ハイブリッド支持式回転型ジャイロへの不つり合い補償の適用

Application of Unbalance Compensation to a Rotary Gyro with Hybrid Suspension

秋山 智広^{*1}(学生員), 水野 毅^{*1}(正員), 高崎 正也^{*1}(正員), 石野 裕二^{*1}(正員)

Tomohiro AKIYAMA (Stu. Mem.), Takeshi MIZUNO (Mem.), Masaya TAKASAKI (Mem.), Yuji ISHINO (Mem.)

This paper presents an application of unbalance compensation to a rotary gyro with hybrid suspension. In this gyro, a disk-type rotor is connected to a synchronous motor through a fluid bearing and the motor is fixed to the frame of the holder. The four-degree-of-freedom motions of the holder are constrained by a cross spring and a gimbal. The two rotational motions of the holder are controlled by four electromagnets. Such hybrid suspension makes the system less damped. Therefore, high-accuracy measurement is possible by this gyro. However, one of the problems is that an oscillating component due to unbalance appears in the estimated angular velocity because the estimation is based on the control currents for regulating the relative displacement of the holder to the stator. To solve this problem, unbalance compensation is applied to remove the oscillating component. It is confirmed experimentally that the estimated signal agrees well with the reference signal.

Keywords: gyroscopic sensor, cross spring, magnetic bearing, observer, unbalance compensation.

1 緒言

姿勢・角速度測定に用いられる慣性センサの一種にジャイロセンサ(以下, ジャイロと表記する)がある。同センサは, デジタルカメラやコントローラなどの電子機器のモーション取得, 航空機や自立式ロボットの姿勢制御など様々な分野で幅広く応用されている[1]。本研究は, 高精度, 小型かつ安価なジャイロの実現を目的とする。ジャイロには様々な種類が存在し, 検出原理から, 光学式, 回転型, 振動型に大別される[2]。そこで, 検出感度に優れ, かつ構造及び角速度測定原理が比較的単純である回転型ジャイロに着目した。従来の回転型ジャイロの問題点として回転体を取り付けたフレームを支持する軸受の摩擦による計測誤差が挙げられる。この問題を解決するため回転体を取り付けたフレーム(以下, 保持体と表記する)の支持に磁気浮上技術を利用した3自由度制御型磁気支持ジャイロ[3]が開発されたが, 残りの3自由度を永久磁石の反発力を利用したパッシブ支持であったため, 減衰が小さく外乱に弱いため高精度化に問題があった。次に, この問題を解決するため保持体の支持を全自由度アクティブ支持することにより高精度な測定が可能な6自由度制御型磁気支持ジャイロが開発さ

Fig. 1 Schematic view of the rotary gyro with hybrid suspension.

れた[4]。しかし, 保持体支持のための電磁石が保持体を挟み対向するように配置する必要があるため, ジャイロの小型化が技術的に困難という問題があった。そこで, 著者らは回転型ジャイロの小型化のため保持体の支持に電磁石と十字ばねを利用したハイブリッド支持式回転型ジャイロを提案し, 角速度計測原理を示した[5]。

本報では, 角速度計測実験を行い, 計測結果に回転体の不つり合い振動によるノイズが重畳していることを確認し, 本装置に不つり合い補償[6]の一つである電流変動零化制御を適用することで角速度計測の改善を行った結果を報告する。

2 ハイブリッド支持式回転型ジャイロ

2.1 実験装置

開発したハイブリッド支持式回転型ジャイロの概略

連絡先: 秋山 智広, 〒338-8570 桜区下大久保 255, 埼玉大学理工学研究科機械科学系専攻,
e-mail: s12mh201@mail.saitama-u.ac.jp

^{*1} 埼玉大学

図を Fig. 1 に示す。また、本装置の外観、十字ばね、保持体ユニット及び電磁石ユニットをそれぞれ Fig. 2 (a), (b), (c)及び(d) に示す。Fig. 2 (a)に示すとおり、本装置は保持体を有する保持体ユニットと保持体をアクティブ制御を行うための電磁石を有する電磁石ユニットで構成されている。また、本装置の寸法は $75 \times 60 \times 100$ [mm]である。Fig. 2 (b)に示す十字ばねは、回転1自由度の剛性が低く、それ以外の剛性は高い特性を有するばねである。Fig. 2 (c)に示す保持体ユニットは、保持体を十字ばねとジンバルを用いて保持体の x , y , z 方向の並進3自由度、 z 軸周りの回転1自由度を拘束した構造となっている。また、Fig. 2 (d)に示す電磁石ユニットを用いて保持体の x 軸, y 軸周りの回転2自由度のアクティブ制御を行う。電磁石ユニットには保持体のアクティブ制御用の電磁石を4個、保持体の位置検出用の変位センサを4個配置している。回転体を駆動するモータにはハードディスクドライブ用の流体軸受内蔵の同期モータ、変位センサには反射型の光学式変位センサを使用している。

2.2 角速度計測原理

アクティブ制御を行う保持体の回転2自由度の運動に関する基礎方程式を導出し、角速度推定式を示す。保持体ハイブリッド支持式回転型ジャイロのモデルを Fig. 3 に示す。座標系は図中に示すとおりである。ただし、保持体とステータの原点は同一である。保持体及びステータの絶対角変位をそれぞれ $\psi_x(t)$, $\psi_y(t)$ 及び $\phi_x(t)$, $\phi_y(t)$ とおく。それぞれの絶対変位の関係は以下の通りである。

$$\begin{cases} \theta_x(t) = \psi_x(t) - \phi_x(t) \\ \theta_y(t) = \psi_y(t) - \phi_y(t) \end{cases} \quad (1)$$

このとき保持体の各方向の運動方程式は以下の式で表される。

$$\begin{cases} I_{fx} \ddot{\psi}_x(t) + I_p \omega_z \dot{\psi}_y(t) + (k_x - 4K_d l^2) \psi_x(t) = 4K_i l u_{\theta_x}(t) \\ I_{fy} \ddot{\psi}_y(t) - I_p \omega_z \dot{\psi}_x(t) + (k_y - 4K_d l^2) \psi_y(t) = 4K_i l u_{\theta_y}(t) \end{cases} \quad (2)$$

ここで、 I_{fx} , I_{fy} はそれぞれ保持体とジンバルの x_f , y_f 軸周りの慣性モーメント、 I_p はロータの主軸周りの慣性モーメント、 ω_z はロータの主軸周りの角速度、 k_x , k_y は x_f , y_f 軸周りの十字ばねのばね定数、 $u_{\theta_x}(t)$, $u_{\theta_y}(t)$ は x_s , y_s 軸周りの電磁石への制御入力

Fig. 2 Photograph of the rotary gyro with hybrid suspension.

Fig. 3 Model of the rotary gyro with hybrid suspension.

である。 l は保持体の中心軸から各電磁石の中心軸までの距離、 K_i は各電磁石の電磁石係数 (力/電流)、 K_d は各電磁石の電磁石係数 (力/距離) である。式(1), (2)を整理すると次式が得られる。

$$\begin{cases} \ddot{\theta}_x(t) + a_{k_x} \dot{\theta}_y(t) + a_{\theta_x} \theta_x(t) = b_{\theta_x} u_{\theta_x}(t) - \ddot{\phi}_x(t) - a_{k_x} \dot{\phi}_y(t) \\ \ddot{\theta}_y(t) - a_{k_y} \dot{\theta}_x(t) + a_{\theta_y} \theta_y(t) = b_{\theta_y} u_{\theta_y}(t) - \ddot{\phi}_y(t) + a_{k_y} \dot{\phi}_x(t) \end{cases} \quad (3)$$

ただし、

$$a_{k_x} = \frac{I_p \omega_z}{I_{fx}}, \quad a_{k_y} = \frac{I_p \omega_z}{I_{fy}}, \quad a_{\theta_x} = \frac{k_x - 4K_d l^2}{I_{fx}},$$

$$a_{\theta_y} = \frac{k_y - 4K_d l^2}{I_{fy}}, \quad b_{\theta_x} = \frac{4K_i l}{I_{fx}}, \quad b_{\theta_y} = \frac{4K_i l}{I_{fy}}.$$

式(3)からステータの運動は保持体と相対角に対して外力として作用していることがわかる。ここで、保持体はステータに対して制御されており相対角は生じないと仮定すると式(3)は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} b_{\theta_x} u_{\theta_x}(t) \\ b_{\theta_y} u_{\theta_y}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\phi}_x(t) \\ \ddot{\phi}_y(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & a_{k_x} \\ -a_{k_y} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_x(t) \\ \dot{\phi}_y(t) \end{bmatrix} = 0 \quad (4)$$

式(4)をラプラス変換し、整理すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} b_{\theta_x} U_{\theta_x}(s) \\ b_{\theta_y} U_{\theta_y}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & a_{k_x} \\ -a_{k_y} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_x(s) \\ \Omega_y(s) \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで、 $U_{\theta_x}(s)$ 、 $U_{\theta_y}(s)$ 、 $\Omega_x(s)$ および $\Omega_y(s)$ はそれぞれ $u_{\theta_x}(t)$ 、 $u_{\theta_y}(t)$ 、 $\dot{\phi}_x(t)$ および $\dot{\phi}_y(t)$ のラプラス変換を表している。式(5)から次式で表される角速度推定式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \hat{\Omega}_x(s) \\ \hat{\Omega}_y(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + a_{k_x} a_{k_y}} \begin{bmatrix} s & -a_{k_x} \\ a_{k_y} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{\theta_x} U_{\theta_x}(s) \\ b_{\theta_y} U_{\theta_y}(s) \end{bmatrix} \quad (6)$$

ここで、 $\hat{\Omega}_x(s)$ 、 $\hat{\Omega}_y(s)$ はそれぞれ $\Omega_x(s)$ 、 $\Omega_y(s)$ の推定値である。式(6)を用いることで制御入力から2軸周りの角速度を推定することができる。しかし、式(6)の右辺の伝達関数の分母に中立極($s = \pm j\sqrt{a_{k_x} a_{k_y}}$)をもつため、実機および推定式における a_{k_x} 、 a_{k_y} が完全に一致しなければ推定値は安定でない。そこで、安定化のため推定される角速度の変動は $\sqrt{a_{k_x} a_{k_y}}$ に比べて十分遅いものとし、 s^2 の項を無視すると、次式となる。

$$\begin{bmatrix} \hat{\Omega}_x(s) \\ \hat{\Omega}_y(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{a_{k_x} a_{k_y}} \begin{bmatrix} s & -a_{k_x} \\ a_{k_y} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{\theta_x} U_{\theta_x}(s) \\ b_{\theta_y} U_{\theta_y}(s) \end{bmatrix} \quad (7)$$

したがって、式(7)を用いて制御入力からステータの x および y 軸周りの絶対角速度が推定できる。

3 角速度計測実験

本装置を用いて角速度計測実験を行った。実験構成を Fig. 4 に示す。ターンテーブル上に、ハイブリッド支持式回転型ジャイロ及びリファレンス用のファイバーオプティカルジャイロ(FOG)を固定し、ターンテーブルを揺動することにより両者に角速度を与えた。このとき、式(7)を用いて本装置の制御入力から角速度を推定した。ただし、高周波ノイズを除去する目的で完

Fig. 4 Experiment setup.

Fig. 5 Angular velocity measurement when the stator is swung at 1[Hz].

Fig. 6 Angular velocity measurement when the stator is not swung.

Fig. 7 Spectrum of the estimated angular velocity when the stator is not swung.

全微分ではなくカットオフ周波数 40[Hz]の近似微分を使用している。また、本装置の推定値はカットオフ周波数 60[Hz]のローパスフィルタを通したものである。

ターンテーブルを 1[Hz]で揺動としたときの角速度計測結果を Fig. 5 に示す。この結果から本装置の推定値はリファレンス信号に対し振幅、位相共に良く一致していることが確認できるが、多くのノイズが重畳し

ていることがわかる．次に，ターンテーブルによる加振を行わずに同様の計測を行ったときの結果を Fig. 6 に，その周波数スペクトラムを Fig. 7 に示す．これらの結果から，重畳しているノイズの主な成分は本装置への加振とは無関係に発生し，80[Hz]であることわかる．これは，回転体の回転数と一致することから，回転体質量の不均一から生じた不釣り合い振動によるノイズであると考えられる．フィルタにより除去することは可能であるが，センサ特性が悪くなることから不釣り合い補償を適用し，不釣り合い振動によるノイズの除去を行う．

4 不釣り合い補償

4.1 回転体の不釣り合いを考慮した運動方程式

本装置が固定されている条件において回転体質量の不釣り合いがあるとき，保持体の回転運動に関する動特性は次式で表される．

$$\begin{cases} \ddot{\theta}_x(t) + a_{k_x} \dot{\theta}_y(t) + a_{\theta_x} \theta_x(t) = b_{\theta_x} u_x(t) + w_x(t) \\ \ddot{\theta}_y(t) - a_{k_y} \dot{\theta}_x(t) + a_{\theta_y} \theta_y(t) = b_{\theta_y} u_y(t) + w_y(t) \end{cases} \quad (8)$$

ここで， $w_x(t)$ および $w_y(t)$ はそれぞれ不釣り合い力によって x および y 軸周りに生じるトルクであり，次のように表される．

$$\begin{cases} w_x(t) = \left(1 - \frac{I_p}{I_r}\right) \tau \omega_z^2 \cos(\omega_z t + \beta) \\ w_y(t) = \left(1 - \frac{I_p}{I_r}\right) \tau \omega_z^2 \sin(\omega_z t + \beta) \end{cases}$$

ここで， I_r は回転体の主慣性モーメント， τ は動不釣り合い量(回転軸と慣性主軸とのなす角)， β は動不釣り合いの初期位相を表すパラメータである．

4.2 外乱オブザーバ

外乱オブザーバを用いて不釣り合い力を推定する．式(8)から回転運動に関する運動方程式は状態空間法を用いて以下のように表すことができる．

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{D}\mathbf{w}(t) \quad (9)$$

ここで，

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_{\theta_x} & 0 & 0 & -a_{k_x} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & a_{k_y} & -a_{\theta_y} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b_{\theta_x} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{\theta_y} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{x}(t) = [\theta_x(t) \quad \dot{\theta}_x(t) \quad \theta_y(t) \quad \dot{\theta}_y(t)]^T,$$

$$\mathbf{u}(t) = [u_{\theta_x}(t) \quad u_{\theta_y}(t)]^T,$$

$$\mathbf{w}(t) = [w_x(t) \quad w_y(t)]^T.$$

上述の状態空間モデルに関して次のような拡大系を考える．

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \dot{\mathbf{w}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{D} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{w}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}(t) \quad (10)$$

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{w}(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

ここで，

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z \\ \omega_z & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

この拡大系が可観測条件を満たしていることから， $\mathbf{w}(t)$ を推定する 2 次元の最小次元オブザーバが存在し，その推定値に漸近する速さを任意に指定することができる．この最小次元オブザーバの状態方程式は以下の様に表される[6]．

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}}(t) &= (\mathbf{E} - \mathbf{V}\mathbf{D})\mathbf{z}(t) \\ &\quad + (-\mathbf{V}\mathbf{A} + \mathbf{E}\mathbf{V} - \mathbf{V}\mathbf{D}\mathbf{V})\mathbf{x}(t) - \mathbf{V}\mathbf{B}\mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{w}}(t) = \mathbf{z}(t) + \mathbf{V}\mathbf{x}(t) \quad (13)$$

ここで，

$$\mathbf{z}(t) = [z_x(t) \quad z_y(t)]^T, \quad \hat{\mathbf{w}}(t) = [\hat{w}_x(t) \quad \hat{w}_y(t)]^T,$$

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 0 & \sigma & 0 & \nu \\ 0 & -\nu & 0 & \sigma \end{bmatrix}.$$

$z_x(t)$ および $z_y(t)$ はオブザーバの内部の状態量， $\hat{w}_x(t)$ および $\hat{w}_y(t)$ はそれぞれオブザーバの $w_x(t)$ お

よび $w_y(t)$ の推定値, σ および ν はオブザーバの特性根を決定するパラメータである. 式(12)および式(13)で表されるオブザーバのブロック線図を Fig. 8 に示す. また, σ に関しては不つり合い力の推定値が真値に漸近するように, 以下の条件を満たす必要がある.

$$\sigma > 0 \quad (14)$$

4.3 電流変動零化制御

先行研究において不つり合い振動成分の除去に不つり合い補償の一つである電磁石の励磁電流における, 回転に同期した定常変動成分を零にする方法である電流変動零化制御が有効であることが示されている[7]. そこで, 本装置の制御系に不つり合い補償を適用し, 角速度計測結果に重畳している不つり合い振動成分を除去することを試みる. 式(8)をラプラス変換し, 行列表記すると次式となる.

$$\mathbf{M}(s)\mathbf{X}(s) = \mathbf{b}\mathbf{U}(s) + \mathbf{W}(s) \quad (15)$$

ただし,

$$\mathbf{M}(s) = \begin{bmatrix} s^2 + a_{\theta x} & a_{kx}s \\ -a_{ky}s & s^2 + a_{\theta y} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{X}(s) = [\Theta_x(s) \ \Theta_y(s)]^T, \mathbf{b} = [b_{\theta x} \ b_{\theta y}],$$

$$\mathbf{U}(s) = [U_{\theta x}(s) \ U_{\theta y}(s)]^T, \mathbf{W}(s) = [W_x(s) \ W_y(s)]^T.$$

ここで, $\Theta_x(s)$, $\Theta_y(s)$, $W_x(s)$ および $W_y(s)$ はそれぞれ $\theta_x(t)$, $\theta_y(t)$, $w_x(t)$ および $w_y(t)$ のラプラス変換を表している. 式(13)を変形すると次式が得られる.

$$\mathbf{X}(s) = \mathbf{M}^{-1}(s)\{\mathbf{b}\mathbf{U}(s) + \mathbf{W}(s)\} \quad (16)$$

次に, 制御入力 $\mathbf{U}(s)$ を保持体を安定に支持するためのフィードバック入力 $\mathbf{U}_f(s)$ と不つり合い補償を行う補助入力 $\mathbf{U}_w(s)$ に分けて次のように表す.

$$\mathbf{U}(s) = \mathbf{U}_f(s) + \mathbf{U}_w(s) \quad (17)$$

また, フィードバック入力はフィードバックパラメータ $\mathbf{K}(s)$ を用いて次式のように表される.

$$\mathbf{U}_f(s) = -\mathbf{K}(s)\mathbf{X}(s) \quad (18)$$

式(16)~(18)を整理すると, 次式が得られる.

$$\mathbf{U}(s) = -\mathbf{K}(s)\mathbf{M}^{-1}(s)\{\mathbf{b}\mathbf{U}(s) + \mathbf{W}(s)\} + \mathbf{U}_w(s) \quad (19)$$

したがって, 補助入力を次式のように選ぶと, 制御電

Fig. 8 Observer for unbalance.

Fig. 9 Block diagram of current regulation control system.

Fig. 10 Effects of the unbalance compensation.

流の定常変動成分は零となることがわかる.

$$\mathbf{U}_w(s) = \mathbf{K}(s)\mathbf{M}^{-1}(s)\mathbf{W}(s) \quad (20)$$

しかしながら, $\mathbf{W}(s)$ を直接観測することは困難であるため, 次式のように $\mathbf{W}(s)$ の代わりに $\hat{\mathbf{W}}(s)$ を用いる.

$$\mathbf{U}_w(s) = \mathbf{K}(s)\mathbf{M}^{-1}(s)\hat{\mathbf{W}}(s) \quad (21)$$

また, 不つり合いによる定常変動を問題にする場合には回転体の角速度 ω_z の成分だけに着目すればよい. 式(21)において $\mathbf{M}^{-1}(s)$ の代わりに $\mathbf{M}^{-1}(j\omega_z)$ を用いて $\mathbf{U}_w(s)$ を次のように定める.

$$\mathbf{U}_w(s) = \mathbf{K}(s)\mathbf{M}^{-1}(j\omega_z)\hat{\mathbf{W}}(s) \quad (22)$$

回転体の駆動に同期モータを用いているため回転

体の角速度 ω_z はモータへの指令値を用いる。電流変動零化制御の制御系を Fig. 9 に示す。

次に、本装置を固定し、回転体を z 軸周りに 80[Hz] で駆動した状態で電流変動零化制御の有無による保持体の相対角変位 (θ_x, θ_y) および角速度推定に用いる制御入力 ($u_{\theta_x}, u_{\theta_y}$) の比較を行った。測定結果をそれぞれ Fig. 10(a), (b) に示す。Fig. 10(a) より、補償後は補償前に比べ保持体の振れ回りが小さくなっていることがわかる。また、Fig. 10(b) より、制御入力の変動成分において、補償後は補償前に比べて十分小さく、電流変動零化制御が実現されていることが確認できる。

5 角速度計測における不つり合い補償の効果

本装置に不つり合い補償を適用し、Fig. 4 に示す実験系でターンテーブルによる加振を行わずに角速度計測を行った結果を Fig. 11 に、その周波数スペクトラムを Fig. 12 に示す。これらの結果から不つり合い振動成分は 70% 以上減少していることが確認できる。また、ターンテーブルによる加振を行ったときの角速度計測結果を Fig. 13 に示す。同図より、不つり合い補償を用いた場合でもリファレンス信号と一致しており、角速度計測に悪影響を与えていないことがわかる。以上の結果から、本装置に対して不つり合い補償は有効であるといえる。

6 結言

開発したハイブリッド支持式回転型ジャイロを用いて角速度計測実験を行った。計測結果に回転体の不つり合い振動によるノイズを確認し、本装置の制御系に不つり合い補償の一つである電流変動零化制御を適用し、角速度計測結果に重畳している不つり合い振動成分のノイズの除去を行った。不つり合い補償を適用することにより、不つり合い振動成分のノイズを 70% 以上減少し、本装置において角速度計測結果が大きく改善された。しかし、不つり合い振動成分は残っており、更なる高精度化のため、不つり合い補償方法の変更、ノッチフィルタを適用して不つり合い振動成分の除去を検討している。

(2014 年 1 月 31 日受付)

参考文献

- [1] A. Lawrence, *Modern Inertial Technology Navigation, Guidance, and Control*, Springer-Verlag, 1993.
- [2] 坂本, 新井, 山崎, 熊谷, 塩沢, 三村, 古田, ジャイロ活用技術入門—その原理・機能・応用ポイントを詳述—, 株式会社工業調査会, 2002.

Fig. 11 Angular velocity measurement when the stator is not swung.

Fig. 12 Spectrum of the estimated angular velocity when the stator is not swung.

Fig. 13 Angular velocity measurement when the stator is swung at 1[Hz].

- [3] 丸山, 水野, 高崎, 石野, 3 自由度アクティブ制御型磁気支持ジャイロの開発, 日本機械学会論文集 C 編, Vol. 76, No. 766, pp. 1445-1451, 2010.
- [4] K. Obara, T. Mizuno, Y. Maruyama, Y. Ishino and M. Takasaki, Design and Fabrication of a Totally Active Magnetically Suspended Gyro, *The 2nd Korean-Japan Joint Symposium on Dynamics and Control*, pp. 53-55, 2011.
- [5] 秋山, 水野, 高崎, 石野, 2 自由度制御型磁気支持小型ジャイロの開発 第 1 報: 基本構想と測定原理, 第 13 回「運動と振動の制御」シンポジウム USB 論文集, M-OS1-3-B11, 2012.
- [6] 水野, 樋口, オブザーバによる不つり合い推定信号を利用した磁気軸受の制御について, 電気学会論文集 D, Vol. 110-D, No. 8, pp. 917-924, 1990.
- [7] K. Obara, T. Mizuno, Y. Ishino, M. Takasaki, Application of Unbalance Compensation to Totally Active Magnetically Suspended Gyro, *The 20th MAGDA Conference in Pacific Asia*, pp. 315-320, 2011.