

第3章

非平面マルチロータヘリコプタの実現および運動性能の評価

3.1 緒言

非平面マルチロータヘリコプタに関するいくつかの研究がなされている [8] [9]. それらは、非平面マルチロータヘリコプタのコンセプトに対し、実現可能であるという前提のもとに、数値シミュレーションによって、構造最適化や運動制御に取り組んでいる. しかし、実機実験による実現可能性の実証や、従来の機体構造に対する優位性の確認はされていない. 実環境での産業分野における運用に際しての優位性を期待されている非平面マルチロータヘリコプタについては、実機実験による検証が特に重要である. そこで、本章では、はじめに、非平面マルチロータヘリコプタの回転運動と並進運動の実現可能性を理論的に検証し、つづいて、実機を用いた飛行試験によって飛行可能性を実証する. 最後に、提案飛行体の従来型のマルチロータヘリコプタに対する優位性を確認する.

3.2 単ロータモデル

Fig.3.1 に本稿で使用する固定ピッチロータモデルの模式図を示す. ロータが生成する推力 f_r と反トルク τ_r は、ロータ回転数 ω_m を用いて、以下のように近似することができる.

$$f_r = K_f \omega_m^2 \quad (3.1)$$

$$\tau_r = K_\tau \omega_m^2 \quad (3.2)$$

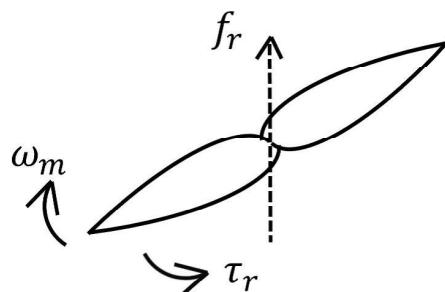


Fig. 3.1 Rotor model

ただし, K_f および K_τ はそれぞれ推力係数, 反トルク係数と呼ばれ, ロータ形状に依存して決まる定数である.

3.3 マルチロータヘリコプタの自由度

ここで, 各機体座標軸方向に機体が生成する力・トルクを以下のように定義する.

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} f_x & f_y & f_z & \tau_x & \tau_y & \tau_z \end{bmatrix}^T \quad (3.3)$$

いま, 出力 \mathbf{w} と制御入力 \mathbf{u}_m の関係は変換行列 T を用いて式 (3.4) で表される.

$$\mathbf{w} = T \cdot \mathbf{u}_m \quad (3.4)$$

3.3.1 クアッドコプタ

Fig.3.2 にクアッドコプタの模式図を示す. 制御入力 \mathbf{u}_{quad} を各ロータの回転数 ω_{mi} ($i = 1, 2, 3, 4$) を用いて式 (3.5) で定義する. なお, 添え字は各ロータ番号を示している.

$$\mathbf{u}_{quad} = \begin{bmatrix} \omega_{m1}^2 & \omega_{m2}^2 & \omega_{m3}^2 & \omega_{m4}^2 \end{bmatrix}^T \quad (3.5)$$

いま, 変換行列 T_{quad} は以下で表される.

$$T_{quad} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ \frac{1}{2}L & -\frac{1}{2}L & -\frac{1}{2}L & \frac{1}{2}L \\ \frac{1}{2}L & \frac{1}{2}L & -\frac{1}{2}L & -\frac{1}{2}L \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot diag(K_f, \dots, K_f) \\ + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot diag(K_\tau, \dots, K_\tau) \quad (3.6)$$

ただし, L は隣り合うロータの中心間の距離である. 式 (3.6) の第 1 項は推力由来の項, 第 2 項は反トルク由来の項である. 式 (3.6) から, x, y 軸方向の推力を生成することができないことがわかる. これより, $rank(T_{quad}) = 4$ となるため, クアッドコプタの出力は並進 1 軸, 回転 3 軸の 4 軸しかもたないことがわかり, 水平方向の並進運動の独立制御ができない. つまり, 水平方向の並進移動を行う際には, 機体姿勢の変動を伴う.

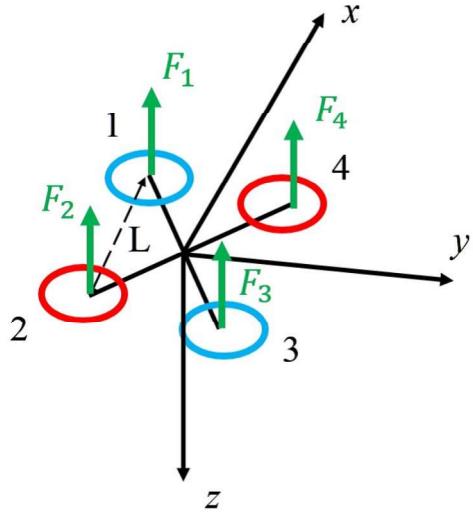


Fig. 3.2 Quadcopter model

3.3.2 ヘキサコプタ

Fig.3.3 にヘキサコプタの模式図を示す. 制御入力 \mathbf{u}_{hex} を式 (3.7) で定義する.

$$\mathbf{u}_{hex} = \begin{bmatrix} \omega_{m1}^2 & \omega_{m2}^2 & \omega_{m3}^2 & \omega_{m4}^2 & \omega_{m5}^2 & \omega_{m6}^2 \end{bmatrix}^T \quad (3.7)$$

変換行列 T_{hex} は以下で表される.

$$T_{hex} = \left[\begin{array}{cccccc} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ \frac{1}{2}L & L & -\frac{1}{2}L & -\frac{1}{2}L & -L & -\frac{1}{2}L \\ \frac{\sqrt{3}}{2}L & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}L & -\frac{\sqrt{3}}{2}L & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}L \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \cdot diag(K_f, \dots, K_f) \quad (3.8)$$

$$+ \left[\begin{array}{cccccc} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{array} \right] \cdot diag(K_\tau, \dots, K_\tau)$$

式 (3.8), x , y 軸方向の推力を生成することができないことがわかる. いま, 入力要素は 6 要素存在するが, $rank(T_{hex}) = 4$ となるため, 運動要素はクアッドコプタ同様に並進 1 軸, 回転 3 軸の 4 軸しかもたないことがわかる. つまり, 水平方向の並進移動を行う際には, 機体姿勢の変動を伴う.

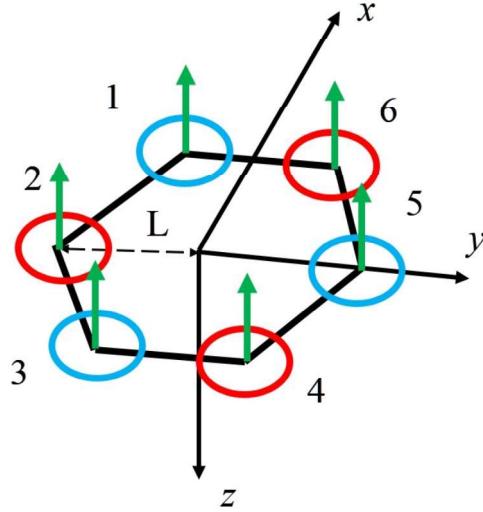


Fig. 3.3 Hexacopter model

3.3.3 非平面マルチロータヘリコプタ

内外傾斜型, ねじり型の非平面マルチロータヘリコプタの模式図をそれぞれ Fig.3.4, 3.5 に示す. 両図に示すように, 各ロータを傾斜角 α 傾けて取り付けている. それぞれの機体構造における変換行列は式 (3.9), (3.10) で表される. ただし, $S = \sin \alpha$, $C = \cos \alpha$ とする.

$$T_{inout} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}K_fS & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}K_fS & \frac{\sqrt{3}}{2}K_fS & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}K_fS \\ -\frac{1}{2}K_fS & K_fS & -\frac{1}{2}K_fS & -\frac{1}{2}K_fS & K_fS & -\frac{1}{2}K_fS \\ -K_fC & -K_fC & -K_fC & -K_fC & -K_fC & -K_fC \\ \frac{1}{2}LK_fC & LK_fC & \frac{1}{2}LK_fC & -\frac{1}{2}LK_fC & -LK_fC & -\frac{1}{2}LK_fC \\ \frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC & -\frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S & \frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S \\ \frac{1}{2}K_\tau S & K_\tau S & \frac{1}{2}K_\tau S & -\frac{1}{2}K_\tau S & -K_\tau S & -\frac{1}{2}K_\tau S \\ K_\tau C & -K_\tau C & K_\tau C & -K_\tau C & K_\tau C & -K_\tau C \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

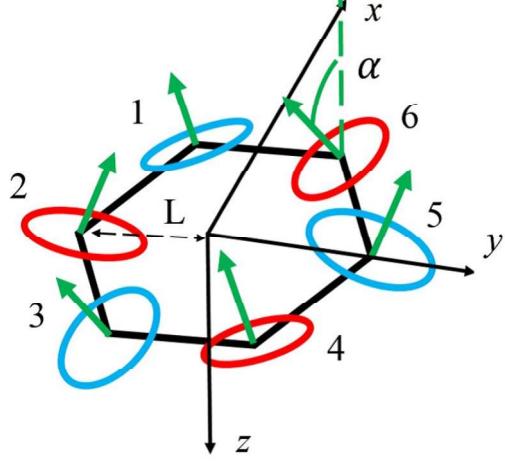


Fig. 3.4 Inside-outside multi-rotor helicopter model

$$\begin{aligned}
 T_{twisted} = & \begin{bmatrix} \frac{1}{2}K_fS & -K_fS & \frac{1}{2}K_fS & \frac{1}{2}K_fS & -K_fS & \frac{1}{2}K_fS \\ \frac{\sqrt{3}}{2}K_fS & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}K_fS & \frac{\sqrt{3}}{2}K_fS & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}K_fS \\ -K_fC & -K_fC & -K_fC & -K_fC & -K_fC & -K_fC \\ \frac{1}{2}LK_fC & LK_fC & \frac{1}{2}LK_fC & -\frac{1}{2}LK_fC & -LK_fC & -\frac{1}{2}LK_fC \\ \frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC & -\frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}LK_fC \\ LK_fS & -LK_fS & LK_fS & -LK_fS & LK_fS & -LK_fS \end{bmatrix} \\
 + & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}K_\tau S & -K_\tau S & -\frac{1}{2}K_\tau S & \frac{1}{2}K_\tau S & K_\tau S & \frac{1}{2}K_\tau S \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S & \frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}K_\tau S \\ K_\tau C & -K_\tau C & K_\tau C & -K_\tau C & K_\tau C & -K_\tau C \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

式(3.9)について、 $\sin \alpha \neq 0$ かつ $\cos \alpha \neq 0$ を満たす範囲において、右辺第1項の1~5行目については明らかに要素が独立である。また、第2項の4,5行目の要素はそれぞれ第1項の5,2行目に従属であるが、6行目の要素が独立であるため、 $\text{rank}(T_{inout}) = 6$ が成り立つ。

よって、 T_{inout} は逆行列をもつため、任意の要求出力 w について、制御入力 u_m を一意に決定することができる。すなわち、 x, y 軸方向の並進推力についても独立に生成することができる。以上から、内外傾斜型非平面マルチロータヘリコプタは x, y 軸方向の並進運動についても、姿勢変化を伴わずに行うことが可能であることが示された。

式(3.10)についても同様に、変換行列に逆行列が存在するので、ねじり型非平面マルチロータヘリコプタも x, y 軸方向の並進運動についても、姿勢変化を伴わずに行うことが可能であることが示された。また、式(3.9)、式(3.10)を比べると、右辺第2項の6行目の要素に違いがある。ねじり型は z 軸まわりのトルクに推力由来の成分が含まれるため、内外傾斜型に比べ、 z 軸まわりのトルクを生成しやすい構造であることがわかる。

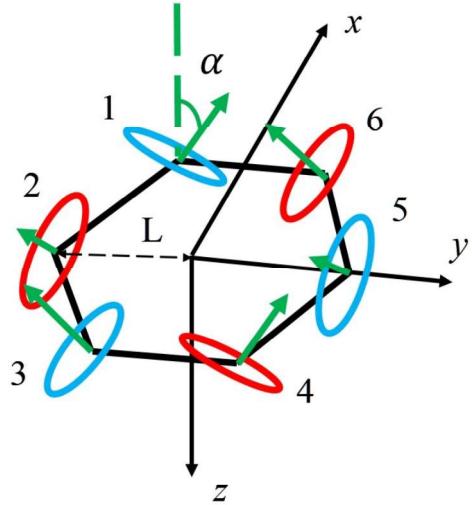


Fig. 3.5 Twisted multi-rotor helicopter model

3.4 非平面マルチロータヘリコプタの実現可能性

前節で非平面マルチロータヘリコプタの回転運動と並進運動の独立制御性の理論的な実現可能性が示された。本節では、非平面マルチロータヘリコプタに角速度制御を適用し、実験的に飛行可能性を実証する。

3.4.1 マルチロータヘリコプタの角速度制御

マルチロータヘリコプタは、シングルロータヘリコプタにおけるスタビライザのような安定化機構を有していない。そのため、人が反応できない機体の振動や、モータおよびプロペラの個体差に起因するノイズによる高周波の姿勢変動が起こり、機体姿勢が不安定化しやすい性質をもつ。この性質は非平面マルチロータヘリコプタにおいても同じである。これらの振動を除去するために、ジャイロフィードバックによる角速度制御が提案されている。一般的な角速度制御手法として、PI制御やPID制御が挙げられる [21] [22]。この角速度制御を100 Hz程度の速さで行うことで機体角速度を安定化する。

文献 [21] では式 (3.11) に示す PI 制御を採用している。

$$\tau = (K_P r_{\omega_b} - G_P \omega_b) + \int_0^t (K_I r_{\omega_b} - G_I \omega_b) dt \quad (3.11)$$

ここで、 ω_b は機体角速度、 r_{ω_b} は角速度指令値、 K 、 G はそれぞれ角速度指令値と機体角速度にかかるゲインである。

文献 [22] では式 (3.11) の PI 制御に角速度のダンピング要素を含めた PID 制御を採用している。制御系を式 (3.12) に示す。

$$\tau = (K_P r_{\omega_b} - G_P \omega_b) + \int_0^t (K_I r_{\omega_b} - G_I \omega_b) dt - G_D \frac{d\omega_b}{dt} \quad (3.12)$$

以上の角速度制御系を x , y , z 各軸に独立に設計し、適用している。

3.4.2 2自由度制御系による角速度制御

本研究では、2自由度制御のPID制御系を構築し、機体角速度を制御する。

2自由度制御とは、フィードバック制御とフィードフォワード制御を組み合わせることで、それぞれの長所を併せもつ制御手法である[23][24]。2自由度制御系の構成をFig.3.6に示す。まず、フィードバック制御およびフィードフォワード制御それぞれの特徴を述べる。

フィードバック制御とは、センサなどから取得した制御量を入力側へフィードバックし、制御量と目標値を一致させる制御手法である。フィードバック制御には以下の長所および短所がある。

- フィードバック制御の長所
 - 外乱の影響を抑制できる。
 - 制御対象の特性変動やモデル化誤差の影響を低減できる。
 - 不安定系を安定化できる。
- フィードバック制御の短所
 - オーバーシュートが大きい。

フィードフォワード制御とは、直に操作量を決め、制御対象のくせや性質をあらかじめ補正する制御手法である。フィードフォワード制御には以下の長所および短所がある。

- フィードフォワード制御の長所
 - 目標値応答の整形をする。
- フィードフォワード制御の短所
 - 外乱などの影響を全く抑制できない。

以上の両制御手法を組み合わせることで、2自由度制御は以下の長所をもつ。

- 2自由度制御の長所
 - 外乱の影響を抑制できる。
 - 制御対象の特性変動やモデル化誤差の影響を低減できる。
 - 不安定系を安定化できる。
 - 目標値応答の整形をする。

以上の特徴から、文献[21], [22]のフィードバック制御による角速度制御系に対し、制御性能を向上させることができると見える。

2自由度制御系の構築

この2自由度制御とPID制御を組み合わせ、Fig.3.7に示す2自由度PID制御による角速度制御系を構築し、角速度指令値 ω_b^* に ω_b を追従させる。Fig.3.7中、ローパスフィルタ”LPF1”, ”LPF2”, プラントモデル” $\frac{1}{Js}$ ”, PIDコントローラ”PID”が、Fig.3.6中の” $F(s)$ ”, ” $P(s)$ ”, ” $K(s)$ ”にそれぞれ対応している。 J は慣性モーメントを表す。ローパスフィルタを式(3.13)で定義する。

$$LPF1(s) = LPF2(s) = \frac{1}{\frac{1}{2\pi f_F} s + 1} \quad (3.13)$$

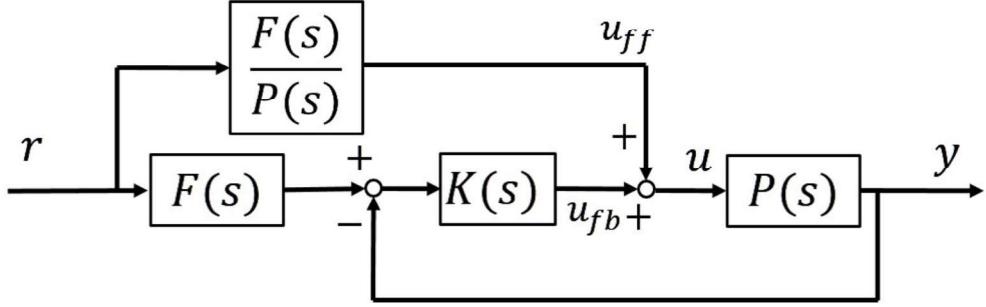


Fig. 3.6 2DOF control system

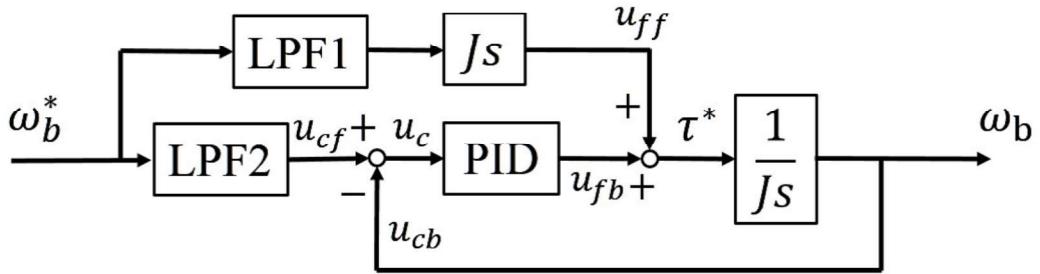


Fig. 3.7 2DOF PID control system for helicopter angular velocity

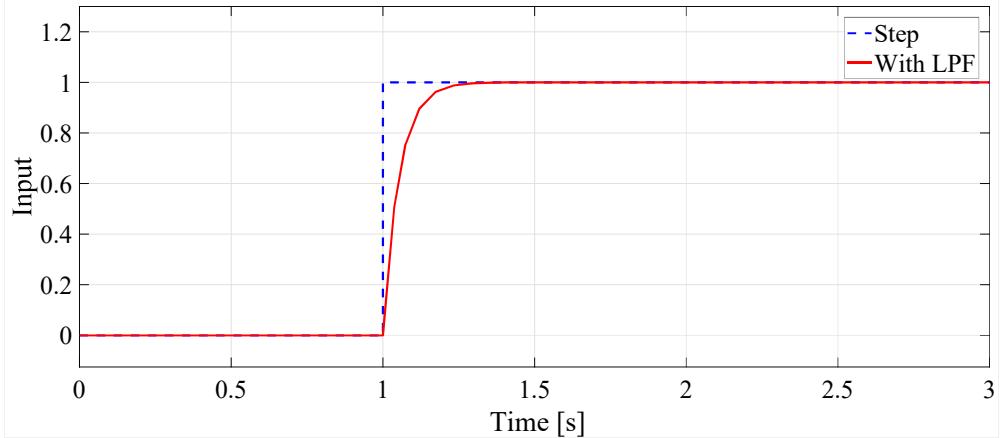


Fig. 3.8 Reference shaping

ここで, f_F はローパスフィルタのカットオフ周波数である. 実環境では, 急激に変化する目標値への追従は, 慣性の法則から無理があるため, この LPF によって, Fig.3.8 に示すように目標値応答を整形している. よって, プラントモデル $P(s) = \frac{1}{J_s}$ を含めたフィードフォワードコントローラの伝達関数 $FF(s)$ が以下で表される.

$$\begin{aligned} FF(s) &= \frac{LPF1(s)}{P(s)} \\ &= \frac{Js}{\frac{1}{2\pi f_F} s + 1} \end{aligned} \quad (3.14)$$

次に, フィードバック成分について考える. いま, Fig.3.7 中の PID コントローラを Fig.3.9 のように構成する. 図中, K_p , K_i , K_d はそれぞれ, P, I, D 成分にかかるゲインである.

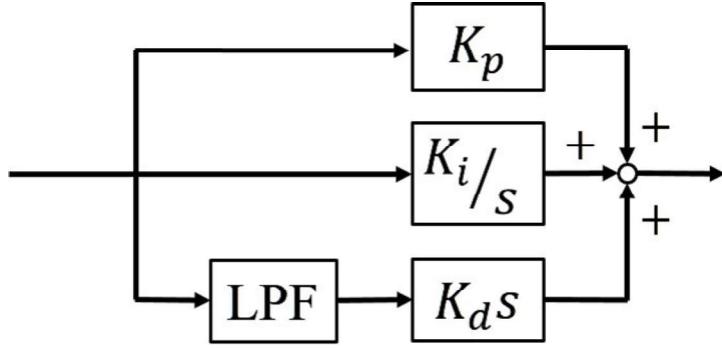


Fig. 3.9 PID controller

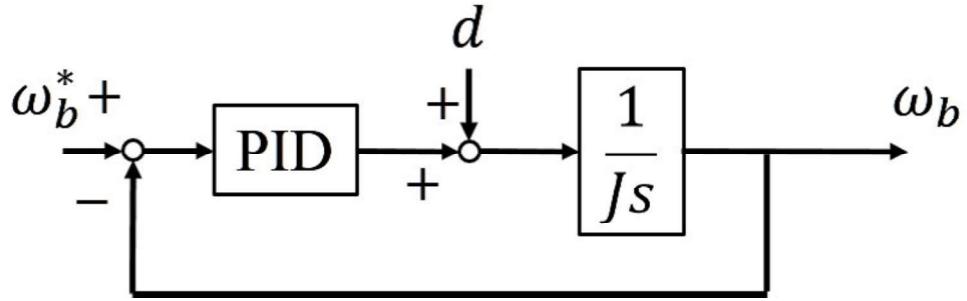


Fig. 3.10 PID controller with disturbance

いま、微分器の前にローパスフィルタを適用しているが、これにより、高周波な機体振動時に微分器で発生しやすいノイズを抑えることができる。このとき、微分器にかかるローパスフィルタと PID コントローラの伝達関数 $\text{LPF}(s)$, $\text{Ctrl}(s)$ はそれぞれ、式 (3.15), (3.16) で表される。

$$\text{LPF}(s) = \frac{1}{\frac{1}{2\pi f_D} s + 1} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \text{Ctrl}(s) &= K_p + \frac{K_i}{s + 1} + \text{LPF}(s) \cdot K_d s \\ &= K_p + \frac{K_i}{s + 1} + \frac{K_d s}{\frac{1}{2\pi f_D} s + 1} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ここで、PID ゲインの設計について考える。いま、角速度制御系の PID 制御部に注目し、Fig.3.10 のように外乱 d を含む制御系について考える。角速度指令値から機体角速度までの伝達関数は式 (3.17) で表される。また、外乱 d から ω_b までの伝達関数は式 (3.18) で表される。

$$\begin{aligned} \frac{\omega_b}{\omega_b^*} &= \frac{(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s) \cdot \frac{1}{J s}}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s) \cdot \frac{1}{J s}} \\ &= \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{(J + K_d)s^2 + K_p s + K_i} \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned}\frac{\omega_b}{d} &= \frac{\frac{1}{J_s}}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s) \cdot \frac{1}{J_s}} \\ &= \frac{s}{(J + K_d)s^2 + K_p s + K_i}\end{aligned}\quad (3.18)$$

このとき、式(3.17)の伝達関数の極 p_ω, q_ω は式(3.19)となる。

$$p_\omega, q_\omega = \frac{-K_p \pm \sqrt{K_p^2 - 4 \cdot (J + K_d) \cdot K_i}}{2 \cdot (J + K_d)} \quad (3.19)$$

ここで、極を f_{cnt} の固有振動数をもつ $2\pi f_{cnt}$ の重根とすると、以下の式が得られる。

$$\begin{cases} K_p^2 - 4 \cdot (J + K_d) \cdot K_i = 0 \\ \frac{K_p}{2 \cdot (J + K_d)} = 2\pi f_{cnt} \end{cases} \quad (3.20)$$

以上から、P, I, D ゲインそれぞれの比率が決定できる。ここで、式(3.18)について、伝達関数のピークゲイン K_{dist} を決定する。1 Nm の外乱に対して生まれる角速度をどの程度抑えるかを指標とし、 $\frac{1}{K_p}$ と近似する。例えば、1 Nm の外乱に対し、0.5 rad/s に抑えたい場合、 $K_{dist} = 0.5$ となる。

$$K_{dist} = \frac{1}{K_p} \quad (3.21)$$

式(3.20), (3.21)から、P, I, D ゲインそれぞれの絶対値が決まる。

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{K_{dist}} \\ K_i = \pi f_{cnt} \cdot \frac{1}{K_{dist}} \\ K_d = \frac{1}{4\pi f_{cnt} K_{dist}} - J \end{cases} \quad (3.22)$$

以上が、本研究で使用する、2自由度 PID 制御による角速度制御系である。

角速度制御系の実装

角速度制御系の実装に向けて、伝達関数 $FF(s)$, $LPF2(s)$, $Ctrl(s)$ をサンプリングタイム T_s で離散化すると、以下の離散時間伝達関数 $FF_d(z)$, $LPF2_d(z)$, $Ctrl_d(z)$ が得られる。ただし、 $a \sim f$ は定数である。

$$FF_d(z) = \frac{c_1 z + d_1}{a_1 z + b_1} = \frac{c_1 + d_1 z^{-1}}{a_1 + b_1 z^{-1}} \quad (3.23)$$

$$LPF2_d(z) = \frac{c_2}{a_2 z + b_2} = \frac{c_2 z^{-1}}{a_2 + b_2 z^{-1}} \quad (3.24)$$

$$Ctrl_d(z) = \frac{d_3 z^2 + e_3 z + f_3}{a_3 z^2 + b_3 z + c_3} = \frac{d_3 + e_3 z^{-1} + f_3 z^{-2}}{a_3 + b_3 z^{-1} + c_3 z^{-2}} \quad (3.25)$$

式(3.23), (3.24), (3.25)の離散時間伝達関数について、Z 変換によって差分方程式を導出する。Z 変換の概念を簡単に説明する。入力信号 $u(t)$ を周期 T_t でサンプリングした $u[k] = u(kT_t)$ に対して、 $zu[k] = u[k+1]$ とするような変換で、 z は系列 $u[k]$ をひとつ進めるに相当する。したがって、式(3.23), (3.24), (3.25)の伝達関数から差分方程式を得

ることができる。まず、式(3.23)について考える。 z 変換を用いた差分方程式の導出を以下に示す。

$$\begin{aligned} u_{ff}(t) &= \frac{c_1 + d_1 z^{-1}}{a_1 + b_1 z^{-1}} \cdot \omega_b^*(t) \\ (a_1 + b_1 z^{-1})u_{ff}(t) &= (c_1 + d_1 z^{-1})\omega_b^*(t) \\ u_{ff}(t) &= \frac{c_1 \omega_b^*(t) + d_1 \omega_b^*(t-1) - b_1 u_{ff}(t-1)}{a_1} \end{aligned} \quad (3.26)$$

以上のように、ある時刻 t における制御器の出力は、入力および出力の事前情報から求められる。次に、式(3.24)について同様に差分方程式を導出する。

$$\begin{aligned} u_{cf}(t) &= \frac{c_2 z^{-1}}{a_2 + b_2 z^{-1}} \cdot \omega_b^*(t) \\ (a_2 + b_2 z^{-1})u_{cf}(t) &= (c_2 z^{-1})\omega_b^*(t) \\ u_{cf}(t) &= \frac{c_2 \omega_b^*(t-1) - b_2 u_{cf}(t-1)}{a_2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

最後に、式(3.25)についても同様に以下の差分方程式が得られる。ただし、PID コントローラへの入力 u_c は、LPF2 ブロックの出力 u_{cf} と機体角速度 ω_b の差で表される。

$$u_c = u_{cf} - u_{cb} = u_{cf} - \omega_b \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} u_{fb}(t) &= \frac{d_3 + e_3 z^{-1} + f_3 z^{-2}}{a_3 + b_3 z^{-1} + c_3 z^{-2}} \cdot u_c(t) \\ (a_3 + b_3 z^{-1} + c_3 z^{-2})u_{fb}(t) &= (d_3 + e_3 z^{-1} + f_3 z^{-2})u_c(t) \\ u_{fb}(t) &= \frac{d_3 u_c(t) + e_3 u_c(t-1) + f_3 u_c(t-2) - (b_3 u_{fb}(t-1) + c_3 u_{fb}(t-2))}{a_3} \end{aligned} \quad (3.29)$$

式(3.26), (3.29) から角速度制御系の出力が得られる。

$$\tau = u_{ff} + u_{fb} \quad (3.30)$$

以上の差分方程式を実装することで、角速度制御系が実現できる。

角速度制御系設計

以上で、制御系の構築および実装の準備が完了した。ここでは、制御系設計について述べる。ただし、制御系は x , y , z 軸について、それぞれに独立に設計する。ここで、設計パラメータは、各周波数 f_F , f_D , f_{cnt} , 慣性モーメント J , ゲイン K_{dist} の 5つである。ただし、 J は機体サイズから決定されるため、残りの 4 パラメータを設計する。

各パラメータの性質について述べる。 f_F は、角速度指令値のローパスフィルタのカットオフ周波数である。 f_F を低く設定しすぎると、操舵がききにくく、制御性が悪くなり、値を高く設定しすぎると、ノイズに敏感に反応し、機体姿勢が振動的になってしまう性質を持つ。 f_D は PID コントローラの微分器に関するローパスフィルタのカットオフ周波数である。センサデータに微分処理をかける際、ノイズの影響を受けやすい。サンプリング定理から、サンプリング周波数の $\frac{1}{2}$ の周波数未満の信号しか再現できず、そこから $\frac{1}{5}$ 程度にカットオフ周波数を設定するのが一般的である[25]。 f_{cnt} は PID コントローラの極パラメータで

Table 3.1 Angular velocity controller parameter (Planar)

	x	y	z
f_F	3	3	1
f_D	20	20	20
f_{cnt}	2	2	0.4
J	0.0504	0.07	0.1008
K_{dist}	0.67	0.5	1.8

Table 3.2 Angular velocity controller parameter (Inside-outside)

	x	y	z
f_F	3	3	1
f_D	20	20	20
f_{cnt}	2	2	0.4
J	0.0504	0.06	0.1008
K_{dist}	0.5	0.5	1.9

Table 3.3 Angular velocity controller parameter (Twisted)

	x	y	z
f_F	3	3	5
f_D	20	20	20
f_{cnt}	2	2	2
J	0.0504	0.06	0.1008
K_{dist}	0.5	0.5	0.25

ある。ただし、式 (3.22) から、 f_{cnt} の値を大きくとりすぎると K_d が負になってしまうため注意が必要である。 K_{dist} は所望の外乱への対抗度から決定する。 K_{dist} の値を大きくとることでロバスト性は向上するが、大きすぎると機体挙動が激しくなることや、アクチュエータ飽和を引き起こす要因となる。

以上の性質を考慮し、飛行試験を通して、飛行時の機体の挙動や、角速度指令値と機体角速度のデータをオフラインで解析することで、各パラメータを決定していく。平面型、内外傾斜型、ねじり型のそれぞれについて x , y , z 軸まわりに独立に設計した角速度制御系のパラメータを Table 3.1, 3.2, 3.3 に示す。Table 3.1, 3.2, 3.3 をみると、内外傾斜型とねじり型の x , y 軸まわりのパラメータが同じであるが、それは、機体構造上 z 軸方向の生成推力が等しいため、 x , y 軸まわりのトルク生成能力がほぼ同じになるためである。 z 軸については、ねじり型のみ、 z 軸のトルクが推力由来の成分をもち、大きな推力を生成可能であるため、平面型および内外傾斜型のモデルとパラメータが大きく異なる。

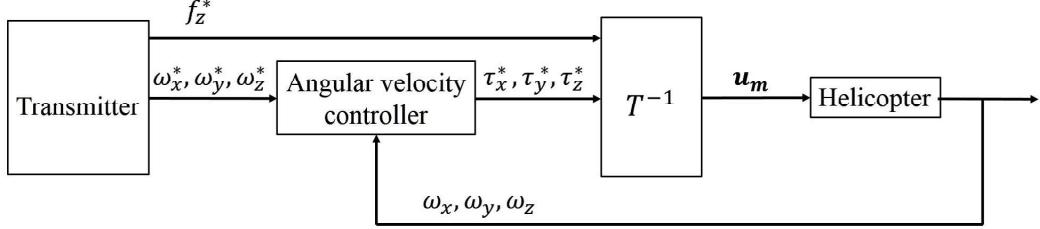


Fig. 3.11 Angular velocity control system

3.4.3 角速度制御実験

前節までに、構築および設計した角速度制御系について、角速度制御実験を通して有効性を確認する。制御系全体の概要を Fig.3.11 に示す。RC 送信機から 3 軸の角速度指令値 ω_x^* , ω_y^* , ω_z^* および z 方向の推力指令値 f_z^* を与え、角速度制御系によって機体角速度 ω_x , ω_y , ω_z を制御する。このとき、 x , y 軸方向の推力指令値は 0 とする。式 (3.3) から要求出力を式 (3.31) で定義し、式 (3.4) から各モータの回転数を決定する。

$$\mathbf{w}^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & f_z^* & \tau_x^* & \tau_y^* & \tau_z^* \end{bmatrix}^T \quad (3.31)$$

$$\mathbf{u}_m = T^{-1} \cdot \mathbf{w}^* \quad (3.32)$$

平面型、内外傾斜型、ねじり型それぞれの実験結果を Fig.3.12 ~ 3.20 に示す。ただし、Fig.3.12 ~ 3.20 において、青い破線が角速度指令値、赤い実線がセンサから取得した機体角速度をそれぞれ示す。

はじめに、平面型の x , y , z 軸まわりの結果をそれぞれ Fig.3.12, 3.13, 3.14 に示す。Fig.3.12, 3.13, 3.14 から、機体角速度が角速度指令値に精密に追従していることが見てとれる。これにより、2 自由度制御による角速度制御手法が有効であることが確認された。

つづいて、内外傾斜型の結果を Fig.3.15, 3.16, 3.17 に、ねじり型の結果を Fig.3.18, 3.19, 3.20 にそれぞれ示す。Fig.3.15 ~ 3.20 から機体角速度が角速度指令値に精密に追従していることが見てとれる。飛行実験を通して、非平面マルチロータヘリコプタの角速度制御可能性が実証され、従来のマルチロータヘリコプタ同様に飛行可能であることが実証された。

以上により、実機実験によって非平面マルチロータヘリコプタの実現可能性が実証された。

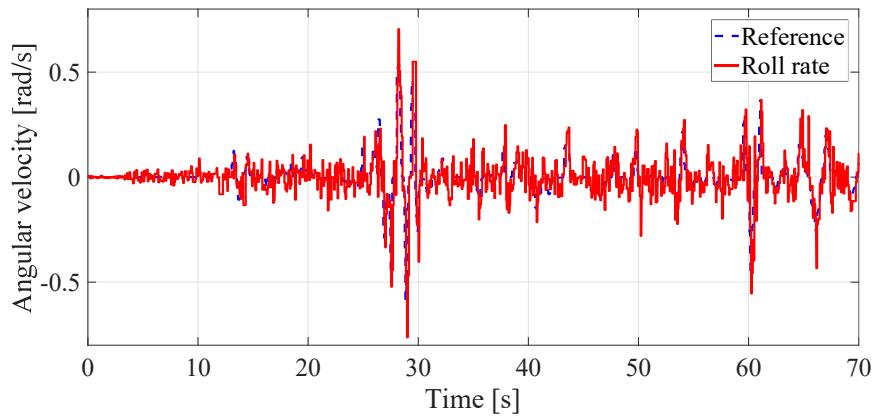


Fig. 3.12 Result of x angular velocity control (Planar)

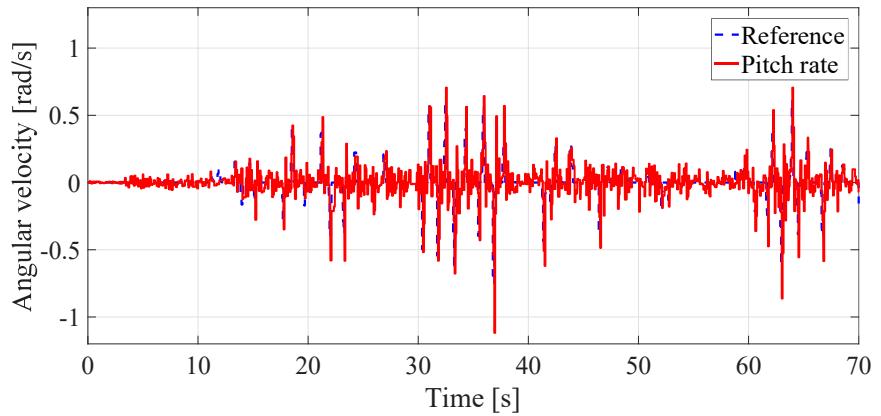


Fig. 3.13 Result of y angular velocity control (Planar)

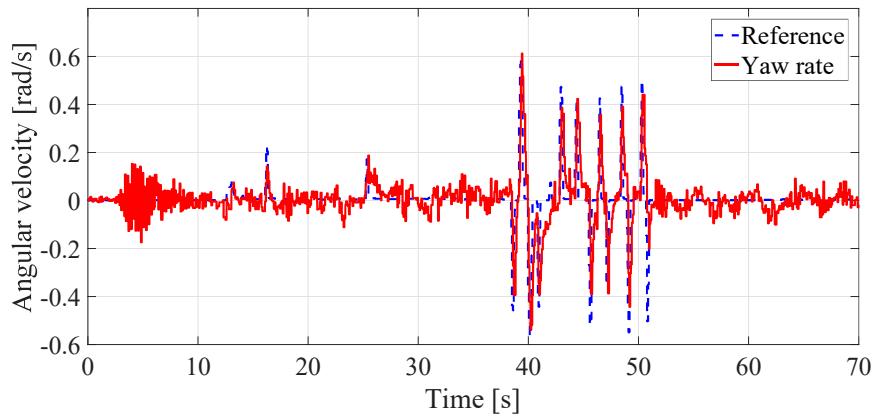


Fig. 3.14 Result of z angular velocity control (Planar)

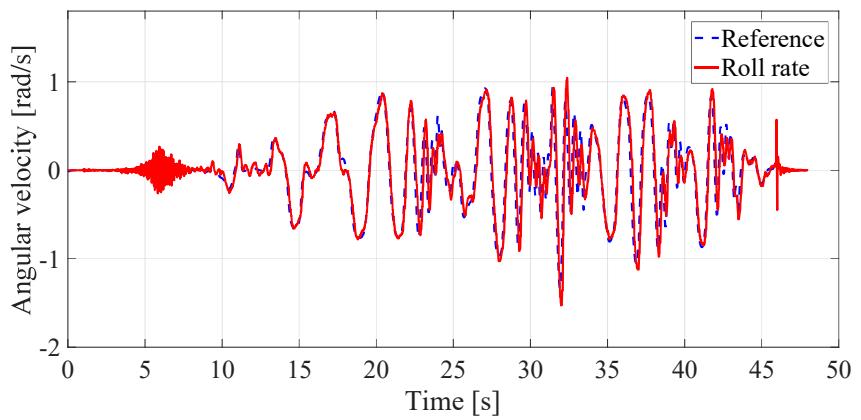


Fig. 3.15 Result of x angular velocity control (Inside-outside)

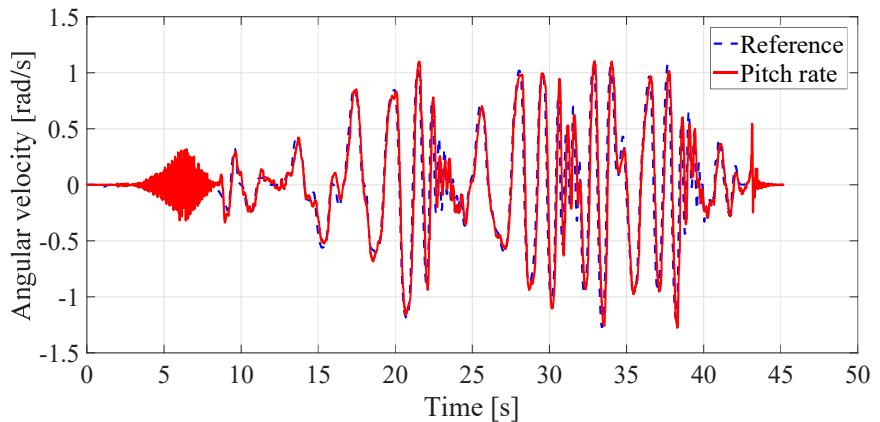


Fig. 3.16 Result of y angular velocity control (Inside-outside)

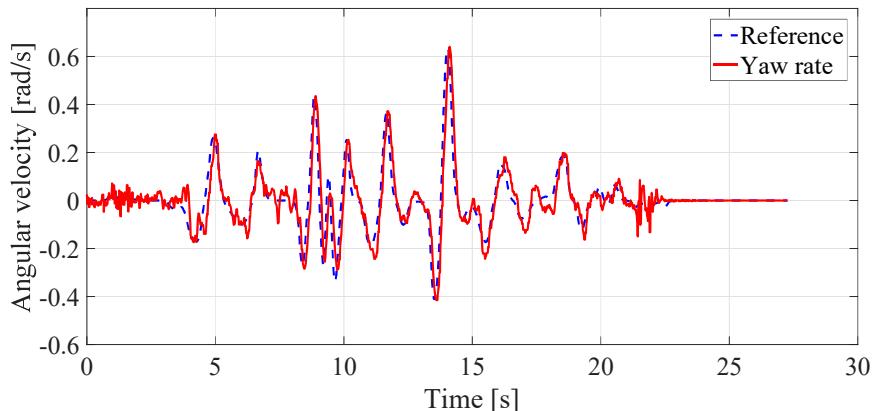


Fig. 3.17 Result of z angular velocity control (Inside-outside)

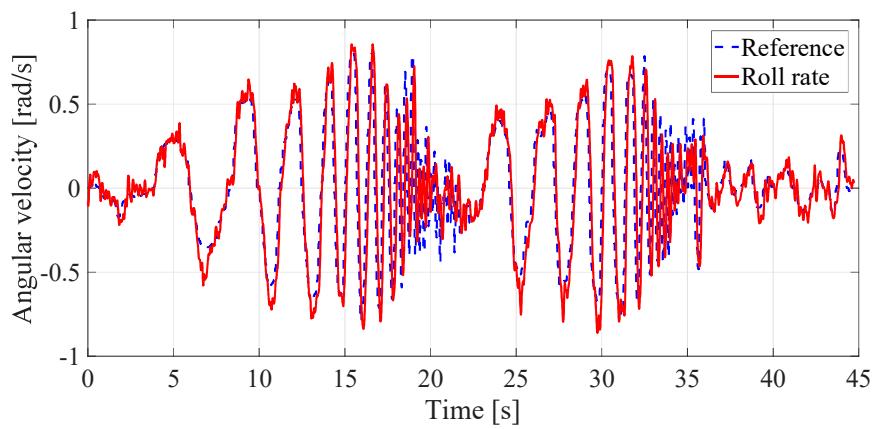


Fig. 3.18 Result of x angular velocity control (Twisted)

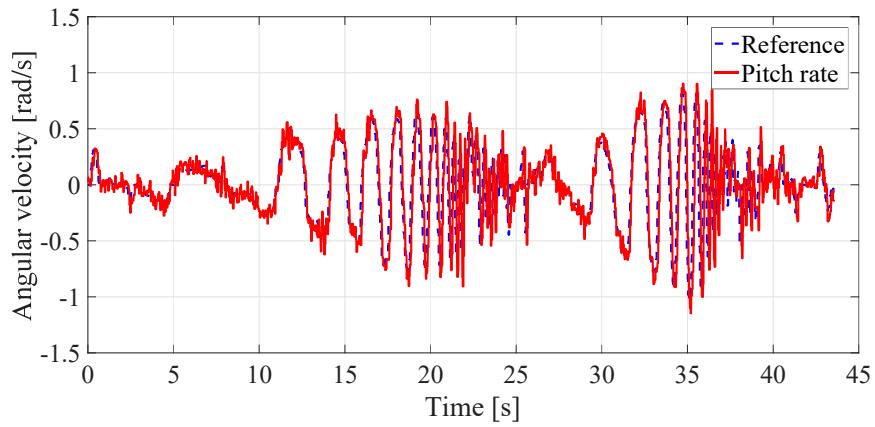


Fig. 3.19 Result of y angular velocity control (Twisted)

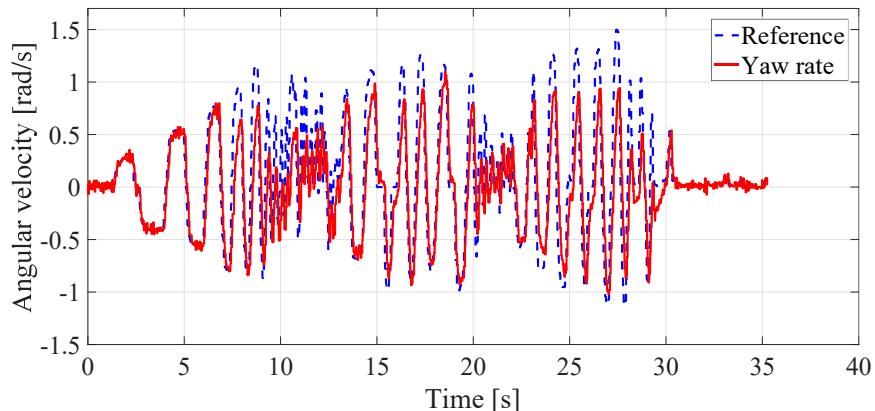


Fig. 3.20 Result of z angular velocity control (Twisted)

3.5 各モデルの機体構造における運動性能の比較

以上の角速度制御実験の結果から、非平面マルチロータヘリコプタは従来のマルチロータヘリコプタと同等の運動性能を有していることが確認された。さらに、各モデルの運動性能を比較するために、式(3.4)を用いて、各モデルにFig.3.21, 3.23, 3.25に示す制御入力 \mathbf{u}_m を与え、そのときの各軸の出力を比較するシミュレーションを行った。本節では、シミュレーション結果および実機実験の結果を用いて、平面型マルチロータヘリコプタと内外傾斜型およびねじり型の非平面マルチロータヘリコプタの比較を行う。

3.5.1 x, y 軸に関する運動

x, y 軸まわりの回転運動について、ねじり型と内外傾斜型の両モデル間に大きな差は見られない。マルチロータヘリコプタは、各モータの回転数を増減させることで各ロータが生成する推力の差によって機体全体にかかるトルクを制御している。この際、有効であるのは各ロータが生成する z 軸方向の推力である。いま、内外傾斜型とねじり型の両者のロータ取り付け角度は z 軸に対して30度と等しく、ロータ取り付け位置が同じであるため、モータ回転数と生成トルクの関係はほぼ等しい。これは、Fig.3.15, 3.18 や Fig.3.16, 3.19 の実験結果や Fig.3.22, 3.24 のシミュレーション結果の比較からわかる。Fig.3.22, 3.24 は式(3.4)を用いて内外傾斜型、ねじり型、平面型のそれぞれのモデルにFig.3.21, 3.23 に示す \mathbf{u}_m を入力したときの x 軸、 y 軸まわりの生成トルクを示したものである。ロータを傾けていないため、平面型のほうが大きなトルクを生成できているが、それほど大きな差ではない。内外傾斜型とねじり型を比較すると、式(3.9), (3.10)の座標変換行列 T における反トルク由來の項の差から、内外傾斜型の方が大きなトルクを生成できるが、その差は極めて小さい。

次に、 x, y 軸方向の並進運動について考える。平面型はこれまでに説明したとおり、その機体構造から x, y 軸方向に推力を生成することができない。つづいて、内外傾斜型とねじり型の比較を行う。両機体が生成する推力の総量についてはその差はないといえる。これはマルチロータヘリコプタが全方位移動型のロボットであることによるものである。一般に使用者の設定する機体座標系の軸方向を前後左右としているが、全方位に移動できることから機体の前後左右は厳密には決まってはいない。そのため、ロータ傾斜角度が等しければ、各ロータが生成する推力の水平成分は等しくなるため、各軸方向へ生成する推力の総和は等しくなる。よって、 x, y 軸方向の推力に関して、平面型と非平面マルチロータヘリコプタの間には大きな性能差があり、内外傾斜型とねじり型の間には性能差はない。

以上、各実験結果や座標変換行列 T の形からもわかるように、 x, y 軸に関する運動について、生成するトルクの大きさにおいては、平面型が優れていることが分かったが、生成する推力の大きさについては内外傾斜型およびねじり型が大きな優位性を有していることが確認された。

3.5.2 z 軸に関する運動

まず、 z 軸の並進運動について考える。 z 軸方向の推力については、ロータを傾けていない平面型が優位であることは明らかである。また、ロータ取り付け角度が等しいため内外傾斜型とねじり型の間に差は生まれない。

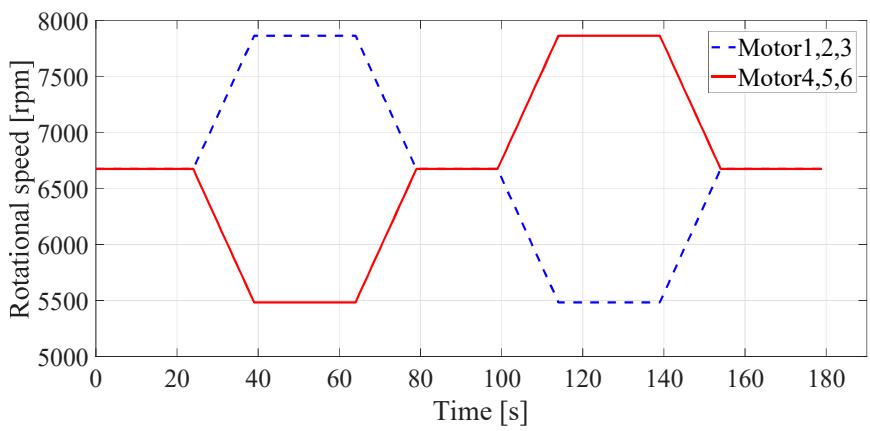


Fig. 3.21 Rotational speed for τ_x

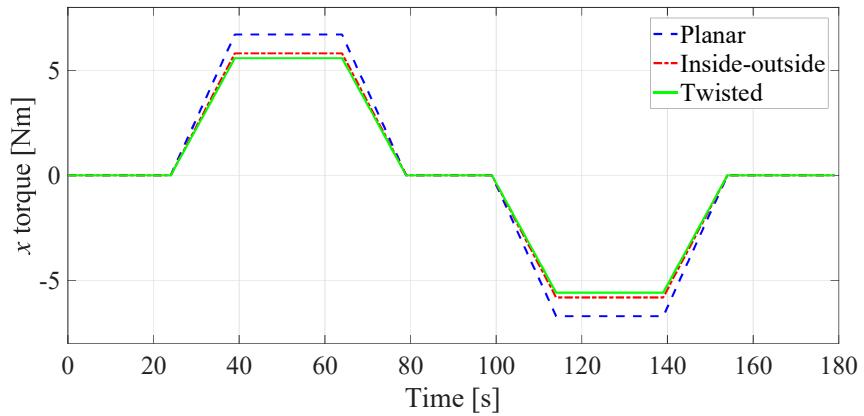


Fig. 3.22 Comparison of τ_x

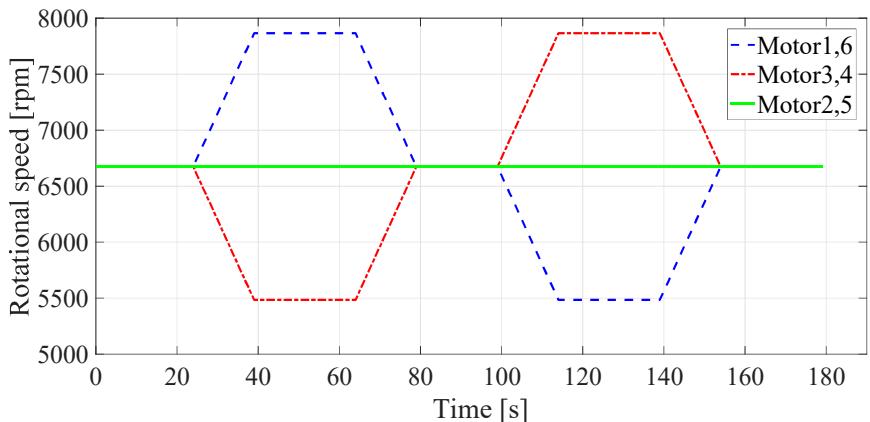


Fig. 3.23 Rotational speed for τ_y

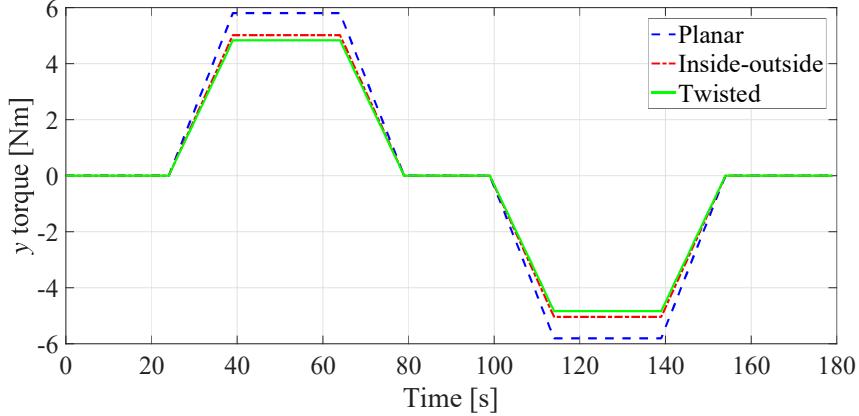


Fig. 3.24 Comparison of τ_y

つづいて、 z 軸まわりの回転運動について考える。ねじり型とその他のモデルの間に大きく差が生まれるのが z 軸まわりの回転運動である。 x , y 軸と同様に式 (3.4) に Fig.3.25 に示す u_m を入力したシミュレーション結果を Fig.3.26 に示す。式 (3.8), (3.9), (3.10) からわかるように、平面型および内外傾斜型は各モータの反トルクのみで z 軸まわりのトルクを生成するのに対し、ねじり型は推力由来のトルクを生成できるため、より大きなトルクを生成できる。また、飛行試験時の各モータの回転数を Fig.3.27, 3.28, 3.29 に示す。風外乱による機体の回転を抑えるために z 軸まわりにトルクを生成しているため、Fig.3.27, 3.28 中、1, 3, 5 番モータと 2,4,6 番モータの回転数に差が生まれているが、これは、平面型および内外傾斜型は各モータの反トルクのみで z 軸まわりのトルクを生成するためである。この差を大きくすることでより大きなトルクを生成することは可能であるが、ロータが生成可能な推力には限界があり、回転数差を大きくすると推力が飽和し、最悪の場合には墜落の危険性がある。対して、ねじり型は推力由来の大きなトルクを生成できるため、各ロータの回転数がほぼ同じであることが Fig.3.29 から見てとれる。ねじり型非平面マルチロータヘリコプタは、ロータを傾斜させて取り付けているため、エネルギー効率が悪いとされている。本実験機について簡易的な試験を行い、ホバリング状態での消費電力を計測したところ、ねじり型は約 1.4 kW、平面型は約 0.79 kW であり、平面型に対し約 77 % 消費電力が大きいという結果が得られた。しかし、ねじり型は平面型に比べて 10 倍程度大きな z 軸まわりのトルクを生成でき、 z 軸角速度の制御に際するモータ回転数の増減が抑えられるため、その点では効率が良いと言える。また、推力飽和のリスクが小さく、安定性が向上していると考えられる。また、今回はホバリング状態での消費電力を比較したが、実際の運用時には、並進運動や強外乱への対抗などが必要である。その際、ねじり型は、平面型に比べてモータ回転数の増減が抑えられるため、消費電力の差はホバリング時よりも小さくなると考えられる。

以上から、非平面マルチロータヘリコプタはモータを傾けて取り付けているため、 z 軸方向の生成推力が小さくなってしまい、 z 軸方向の並進運動については不利であるが、 z 軸まわりの回転運動については、大きなトルクを生成できるねじり型が大きな優位性を有している。実際の運用時に風外乱が存在することを考えれば、 z 軸まわりの回転運動の際のロータ回転数の変動が小さいことで、ねじり型が優位であると考えられる。

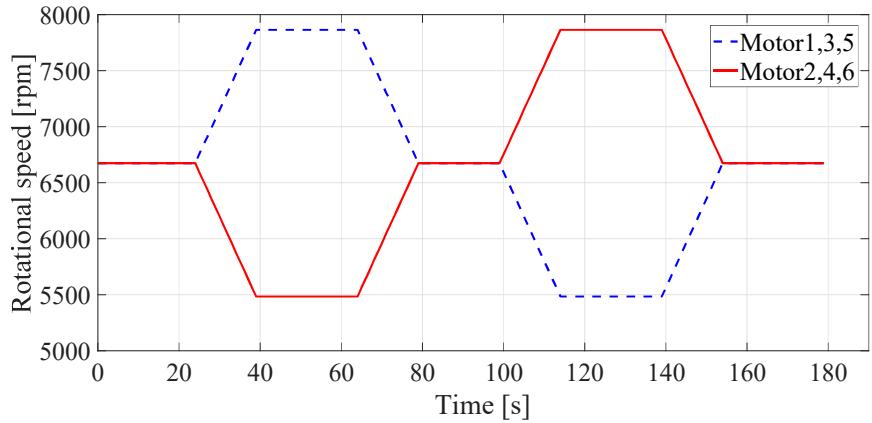


Fig. 3.25 Rotational speed for τ_z

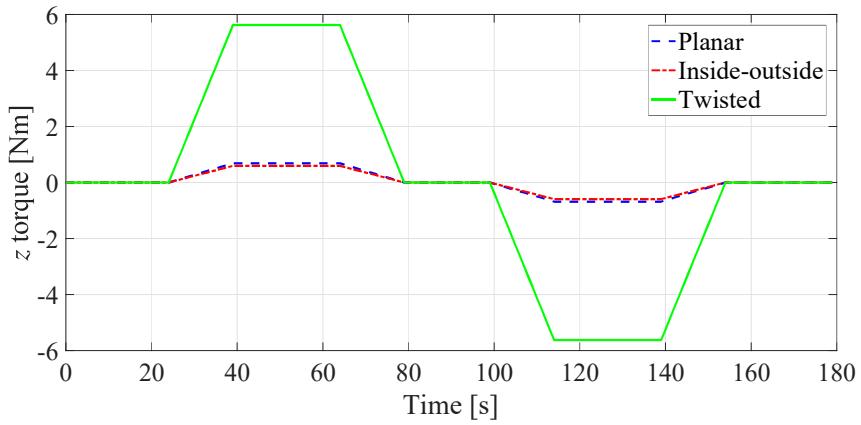


Fig. 3.26 Comparison of τ_z

3.6 結言

本章では、マルチロータヘリコプタのモデルを導出し、非平面マルチロータヘリコプタの回転運動と並進運動の独立制御性の理論的な実現可能性を示した。さらに、2自由度制御による角速度制御系を設計および実装し、提案手法の有効性を示すとともに、非平面マルチロータヘリコプタの飛行可能性を実証した。最後に、従来のマルチロータヘリコプタと非平面マルチロータヘリコプタの各軸に関する運動性能を検証し、ねじり型非平面マルチロータヘリコプタの優位性を確認した。提案機体の優位性が確認されたため、以降では、ねじり型について述べる。

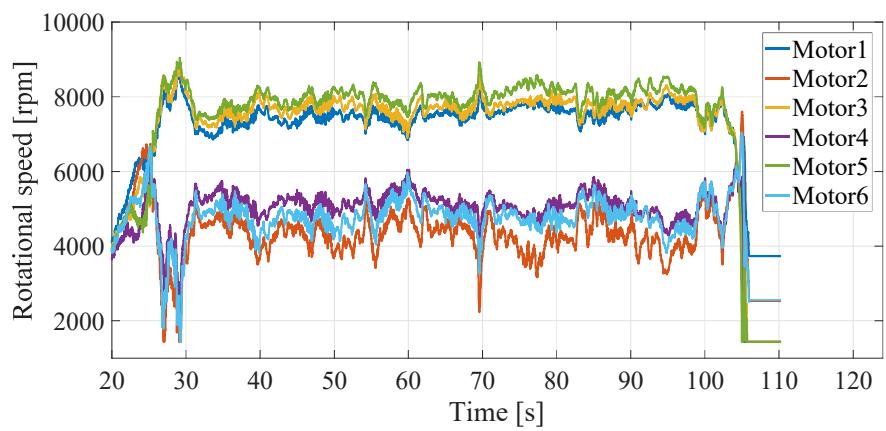


Fig. 3.27 Rotational speed of each rotor in flight(Planar)

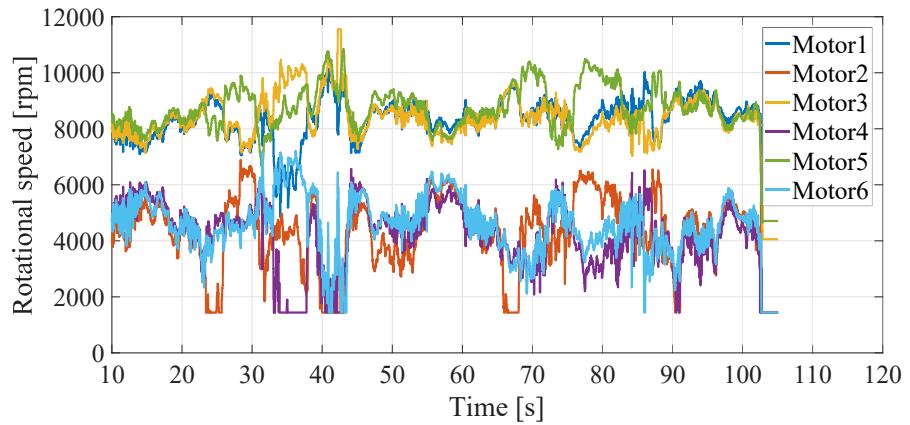


Fig. 3.28 Rotational speed of each rotor in flight(Inside-outside)

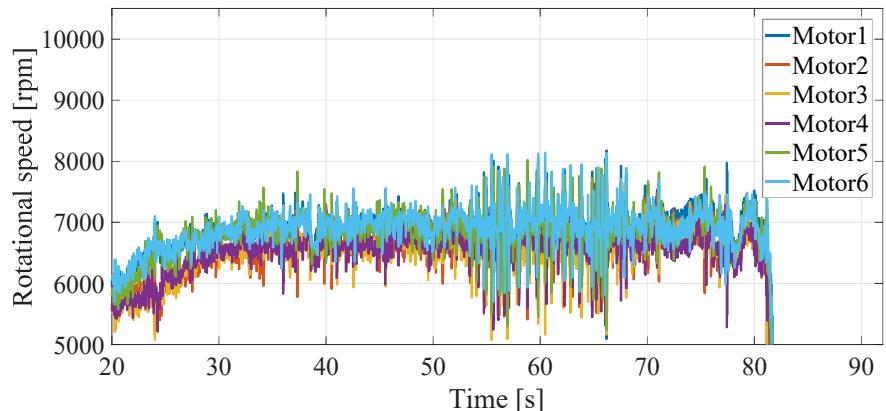


Fig. 3.29 Rotational speed of each rotor in flight(Twisted)