

# 基于平面电感角位置传感器的双同步参考系锁相环\*

徐云鹏,薛雅丽,武玉衡,董昊,叶永强

(南京航空航天大学自动化学院 南京 211106)

**摘要:**基于近几年新兴的低成本、高精度且适应恶劣环境的平面式电感角位置传感器,针对其输出信号进行角位置和角速度的解码研究。平面式电感角位置传感器输出信号需要经过解调得到正弦、余弦两路信号。通常这两路信号幅值不相等且相位相差不是 $90^\circ$ (两路信号失衡)。传统的解码方法同步参考系锁相环只能从平衡的正弦、余弦信号中获得正确的角位置和角速度,而无法在信号失衡的情况下正常工作。本文提出双同步参考系锁相环,该方法能在信号失衡的情况下获得正确的角位置和角速度。仿真和实验工作均验证了双同步参考系锁相环解码方法的有效性。

**关键词:**平面式电感传感器;角位置;角速度;双同步参考系锁相环;数字信号处理

**中图分类号:** TP212.9 TH862 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

## Double synchronous reference frame PLL based on a planar inductive angular position sensor

Xu Yunpeng, Xue Yali, Wu Yuheng, Dong Hao, Ye Yongqiang

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

**Abstract:** The planar inductive angular position sensor is popular in recent years for its low cost, high precision, and being well applicable in extreme environments. The decoding of the sensor's output is focused to acquire angular position and velocity of objects. The sensor output signals need to be transformed into two signals: the sine and cosine signals by the demodulation module. Generally, the sine and cosine signals are unbalanced, i. e., they are not in the same amplitude and ninety degrees phase difference. The traditional decoding method synchronizes reference frame phase-locked loop (SRF-PLL) can only be capable of acquiring correct angular position and velocity from balanced sine and cosine signals, which can not operate under unbalanced condition. In this work, a decoding method is proposed, termed double synchronous reference frame phase-locked loop (DSRF-PLL), to acquire correct angular position and velocity under the unbalanced condition. Effectiveness of DSRF-PLL decoding method is verified by simulation and experimental results.

**Keywords:** planar inductive sensor; angular position; angular velocity; synchronizes reference frame phase-locked loop (SRF-PLL); digital signal processing (DSP)

## 1 引言

在高精度伺服电机控制系统等应用场合,角位置和角速度反馈信号的精度必须很高。获得这些反馈信号的常见测量装置为光电编码器和旋转变压器。光电编码器的精度可以达到很高,但是它无法工作在高温、严寒、潮湿和剧烈震动等恶劣环境下。旋转变压器虽然能够在恶劣的环境下工作,但是高精度的旋转变压器价格很高,且

旋转变压器输出的信号需要由价格昂贵的芯片进行解码,才能从中获得角位置和角速度。

本文所述的平面式电感角位置传感器是近几年新兴的一种高精度、低成本且可适应恶劣环境的传感器。这种传感器的工作原理以及信号形式与旋转变压器相似。它的缺点是其定子部分平面式的结构导致定子上的线圈之间互相耦合,从而在传感器输出信号中产生高频耦合噪声。但是,这种耦合噪声很容易消除。文献[1-2]介绍了消除耦合噪声的方法。

平面式电感角位置传感器的输出信号是关于角位置的函数且含有高频载波和低频耦合噪声。对传感器输出信号进行解调和去噪之后,理想情况下可得到角位置的正弦值和余弦值(再分别乘以一个相同的幅值系数)。解调的方法有很多,比如文献[3-4]分别提出了峰值点法和均方根法进行解调。但是由于本文使用的载波频率很高且传感器的输出信号含有一定噪声,故这两种解调方法不可行。本文采用的解调方法依据文献[5-6],在解调的同时并完成去噪的任务。解调和去噪之后,再通过某种算法从得到的新信号中获得角位置和角速度。算法分为开环和闭环两种。开环算法中比较常见的是反正切法。文献[2,5,7]使用了该方法。反正切法虽然响应速度非常快,但是其开环的特性导致了这种方法的抗干扰性能很差,且高精度的测量要求必然使得反正切法必须查找高密度的反正切函数表,这会耗费大量计算机存储空间。闭环算法用的更多<sup>[8-10]</sup>。闭环算法中比较常见的是同步参考系锁相环(synchronous reference frame phase-locked loop, SRF-PLL)。文献[11-14]使用了这种算法,其思想是将正弦、余弦角位置信号组成的矢量分解到一个新设立的旋转参考系中,然后使用一个锁相环让旋转参考系的角位置跟踪到待测量的角位置,同时锁相环也能输出角速度。SRF-PLL 使用简单,且具有闭环算法的抗干扰特性,故其应用十分广泛。

然而,由于传感器输出信号的误差和解调去噪环节的误差等原因,正弦、余弦角位置信号的幅值不相等,相位不是相差 90°,这种失衡的情况几乎不能避免。在这种失衡的情况下,目前应用最为广泛的 SRF-PLL 方法在求解角位置和角速度时会产生误差。为了在失衡情况下仍能求解出正确的角位置和角速度,本文提出一种在平面式电感角位置传感器上应用的角位置和角速度求解算法:双同步参考系锁相环(double synchronous reference frame phase-locked loop, DSRF-PLL),该算法是基于 SRF-PLL 的改进,并已经有文献提出<sup>[15]</sup>,但是在角位置和角速度测量领域还没有应用的案例。

## 2 平面式电感角位置传感器和测量系统

### 2.1 平面式电感角位置传感器

平面式电感角位置传感器分为定子和转子两部分,如图 1 所示。各个部件之间通过电磁感应相互作用。

如图 1 所示,定子是有一个激励线圈(图 1 中的 EX 线圈)和 2 个接收线圈(图 1 中的 sin 线圈和 cos 线圈)的印制电路板。转子为由电感和电容串联组成的 LC 谐振器,实际的 LC 谐振器常会引入串联电阻。LC 谐振器的谐振频率一般为 100 kHz ~ 4 MHz。

平面式电感角位置传感器的工作原理是,定子的 EX

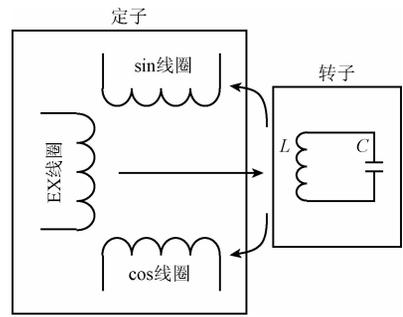


图 1 平面式电感角位置传感器原理  
Fig. 1 Principle of planar inductive angular position sensor

线圈中被注入交流激励电流,电流频率等于转子的谐振频率。EX 线圈中的交流电流会产生交流磁场。转子处于这个磁场中,它自身感应出谐振电流。转子的谐振电流产生交流磁场。定子的 sin 线圈和 cos 线圈处于这个磁场中,它们各自都感应出一定的电流,从而产生传感器的输出电压信号。由于传感器自身的特殊结构,其输出信号与定子、转子之间的相对角位置有一定关系。由于定子为平面结构,其上线圈之间互相耦合,所以接收线圈上不可避免会产生高频耦合噪声。cos 线圈和 sin 线圈上电压的表达式分别如式(1)、(2)所示。

$$v_{cOrg} = E \cos\theta \sin(2\pi ft) + c_{\cos}(t) \quad (1)$$

$$v_{sOrg} = E \sin\theta \sin(2\pi ft) + c_{\sin}(t) \quad (2)$$

式中:  $E$  为常数,  $\theta$  为定子和转子之间的相对角位置,  $f$  为转子的谐振频率,  $t$  为时间,  $c_{\cos}(t)$  和  $c_{\sin}(t)$  分别为 cos 线圈和 sin 线圈中的高频耦合噪声。

### 2.2 测量系统

测量系统由 3 部分构成:平面式电感角位置传感器、驱动和解调电路以及角位置/角速度解算模块,如图 2 所示。

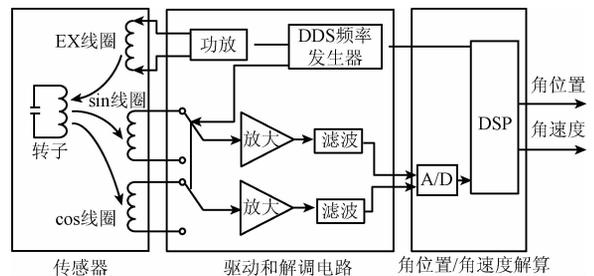


图 2 测量系统的结构  
Fig. 2 Structure of the measurement system

DDS 频率发生器经 DSP 控制,产生频率是转子谐振频率的正弦波和方波,正弦波经过功率放大之后进入传感器定子的 EX 线圈,这样传感器便可正常工作,并输出如式(1)和(2)所示的信号。DDS 频率发生器产生的方

波表达式如式(3)所示。

$$v_{squ}(t) = \begin{cases} 1, & \sin(2\pi ft) > 0 \\ 0, & \sin(2\pi ft) \leq 0 \end{cases} \quad (3)$$

方波信号控制图2中的联动开关,方波值为1时,开关掷于sin线圈和cos线圈的上端;方波值为0时,开关掷于sin线圈和cos线圈的下端。传感器的输出信号经过开关之后变成式(4)、(5)的形式。

$$v_{c\_Sui} = E \cos\theta |\sin(2\pi ft)| + c_{\cos 2}(t) \quad (4)$$

$$v_{s\_Sui} = E \sin\theta |\sin(2\pi ft)| + c_{\sin 2}(t) \quad (5)$$

式中: $c_{\cos 2}(t)$ 和 $c_{\sin 2}(t)$ 为经过开关之后的高频耦合噪声。

开关之后的信号经过滤波环节之后,载波将被消除,且高频耦合噪声也将被滤掉。解调之后的信号理想情况下如式(6)、(7)所示。

$$v_{c\_ideal} = M \cos\theta \quad (6)$$

$$v_{s\_ideal} = M \sin\theta \quad (7)$$

式中: $M$ 为幅值。

然而,由于传感器输出信号的误差和解调去噪环节的误差等原因,正弦、余弦角位置信号的幅值不相等,相位不是相差 $90^\circ$ ,这种失衡的情况几乎不能避免。所以实际的解调之后的信号如式(8)、(9)所示。

$$v_c = M_1 \cos(\theta + \theta_1) \quad (8)$$

$$v_s = M_2 \sin(\theta + \theta_2) \quad (9)$$

式中: $M_1$ 和 $M_2$ 为幅值且一般 $M_1 \neq M_2$ , $\theta_1$ 和 $\theta_2$ 为初相且一般 $\theta_1 \neq \theta_2$ 。

式(8)、(9)所示信号经过A/D转换之后变成数字量,由DSP解算出角位置和角速度。

### 3 SRF-PLL的原理和局限性

解调电路输出式(8)和(9)所示的信号之后,需要使用某种算法将其中的角位置 $\theta$ 和角速度 $\omega$ 解算出来。现介绍SRF-PLL方法。先考虑平衡的情况,即假设式(8)和(9)中 $M_1 = M_2 = M$ 且 $\theta_1 = \theta_2 = 0$ ,即式(6)和(7)这种理想情况。式(8)和(9)中的 $v_s$ 和 $v_c$ 可组成一个模值为 $M$ 、相位为 $\theta$ 的矢量 $\mathbf{v}_{DQ} = [v_c, v_s]^T$ 。该矢量位于DQ静止坐标系中,坐标系的坐标轴为D和Q。

建立一个 $dq^{+1}$ 旋转坐标系,该坐标系的坐标轴为 $d^{+1}$ 和 $q^{+1}$ ,旋转角位置为 $\hat{\theta}$ ,旋转角速度为 $\hat{\omega}$ 。将 $\mathbf{v}_{DQ}$ 的DQ参考坐标系换成 $dq^{+1}$ 参考坐标系,此时 $\mathbf{v}_{DQ}$ 变换成 $\mathbf{v}_{dq^{+1}}$ ,如式(10)所示。

$$\mathbf{v}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq^{+1}} \begin{bmatrix} v_c \\ v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ M \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{T}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}$ 。

以上变换过程如图3所示。

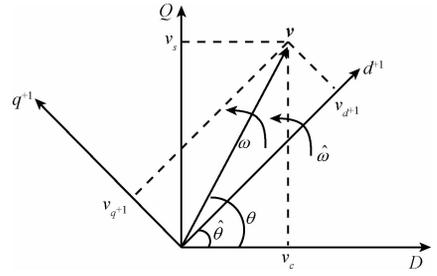


图3 矢量的 $dq^{+1}$ 变换

Fig. 3  $dq^{+1}$  transformation of the vector

由式(10)可知,当 $\theta$ 与 $\hat{\theta}$ 相差不大的时候, $v_{q^{+1}}$ 可线性化,即 $v_{q^{+1}} = M \sin(\theta - \hat{\theta}) \approx M(\theta - \hat{\theta})$ 。进而可利用锁相环(phase-locked loop, PLL),使得 $\hat{\theta}$ 跟踪上 $\theta$ <sup>[16-18]</sup>。SRF-PLL的结构如图4所示。经过瞬态过程之后,PLL锁相完全,此时有 $\hat{\theta} = \theta$ , $v_{d^{+1}} = M$ , $v_{q^{+1}} = 0$ 。同时,PLL输出角速度的测量值 $\hat{\omega}$ 。

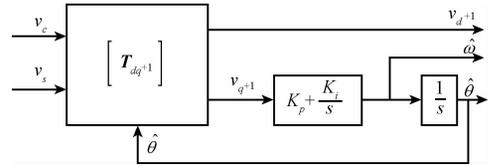


图4 SRF-PLL结构

Fig. 4 Structure of SRF-PLL

以上考虑的是平衡的情况,SRF-PLL可以很好地工作。然而,在失衡的情况下,即如式(8)、(9)所示信号的一般情况, $M_1 \neq M_2$ 以及 $\theta_1 \neq \theta_2$ ,SRF-PLL将无法正常工作。

式(8)、(9)可改写成式(11)、(12)的形式。

$$v_c = M^+ \cos\theta + M^- \cos(-\theta + \varphi) \quad (11)$$

$$v_s = M^+ \sin\theta + M^- \sin(-\theta + \varphi) \quad (12)$$

式中:当 $M^- \neq 0$ 且 $\varphi \neq 0$ 时,信号的幅值和相位都失衡;当 $M^- \neq 0$ 且 $\varphi = 0$ 时,信号的幅值失衡,相位不失衡。

将式(11)和(12)中的信号组成矢量 $\mathbf{v}_{DQ} = [v_c, v_s]^T$ ,将 $\mathbf{v}_{DQ}$ 的DQ参考坐标系换成 $dq^{+1}$ 参考坐标系,此时 $\mathbf{v}_{DQ}$ 变换成了 $\mathbf{v}_{dq^{+1}}$ ,如式(13)所示。

$$\mathbf{v}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq^{+1}} \begin{bmatrix} v_c \\ v_s \end{bmatrix} = M^+ \begin{bmatrix} \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} + M^- \begin{bmatrix} \cos(-\theta + \varphi - \hat{\theta}) \\ \sin(-\theta + \varphi - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

当SRF-PLL使 $\hat{\theta} \approx \theta$ 时,有 $\sin(\theta - \hat{\theta}) \approx \theta - \hat{\theta}$ ,以及 $\cos(\theta - \hat{\theta}) \approx 1 - ((\theta - \hat{\theta})^2/2)$ ,由此可将式(13)线性化得式(14)。

$$\mathbf{v}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} \approx M^+ \begin{bmatrix} 1 - ((\theta - \hat{\theta})^2/2) \\ \theta - \hat{\theta} \end{bmatrix} +$$

$$M^- \begin{bmatrix} \cos(-2\theta + \varphi) \\ \sin(-2\theta + \varphi) \end{bmatrix} \quad (14)$$

根据式(14),  $v_{d^{+1}}$  和  $v_{q^{+1}}$  都有振荡的分量,这也正是SRF-PLL无法正常工作的原因。由于实际的角速度不定,所以这些分量无法通过滤波被消除。

### 4 DSRF-PLL 的原理

双同步参考系锁相环 DSRF-PLL 利用 2 个参考系进行工作。首先建立一个  $dq^{+1}$  旋转坐标系,该坐标系的坐标轴为  $d^{+1}$  和  $q^{+1}$ ,旋转角位置为  $\hat{\theta}$ ,旋转角速度为  $\hat{\omega}$ 。将  $v_{DQ}$  的 DQ 参考坐标系换成  $dq^{+1}$  参考坐标系,此时  $v_{DQ}$  变换成了  $v_{dq^{+1}}$ ,变换的结果如式(13)所示。同时,建立一个  $dq^{-1}$  旋转坐标系,该坐标系的坐标轴为  $d^{-1}$  和  $q^{-1}$ ,旋转角位置为  $-\hat{\theta}$ ,旋转角速度为  $-\hat{\omega}$ 。将  $v_{DQ}$  的 DQ 参考坐标系换成  $dq^{-1}$  参考坐标系,此时  $v_{DQ}$  变换成了  $v_{dq^{-1}}$ ,变换的结果如式(15)所示。以上变换过程如图 5 所示。

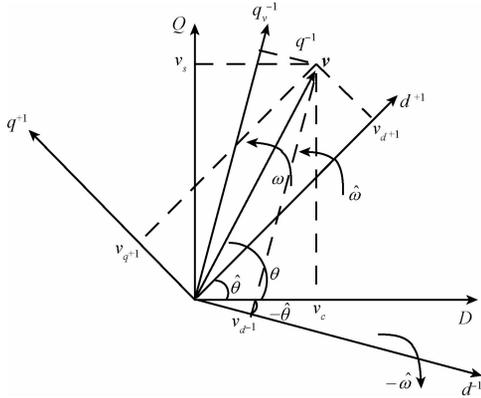


图5 矢量的  $dq^{+1}$  和  $dq^{-1}$  变换

Fig. 5  $dq^{+1}$  and  $dq^{-1}$  transformation of the vector

$$v_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} = T_{dq^{-1}} \begin{bmatrix} v_c \\ v_s \end{bmatrix} = M^+ \begin{bmatrix} \cos(\theta + \hat{\theta}) \\ \sin(\theta + \hat{\theta}) \end{bmatrix} +$$

$$M^- \begin{bmatrix} \cos(-\theta + \varphi + \hat{\theta}) \\ \sin(-\theta + \varphi + \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

当实现完美跟踪时,即  $\hat{\theta} = \theta$ ,将式(13)化成式(16)。

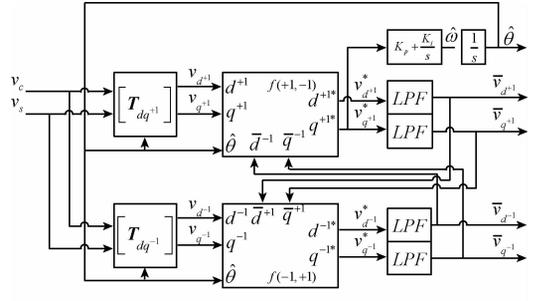
$$v_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} = T_{dq^{-1}} \begin{bmatrix} v_c \\ v_s \end{bmatrix} = M^+ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} +$$

$$M^- \begin{bmatrix} \cos(-2\theta + \varphi) \\ \sin(-2\theta + \varphi) \end{bmatrix} \quad (16)$$

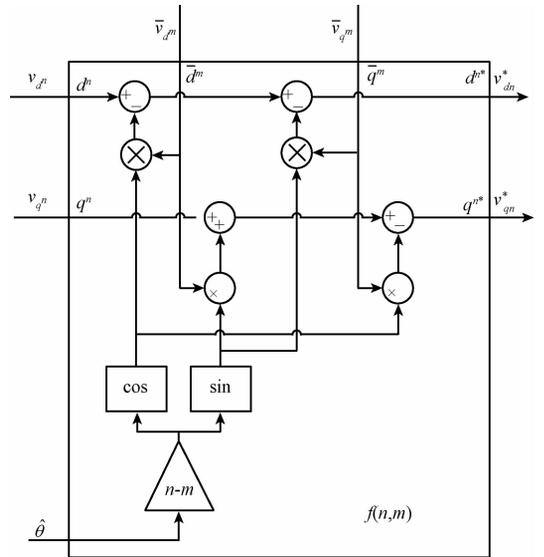
同样,在实现完美跟踪时,式(15)可化成式(17)。

$$v_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} = M^+ \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \sin(2\theta) \end{bmatrix} + M^- \begin{bmatrix} \cos\varphi \\ \sin\varphi \end{bmatrix} \quad (17)$$

可以发现,式(16)中交流振荡分量的幅值和式(17)中常值分量的大小有关;反之,式(17)中交流振荡分量的幅值和式(16)中常值分量的大小有关。DSRF-PLL 结构如图 6 所示。



(a) DSRF-PLL 结构  
(a) Structure of DSRF-PLL



(b)  $f(n,m)$  单元的内部结构  
(b) Structure of  $f(n,m)$  unit

图6 DSRF-PLL 结构

Fig. 6 Structure of DSRF-PLL

图 6 (a) 中的低通滤波器的传递函数如式(18)所示。

$$LPF(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (18)$$

式中:  $\omega_f = k\hat{\omega}$ 。

当一个完美跟踪实现时,  $\omega_f = k\omega$ , 此时可得式(19)。

$$LPF(s) = \frac{k\omega}{s + k\omega} \quad (19)$$

现设立两个量  $u_1$  和  $u_2$ , 如式(20)所示。

$$u_1 = \cos(2\theta), \quad u_2 = \sin(2\theta) \quad (20)$$

当一个完美跟踪实现时,根据图 6 可以得到式(21)。

$$\begin{cases} \dot{\bar{v}}_{d^{i+1}} = k\omega(\bar{v}_{d^{i+1}} - \bar{v}_{d^{i+1}} - u_1\bar{v}_{d^{i+1}} - u_2\bar{v}_{q^{i+1}}) \\ \dot{\bar{v}}_{q^{i+1}} = k\omega(\bar{v}_{q^{i+1}} - \bar{v}_{q^{i+1}} - u_1\bar{v}_{q^{i+1}} + u_2\bar{v}_{d^{i+1}}) \\ \dot{\bar{v}}_{d^{i-1}} = k\omega(\bar{v}_{d^{i-1}} - \bar{v}_{d^{i-1}} - u_1\bar{v}_{d^{i-1}} + u_2\bar{v}_{q^{i-1}}) \\ \dot{\bar{v}}_{q^{i-1}} = k\omega(\bar{v}_{q^{i-1}} - \bar{v}_{q^{i-1}} - u_1\bar{v}_{q^{i-1}} - u_2\bar{v}_{d^{i-1}}) \end{cases} \quad (21)$$

由式(16)、(17)、(20)、(21)可写出相应的状态空间表达式,如式(22)所示。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}(t) \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t) \cdot \mathbf{v}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\text{式中: } \mathbf{x}(t) = \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} \bar{v}_{d^{i+1}} \\ \bar{v}_{q^{i+1}} \\ \bar{v}_{d^{i-1}} \\ \bar{v}_{q^{i-1}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} M^+ \\ 0 \\ M^- \cos\varphi \\ M^- \sin\varphi \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}(t) = -\mathbf{B}(t), \quad \mathbf{C} = \mathbf{I}, \quad \mathbf{B}(t) =$$

$$k\omega \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ 0 & 1 & -\sin(2\theta) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta) & -\sin(2\theta) & 1 & 0 \\ \sin(2\theta) & \cos(2\theta) & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

式(22)所表示的系统是一个多输入、多输出的线性时变系统。该系统的状态解析十分复杂。为简化规律解释,令  $\varphi = 0$ , 然后给出  $\bar{v}_{d^{i+1}}$  的解,如下:

$$\begin{aligned} \bar{v}_{d^{i+1}} &= M^+ - [M^+ \cos\theta \cos(\theta \sqrt{1-k^2}) - \\ &\frac{1}{\sqrt{1-k^2}}(M^+ \sin\theta - kM^- \cos\theta) \times \sin(\theta \sqrt{1-k^2})] e^{-k\theta} \end{aligned} \quad (23)$$

式(23)表明,若  $k$  选取得当,随着时间的推移(由  $\theta$  的定义知时间必须在  $\theta$  的一个周期之内,否则  $\theta$  又会变回 0),  $\bar{v}_{d^{i+1}}$  的  $e^{-k\theta}$  衰减项会逐渐削弱至可忽略不计,最后只剩下  $M^+$  分量。同样,  $\bar{v}_{q^{i+1}}$ 、 $\bar{v}_{d^{i-1}}$ 、 $\bar{v}_{q^{i-1}}$  也具有相似特性,它们都可以收敛至一个恒定值,只需把  $v_{q^{i+1}}^*$  输入图 6(a) 所示的 PI 环节就可以得到正确的角位置和角速度。

## 5 仿真结果

本文使用 MATLAB 软件对基于平面式电感角位置传感器的 DSRF-PLL 进行了仿真。此外,还进行了 SRF-PLL 的仿真以进行对比。两种算法仿真所需的输入数据  $v_c$  和  $v_s$ , 由 MATLAB 软件模拟生成,分别表示包含角位置信息的余弦信号和正弦信号。

本文 MATLAB 软件仿真的输入数据如式(24)所示。 $v_c$  的幅值和初始相位分别为 0.8 和  $10^\circ$ ;  $v_s$  的幅值和初始相位分别为 1 和  $0^\circ$ 。

$$\begin{cases} v_c = 0.8 \cos(\omega t + 10^\circ) \\ v_s = \sin(\omega t) \end{cases} \quad (24)$$

式中:  $\omega = 80\pi/3$  rad/s。

仿真所用的 PLL 参数为  $K_p = 1872$ ,  $K_i = 1440000$ 。

DSRF-PLL 中  $k = 1/\sqrt{2}$ 。另外,为符合实际应用,仿真所用的 SRF-PLL 和 DSRF-PLL 均为离散形式,采样周期  $T_s = 0.1$  ms。

首先针对 SRF-PLL 方法进行仿真,仿真所得角位置、角速度如图 7 所示。

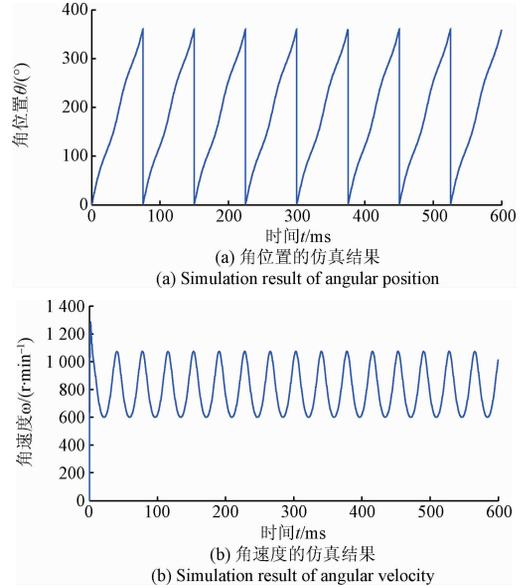


图 7 SRF-PLL 方法下角位置和角速度的仿真结果

Fig. 7 Simulation results of angular position and velocity using SRF-PLL

然后针对 DSRF-PLL 方法进行仿真,仿真所得角位置、角速度如图 8 所示。

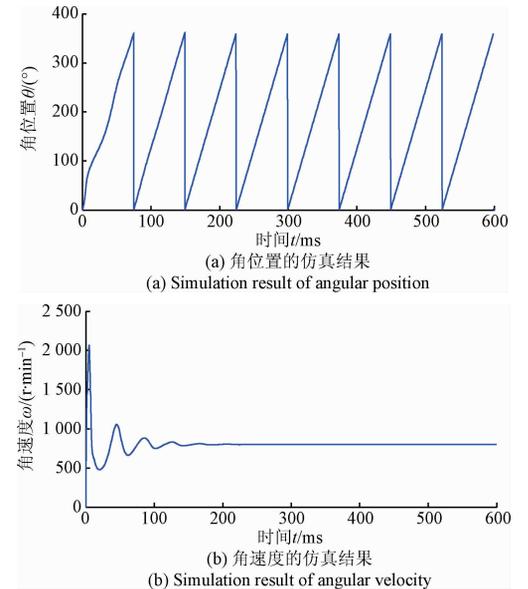


图 8 DSRF-PLL 方法下角位置和角速度的仿真结果

Fig. 8 Simulation results of angular position and velocity using DSRF-PLL

从仿真结果可以看出,在信号失衡的情况下,采用 SRF-PLL 方法得到的角位置形状失真,角速度振荡,无法收敛;而 DSRF-PLL 方法可以很好的得出角位置和角速度。

### 6 实验结果

为了对基于平面式电感角位置传感器的 DSRF-PLL 进行实验验证,制作了一套基于平面式电感角位置传感器的角位置与角速度测量系统原理样机。所使用的平面式电感角位置传感器是 CambridgeIC 公司的成熟产品。选取了 7 个传感器样本,结合测量系统原理样机分别进行了实验。得益于 CambridgeIC 公司传感器产品的稳定性和可靠性,7 件传感器对应的实验结果差异很小,下面介绍其中一件传感器对应的实验结果。

本文实验平台如图 9 所示。实验平台由 4 部分组成:测量系统、平面式电感角位置传感器、高精度伺服电机和高精度伺服电机控制器。在电机控制器中输入转速可以使伺服电机在电机控制器的控制下按照设定的转速匀速旋转。与此同时,安装在伺服电机上的平面式电感角位置传感器输出的信号由测量系统解码出角位置和角速度。

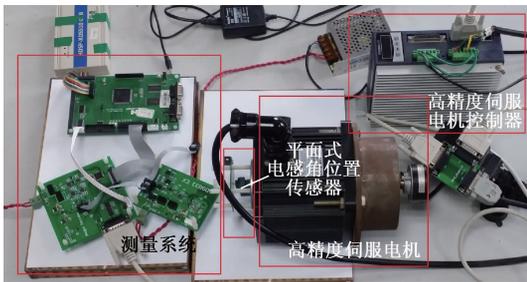


图 9 实验平台  
Fig. 9 Experimental

平面式电感角位置传感器转子的谐振频率为 187.5 kHz。测量系统所用的 DSP 器件为 TI 公司 TMS320F2812。离散 SRF-PLL 和离散 DSRF-PLL 方法将在 DSP 中实现。两种方法的 PLL 参数均为  $K_p = 1\ 872$ ,  $K_i = 1\ 440\ 000$ , 采样周期  $T_s = 0.1\ ms$ 。DSRF-PLL 中  $k = 1/\sqrt{2}$ 。

实验中,在电机控制器中设定电机转速为 800 r/min,同时在测量系统中分别采用 SRF-PLL 方法和 DSRF-PLL 方法进行角位置和角速度的解算。

实验中采集到的解调电路输出的正弦、余弦信号如图 10 所示。从图 10 中可以看出,正弦、余弦信号存在明显的失衡。

在测量系统中使用 SRF-PLL 方法时,得到的角位置和角速度的稳态信号如图 11 所示。

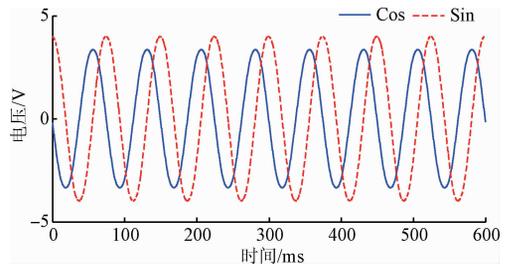
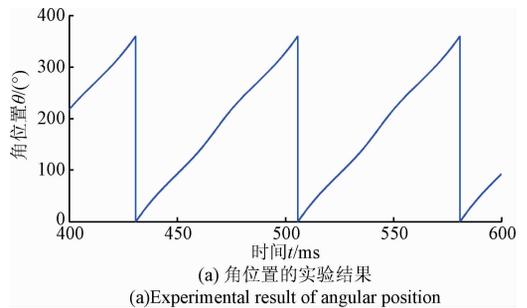
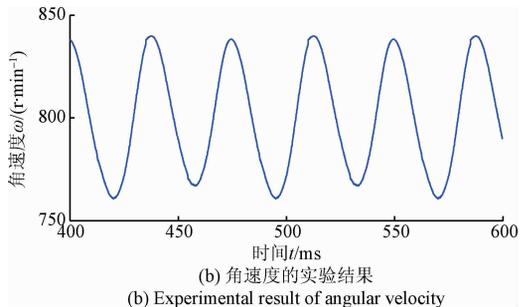


图 10 实验中采集到的正弦、余弦信号  
Fig. 10 Sine and cosine signals sampled in the experiment



(a)角位置的实验结果  
(a)Experimental result of angular position

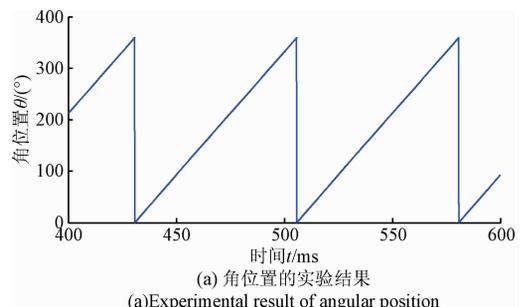


(b)角速度的实验结果  
(b)Experimental result of angular velocity

图 11 SRF-PLL 方法下角位置和角速度的稳态实验结果

Fig. 11 Steady-state experimental results of angular position and velocity using SRF-PLL

在测量系统中使用 DSRF-PLL 方法时,得到的角位置和角速度的稳态信号如图 12 所示。



(a)角位置的实验结果  
(a)Experimental result of angular position

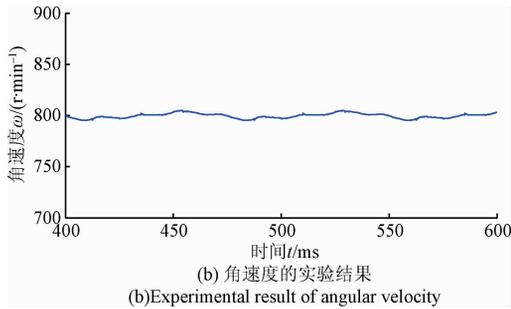


图12 DSRF-PLL方法下角位置和角速度的稳态实验结果

Fig. 12 Steady-state experimental results of angular position and velocity using DSRF-PLL

从实验结果可以看出,解调电路输出的正弦、余弦信号存在明显失衡。使用SRF-PLL方法时,解算得到的角位置存在失真,得到的角速度振荡无法收敛。而使用DSRF-PLL方法时,解算得到的角位置线性度良好,得到的角速度波动较小,图12(b)中角速度的波动范围大约是 $-0.6\% \sim 0.6\%$ 。使用DSRF-PLL方法得到的角速度有一定波动是因为解调电路输出的正弦、余弦信号存在一定噪声,该噪声会使最终解算得到的角位置和角速度信号中出现波动,但是这种波动造成的角位置、角速度测量误差可以控制在允许范围内。

实验结果表明,SRF-PLL方法不能处理正弦、余弦信号失衡的状况;而DSRF-PLL方法可以很好地处理失衡状况。

## 7 结 论

本文基于近几年新兴的一种高精度、低成本且适应环境能力强的平面式电感角位置传感器,进行相应的解调算法研究。传感器输出的信号经过解调和去噪之后,解调算法将对得到的正弦、余弦信号进行解码,从而得到角位置和角速度。通常情况下,正弦、余弦信号存在幅值和相位的失衡,用传统的SRF-PLL算法无法正确解算出角位置和角速度。本文提出的DSRF-PLL算法基于两个反向旋转的参考坐标系,可以从失衡信号中解算出正确的角位置和角速度。仿真和实验结果均表明,在正弦、余弦信号失衡的情况下,SRF-PLL算法无法解算出正确的角位置和角速度,而DSRF-PLL算法可以解算出正确的角位置和角速度。所以,DSRF-PLL方法可在基于平面式电感传感器的角位置和角速度测量领域推广。

## 参考文献

[1] ASCHENBRENNER B, ZAGAR B G. Planar high-frequency contactless inductive position sensor [C].

IEEE International Instrumentation & Measurement Technology Conference, 2013: 614-619.

- [2] RAHAL M, DEMOSTHENOUS A. An integrated signal conditioner for high-frequency inductive position sensors [J]. Measurement Science & Technology, 2010, 21(1): 15203-15214.
- [3] KHABURI D A. Software-based resolver-to-digital converter for DSP-Based drives using an improved angle-tracking observer [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2012, 61(4): 922-929.
- [4] 徐大林, 李云飞, 程蜀炜, 等. 一种高精度全数字跟踪型轴角-数字转换系统 [J]. 微电机, 2009, 42(1): 32-35.
- XU D L, LI Y F, CHEN SH W, et al. A high-precision complete-digital and tracking system for S/R-D conversion [J]. Micromotors, 2009, 42(1): 32-35.
- [5] RAHAL M, DEMOSTHENOUS A. An ASIC front end for planar high-frequency contactless inductive position sensors [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2009, 58(9): 3021-3030.
- [6] 王晓俊, 周杏鹏, 王毅. 精密阻抗分析仪中数字灵敏检波技术研究及实现 [J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(6): 592-595.
- WANG X J, ZHOU X P, WANG Y. Research and realization of DSPD technique in precision impedance analyzer [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(6): 592-595.
- [7] 张京娟, 张仲毅, 刘俊成. 一种新型的旋转变压器测角误差标定技术 [J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(1): 149-153.
- ZHANG J J, ZHANG ZH Y, LIU J CH. Novel method of calibrating the angle-measurement error of resolver [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31(1): 149-153.
- [8] HARNEFORS L, NEE H P. A general algorithm for speed and position estimation of AC motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(1): 77-83.
- [9] 朱其新, 张正, 朱永红, 等. 基于FPGA的双通道多对极旋转变压器的新型测角系统设计 [J]. 微电机, 2016, 49(7): 41-45.
- ZHU Q X, ZHANG ZH, ZHU Y H, et al. Design of novel angle measurement system for two-channel multipole resolver based on FPGA [J]. Micromotors, 2016, 49(7): 41-45.
- [10] 杨文博. 伺服系统中旋转变压器位置解析在DSP平台上的设计与实现 [J]. 上海电气技术, 2014, 7(3): 9-14.

- YANG W B. Design and realization of resolver position decoding in servo system with DSP platform[J]. Journal of Shanghai Electric Technology, 2014, 7(3):9-14.
- [11] 吴忠, 吕绪明. 基于磁编码器的伺服电机速度及位置观测器设计[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 82-87.
- WU ZH, LV X M. Design of angular velocity and position observer for servo motors with magnetic encoders[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9): 82-87.
- [12] 陈渭杰, 吴忠. 旋转变压器快速数字转换算法研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(增刊1):80-85.
- CHEN W J, WU ZH. A fast algorithm for resolver to digital conversion [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(Suppl. 1):80-85.
- [13] HOSEINNEZHAD R, HARDING P. A novel hybrid angle tracking observer for resolver to digital conversion[C]. IEEE Conference on Decision and Control, 2005: 7020-7025.
- [14] 郭新华, 庄兴明, 赵峰, 等. 旋转变压器解码芯片 AD2S1200 的解码原理与应用分析 [J]. 微电机, 2012, 45(6):52-56.
- GUO X H, ZHUANG X M, ZHAO F, et al. Decoding principles and applying analysis of decoder chip-AD2S1200 for resolver [J]. Micromotors, 2012, 45(6):52-56.
- [15] RODRIGUEZ P, POU J, BERGAS J, et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 22(2):1415-1421.
- [16] 关清心, 张宇, 李民英, 等. 基于微分环节的单相锁相环方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5318-5325.
- GUAN Q X, ZHANG Y, LI M Y, et al. Single-phase phase-locked loop based on differentiator units [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(19):5318-5325.
- [17] 黄海宏, 张庭茂, 魏亚坤, 等. 电压不平衡时单同步

坐标系锁相环的改进算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(6):937-944.

HUANG H H, ZHANG T M, WEI Y K, et al. Improved algorithm for phase-locked loop of single synchronous coordinate system under unbalanced three-phase voltage[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(6):937-944.

- [18] 蒋涛, 唐宗熙, 张彪. 一种基于 DDS + PLL 结构的频率合成器的设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(10):91-95.

JIANG T, TANG Z X, ZHANG B. Design of frequency synthesizer based on DDS + PLL [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2009, 23(10):91-95.

### 作者简介



徐云鹏, 2014 年于南京航空航天大学获得学士学位, 现为南京航空航天大学硕士研究生, 主要研究方向为嵌入式技术和传感器技术。

E-mail: nuaa\_xuyunpeng@163.com

**Xu Yunpeng** received his B. Sc. degree in 2014 from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, and is now a master student in Nanjing University of Aeronautics and Astronautics. His main research interests include embedded technology and sensor technology.



薛雅丽(通讯作者), 2003 年于南京航空航天大学获得硕士学位, 2010 年于南京航空航天大学获得博士学位, 现为南京航空航天大学副教授, 主要研究方向为嵌入式技术及飞行控制。

E-mail: xueyali@nuaa.edu.cn

**Xue Yali** (Corresponding author) received her M. Sc. degree in 2003 and Ph. D. degree in 2010 both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics. Currently, she is an associate professor in Nanjing University of Aeronautics and Astronautics. Her main research interests include embedded technology and flight control.