u_β 分别为 α 轴与 β 轴定子电压； i_α, i_β 分别为 α 轴与 β 轴定子电流。

从式(6)中可以看出，定子磁链由反电势积分得到，只需电机定子电阻参数。这种方法原理上简单易行，响应快，但是实际中积分算法会带来许多问题。若采用普通的纯积分器，当输入信号中含有微小直流量时，积分器的输出会不断累加直至饱和；而初值也会对纯积分产生影响。若采用一阶低通滤波器，通过设置较大的截止频率，能够解决初值误差问题，但是一阶低通滤波器的输出波形在幅值与相位上与预期波形都存在一定的偏差，低速条件下误差更大。

2.3 改进型积分器的定子磁链法

针对以上问题，文献[9]中提出了 3 种改进型积分算法应用于异步电机定子磁链观测，以克服使用纯积分器或低通滤波器产生的诸多问题。本文将应用于永磁电机，根据定子磁链实现了对转子位置的准确观测。采用的是带限幅的积分器，其输入输出表达式如

式(7)，结构框图如图 2。

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z \quad (7)$$

其中 x 为积分器的输入， z 为补偿量。

由上式容易得出，当补偿量 z 为 0 时，积分器输出为 $\frac{1}{s + \omega_c} x$ ，等效于一个一阶低通滤波器；当 $z = y$ 时，此积分器与纯积分器的功能一致^[10]。而补偿量 z 的大小与限幅值 L 有关，从上述分析可知，若限幅值设置合理，可以得到理想的输出波形。此处的限幅值设为与预期值一致，即 $L = |\psi_s| = \sqrt{\psi_f^2 + (L_q i_q)^2}$ 。由于永磁同步电机转子磁链为一恒定值，因此限幅值 L 只与 i_q 有关。而截至频率 ω_c 取为电机角速度的 2 倍，此时能够有效滤除直流偏移量并且保证相位不发生错误。

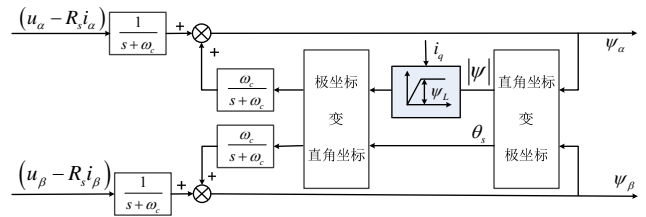


图 2 带限幅器的改进型积分器

由于静止坐标系下的电感参数也与转子位置角有关，因此本文采取直接迭代法最终求取所需角度。

$\alpha\beta$ 坐标系下定子磁链方程，

$$\begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix} = L_s(\theta_r) \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \psi_f \cos \theta_r \\ \psi_f \sin \theta_r \end{pmatrix} \quad (8)$$

电机电感可表示为，

$$\begin{aligned} L_s(\theta_r) &= \begin{pmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\alpha} & L_\beta \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} L_0 + \Delta L \cos 2\theta_r & \Delta L \sin 2\theta_r \\ \Delta L \sin 2\theta_r & L_0 - \Delta L \cos 2\theta_r \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{其中 } L_0 = \frac{1}{2}(L_d + L_q), \Delta L = \frac{1}{2}(L_d - L_q)。$$

因此转子磁极位置角 θ_r ，

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{r(k)} &= \arctan \left(\frac{\psi_\beta - L_q(\theta_{r(k-1)})i_\beta}{\psi_\alpha - L_d(\theta_{r(k-1)})i_\alpha} \right) \\ &= \arctan \left(\frac{\int (u_\beta - R_s i_\beta) dt - L_q(\theta_{r(k-1)})i_\beta}{\int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt - L_d(\theta_{r(k-1)})i_\alpha} \right)\end{aligned}\quad (10)$$

原理框图如图 3 所示。

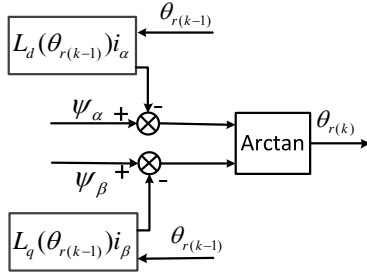


图 3 迭代法估测转子磁极位置

采用直接计算的方法就能解决转矩突变的情况下转子位置估计不够准确的问题，同时能适用于其他矢量控制方法。

3 无速度位置传感器控制下的断电重投

牵引电机作为轨道交通的动力之源，其工作状态与轨道车辆的工况一致，除了启动、牵引、制动工况以外，还有特殊的惰行工况，在这种工况下，通常是关断牵引变流器的脉冲，使牵引电机断电运行，在惰行结束时再开启逆变器脉冲，牵引电机重新带电运行。

但是在断电惰行期间，电机的定子端没有电流，因此常规的估测方法不能适用，无法准确估计重合闸瞬间转子的位置和速度。如果重合闸瞬间的矢量控制中的转子位置角与实际转子位置角误差过大，可能会导致电机重合失败。在本文中我们采用的是短路电流矢量法估计转子速度和位置^[11]，基本原理是在电机定子电流衰减为 0 之后，通过两次短路得到的短路电流矢量来估测电机转速和转子位置。

具体的实施方法如下：①关闭逆变器脉冲直至定子电流衰减为 0；②将逆变器上(或下)桥臂全部开通持续极短的时间 T 后关断；③经过时间 τ ；④再次将逆变器上(或下)桥臂全部开通持续极短的时间 T 后关断。通过这两次短路便能估测出此时电机转子位置与转速。

(1) 惰行时电机转速的估计

在电机短路时可以测得电机的三相短路电流矢量，在 $\alpha\beta$ 坐标系下分解，容易得到短路电流矢量 $\vec{i}(T)$ 与 α 轴的夹角 σ 的表达式为，

$$\sigma = \arctan \left(\frac{i_\beta}{i_\alpha} \right) \quad (11)$$

如果两次短路的时间实施的时间非常短，在这个过程中可认为转速 ω_r 基本恒定不变，那么在相同的短路时间 T 内短路电流矢量 $\vec{i}(T)$ 转过的角度是一个固定值，电机的转速可以利用两次短路电流矢量位置角 σ_1 与 σ_2 求得：

$$\omega_{re} = \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\tau + T} \quad (12)$$

其中 σ_1 与 σ_2 分别代表第一次与第二次短路时短路电流矢量与 α 轴之间的夹角， T 代表短路持续时间， τ 代表两次短路的时间间隔。

(2) 惰行时电机转子位置的估计

当逆变器上(或下)桥臂短路时，电机的供电电压为 0， u_d 和 u_q 同时为 0。设定短路时间 T 远小于 L_m/R_s ，则定子电阻 R_s 可以忽略，根据式(1)和式(2)，

$$\begin{aligned}\omega_r L_d i_q + p L_q i_d + \psi_f \omega_r &= 0 \\ p L_d i_q - \omega_r L_q i_d &= 0\end{aligned}\quad (13)$$

将短路电流矢量 $\vec{i}(T)$ 定义为 $\vec{i}(T) = (i_q \ i_d)^T$ ，若初始时刻 $\vec{i}(T) = 0$ ，那么短路电流矢量 $\vec{i}(T)$ 的时域表达式为，

$$\vec{i}(T) = \begin{pmatrix} i_q(T) \\ i_d(T) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{4\psi_f \omega_r T}{L_q(4 + \omega_r^2 T^2)} \\ \frac{2\psi_f \omega_r^2 T^2}{L_d(4 + \omega_r^2 T^2)} \end{pmatrix} \quad (14)$$

当短路时间 T 非常短，转速与短路时间的乘积 $\omega_r T$ 很小时， $\omega_r^2 T^2 \approx 0$ ，此时短路电流矢量 $\vec{i}(T)$ 可简化为，

$$\vec{i}(T) = \begin{pmatrix} i_q(T) \\ i_d(T) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{\psi_f \omega_r T}{L_q} \\ -\frac{\psi_f \omega_r^2 T^2}{2L_d} \end{pmatrix} \quad (15)$$

短路电流矢量 $\vec{i}(T)$ 与 d 轴之间的夹角 σ_0 可以表示为，

$$\sigma_0 = \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) = \arctan\left(\frac{2L_d}{L_q\omega_r T}\right) \quad (16)$$

那么第一次短路时转子磁极与 α 轴之间的夹角 θ_{T1} 可以表示为,

$$\theta_{T1} = \sigma - \sigma_0 \quad (17)$$

第二次短路结束时转子 α 轴之间的夹角 θ_{T2} 可表示为,

$$\theta_{T2} = \theta_{T1} + \omega_{re}(T + \tau) = \sigma - \sigma_0 + \omega_{re}(T + \tau) \quad (18)$$

在这种转子位置转速估测方法中, 需要注意的是, 第一次短路结束至第二次短路结束的时间间隔内, 电机转子转过的角度不超过 180° , 即

$$\omega_{r\max}(\tau + T) < \pi \quad (19)$$

因此, 两次短路间隔时间 τ 必须满足限制条件

$$\tau < \pi / \omega_{r\max} - T \quad (20)$$

4 仿真实证

为了验证此方法的可行性, 利用 Matlab/Simulink 仿真平台搭建了电机无传感器矢量控制系统。仿真中采用的电机为 6 极的内置式永磁电机(IPMSM), 定子电阻 R_s 为 0.513Ω , 转子磁链 ψ_f 为 0.213Wb , d 轴电感 L_d 为 4.74mH , q 轴电感 L_q 为 9.51mH , 给定转速为 1000rpm 。

由于定子磁链法在低速时估测误差较大, 因此在电机初始的启动阶段使用电机实际转子位置角进行矢量控制, 然后在电机转速上升至可利用定子磁链法准确估计转子位置时切换到估测的角度进行矢量控制。电机从零开始启动, 在 0.13s 时转速跟随给定转速 1000rpm , 启动过程结束。由于在 0.04s 时电机转速上升至 300rpm , 此时切换到定子磁链法估测的转子位置角进行矢量控制。电机在 0.2s 时电机断电惰行 0.1s , 其中分别在 0.202s 和 0.207s 时进行两次短路, 短路持续 5ms , 在 0.21s 时结束惰行重新带电运行, 此时切换至定子磁链法估测电机角度。

图 4 是负载转矩为恒转矩 5Nm 的波形图。

由上图可以看到, 电机在启动加速阶段 ($t < 0.13\text{s}$) 估测的转速与转子位置有一定的误差, 尤其是在第一个电周期时误差最大达到了 678rpm , 这是由于电机的启动电流较大, 造成估计的角度误差较大, 因此转速的误差也较大, 并且此处用到的

积分器本身在第一个周期有一个调节过程, 因此也会产生较大误差。在第一个电周期结束后可以看到, 电机转速误差逐渐减小, 在启动结束以后估测到的转速误差在 $\pm 20\text{rpm}$ 以内 ($< 2\%$)。

本方法在惰行期间使用短路电流法来估计惰行结束时刻的转子位置, 而在惰行结束时切回定子磁链法, 可以看到, 在惰行结束时刻 (0.21s) 估测到的角度与实际电机的角度相差仅 0.05rad ($< 2\%$), 但是由于重合闸后电机的电流增大, 导致定子磁链法测得的转子位置角会出现一个较大的误差 ($\pm 0.2\text{rad}$), 稳态时电机角度和转速的估计误差都在 2% 以内。

图 5 为转矩突变下电机波形。在 0.25s 时刻电机的负载转矩由 5Nm 突变为 10Nm , 其他条件与恒负载转矩仿真相同。可以看到, 在负载转矩突变时刻估测的电机转速与转子位置没有受到任何影响。

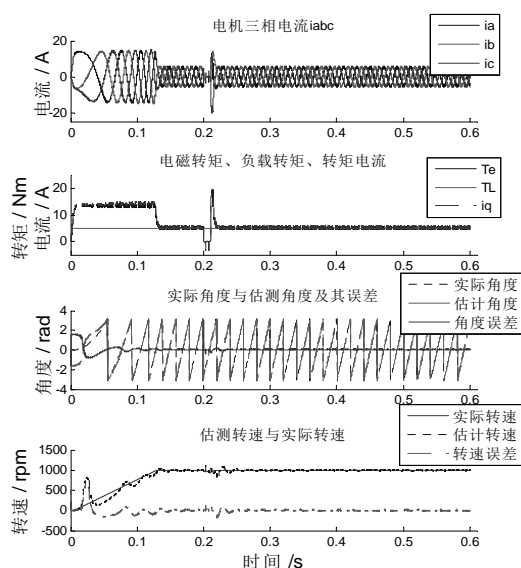


图 4 恒转矩下的电机波形

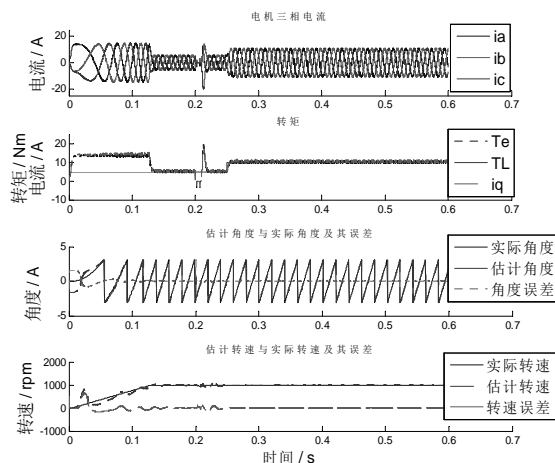


图 5 突变转矩下的电机波形

5 结论

本文中针对永磁牵引电机的运行特点,设计了一种适用于惰行工况下的电机转子位置与转速估测方法,将定子磁链法与短路电流法结合,仿真证明此方法能够有效解决惰行结束后的转子位置和转速观测问题。

参考文献

- [1] 许峻峰,冯江华. 永磁同步电机传动系统在电动车辆上的应用. 大功率变流技术. 2009, (5): 31-37.
- [2] 冯江华. 轨道交通永磁同步牵引系统研究. 机车电传动, 2010, (5): 15-21.
- [3] Hongryel Kim, Jubum Son, Jangmyung Lee. A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM., IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069 – 4077.
- [4] P. Hutterer, H. Grabner, S. Silber, W. Amrhein and et al. A Study on Systematic Errors Concerning Rotor Position Estimation of PMSM Based on Back EMF Voltage Observation [C], Electric Machines and Drives Conference, 3-6 May, 2009:1393-1400.
- [5] Imaeda Yukitsugu, Doki Shinji, Hasegawa Masaru, et. PMSM position sensorless control with extended flux observer. IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011, Nov: 4721 - 4726.
- [6] Thiemann P, Mantala C, Hordler J, Trautmann A, et. New sensorless rotor position detection technique of PMSM based on direct flux control. 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011: 1-6.
- [7] 唐芬,金新民,姜久春,等.兆瓦级直驱型永磁风力发电机无位置传感器控制. 电工技术学报, 2011,26(4):19-25.
- [8] 王子辉,叶云岳. 反电势算法的永磁同步电机无位置传感器自启动过程. 电机与控制学报, 2011, 15(10): 36-42.
- [9] 王成元,夏加宽,等. 电机现代控制技术. 北京:机械工业出版社, 2006.
- [10] Jun Hu, Bin Wu. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 1998, 13(5): 969-977.
- [11] 刘刚,林都,任一峰,等. 异步电机定子磁链观测方法的改进研究. 电气传动, 2010, 40(8): 28-30, 41.
- [12] Shun Taniguchi, Shinsuke Mochiduki, Toshifumi Yamakawa, etc. Starting Procedure of Rotational Sensorless PMSM in the Rotating Condition, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2009, 45(1): 194-202.
- [13] Takaharu Takeshita, Akira Usui, Jun-ichi Watanabe, etc. Sensorless PM Synchronous Motor Drives at Reclosing Electric Supply. T. IEE Japan, 1998, 118(12): 1443-1449.