

永磁无刷伺服电机无传感器位置估计方法综述

陈渊睿¹, 吴捷¹, 张宙²

(1. 华南理工大学电力学院, 广州 510640; 2. 香港理工大学, 香港九龙)

Review on Position Estimation Methods to Permanent Magnet Brushless Servo Motors

CHEN Yuan-rui¹, WU Jie¹, ZHANG Zhou²

(1. South China Univ. of Tech., Guangzhou 510640, China;

2. Hong Kong PolyU, Kowloon Hong Kong, China)

摘要: 永磁无刷伺服电机的换相和控制都需要准确的转子位置信息,然而位置传感器有其难以克服的缺点。文章综述了各种电机的一些位置估计方法,分析了其优缺点,这些方法在很大程度上可取代位置传感器。最后对将来的位置估计方法发展方向作了展望。

关键词: 永磁无刷伺服电机;位置估计方法;综述

中图分类号: TM383.4 **文献标识码:** A

文章编号: 1004-7018(2000)04-0003-05

Abstract The exact rotor position is required while a permanent magnet brushless servo motor (PMBSM) is under commutation and control. However, position sensors have some fatal defects. This paper reviewed the position estimation methods of various motors and analyzed their advantages and disadvantages. By using these methods, position sensors can be eliminated to a great extent. At the end a forecast on position estimation technique in the future is presented.

Keywords PMBSM; position estimation methods; review

1 前言

永磁无刷伺服电机主要有两大类:永磁无刷直流电机(BLDC)和永磁交流同步电机(PMSM)^[1-2]。两者的区别在于:BLDC的绕组一般为集中式的,绕组反电动势为梯形波;PMSM的绕组为分布式的,绕组反电动势为正弦波。电机要正常运行,就必须对其施以合适的电压或电流。由于电机是无刷的,它无法自动换相,因此需要设法获取转子的位置信息,再根据这个信息来给PWM

逆变器发出准确的控制信号,使电机能持续运行下去。

传统的获取转子位置信息的方法是采用电子式或机电式位置传感器直接测量,如霍尔效应器件(HED)、光学编码器、旋转变压器等。然而,这些传感器有的分辨率低或运行特性不好,有的对环境条件很敏感,如振动、潮湿和温度变化都会使性能下降,使得整个传动系统的可靠性难以得到保证。传感器还大大增加了电气连接线数目,给抗干扰设计带来一定困难。在精确的位置伺服系统中,位置传感器也占了整个系统成本的一大部分;有些传动系统由于空间有限,没有安装传感器的余地。

由于传感器有上述诸多缺点,近十多年来,关于消除位置或速度传感器的设想引起了广大研究人员的极大兴趣,并已有许多实用方案。然而各种方案都有其优缺点,并不适用于所有电机。因此有必要对它们进行分类总结,这对于我们研究新方法并将其应用于实践都有指导意义。

2 BLDC位置估计方法

BLDC的位置估计相对来说较易获得,因为只需要估计出换相时刻的转子位置。对于三相绕组的电机,在一个电周期内只要估计六个时刻,相邻两时刻转子位置相差60°电角度。常用的方法有反电势法、定子三次谐波法、电流通路监视法等。

2.1 反电势法

对于稳态运行的电机来说,反电势法是最简单最实用的方法。其原理为:BLDC在任何时刻其三相绕组只有两相导通,每相绕组正反向分别导通120°电角度,如图1所示。通过测量三相绕组端子及

收稿日期: 1999-12-27

本项目得到香港理工大学 A- PB26研究基金资助

中性点相对于直流母线负端(或正端)的电位 v_A 、 v_B 、 v_C 和 v_N , 当某端点电位与中性点电位相等时, 如 $v_A = v_N = v_{dc}/2$, 则此刻该相绕组反电势过零, 再过 30° 电角度就必须对功率器件进行换相。据此可设计一过零检测及移相(或定时)电路, 得到全桥驱动六个功率器件的开关顺序。这种方法又叫直接反电势法。还有一种间接反电势法, 它直接测量定子每相的电压, 然后由电压方程解出反电势的值, 由于表达式中含有电流微分项, 易引入噪声。滤波器可降低噪声, 但又带来相位延迟。如前所述, 这两种方法只适合于电机稳速运行。当电机速度有波动时所得的估计值误差较大。在误差很小时, 反电势也很小。检测将有困难。另外由于相位变化及转子位置信息不够准确, 电机不能在最优转矩下运行。

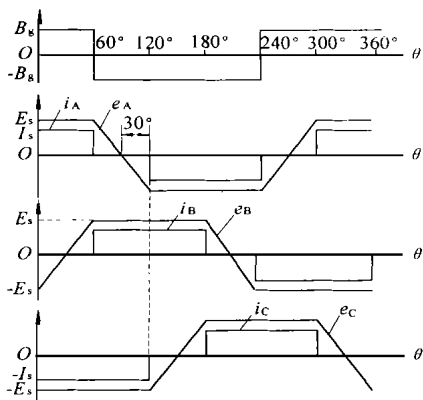


图1 电机反电势及电流波形图

由图1可知, 未导通相的反电势随转子位置而变化。因此可考虑采用简单的锁相环(PLL)技术, 在每 60° 电角度区间内, 将转子位置锁定到未导通相绕组的反电势上。这样可获得任时刻的转子位置信息。不过这种方法对逆变器输出端的开关噪声很敏感, 也不能在宽速度范围内有效地运行。

通用电气(GE)公司“电子换向电机”(ECM)的发明者 D. Erdman 采用了一种反电势积分法^[3]。它对开关噪声没那么敏感, 而且可自动调节逆变器开关时刻以适应转子速度变化, 较上述的过零检测法有明显的改进。其基本原理是采用信号选择电路, 所选相即为未导通的绕组。当反电势过零后开始对其绝对值进行积分, 积分值 v_{int} 达到预先设定的门限值 v_{th} 后, 便产生换相信号。文献[4]将这种方法应用于无传感器 ECM 的四象限运行。采用 GE 公司的通用 ECM 控制器芯片 UECM 高压集成门极驱动电路和集成了电流传感器的功率开关器件来实现。为了降低其在低速时对逆变器开关噪

声的灵敏度, 该文采用了一种特殊的 PWM 技术, 即在原 120° 导通期间的后半段, 使功率管处于最高频率的“导通-关断”状态, 这一技术使得在速度低至几转/分时仍能很好地跟踪转子位置。

2.2 定子三次谐波法

由于 BLDC 的反电势为梯形波, 它包含了三次谐波分量。将此分量检测出来并进行积分, 积分值为零(用过零检测器)时即得功率器件的开关信号。一种办法是在星型连接的绕组三个端子并联一组星型连接电阻, 两个中性点之间的电压即为三次谐波分量。然而, 当电机的中性点没有引出线或不便引出时, 不能用这种办法。文献[5]采用了另一种办法, 它不需要三相绕组的中性点引线, 而是用星型电阻中性点与直流侧的中点之间的电压来获得三次谐波, 不过它要用滤波器来消除高频分量。实验表明, 这种方法比上述的直接反电势过零检测法具有更宽的运行范围, 可在 5% 额定转速下稳定运行, 而直接反电势法必须在 20% 的额定转速下才有效。另外它对过载也具有更强的鲁棒性。

2.3 电流通路监视法

这种方法是通过监视逆变器里的电流通路来获得转子位置信息。在文献[6]中, 作者设计了一种二极管导通检测电路来监视逆变器反并联续流二极管是否导通。如前所述, BLDC 的三相绕组中总有一相处于断开状态, 于是监视六个续流二极管的导通就可获得六个功率晶体管的开关顺序。与文献[4]不同的是, 它在每个功率管 120° 导通期间的前半段实行斩波控制, 由各管均匀承担开关损耗。由于检测到的位置信号超前下一换相时刻 30° , 因此要用一移相器来给出换相信号。这种方法可使电机在额定转速的 2% 以上有效运行。

另外, 由于电机的磁势与定子电流同相位, 因此可通过检测相电流的波形并进行处理, 将其转化为转子位置信号。

3 PMSM 位置估计方法

PMSM 的反电势是正弦形的, 要使电机产生平滑的转矩, 电机绕组中流过的电流也必须是正弦形的。因此, 必须知道连续的转子位置信号, 逆变器才能据此给电机提供正弦电压或电流。此时电机的三相绕组在任一时刻都处于通电状态, 上面提到的方法都将不再可用。PMSM 的位置估计方法常用的有电感法、磁链法、假想坐标系法、观测器法、卡尔曼滤波法等。

3.1 电感法

在凸极式永磁电机里,直轴与交轴的磁阻有较大差别,导致绕组电感变化很大。一般交轴电感 L_q 远大于直轴电感 L_d ,两者之比可达 2.5。因此,绕组电感可看作为转子位置的函数,利用这一点可估计出转子的位置。

在文献 [7] 中,作者先推导出一种根据电机的电压和电流间接计算电感的方法,由于要求自然对数,较为繁琐。后来又提出一种直接计算方法,在开关频率大于 10kHz 时,可保证足够的计算精度,而计算量却大大减少。根据计算出的电感值再查找预先准备好的相电感与转子位置对照表,即可得到转子位置估计值。

文献 [8] 分析了永磁电机的谐波模型,导出了包含转子位置信息的电感矩阵,因此可根据电流谐波分量估算出转子位置。实验表明,这种方法在电机静止或极低转速 (1r/min) 下误差可在 10° 电角度内。

文献 [9] 通过给 q 轴注入一高频载波信号,绕组中产生随位置变化的高频电流,再对电流信号进行处理可得到估计位置与实际位置的误差信号,使这个误差为零即可得到位置估计值。实验表明,这种方法在高速和低速时都有较好的跟踪性能。但负载电流增大时,误差明显随之增大,因而需采取补偿措施。

变电感法对于一个电周期内电感变化量充分的电机来说可提供足够精确的位置信息。然而当电机参数变化时,电流就会发生变化,位置估计的误差也就增大了。这种方法的缺点是不适于电感变化不规则或变化量较小的电机;在大负载下和高速运行时也存在困难。

3.2 磁链法

磁链是不能直接测量的物理量。为了获得磁链值,必须先测量电机的相电压和电流,再结合相电阻值,将磁链计算出来。磁链是电流和转子位置的函数,因此可将磁链用于位置估计。文献 [10-13] 就是利用这一特点来得到转子的位置或速度估计值。

文献 [10] 根据电机在静止的、旋转的 $d-q$ 轴模型与 abc 坐标变量之间的关系,经过一系列公式推导,得出了电机的转速表达式,再进一步可算出位置值。这些表达式只是变化的电压、电流的函数,定子电阻和交直流电感都假定不变的。利用这种方法还可估计出转子在静止时的初始位置。

文献 [11-13] 均是直接对电机在 abc 坐标系下的模型进行分析,将微分方程转化为差分方程,用前三步的位置估计值来预测下一步的位置。在每个估算周期对线电流值估计两次,一次用于校正位置值,一次用于校正磁链值。因此这种方法有较高的准确度,对测量误差和参数变化也不很敏感。这种算法已用于 BLDC 和 PMSM 的位置估计,取得了很好的效果。

也可以对具体的某台电机先测出其磁链-电流-位置特性对照表,再根据估计的磁链和测出的电流查表得出转子位置值,这样运算量将减少。

3.3 假想坐标系法

任何电机的方程均可在静止 abc 坐标系、 $T-U$ 坐标系或与转子同步旋转的 $d-q$ 坐标系下表示。假想坐标系法就是假设还有一个旋转的坐标系 $\gamma-\delta$, 也叫做估计坐标系,它与 $d-q$ 坐标系有位置差 Δ , 这就是转子位置估计值与实际值之差,这个差值导致实际的状态变量(电压、电流等)与估计的状态变量(理想值)之间也有差别。因此,可根据状态变量之差来反推 Δ , 再采用自同步技术使 Δ 为零即可得实际位置。

文献 [14] 采用瞬时电压作为状态变量。在理想条件下,假定位置估计值与实际值相等,控制器据此及测得的电流值由瞬时电压方程算出电压指令(理想值),而实际电压可以测量,也可根据 PWM 方式、功率管的死区时间和直流侧电压值计算出来,这样可免去电压传感器。这种算法在 $\Delta > 65^\circ$ 时电机不能稳定起动,电流的检测也很关键,有一定技巧。

文献 [15] 则考虑了由温度变化引起的参数(如电动势常数 K_E) 改变对电机的影响。在假想的 $\gamma-\delta$ 坐标系下,根据实际电机与模型之间的电流差来校正速度和电动势常数,位置则由速度的积分得到。这种算法的稳态误差在 0.5% 以内,不过在 80r/min 以下时无效。

韩国的 Joohn Sheik Kim 和 Seung Ki Sul 将“准稳态”的概念引入电机动态运行控制中^[16]。它是假定在每个估算周期内电流、位置均不变,在估计坐标系 d^e-q^e 下可得“准稳态”电压方程,再由这个方程可以很容易地反解出 Δ , 估算式中的电机参数只有定子电阻一项,计算量大为减少。这种算法不会引起误差积累,可补偿参数变化和非线性带来的影响,有较强的鲁棒性。

3.4 观测器法

随着高速数字信号处理器 (DSP)的性能迅速提高,包含大量向量或矩阵运算的现代控制理论越来越多地应用于实践,如观测器法和卡尔曼滤波法。观测器的稳定性直接影响到位置估计的准确性,因此现在单纯的观测器很少直接用于位置估计。文献 [17]采用静止 T-U 坐标系下的定子电流作为状态变量,建立了包括参数变化等扰动在内的状态方程,由此构造一个滑模观测器,令电流估计值和实际值之差为开关函数 S , $S=0$ 即为滑动超平面。由滑动模的存在条件可解出开关增益的范围。该文绘出了在最恶劣情况下滑模存在的开关增益表达式及仿真结果。

文献 [18]针对机器人手臂直接驱动系统是非线性的特点,设计了一非线性速度观测器对速度进行观测,再利用融合了被测积分器反步法和非线性阻尼的部分状态反馈控制器对位置和速度进行闭环控制,形成一个位置-速度跟踪系统。该文证明了其跟踪误差是全局指数稳定的。实验表明,这个系统对正弦轨迹的跟踪误差仅为 PD 控制器的 10%。其致命缺点是需要整个电机系统的精确模型知识。

观测器法必须对系统增益进行优化,即确定在各种负载条件下的最优增益,这是比较困难的。状态的初始条件对观测器的收敛性也影响很大。

3.5 卡尔曼滤波法

卡尔曼滤波器是动态非线性系统在最小二乘意义下的最优状态估计器,也即状态变量的最小方差估计器。对于含零均值白高斯噪声项的系统状态方程及量测方程,卡尔曼滤波器通过预测-滤波两步骤,可以很好地消除噪声影响,给出最优状态估计值。

文献 [19-20]采用了扩展卡尔曼滤波器来对电机的转子、速度等进行状态估计。两者均以定子静止 $\alpha-\beta$ 坐标系下的两个分量 i_{α} 、 i_{β} , 转子角速度 k 和位置 θ 作为状态变量,建立起系统的扩展状态方程,这样电流的导数与电流、电压呈线性关系。文献 [19]采用了一种计算量相对较小的算法,将所有变量化为小于 1 的值,以利于作定点数运算,并将舍入误差和截断误差也计入到系统噪声,仿真和实验结果表明,这种算法可用于位置和速度实时估计。

扩展卡尔曼滤波器一般计算量大,对系统参数敏感以及需要初始位置信息,这些缺点阻碍了它的实际应用。文献 [20]应用了目前较先进的浮点

DSP,速度达每秒几十 MFLOPS,足以解决计算量大的问题。它的电机动态模型是在所谓“无穷大惯量”的假设条件下得到的,故与机械参数(含负载转矩)无关,使参数敏感性问题得到解决。另外它把初始状态看作高斯型随机向量,其均值为零向量,这样初始值也对以后的状态无关。借助 DSP 的强大计算功能,该系统能在 10% 的额定转速以上与期望值基本一致,采样频率可达 10kHz。

卡尔曼滤波法中的协方差矩阵初值要凭经验试凑得出,可先由计算机仿真得到较接近的值。另外,由于矩阵中含有大量的零元,必须采取特殊的存储技术和算法,以节省内存和时间,从而降低成本,这样才能真正实用化。

4 其它问题讨论

4.1 静止位置估计

上述各种方法在电机静止或极低速时,估计出的转子位置误差较大甚至根本不可用。文献 [8-9] 中的方法可用于检测静止转子的位置,但仅适于凸极性的电机,包括磁阻电机,其根本依据是电感会随凸极转子的位置而变化,因此可根据测得的电量算出电感值,再进一步算出转子位置。当然也可以根据电机的磁饱和特性仿照上述方法来估计静止位置。然而用这些方法不能使电机以最大转矩启动,在粘性摩擦负载等重载条件下无法使用。

文献 [21]介绍了一种较为通用的方法。它先给静止的定子绕组注入幅值恒定的高频正弦测试电流,测算出定子的电压。由于电压向量在空间上呈椭圆形分布,其短轴即为实际转子的位置,因此观察电压的幅值即可检测出转子位置,再用快速傅立叶变换 (FFT)算出相位延迟角,最后根据线圈中感生的二次谐波分量的方向确定磁极的极性。这种方法的误差在 $\pm 10^\circ$ 电角度内,且不管在何种负载条件下,电机均可获得最大起动转矩。

4.2 永磁直线伺服电机的位置估计

直线电机的分类方法与旋转电机相似,而且电机模型也相似,只不过转速、角度和转矩在直线电机中分别变成了平移速度、位移和力。因此,在忽略边端效应的情况下,直线电机的位置估计方法和控制策略都可以引用旋转电机现有的分析方法。文献 [22]即采用了与文献 [17]相似的滑模观测器控制法,它将一般的全阶观测器中控制回路改成滑模变结构的形式,实现了对交流永磁直线电机的速度和位置的准确观测,对参数变化和扰动具有较强的鲁

5 结 语

电机的种类很多,每种电机各有其特点,相应的位置估计方法也非常多。采用单一的某种方法很难适应于所有电机,甚至不能适应同一电机的不同负载条件。因此,实际应用中必须根据具体情况来确定。由于电机系统本身的非线性以及难以确定的噪声,使得对系统建立准确的模型非常困难,许多方法都要采取一定的补偿措施。然而,随着现代非线性控制理论的日益成熟以及 DSP 和电力电子器件的迅速发展,软件和硬件的水平都大大提高,理论上的方法将能够更有效地付诸实践,使得对电机系统的控制可以取得优异的性能。比如基于观测器法、卡尔曼滤波法等的一些改进算法,在硬件(DSP 等)的强有力支持下,已可得到较满意的结果,这些是以后发展的方向。

参考文献:

[1] 苏彦民. 交流调速系统的控制策略 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.

[2] K. Rajashekara. Sensorless Control of AC Motor Drives Speed and Position Sensorless Operation [J]. IEEE Press, 1996.

[3] Inventer. D. Erdman. Electronically Commutated Motor [P]. United States Patent No. 4, 169, 990, October 2, 1979.

[4] R. C. Becerra. Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive [J]. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exp., 1991 202- 209.

[5] J. C. Moreira. Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range [J]. Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Mtg., 1994 401- 407.

[6] S. Ogasawara, et al. An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors [J]. IEEE Trans. Indus. Appl., 1991, 27(5): 928- 933.

[7] A. B. Kulkarni. A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior permanent-Magnet Synchronous Motor Drive [J]. IEEE Trans. Indus. Appl., 1992, 28(1): 144- 150.

[8] S. Ogasawara. An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency [J]. IEEE Trans. Indus. Appl., 1998, 34(1): 163- 168.

[9] M. J. Coreley. Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds [J]. IEEE Trans. Indus. Appl., 1998, 34(4): 784- 789.

[10] M. Naidu. Rotor Position Estimation scheme of a Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive [J]. IEEE IAS Ann. Mtg., 1992 48- 53.

[11] N. Ertugrul. A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors [J]. IEEE Trans. Indus. Appl., 1994, 30(1): 126- 133.

[12] C. French. Control of Permanent Magnet Motor Drives Using a New Position Estimation Technique [J]. IEEE Trans. Indus. Appl., 1996, 32(5): 1089- 1097.

[13] N. Ertugrul. Indirect Rotor Position Sensing in Real-Time for Brushless Permanent Magnet Motor Drives [C]. APEC 97, 12th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997, 2 736- 742.

[14] N. Matsui. Brushless dc motor control without position and speed sensors [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1992, 28(1): 120- 127.

[15] T. Takeshita. Sensorless brushless Dc motor drive with EMF constant identifier, IECON 94. 20th International Conference on Industrial Electronics [C]. Control and Instrumentation, 1994, 1 14- 19.

[16] J. S. Kim. New approach for high performance PM SM drives without rotational position sensors [C]. APED '95, 10th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995, 1 381- 386.

[17] T. Furuhashi. A Position- and- Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1992, 39(2): 89- 95.

[18] J. Hu. Position Control of a Brushless DC Motor without Velocity Measurements [J]. IEEE Proc - Electr. Power Appl., 1995, 42(2): 113- 122.

[19] R. Dhaouadi. Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. IEEE Trans. Power Electron., 1991, 6(3): 491- 497.

[20] S. Bolognani. Sensorless Full-digital PM SM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1999, 46(1): 184- 191.

[21] J. S. Kim. New Stand-still Position Detection Strategy for PM SM Drive without Rotational Transducers [C]. APEC 94, 9th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994, 1 363- 369.

[22] 石丽梅. 交流永磁直线伺服电机新型无传感器控制 [J]. 沈阳工业大学学报, 1997, 19(3): 10- 13.

第一作者简介: 陈澜睿 (1969-), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁无刷电机的鲁棒控制。