

# レートジャイロと加速度センサを用いた羽ばたきロボットのピッチ角推定

○宮崎達也 東善之 木村浩 (京都工芸繊維大学)

## Pitching angle estimation for a flapping-wing robot using a rate gyro sensor and an acceleration sensor.

\*T. Miyazaki, Y. Higashi and H. Kimura (Kyoto Institute of Technology)

**Abstract**— This paper presents the estimation method of the pitch angle for a flapping-wing robot which has a terrible noise from actuation of the flapping motion. Our flapping-wing robot has a 2D rate gyro sensor and a 3D acceleration sensor. Although we can calculate pitch angles by each sensor, the pitch angle calculated from the rate gyro sensor drifts against the collect angle. And the pitch angle calculated from the acceleration sensor contains noises of inertia. For solving these problems, in our estimation method, the pitch angle is calculated using the digital low-pass filtered value measured by the rate gyro sensor and the digital high-pass filtered value measured by the acceleration sensor. And this method includes calibration of voltage fluctuation in the rate gyro sensor caused by changing flapping frequency.

**Key Words:** Attitude estimation, Flapping-wing, Robot

## 1 緒言

中低速域で滑空を可能とする、羽ばたき翼を有する飛翔ロボットの自立・自律化は社会に対するロボットの適用範囲を大きく拡張することができる。しかし、羽ばたき翼型の飛翔体は飛行機やヘリコプタ等の固定翼型、回転翼型に比べて羽ばたき運動による慣性ノイズが大きく、姿勢制御に不可欠な姿勢角のセンシングに工夫が必要である。また低レイノルズ数領域で運動するため厳密なモデル化が困難であり、羽ばたきの変化から状態を推定しにくい。更にペイロードの問題から軽量化が求められるため、演算能力も限られており、複雑な演算はできない。

姿勢角を推定する手法として、レートジャイロと加速度センサを用いた研究が数多くなされている。レートジャイロから得た角速度を積分することで角度を算出できる。しかしレートジャイロの出力値は、A/D変換時の丸めによって計測開始時よりオフセットノイズを含んでおり、積分によってその誤差が蓄積されるため、得られる角度はドリフトする。加速度センサは静的な状態であれば重力加速度との幾何学的関係から傾斜角度を算出できるが、動的な状態においては慣性的なノイズによって推定精度が悪化するという問題がある。Baerveldt ら<sup>1)</sup>はヘリコプタ用の姿勢角推定法としてローパスフィルタとハイパスフィルタを組み合わせた手法を提案したが、使用していた傾斜角センサの特性によりフィルタ時定数の決定に制約があった。また Pongsak ら<sup>2)</sup>は加速度センサ出力からオイラー角を算出してジャイロセンサの出力角速度を補正する手法を提案したが、適切なゲインの調整が難しく、羽ばたきの様な激しい慣性ノイズがある環境は想定されていない。高原ら<sup>3)</sup>は自立移動ロボットや2足歩行ロボットに対して微分フィルタを利用した角度推定法を開発(2007)したが、慣性ノイズが大きい環境は想定していない。また Singh ら<sup>4)</sup>は4脚ロボットに対して地表距離と拡張カルマンフィルタを組み合わせた推定法を、不破ら<sup>5)</sup>は倒立2輪型車両のような移動体等に対してその線形モデル式のオブザーバゲインを変化させる手法

を提案しているが、何れもシステムのモデル式を立てるのが困難な羽ばたきロボットに対して不向きである。

本稿では Baerveldt らの手法<sup>1)</sup>を羽ばたきロボットに対して適用し、演算コストの低い一次のデジタルIIRフィルタを用いることで、フィルタ係数を機体の特性から容易に決定できる手法を提案する。また軽量化が求められる羽ばたきロボットでセンサとモータの電源を分離できない場合において、羽ばたきの周波数に応じてセンサへの入力電圧が変動する問題がある。この問題点の解決手法を考案し、実機にて有効性を検証する。

## 2 羽ばたきロボット

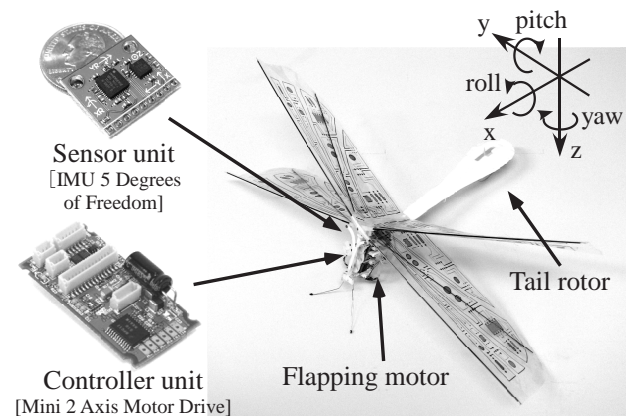


Fig. 1: The sensor unit (the 2D rate gyro and the 3D acceleration sensor), the controller unit (microcomputer and 2D motor driver), the flapping-wing robot, and definition of axes.

実験に用いた羽ばたきロボットは、CCP社製の「メカトンボ」にセンサユニットとコントローラユニットを搭載したものであり、Fig.1にその図と軸の定義を示す。メカトンボは同期して羽ばたく4枚の翅を持ち、羽ばたき用モータと旋回用テールロータの2アクチュエータを有する羽ばたき機である。センサユニットは2軸レートジャイロと3軸加速度センサからなるSparkFun

Electronics 社製の「IMU 5 Degrees of Freedom」を用い、コントローラユニットはマイクロコンピュータ (SH7047) と 2 軸のモータドライバによって構成された HiBot 社製の「Mini 2-Axes Motor Drive」を使用している。

### 3 計測装置

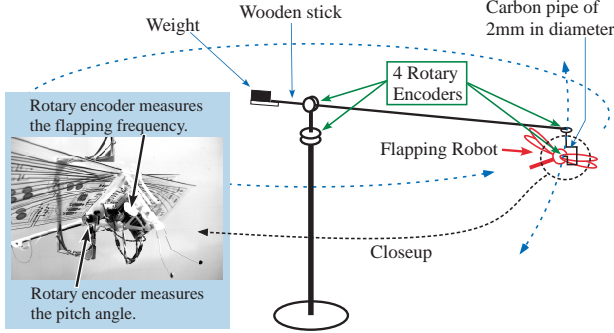


Fig. 2: The measurement instrument for the flapping robot.

羽ばたきロボットの飛翔状態を計測するため、Fig.2 に示すような計測装置を製作した。これは羽ばたきロボットを球表面に拘束することで、長時間の飛翔観測を可能にする装置である。4 つのロータリエンコーダにより羽ばたきロボットの飛翔速度、高度、ピッチ角、ヨー角を計測できる。本稿では Fig.2 左下の拡大図に示すピッチ角計測エンコーダと羽ばたき周波数計測エンコーダを用いてピッチ角  $\theta^{\text{msr}}$  と羽ばたき周波数  $f^{\text{flap}}$  を測定する。尚、羽ばたきロボットは羽ばたきモータへの PWM 信号のデューティ比  $\gamma^{\text{flap}}$  を操作することで羽ばたき周波数  $f^{\text{flap}}$  を変化させる。両者の関係を Fig.3 に示す。

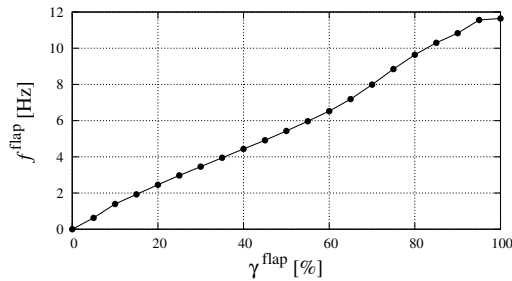


Fig. 3: The relationship between the duty ratio ( $\gamma^{\text{flap}}$ ) and the flapping frequency ( $f^{\text{flap}}$ ).

## 4 姿勢角推定における問題点

### 4.1 レートジャイロ

使用しているレートジャイロでは時刻  $n$  における角速度  $\dot{\theta}_n^{\text{gyr}}$  が以下の様に計測されている。

$$\dot{\theta}_n^{\text{gyr}} = K (v_n^{\text{gyr}} - v_0^{\text{gyr}}) \quad (1)$$

ここで  $K$  は電圧を角速度に変換する係数であり、本稿で用いるレートジャイロ (IDG-300) では、 $K = 500[\text{deg/s/V}]$  である。また  $v_n^{\text{gyr}}$  は時刻  $n$  におけるレートジャイロの出力電圧、 $v_0^{\text{gyr}}$  は初期出力電圧であり、初期状態は静止しているものとする。サンプリング周期が  $T_s$  のとき、時刻  $n$  における角度  $\theta_n^{\text{gyr}}$  はこれを台形

則により離散積分して、

$$\theta_n^{\text{gyr}} = \frac{T_s}{2} \sum_{k=1}^n (\dot{\theta}_{k-1}^{\text{gyr}} + \dot{\theta}_k^{\text{gyr}}) \quad (2)$$

の様に取得する。実際には式 (1) における  $v_0^{\text{gyr}}$  が丸め誤差を含むため、式 (2) の積分によってそれが蓄積され、 $\theta^{\text{gyr}}$  は徐々にドリフトする。

### 4.2 加速度センサ

加速度センサによる角度  $\theta_n^{\text{acc}}$  は Fig.4 より、

$$\theta_n^{\text{acc}} = -\arcsin\left(\frac{\ddot{x}_n^{\text{acc}}}{g}\right) \quad (3)$$

の様に算出する。ここで  $\ddot{x}_n^{\text{acc}}$  は加速度センサから計測した  $x$  方向加速度、 $g$  は重力加速度である (軸の定義は Fig.1 右上参照)。

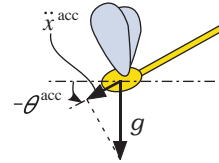


Fig. 4: The x-axis acceleration ( $\ddot{x}^{\text{acc}}$ ) and the pitch angle ( $\theta^{\text{acc}}$ ).

$\theta^{\text{gyr}}$  の場合、 $\dot{\theta}^{\text{gyr}}$  に表れる羽ばたきノイズは式 (2) の積分によって吸収されるが、 $\theta^{\text{acc}}$  では  $\ddot{x}^{\text{acc}}$  に表れるノイズが逆正弦関数によって伝達される ( $0^\circ$  付近ではやや軽減されるが  $\pm 90^\circ$  に近づくときノイズは拡大される)。従って  $\theta^{\text{acc}}$  に慣性ノイズが表れ、動的な状態における推定精度は悪化する。

### 4.3 羽ばたき運動によるノイズ

Fig.5 は、既知の入力であるピッチ角  $\theta^{\text{msr}}$  と羽ばたき周波数  $f^{\text{flap}}$  (3 章参照) を与えたときの、(上段) レートジャイロから算出したピッチ角  $\theta^{\text{gyr}}$ 、(中段) 加速度センサから算出したピッチ角  $\theta^{\text{acc}}$  及び (下段)  $\theta^{\text{acc}}$  をローパスフィルタに通した出力を示している。約 2~10 秒までは羽ばたかない状態で胴体をピッチングさせ、15 秒前後で並進運動させた。20 秒付近から羽ばたかせて 25~30 秒で再びピッチングさせた。Fig.5 上段ではレートジャイロの値は徐々にドリフトし、また中段より加速度センサの値が並進運動と羽ばたき運動のノイズの影響を大きく受けていることがわかる。特に羽ばたきによるノイズは振幅が大きく、姿勢角制御に直接使用することはできない。そこでこの羽ばたきノイズを除去するために MATLAB を用いて高域遮断周波数を 2Hz に設計した 20 次の FIR (Finite Impulse Response) ローパスフィルタを用いた。その結果が Fig.5 下段であるが、羽ばたきノイズを除去できている代わりに約 0.1 秒の位相遅れが生じている。

## 5 ピッチ角推定

### 5.1 1 次の IIR フィルタ

サンプリング周期を  $T_s$ 、時刻  $n$  における入力を  $x_n$  としたとき、デジタルローパスフィルタの出力  $y_n^{\text{L}}$  を 1 次の IIR (Infinite Impulse Response) フィルタを用いて以下の様に定義する。

$$\begin{aligned} y_n^{\text{L}} &= y_{n-1}^{\text{L}} + r(x_n - y_{n-1}^{\text{L}}) \\ &= \text{LPF}(x_n) \end{aligned} \quad (4)$$

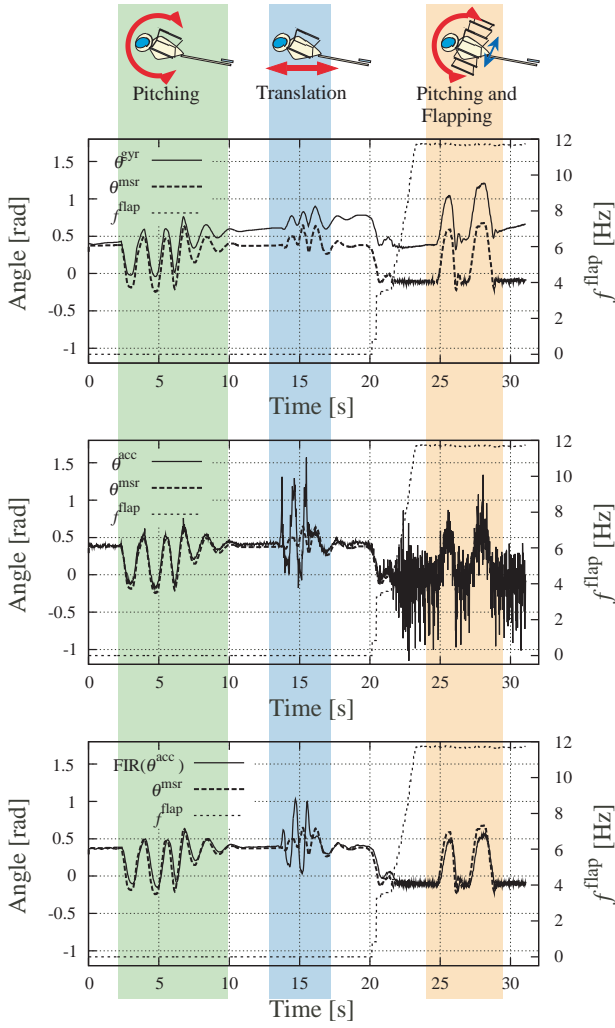


Fig. 5: The  $\theta^{\text{msr}}$  is a reference input of the pitch angle. The  $f^{\text{flap}}$  is the flapping frequency. **Top:** A pitch angle calculated from the rate gyro sensor ( $\theta^{\text{gyr}}$ ). **Middle:** A pitch angle calculated from the acceleration sensor ( $\theta^{\text{acc}}$ ). **Bottom:** An output of the FIR low-pass filter of  $\theta^{\text{acc}}$ .

ここで  $r$  はフィルタの係数であり、任意の周波数  $f^{\text{cut}}$  を用いて

$$r = 1 - \exp(-2\pi f^{\text{cut}} T_s) \quad (5)$$

の様に決めると、式 (4) のフィルタのカットオフ周波数  $f_c$  は、

$$f_c \approx f^{\text{cut}} \quad (f^{\text{cut}} T_s \ll 1) \quad (6)$$

となることが知られている<sup>6)</sup>。  $f^{\text{cut}} T_s$  が 1 に近づくほど式 (6) の誤差は大きくなるため、目的の周波数特性を持つフィルタを設計する場合はインパルス不変法等により係数を決定する必要がある<sup>7)</sup>。式 (4) の伝達関数は  $z$  変換を用いて式 (9) の様に表すことができる。

$$y_n^L = r x_n + (1-r) y_{n-1}^L \quad (7)$$

$$Y_L(z) = r X(z) + (1-r) z^{-1} Y_L(z) \quad (8)$$

$$H_L(z) = \frac{Y_L(z)}{X(z)} = \frac{r}{1 - (1-r)z^{-1}} \quad (9)$$

ここで  $X(z)$ ,  $Y_L(z)$  はそれぞれ  $x_n$  と  $y_n^L$  の  $z$  変換を表す。ハイパスフィルタの出力  $y_n^H$  は式 (4) のローパス

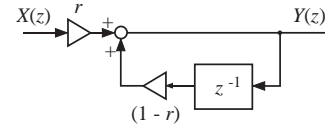
フィルタ出力  $y_n^L$  を用いて、

$$\begin{aligned} y_n^H &= x_n - y_n^L \\ &= \text{HPF}(x_n) \end{aligned} \quad (10)$$

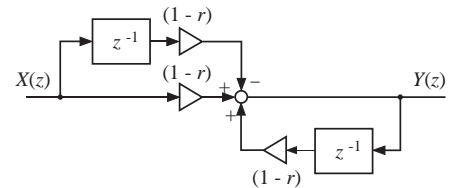
と表し、その伝達関数は

$$\begin{aligned} H_H(z) &= 1 - H_L(z) \\ &= \frac{(1-r) - (1-r)z^{-1}}{1 - (1-r)z^{-1}} \end{aligned} \quad (11)$$

となる。式 (9) と式 (11) のブロック図を Fig.6(a),(b) に示す。



(a) First order IIR low-pass filter.



(b) First order IIR high-pass filter.

Fig. 6: (a) The block diagram of the first order IIR low-pass filter expressed in eq.(9). (b) The block diagram of the first order IIR high-pass filter expressed in eq.(11).

## 5.2 推定手法

4.3 節で述べたように、ジャイロセンサと加速度センサから算出できる姿勢角はそれぞれ大きな誤差を含んでいるため、直接姿勢制御に用いることはできない。そこでジャイロセンサの高周波成分と、加速度センサの低周波成分を足し合わせることでドリフトと慣性ノイズによる影響を低減させる手法を用いた<sup>1)</sup>。

$$\theta_n^{\text{est}} = \text{HPF}(\theta_n^{\text{gyr}}) + \text{LPF}(\theta_n^{\text{acc}}) \quad (12)$$

HPF() 及び LPF() はそれぞれ式 (10) 及び式 (4) に示すフィルタである。Fig.7 に推定手法の概要を示す。加速度センサ及びレートジャイロセンサにもアナログフィルタが内蔵されているが、それらの伝達関数  $G_A(s)$  及び  $G_G(s)$  による時間遅れや振幅の変動は、必要とする周波数領域において微小とし、 $G_A(s) = G_G(s) = 1$  とする。また角度変換での離散積分などによる位相差や振幅変動も微小として無視する。その上で、角度の等価性保存の為に式 (12) における HPF() 及び LPF() の伝達関数  $H_H^{\text{gyr}}(z)$  及び  $H_L^{\text{acc}}(z)$  は以下を満たす必要がある。

$$H_H^{\text{gyr}}(z) + H_L^{\text{acc}}(z) = 1 \quad (13)$$

よって式 (9) 及び式 (11) より、式 (12) における両フィルタの係数  $r$  は等しくなくてはならない。

Fig.8 は、式 (12) における両フィルタの  $r$  を決定する  $f^{\text{cut}}$  を何れも 0.4 [Hz] として、ピッチ角を推定した結果である。この  $f^{\text{cut}}$  は、以下の 3 つの条件から実験により選定した。



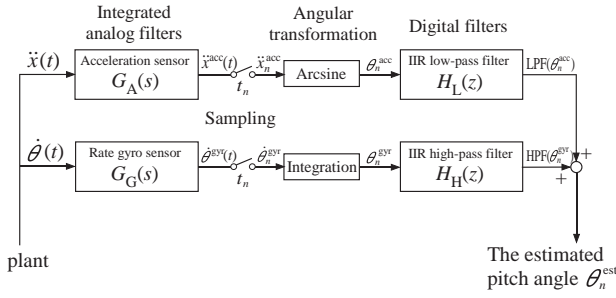


Fig. 7: Overview of the pitch angle estimation system using IIR filters.

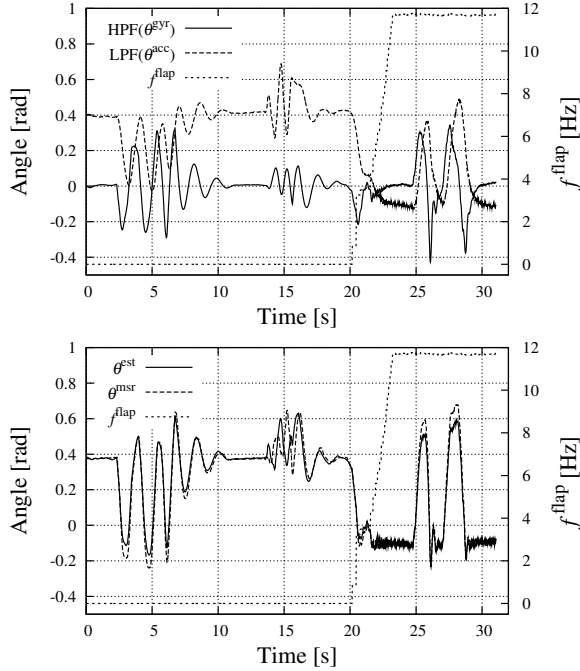


Fig. 8: Estimation results of the pitch angle. The  $\theta^{msr}$  is a reference input of the pitch angle. The  $f_{flap}$  is the flapping frequency. **Top:** Outputs of the high-pass filter of the  $\theta^{gyr}$ , and the low-pass filter of the  $\theta^{acc}$ . **Bottom:** Calculated pitch angle from eq.(12).

- ジャイロセンサについて

- 機体のピッチングを計測できる様に、低域遮断周波数はピッチング平均周波数（約 1[Hz]）以下でなくてはならない。
- ドリフトの影響を軽減できる最低の低域遮断周波数（実験より約 0.3[Hz]）以上でなくてはならない。

- 加速度センサについて

- 羽ばたきや並進運動等の慣性力によるノイズが十分除去される高域遮断周波数（実験より約 0.6[Hz]）以下でなくてはならない。

Fig.8 のデータは Fig.5 の実験の際に同時に採取していたものであり、両者の実験条件は等しい。Fig.8 上段のグラフは式 (12) における  $LPF(\theta^{gyr})$  及び  $HPF(\theta^{acc})$  を、下のグラフはその両者を足し合わせた推定値  $\theta^{est}$

と入力ピッチ角  $\theta^{msr}$  を表している。この結果より、推定値  $\theta^{est}$  は Fig.5 と比較してレートジャイロのドリフトが除去されていることが分かる。また、並進運動と羽ばたき運動による加速度センサの慣性ノイズを軽減し、ほとんど時間遅れのない値であることがわかる。振幅がやや小さいのはセンサ値から角度へ変換する際の係数の調整により解決できると考えられる。

### 5.3 センサへの入力電圧の変動

5.2 節では、羽ばたきロボットのピッチングのみ自由度を持たせた状態で計測を行ったときの推定結果を示した。しかし実際の飛翔状態では、旋回用のテールロータも同時に使用するため、バッテリーの出力限界によるセンサへの入力電圧の変動が生じる。Fig.9 は羽ばたきロボットを計測装置に取り付け、球表面上を飛翔させたときの（上段）式 (12) で算出した推定ピッチ角  $\theta^{est}$ 、（中段）レートジャイロから算出したピッチ角  $\theta^{gyr}$  及びハイパスフィルタ出力  $HPF(\theta^{gyr})$ 、（下段）ピッチ角速度  $\dot{\theta}^{gyr}$  とその移動平均フィルタ出力  $AVR(\dot{\theta}^{gyr})$  である。ここで  $AVR()$  は移動平均フィルタを表し、時刻  $n$  における入力  $x_n$  に対するタップ数  $N$  の移動平均フィルタ出力  $y_n^A$  は

$$y_n^A = \frac{1}{N} \sum_{k=n-\frac{N-1}{2}}^{n+\frac{N-1}{2}} x_k = AVR(x_n) \quad (14)$$

で表される。ただし  $N$  は奇数とし、Fig.9 では  $N = 101$  とすることで、その点の前後 1 秒間を平均した（データは 50Hz で取得しているため）。

Fig.9 上段の  $\theta^{est}$  は羽ばたき周波数が増すと  $\theta^{msr}$  に対してオフセットをとった値となっている。この原因は同図中段の  $\theta^{gyr}$  が急激にドリフトしたため  $HPF(\theta^{gyr})$  がオフセット値を持つからである。 $\theta^{gyr}$  が急激にドリフトする原因は羽ばたき周波数によるジャイロセンサのゼロ点変動からであり、それは同図下段の  $AVR(\dot{\theta}^{gyr})$  から明らかである。

### 5.4 オフセット値の較正

5.3 節にて羽ばたきモータとテールロータを同時に使用している状態での推定値が、バッテリーの出力不足による電圧変化によりオフセットを持った値となる問題が残ることを述べた。本来ならばセンサの電源とアクチュエータの電源は分離されるべきであるが、以下の 2 つの理由から、現羽ばたきロボットの電源分離は困難であった。

- 現在使用しているコントローラボード「Mini 2-Axes Motor Drive」内で電源が共用化されているため、他のボードに切り替える必要があり、システムの大幅な変更が求められる。
- ペイロード（有効積載量）がほぼ 0 に近いため、バッテリーやレギュレータを追加搭載することはできない。

また、今後羽ばたきロボットの更なる小型化が進められることを考慮すれば、電源の分離を必要としない推定法の考案が有用であると考えられる。そこで以下の較正手法を提案する。

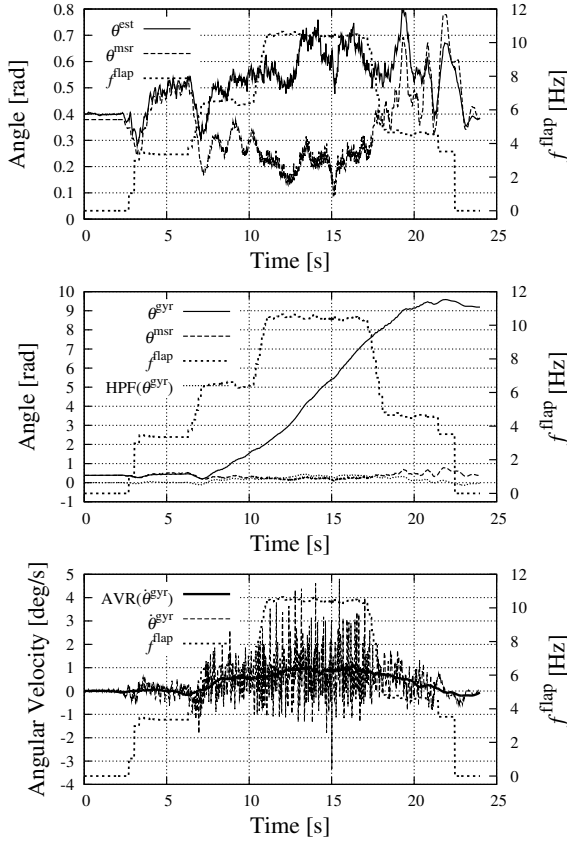


Fig. 9: The  $\theta^{\text{msr}}$  is the pitch angle measured from the measurement instrument. The  $f^{\text{flap}}$  is the flapping frequency. **Top:** The estimated pitch angle ( $\theta^{\text{est}}$ ). It has offsets while the flapping-wing robot flaps. **Middle:** The pitch angle measured by the rate gyro ( $\theta^{\text{gyr}}$ ) includes a rapid drift. **Bottom:** The pitch angular velocity measured by the rate gyro ( $\dot{\theta}^{\text{gyr}}$ ) includes offsets corresponding to the flapping frequency.

ジャイロセンサの計測値  $v^{\text{gyr}}$  は振動的なものであるが、その平均値と羽ばたき周波数との間に1対1の対応関係があることに着目して、角速度を求める式(1)の  $v_0^{\text{gyr}}$  を、デューティ比  $\gamma^{\text{flap}}$  に応じて変えるようにする。ここでデューティ比  $\gamma^{\text{flap}}$  と羽ばたき周波数  $f^{\text{flap}}$  との関係は Fig.3 を参照していただきたい。新しいアルゴリズムでは、 $v_0^{\text{gyr}}$  に代わって10次の列ベクトル  $\mathbf{v}^{\text{ofs}} = [v_i^{\text{ofs}}]_{10 \times 1}$  を設ける。Fig.10に示すように、時刻

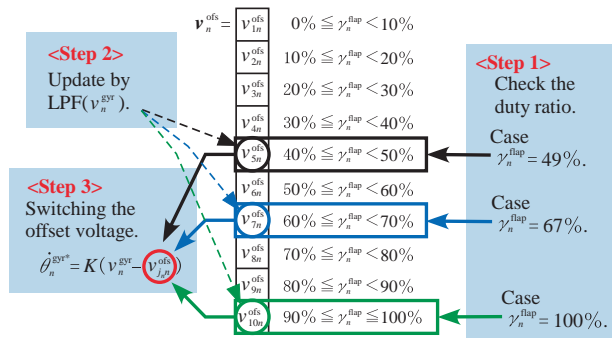


Fig. 10: The algorithm has 3 steps.

$n$  における推定角の較正は以下の3つのステップからなる。

#### ステップ1. デューティ比から $j_n$ を決める

デューティ比  $\gamma_n^{\text{flap}}$  をチェックして参照行番号  $j_n$  を以下のように決める。

$$j_n = \begin{cases} \lfloor 10\gamma_n^{\text{flap}} + 1 \rfloor & (0 \leq \gamma_n^{\text{flap}} < 1) \\ 10 & (\gamma_n^{\text{flap}} = 1) \end{cases} \quad (15)$$

ここで  $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数を返す床関数であり、以下で表される。

$$\lfloor x \rfloor = \max \{n \in \mathbb{Z} \mid n \leq x\} \quad (16)$$

ただし  $\mathbb{Z}$  は整数全体の集合を表す。式(15)ではモータ印加電圧 PWM 信号デューティ比  $\gamma^{\text{flap}}$  を10段階に切り落とした番号を求めている。

#### ステップ2. $j_n$ 行目のオフセット電圧を更新

ステップ1で求めた  $j_n$  を用いて、オフセット列ベクトル  $\mathbf{v}^{\text{ofs}}$  を式(17)の通り更新する。

$$\mathbf{v}_n^{\text{ofs}} = [v_{in}^{\text{ofs}}] = [\delta_{ij_n} \text{LPF}(v_n^{\text{gyr}})] \quad (17)$$

ここで  $\delta$  は以下で表されるクロネッカーのデルタである。

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & (i = j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \quad (18)$$

式(17)はジャイロセンサ出力電圧  $v^{\text{gyr}}$  の平均を計算する代わりに式(4)のローパスフィルタを用い、現在のデューティ比  $\gamma_n^{\text{flap}}$  に対応するオフセット成分を更新する。 $f^{\text{cut}}$  は実験より0.05 [Hz]とした。またオフセット電圧列ベクトルの初期値は  $v_{i0}^{\text{ofs}} = v_0^{\text{gyr}}$  である。

#### ステップ3. オフセット電圧から推定値を算出

ステップ1,2で求めた  $j_n$  と  $\mathbf{v}_n^{\text{ofs}}$  を用いて、較正推定角度  $\theta_n^{\text{est}*}$  を以下の通り算出する。

$$\dot{\theta}_n^{\text{gyr}*} = k(v_n^{\text{gyr}} - v_{j_n}^{\text{ofs}}) \quad (19)$$

$$\theta_n^{\text{gyr}*} = \frac{T_s}{2} \sum_{i=1}^n (\dot{\theta}_{i-1}^{\text{gyr}*} + \dot{\theta}_i^{\text{gyr}*}) \quad (20)$$

$$\theta_n^{\text{est}*} = \text{HPF}(\theta_n^{\text{gyr}*}) + \text{LPF}(\theta_n^{\text{acc}}) \quad (21)$$

以上3つのステップをサンプリング周期  $T_s$  間隔で繰り返すことで、時間の経過と共に較正が進む。Figs.11~13に、較正を行わない場合と行った場合を比較した結果を示す。 $\theta^{\text{msr}}$  は計測装置で計測したピッチ角、 $f^{\text{flap}}$  は羽ばたき周波数であり、上段のグラフは式(12)で計算した較正のないピッチ角  $\theta^{\text{est}}$  を、下段は式(21)を用いた較正のある推定ピッチ角  $\theta^{\text{est}*}$  を表している。Fig.11はマイクロコンピュータリセット後の第1回目にあたる計測結果であり、Fig.12はその後リセットを行わずに計測した第2回目の結果を、Fig.13は第7回目の結果を表している。これらの結果から、実験を重ねる毎に較正は進み、その推定値はより  $\theta^{\text{msr}}$  に近い値を示すことがわかる。Fig.13においても  $\theta^{\text{est}*}$  と  $\theta^{\text{msr}}$  との間に一定の偏差が残るのは、Fig.2の左下拡大図に示す羽ばたきロボット支持部に、たわみやねじれ等の弾性変形が生じることで、計測角  $\theta^{\text{msr}}$  に誤差が含まれたからだと考えられる。

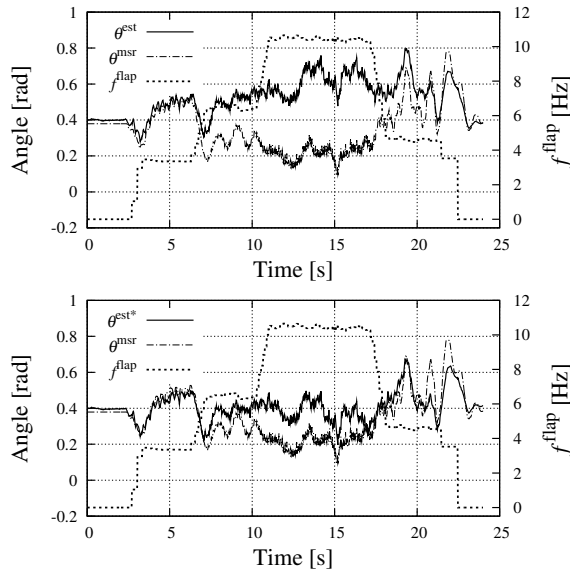


Fig. 11: First experimental results of the calibration. **Top:** The pitch angle  $\theta^{\text{est}}$  calculated from eq.(12). **Bottom:** The pitch angle  $\theta^{\text{est}*}$  calculated from eq.(21).

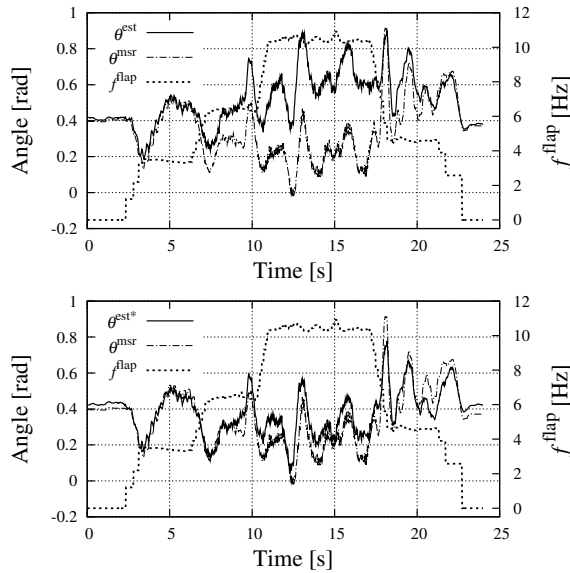


Fig. 12: Second experimental results of the calibration. **Top:** The pitch angle  $\theta^{\text{est}}$  calculated from eq.(12). **Bottom:** The pitch angle  $\theta^{\text{est}*}$  calculated from eq.(21).

## 6 結言

本稿では、羽ばたき翼を有する飛行ロボットに対して、レートジャイロと加速度センサのIIRフィルタ出力を組み合わせることで、シンプルかつ容易にフィルタ係数を決定できるピッチ角推定手法を提案した。提案した手法を羽ばたきロボットに適用することで、レートジャイロのドリフトと加速度センサの慣性ノイズを軽減し、時間遅れのほとんど無い推定値を得ることに成功した。またセンサへの入力電圧の変動によって生じたセンサ値のオフセットを較正する手法を提案し、羽

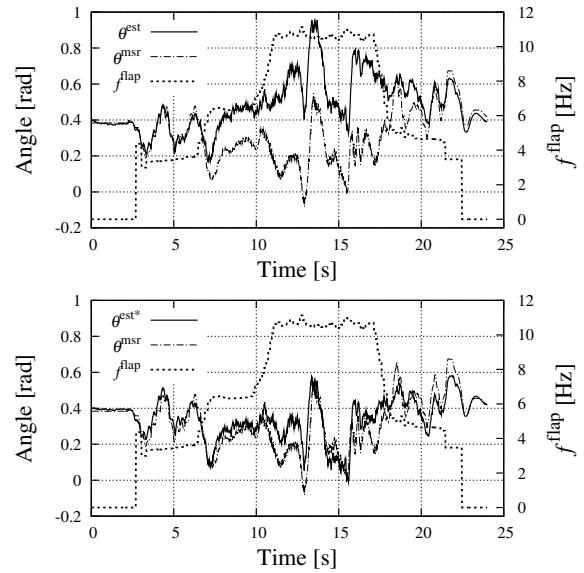


Fig. 13: Seventh experimental results of the calibration. **Top:** The pitch angle  $\theta^{\text{est}}$  calculated from eq.(12). **Bottom:** The pitch angle  $\theta^{\text{est}*}$  calculated from eq.(21).

ばたきロボットへ適用することでその有効性を確認した。この較正手法を用いることで、センサとモータの電源を分離できない場合に、推定値が一定のオフセットを持つ問題に対しても、実用に足る推定値を得ることに成功した。この手法を用いて自立・自律羽ばたきロボットでのピッチング安定化制御に成功した<sup>8)</sup>。

## 参考文献

- 1) A. Baerveldt and R. Klang: A Low-cost and Low-weight Attitude Estimation System for an Autonomous Helicopter, Proc. of IEEE INES'97, 391/395 (1997)
- 2) L. Pongsak, M. Okada, T. Sinohara and Y. Nakamura: Attitude Estimation by Compensating Gravity Direction, 第21回日本ロボット学会学術講演会, 2A23 (2003)
- 3) 高原, 大山, 橋本: 微分フィルタを利用した剛体の傾斜角計測システムの開発, 福岡工業大学研究論集, Vol.39 No.2, 229/233 (2007)
- 4) S.P.N. Singh and K.J. Waldron: Attitude Estimation for Dynamic Legged Locomotion Using Range and Inertial Sensors, Proc. of ICRA'05, 1675/1680 (2005)
- 5) トヨタ自動車株式会社, 不破, 中島: 傾斜角推定機構を有する移動体, 特許第4218777号, 2009-6-17
- 6) [http://www.d4.dion.ne.jp/~sh\\_okada/tec/digital\\_filter.html](http://www.d4.dion.ne.jp/~sh_okada/tec/digital_filter.html)
- 7) 中村: ビギナーズデジタルフィルタ, 107/115, 東京電機大学出版局, (1989)
- 8) <http://robotics.mech.kit.ac.jp/flapping/>