

(千葉大学学位申請論文)

小型無人ヘリコプタの自律制御および  
仮想スタビライザ制御に関する研究

2005 年 1 月

千葉大学大学院自然科学研究科  
人工システム科学専攻電子機械システム講座

藤原 大悟

# 論文要旨

ヘリコプタは、空中停止や垂直上下運動など、航空機の中でも類まれな運動性能を持つ飛行体であり、物品や人員の輸送のみならず空中撮影や高所調査点検などの用途にも積極的に用いられてきた。近年では、コスト削減や人身事故防止の観点から、小型無人ヘリコプタに注目が集まっているが、遠隔操縦では飛行区域が操縦者の有視界内に限られ、操縦者の負担も大きいため、完全自動操縦での飛行が可能となるような自律制御化が望まれている。本論文では、小型無人ヘリコプタを自律制御する研究について、自律制御用ハードウェアの開発、ヘリコプタの動特性のシステム同定および同定モデルに基づく  $H_{\infty}$  制御の適用による自律制御系の開発、ならびに、小型無人ヘリコプタのスタビライザの動的解析と実証実験について述べる。

第一に、小型無人ヘリコプタを自律制御するためのハードウェアの開発について述べる。小型無人ヘリコプタはその小ささゆえ、ペイロード（最大積載重量）が非常に少なく、装置類の搭載場所も限られ、また、消費電力低減や環境的側面なども考慮しなくてはならない。そのため、市販されている制御用ハードウェアと同じ考え方で装置を開発することには無理がある。一方で、小型無人ヘリによる自律制御は世界的にもそれほど古い歴史がなく、モデリングや制御アルゴリズムの研究が重視される反面、ハードウェアの設計手法について詳細に述べられた研究は見当たらず、設計の方法論がないままである。本研究は、この状況を考慮し、ハードウェアシステムの設計に対する考え方を示すとともに、独自の思想でシステムを構築することを目的とした。まず、小型無人ヘリに搭載するという観点からどのような点に注意して開発しなくてはならないかを述べる。同時に、制御を行うためのハードウェアであるため、その観点からどのような仕様を考慮すべきかということについても述べる。続いて、開発したハードウェアについて述べる。単なる自律制御の土台ではなく、ラジコンヘリとの互換性の保持をしながらラジコン機器と制御用機材とが柔軟に融合できるようなシステムにするという、独自のコンセプトに基づいて全体的な設計を行った。その結果として、例えば、市販のラジコン機器をそのまま使うことによるコスト削減はもちろん、制御演算の負荷に応じてヘリ搭載コンピュータと地上局 PC との間で担当する制御チャンネルを柔軟に分配したり、データ伝送の帯域に応じて伝送経路を分散させたり、手動操縦用のプロポを自律制御時にも活用して自律制御によりアシストされたヘリを実現できるなどの成果を形にすることができた。システムの開発に当たっては、制御用ハードウェアを徹底して小型軽量化したのはもちろん、前述の注意点や考慮点などに基づき、制御システムを構成する各要素の細かい仕様を明らかにし、さらに、それらを組み合わせたときに所望の性能を発揮できるかどうかについて、具体的な考察も行った。次に、開発した自律制御システムの中核をなす新規開発のサーボパルス処理装置について、その詳細を述べる。本装置の一番の目的は、手動操縦と自律制御をオンデマンドで切り替え、万が一の自律制御の不具合時に手動操縦で安全を確保するということであるが、手動操縦系統と自律制御系統の両方を司るという立場であることから、前述のようにラジコン機器と制御用機材を柔軟に融合させるためのさまざまな機能を搭載させた。ファームウェアの設計では、その多機能さゆえ大規模化かつ複雑化しがちなプログラムについて、モジュール細分化とタスクのグループ化を行った。プログラムの複雑化を防いでメンテナンス性を向上させバグの発生を抑止し、かつ、各タスクの優先順位付き同時並列実行を実現し、CPU 演算時間の無駄を省いて大規模なプログラムの効率的な実行を可能とした。本装置については、専用 PCB の開発により、基板枚数と部品点数の削減で、大幅な小型軽量化も実現した。さらに、自律制御の観点から制御用機材を最適化し作り込むことを考え、周期的信号がある装置を経由することによって発生するむだ時間に対する考察を行い、むだ時間の上界値の導出や入出力間の関係の定式化を行った。また、むだ時間を一定値に拘束する技法を提案し、具体例としてサーボパルス処理装置のサーボパルス入出力を取り上げ、試験用ファームウェアの製作と机上実験を行い、その有効性を確認した。

第二に、ヘリコプタの動特性のシステム同定、および、同定モデルに基づく  $H_{\infty}$  自律制御系の開発について述べる。自律制御系の開発には、大きく分けて、数式モデルに依らない方法と数式モデルに基づく方法の 2 種類がある。前者は数式モデルを構築する手間が省け、実際の適用例は多い。後者の場合は数式モデルを構築するのが手間となるが、モデルの導出手法が一度確立されれば、それ以降数式モデルの構築に時間がかかるとはなくなり、モデルベースの制御手法を直接適用でき、飛行実験への依存度を低くすることが可能となるという利点がある。本研究では後者の方法を用いた。数式モデルに基づく制御系設計を行える利点を生かすため、制御には先端的制御理

論の一つである  $H_\infty$  制御理論を水平運動安定化制御に適用する。数式モデルに基づく制御の出来栄は数式モデルの精度に大きく依存するが、先端的制御を適用する場合は求められる数式モデルの精度がより厳しくなる。このため、従来この種の研究では数式モデルの構築について、手間と時間をかけて厳密に解析するモデリング手法をとることがほとんどであった。モデリングにかかる手間と時間という欠点を最小化できれば、自律制御系の開発期間を大幅に短縮することが期待される。そこで、本研究は、できるだけ単純なモデリング手法により数式モデルの構築を行い、先端的制御の適用でヘリコプタの水平運動を安定化し、飛行実験によりその制御性能を実証し、さらに実験とシミュレーションとの比較により数式モデルの妥当性を検証することを目的とした。数式モデルの構築には、システム同定を用いた。ただ、予め運動方程式などによる解析を必要としない、いわゆるブラックボックスの同定手法とした。姿勢モデルの同定では、周波数変化型同定信号により機体の姿勢を加振する同定実験を行い、取得したデータの解析により同定データとして問題ないことを示し、ARX モデルに基づくシステム同定を実施した後、クロスバリデーションにより同定モデルの精度を確認した。水平運動モデルの同定では、同定実験において機体を急加速させるのが危険なため特別な同定実験は行わなかったが、過去のフライトデータの中から同定データを抽出し、あとは姿勢運動モデルの場合と同じ方法でモデルの同定を行った。制御系設計では、 $H_\infty$  制御を水平速度制御に適用した。これは、制御全体の次数を減らしながら、オペレータアシスト制御などの目的で水平位置制御を切り離した場合でも閉ループの頑強な安定性を保証するためである。一般化制御対象としては 2 入力 2 出力の 4 ブロック形式を用い、周波数領域にて主要な閉ループ特性を重み関数で指定するのはもちろん、単位ステップ目標値応答と単位ステップ外乱応答の時間領域でのシミュレーションに対しても達成すべき制御仕様を与え、これをできる限り満たすような制御の最適化を行い、飛行実験での安全性を確保した制御系を実現した。飛行実験では、ホバリング制御および 2 点間移動制御を行い、良好な制御性能を得た。シミュレーションにおいては、実験データから外乱を仮定するという手法を提案し、これにより実験との比較を行ったところ、両時刻歴波形は良好に一致した。強風下の場合や GPS の位置計測精度を落とした場合に対しても飛行実験を行い、いずれの場合も発散することなく安定に制御できることを確認した。速度制御単独の性能の確認のため、高速飛行実験や操縦者アシスト実験を行い、ある程度までの高速飛行には耐えられ、速度制御のみでも飛行可能であることを示した。制御系設計時とは異なる機体に対しても全く同じ制御系を調整することなく適用し、制御性能の悪化はあったが、自律飛行が可能であることを確認した。以上から、設計された制御のロバスト性が実験的に示された。

第三に、スタビライザの解析および実証実験について述べる。小型無人ヘリコプタの自律制御の研究において、制御の対象となる機体そのものに対して自律制御の観点から考察している例は少ない。ヘリコプタの動特性は非線形要素や不安定要素を含み、非常に複雑なものとなっていることが知られている。機体の特性を把握し理解を深めるのはもちろん、機体の自律制御への適性や、場合によっては新たな構造を持つ機体を開発するという考え方があってもよいのではないかと考えられる。ヘリコプタはその大きなメインロータで浮上、効果、姿勢変動を通じて 3 次元の移動を行う航空機であり、まずは、メインロータのロータヘッドまわりの動特性について理解を深めることが大切である。メインロータの解析は、さまざまな要素が複雑に絡み合っているため、非常に困難を極める。そこで、本研究では、メインロータの中でも、小型無人ヘリコプタには必ずと言っていいほど装備されているスタビライザにのみ注目した。スタビライザは直線配置された 2 枚のメインブレードに直交するように配置されたバーと小さいブレードからなるシーソー機構である。定性的には、動的遅れを持つ系で、外乱による姿勢変動の影響を打ち消すスカイフックであると同時に、操舵時には機体姿勢を安定に保ちながら可能な限り大きなサイクリックピッチ角を引き出すものであると理解される。ここで、この遅れ特性がシステム同定の精度や自律制御の性能に対して何らかの影響を与えているのではないかと、また、現在の小型無人ヘリコプタはホビー用ラジコンヘリコプタそのものであり、手動操縦に適した運動特性になるようロータヘッドがチューニングされていることは確かだが、それが自動制御に適していると言えるのかどうか、などということが常に疑問として持たれていた。ただ、これに関して、著者の知る限り詳細な解析をし、裏付けを行った報告は見当たらない。本研究では、スタビライザの挙動を動力学に基づく解析により明らかにした上で、検証実験によりそれを裏付けることを目的とした。最初に、スタビライザのフラッピング運動方程式を導出し、続いてスタビライザの重要な機構であるベルミキサについて述べる。次に、解析の有効性を検証するための道具として、スタビライザを省略した小型無人ヘリコプタの実機を試作した。実機の試作に当たっては、今まで以上に飛行実験が危険を伴うことから、安全面を考慮してハードウェアを専用に全て新規開発し直した。この実機を飛行させることによりスタビライザレス機体のモデ

ルを同定する。同定モデルとスタビライザの方程式を用いて、スタビライザの有無による運動特性や外乱応答の違いを考察する。また、従来機体との動特性の比較を通じて解析の有効性を検証する方法を提案し、実際にこの方法で検証した。さらに、解析式を制御装置に実装し、これを使ってスタビライザレス機を制御する仮想スタビライザ制御実験も行った。これらの結果をもとに、スタビライザの解析式を裏付けることに成功した。スタビライザの有無による機体の運動特性の違いをボード線図上で明らかにし、両機体の自律制御への適性を考察した。

# Abstract

Helicopters have been widely used for rescue activities, aerial photography, surveys, etc., due to their 3-dimensional maneuverability. And small-scale unmanned helicopters offer many advantages, including low weight and the ability to fly within a narrow space. From the viewpoint of flight outside the operator's range of direct observation and reduced labor, autonomous control technology is indispensable, and research of this type has been popular in recent years. In this thesis, the results of three research topics are mentioned, the first one is about hardware development based on unique ideas, the second one is about design and flight tests of autonomous control system using simple system identification method and the  $H_\infty$  theory, and the third one is about the dynamical analysis and verification experiments of the stabilizer bar.

Firstly, hardware development for the autonomous control of a small unmanned helicopter is described. Recent dramatic progress of electronics and computer technologies is contributing to development of the autonomous operating systems for small unmanned helicopters. Due to a lot of limitations about size, weight, and power consumption, hardware must be drastically downsized. The problems, basic design policies, design, manufacture, and implementations are detailed. There are no reports introducing the hardware systems which are designed on the unique ideas. The developed hardware system mentioned in this thesis has a lot of unique features: for example, the control hardware is completely compatible with the hobby-use one such as radio-control receivers and the servomotors, and control signal paths can be selected freely to transmit control signals, considering the bandwidth of the data rate and the computation load of the CPUs. These features contribute cost reduction, safety, and scalability of the control system. And also the development of the servo pulse processing unit, that is the core device of the suggested control system, is introduced in detail. The hardware as the autonomous control platform should be developed considering the specifications that are necessary to design the control algorithms. In the end of the chapter, the time delay of the cyclic signal between input and output of a device is considered. The upper bound of the time delay is computed. From the mathematical relation between input and output, the condition to converge the time delay at a constant is shown, and the experiment of fixing time delay to the given time is achieved by the simple control system implemented on the servo pulse processing unit.

Secondly, the design and flight tests of autonomous control system applying  $H_\infty$  theory is described. There are no reports that introduce successful results of flight tests applying advanced control techniques to the design of the autonomous control system for hobby-class small unmanned helicopters. In this chapter, the autonomous hovering control and horizontal guidance control with  $H_\infty$  controller and performance verification with flight experimental results for the hobby-class small unmanned helicopter is introduced. A simple black-box system identification method was applied, and single-input/single-output (SISO) non-cross-coupling stable models were obtained. Cross-validation results showed close agreement in the respective output signals obtained by simulation and by experiment. Attitude control was designed as a minor feedback loop of proportional-integral (PI) blocks with a feed-forward compensator for improvement of reference-following performance. An  $H_\infty$  horizontal velocity control system was constructed as an outer feedback loop of an attitude control. The  $H_\infty$  controllers were designed in the frequency domain using four closed-loop control specifications and were repeatedly tuned according to the time domain specifications. Position control was constructed by a proportional-derivative (PD) controller serving as an outer feedback loop of  $H_\infty$  horizontal velocity control. In the flight experiments, hovering performance within a 1-m diameter circle and 15-m square point-to-point horizontal guidance control were achieved. Good consistency between experimental data and simulation data demonstrates the high accuracy of the models and the adequacy of the modeling method. Experiments conducted under some conditions revealed the applicability of the suggested control system.

Lastly, the dynamical analysis and verification experiments of the stabilizer bar is described. Our small unmanned helicopter is a hobby-class one, and it is optimized for the human flyer (= manual operator), in other words, the mechanical structure may not be optimal for autonomous control. This research is one challenge to show if such a small unmanned helicopter has sufficient controllability for the computer-based autonomous control system. The dynamical analysis of flapping dynamics of a stabilizer bar is described. And the model of the bell-mixer structure, that connects a stabilizer bar to a swashplate and pitch arms of the main blades, is also shown as a simple block diagram. These mathematical stabilizer models are called "the virtual stabilizer" in this thesis. To verify dynamical characteristics quantitatively, the stabilizer-less helicopter, that is a normal small unmanned helicopter without a stabilizer bar and related items, is developed as an experimental setup. To operate the stabilizer-less helicopter by a human flyer is very difficult, so the safety skid must be equipped at the bottom of the helicopter to prevent accidents. Because the control unit can not be equipped at the bottom of the helicopter, almost all control devices are also newly developed. To identify attitude dynamics of the stabilizer-less helicopter, the identification experiment is conducted. The input/output signals are preprocessed to remove signal delays of control devices. The attitude dynamics is identified applying the simple blackbox method. Differences of the attitude dynamics and the disturbance responses between helicopters with/without stabilizers are considered using the virtual stabilizer and the identified attitude dynamics of the stabilizer-less helicopter. The dynamical equation of the virtual stabilizer is verified comparing the closed-loop system consisting of the mathematical model of the stabilizer-less helicopter and the virtual stabilizer with the mathematical model of the helicopter with a stabilizer. The experiment of the stabilizer-less helicopter controlled by the programmed virtual stabilizer is also conducted. Comparing the differences of the attitude dynamics between helicopters with/without stabilizers, it is considered which helicopter is easy to be controlled.

# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>はじめに</b>	<b>13</b>
1.1	産業用小型無人ヘリコプタに対する社会的期待	13
1.2	自律制御の必要性	15
1.3	研究開発動向	16
1.3.1	企業主体の研究開発	16
1.3.2	国内の大学による研究	16
1.3.3	海外の大学による研究	19
1.4	著者らの研究	20
1.5	本研究の目的	20
<b>第 2 章</b>	<b>小型無人ヘリの自律制御システム</b>	<b>23</b>
2.1	緒論	23
2.2	機体	24
2.3	制御用機材の仕様策定のための設計指針	26
2.3.1	必ず満たすべき仕様	26
2.3.2	考慮すべき仕様	27
2.4	自律制御システムの設計および開発	29
2.4.1	基本的な構成要素とその特徴	29
2.4.2	各部の仕様	30
2.5	サーボパルス処理装置	40
2.5.1	開発の目的	40
2.5.2	ラジコン用サーボモータとサーボパルス	40
2.5.3	設計のコンセプト	43
2.5.4	ファームウェアの設計	44
2.6	むだ時間を保証するファームウェアの設計技法	48
2.6.1	制御用機材に対する制御のための性能保証の必要性	48
2.6.2	むだ時間の上界値の規定	48
2.6.3	入出力間の関係の定式化	49
2.6.4	入出力間むだ時間の変動を拘束する制御	53
2.7	結論	58
<b>第 3 章</b>	<b>システム同定によるモデリングと先端的制御理論による自律飛行制御</b>	<b>61</b>
3.1	緒論	61

3.2	動特性のモデリング	62
3.2.1	座標系の定義	62
3.2.2	姿勢運動モデル	63
3.2.3	水平運動モデル	68
3.3	制御系設計	71
3.3.1	制御系の構成	75
3.3.2	姿勢制御	76
3.3.3	水平速度制御	79
3.3.4	水平位置制御	90
3.3.5	機首方位制御と磁気方位センサの補正	92
3.4	飛行実験による制御性能の検証	93
3.4.1	実験 1: 好天下における水平四角形移動とホバリング	93
3.4.2	実験 2: 強風下における水平四角形移動とホバリング	99
3.4.3	実験 3: 単独測位 GPS による制御	100
3.4.4	実験 4: 高速移動制御	100
3.4.5	実験 5: 異なる機体に対する制御	110
3.4.6	実験 6: 操縦者アシスト制御	111
3.5	結論	122
<b>第 4 章</b>	<b>スタビライザの挙動に関する動特性解析および検証実験</b>	<b>125</b>
4.1	緒論	125
4.2	準備 (座標系と回転姿勢)	126
4.3	慣性項の導出	130
4.3.1	基礎方程式の導出	130
4.3.2	慣性項の成分ごとの分解	131
4.4	外力項の導出	135
4.4.1	考慮すべき外力	135
4.4.2	空気相対速度	135
4.4.3	揚力とモーメント	136
4.4.4	空気相対速度の展開	138
4.4.5	外力項の計算	139
4.4.6	高速前進飛行における外力	141
4.5	動特性の導出	143
4.5.1	機体速度が小さい場合	143
4.5.2	機体前進速度が大きい場合	144
4.6	シミュレーションと考察	144
4.6.1	物理量	145
4.6.2	シミュレーション	146
4.7	固有値と低次元化に関する考察	148
4.7.1	固有値	148

4.7.2	低次元化	150
4.8	外力項の追加による解析式の調整	152
4.8.1	仮想ダンバおよび仮想ばねの追加	153
4.8.2	数値例による減衰力の考察	154
4.8.3	固有値と低次元化に関する考察	154
4.9	ミキシング機構	156
4.9.1	ベルミキサの構造と仕組み	156
4.9.2	数値例	158
4.10	解析結果の妥当性の証明法に関する考察	158
4.11	実験装置の開発	160
4.11.1	スタビレスヘリ	160
4.11.2	機体搭載制御用機材	162
4.11.3	機体の調整方法	165
4.11.4	制御用機材の持つ遅れ特性に関する考察	166
4.12	スタビライザ挙動観察実験	169
4.12.1	根拠	169
4.12.2	実験装置と実験方法	172
4.12.3	実験結果	175
4.12.4	考察	176
4.13	スタビレスヘリの姿勢運動のシステム同定	177
4.13.1	同定実験	177
4.13.2	モデルの同定	177
4.13.3	同定モデルの検証	179
4.14	スタビライザ解析式の数値的検証	179
4.14.1	パラメータの調整	183
4.14.2	周波数領域における閉ループ特性の比較	185
4.14.3	周波数領域における開ループ特性の検証	185
4.14.4	時間領域におけるスタビライザの挙動に関する考察	188
4.14.5	スタビライザの有無による違いに関する考察	188
4.15	仮想スタビライザによるスタビレスヘリの制御実験	193
4.15.1	制御実験の問題点	193
4.15.2	状態予測制御とスミス法	194
4.15.3	予測推定器の設計	195
4.15.4	仮想スタビライザの低次元化	196
4.15.5	仮想スタビライザ制御実験	197
4.15.6	仮想スタビライザ付きホバリング制御実験	201
4.16	結論	203

# 第1章 はじめに

## 1.1 産業用小型無人ヘリコプタに対する社会的期待

広範囲にわたる空中で行う作業は、航空機によって行われるのが普通である。例えば、空撮や各種調査・情報収集などがそのような作業である。航空機技術は年々進歩し、現在ではこのような作業にヘリコプタが導入されることが非常に多くなった。ヘリコプタは、空中を移動できる航空機であることについては飛行機と同じであるが、空中で停止（ホバリング）したり、鉛直方向に上下・離着陸したりできるなど、飛行機とは全く異なる飛行形態を持ち、基本的に機体の向きに関わらずどの方向にでも移動でき、低速飛行から高速飛行まで幅広く対応できるため、飛行の自由度が非常に高い。長い滑走路を必要としないため、離着陸地点の選択肢も広い。このような特徴から、空中の定点で飛行する必要のある災害救助活動や報道撮影といった分野には欠かせない存在となっていることは承知のとおりである。

文献 [1] より、産業用途に活用されたヘリコプタの歴史を見てみると、次のようである。

- 昭和 27 年  
10 月 31 日に産業経済新聞社が運輸省に初となる民間ヘリ 2 機（シコルスキー R-6A、ヒラー UH-12B）を登録し、続いて毎日、読売、中部日本の新聞 3 社もベル 47D-1 の登録を行った。
- 昭和 28 年  
2 月 20 日に日本初のヘリの有償飛行が広告宣伝用として行われた（日本ヘリコプター輸送（現全日空）のベル 47D-1）。7 月 24 日には石川県小松市でヘリによる初の農薬散布実験がヒラー UH-12B により行われた。9 月 25 日には東北電力がウェストランド・シコルスキー S-51 を導入し、初の送電線パトロールを開始した。
- 昭和 29 年  
6 月 17 日に、愛媛県玉津村でベル 47D-1 により初の松毛虫防除の森林薬剤散布 667 ヘクタールを実施した。
- 昭和 31 年  
12 月 1 日には黒部第 4 ダムの建設工事現場にヘリが導入され、これはわが国初の山岳地における物資輸送となった。昭和 59 年 5 月までの 2 年半に物資約 385 トン、傷病者約 80 人を搬送したそうである。
- 昭和 33 年  
8 月 27 ～ 29 日には、日本ヘリコプターの 47D-1 で、神奈川県にて初の水田散布が実施された。3 日間で 1,002 ヘクタールを散布し、その実績や農家への負担の少なさから、翌年以降全国に広がったそうである。
- 昭和 38 年  
8 月 15 日には、朝日ヘリコプターのシコルスキー S-62 により、富士山頂へ気象観測用レーダードームを搬送、取り付けに成功した。この工事では、翌 39 年まで気象観測施設の大量の建設資材がヘリで空輸された。
- 昭和 39 年  
1 月 4 日、日東航空 S-62（10 席）が、大阪朝日ヘリポート～伊丹空港間の旅客輸送を開始した。
- 昭和 42 年  
4 月 1 日、わが国初の消防ヘリコプター SE3160 が東京消防庁に配備された。

- 昭和 56 年  
8 月 12 日、朝日ヘリコプターのベル 212 が長崎県福江空港から上海国際空港へ約 750 [km] の記録的な洋上長距離飛行を行い、中国民航と共同で渤海湾の石油開発支援飛行に当たった。
- 平成 11 年  
2 月 28 日、わが国初の脳死判定による臓器移植が行われ、このとき、摘出された心臓を高知県防災ヘリコプターが高知空港から伊丹空港まで搬送した。長崎県防災ヘリコプターも松本空港で中日本航空のビジネスジェットで搬送されてきた肝臓を受け取り、信州大学付属病院へ搬送した。10 月 1 日には、ドクターヘリの試行的事業が開始された。岡山県川崎医科大学と神奈川県東海大学に救急ヘリが常駐、医師を乗せて現場に飛び、その場で救急治療に当たった。1 年 6 ヶ月の間に 756 人の救急治療を行い、大きな成果を挙げた。
- 平成 13 年  
4 月 1 日から、ドクターヘリの本格的事業が開始された。

このように、日本において戦後の 50 年だけでもヘリコプターの果たしてきた役割は大変大きなものがある。おそらく、世界においてもさまざまな用途に活用されてきたことは、疑うべくもないであろう。なお、上述の歴史は、全て大型ヘリ機体で有人飛行を行ったものである。

ヘリの産業用途への貢献度が高まるにつれ、産業用ヘリは注目を集め、多方面からそのいっそうの活躍が期待されるようになり、需要が高まってきた。一方で、大型機体での有人飛行に関する問題点も浮き彫りとなった。

- 安全性と人命の問題  
承知のように、ヘリコプターはたびたび比較的地上に近いところで作業を行うことに使われるため、地上への墜落や鉄塔など構造物への衝突による事故が後を絶たず、そのたびに乗員の人命が危機に曝されている。それだけでなく、事故は二次災害をも発生させる。
- 初期導入コストやランニングコストの問題  
大型機による有人飛行のコストは非常に高い。例えば、ある電力会社が送電線パトロールを 1 年間行くと、そのコストが 4 億円にも上るといった報告がある。機体の価格やメンテナンスなどにもそれなりの金額がかかるものと考えられる。
- 運搬や保管場所の問題  
大型機では、駐機するのに必要な格納庫としてかなり大きなものが必要となる。機体を移動するのも大変であり、気軽に家や事務所に運んでその片隅に置いておくというわけにはいかない。
- 飛行許可の問題  
大型機の有人飛行は、航空管制の許可が必要となる。突然発生するミッションに迅速に対応したくても、まったくの無許可で飛行を開始することはできない。

現状、現場に向いて様々な困難なタスクを実行するには、有人飛行が現実的な選択肢である。なぜなら、ヘリを飛行させるだけでなく、その場でミッションを遂行することまで考えると、完全無人化するには（少なくとも）技術的に高い障壁があるためである。ただ、ミッションの重要度や難易度によっては必ずしも有人飛行でなくても良いと考えられるし、また、人が乗り込まなければヘリの機体を小さくすることも考えられ、大型機・有人飛行ならではの問題点を一気に解決できると期待される。折しも、近年の電子技術の発達により電子機器類の小型化が進み、小型の機体を産業用途に適用するための地盤が整いつつある。法的な問題はともかく、技術的な問題であれば、技術開発の努力により乗り越えることはできるものと思われる。この種の技術的挑戦は、まだ始まったばかりである。

## 1.2 自律制御の必要性

産業用ヘリの運用を無人化することによる技術的障壁には、ヘリの飛行を自動化しなくてはならないことと、それによるミッションを自動化しなくてはならないことの2つが大きな問題として存在する。無人機の用途を限ることはあっても、少なくとも使う範囲では有人飛行並みの飛行能力およびミッション遂行能力を持ち、安全性および信頼性を確保しなければならないと考えられる。ここからは、ヘリの飛行の自動化について考える。

ヘリの飛行をヘリに人が乗らないで行うという意味での無人化であれば、現実的な選択肢としてラジコン（遠隔操縦）が考えられる。これは、フライヤ（ラジコンの世界では操縦者をこう呼ぶことが多い）が地上にいて、ヘリをその外から目視することでヘリの飛行状態をビジュアル的に把握し、操縦桿を操舵するという方法である。この方法で産業用途のミッションを行うことは可能で、実際に空撮などが行われている。ただ、この方法は有人機に比べて飛行能力を大幅に制限する。ヘリの飛行状態はフライヤの目視により把握されるため、フライヤの視界を外れた場所では飛行できない。有人飛行では操縦者がヘリに乗っているため、このような問題はないが、ラジコン飛行では飛行区域に厳しい制約が生じる。現実問題として、100メートル離れた地点をヘリが飛行する場合、ヘリの姿勢や速度を正確に把握するのは困難で、ベテランのフライヤでも飛行中に姿勢などを一時的に把握できなくなることがある。産業のミッションでは、100メートル未満の飛行で済む用途はかなり少ないと考えられ、ラジコン操縦という無人化は、社会的需要を満足させる選択肢とは考えにくい。さらに、ラジコン操縦はそれ自体の難易度が高い。なぜなら、4つある操舵軸を常に、同時に操作し続けなくてはならないためである。例えば、ラジコン飛行機はほぼ同数の操縦軸があるものの、それらを同時に操作し続ける必要は必ずしもない。ラジコンヘリを思い通りに操れるようになるには、10年程度の熟練を要すると言われている。産業用途のラジコンヘリの機材を準備できたとしても、それを操縦するフライヤの手配という別の問題を抱えてしまう。

上記のことから、ヘリの飛行そのものを自動化する必要があると考えられるが、技術的には格段に難しくなる。ただ、自動化にも段階がある。最も簡単なのは、フライヤを補助するような自動制御を搭載してフライヤの負担を軽減することである。姿勢制御による補助は、簡単な部類に入り、フライヤの負担を軽減することは確かだが、むしろ操縦できるようになるまでの期間を短縮するものであると考えた方がよい。ヘリはその姿勢が決まっても、速度や位置は決まらないため、それはフライヤが判断して操舵しなくてはならない。市販のものでは、ヤマハ発動機の農業散布ヘリコプタ RMAX に標準搭載されている YACS などがこの種の安定化装置に当たる。これを発展させて、ヘリの速度を安定化できるようになると、フライヤの負担はかなり軽減される。緊急時にヘリをその場に止めたければ、フライヤは操縦桿から指を全て離せばよいからである。速度制御だけでは停止時に風に流される場合もある。位置制御まで実現できれば、風外乱の中でも定位置をキープしつづけることも可能となり、さらにフライヤの負担は軽減される。このレベルになると、フライヤの視界を多少外れてもすぐさま事故につながることはなくなるし、例えばヘリにカメラをつけてその映像をフライヤが見ることができ、仮想的な有人飛行状態を実現できれば、視界の範囲外で飛行させることも不可能ではない。但し、この自動化の段階においては、ヘリの飛行軌道はオペレータ（もはやフライヤと呼ぶのはふさわしくないであろう）が与えなくてはならない。

自動制御をさらに発展させて、ヘリの飛行軌道も自動的に生成するようにしてしまう方法も考えられる。飛行前に全ての軌道計画する場合は、ヘリにカメラを搭載し地上で映像を確認するなどして、オペレータが安全を確認し、飛行中に万が一障害物が近づいた場合には緊急停止させるなどの措置が必要である。もし、ヘリに障害物検知装置などを搭載し、軌道計画をその場で自動的に変更させるメカニズムを備えれば、もはや性能的には有人飛行のレベルを実現できたと言えるであろう。もちろん、安全性という面での技術レベルについても、自動制御の開発段階において徐々に高めていかなくてはならない。

このようなヘリの自動操縦においては、自律制御という言葉が良く使われる。本論文の題名にも入っている。ここで、自律制御という言葉の意味を定義しておきたい。自律という言葉は、広辞苑第五版によれば、「自分で自分の行為を規制すること。外部からの制御から脱して、自身の立てた規範に従って行動すること。」とある。つまり、ヘリが自分の飛行を自分で考えて実行すれば、それは自律である。律するという言葉は、同辞典によれば、「おきてを定める。また、一定の基準によって処置する。」という意味である。たとえ最も簡単な姿勢制御のレベルであっても、それがヘリ自身に搭載されていて、ヘリが自分自身の姿勢を律するすることができていれば、一種の自律制御ヘリである。速度制御のレベルであれば要求速度に応じて飛行速度および姿勢を律すること、位置制御のレ

ベルであれば飛行軌道に則って飛行位置、飛行速度、姿勢を律することができていれば、それも自律制御ヘリである。これをだんだん発展させて、最終的に人が飛行に一切関与しなくても与えられたタスクやミッションを最初から最後まで遂行する中で全ての飛行をヘリ自身が考えて行うことが実現されたならば、それが完全自律の状態であると考えられる。本論文では、完全とまではいかないが、上述のようにその途中の段階としての自律制御ヘリを実現することを目指すという意味合いから、題目に自律制御の言葉を入れている。

## 1.3 研究開発動向

本節では、産業用無人ヘリの自律制御に関する、内外の研究開発動向について、著者が把握している範囲で触れておく。

### 1.3.1 企業主体の研究開発

本節では、日本国内の企業が主体となって開発している産業用無人ヘリについて触れる。

最も大きい部類に属するのは、川田工業株式会社の RoboCopter300 である (Fig.1.1)。これは、2～3人乗りの有人ヘリを無人機に改造したもので、全備重量 794 [kgf]、うちペイロード 294 [kgf] と非常に大きい。エンジンは空冷 4 気筒 4 サイクルガソリンエンジンで、連続最大出力 168 馬力である。文献 [2] では、古典制御や単一入出力同定モデルに基づく  $H_\infty$  制御により自律飛行を行ったようであり、その概略を述べている。

次に大きいのが、富士重工業株式会社の RPH2 である (Fig.1.2)。RPH は Remotely Piloted Helicopter の略である。総重量は 330 [kgf]、ペイロードは 100 [kgf] である。エンジンは水冷 3 気筒 2 サイクルガソリンエンジンで、総排気量は 679 [cc]、連続最大出力が 83.5 馬力である。このヘリコプタは元々、農業用として開発されたものである。文献 [3] では火山観測用自律飛行システムについて紹介されている。文献 [4] では人間の操縦者の動作を参考にした自動離着陸制御について述べている。文献 [5] では防衛庁向けの用途として前方観測用に赤外線カメラもしくは可視光ビデオカメラを搭載したヘリを製作し、そのシステムを紹介している。そして文献 [6] では予め与えられた軌道を飛ぶプログラム飛行と人が遠隔操作するリモートコントロール飛行とを組み合わせた自律飛行システムの開発について述べている。いずれも、自律制御そのものには詳細に触れていない。

これらよりもだいぶ規模が小さくなるのが、ヤマハ発動機株式会社の RMAX で (Fig.1.3)、先代の R-50 を強化した機体である。最大離陸重量 94 [kgf]、うちペイロードは約 30 [kgf] である。エンジンは水冷 2 気筒 2 サイクルガソリンエンジンで、総排気量 246 [cc]、出力 21 馬力である。YACS と呼ばれる姿勢安定化装置を標準搭載し、操縦が省力化され、習熟期間が短縮された。このヘリコプタは、農業用薬剤散布ヘリとして開発されたもので、すでに国内で 2000 台の出荷実績を持つ。これ以外にも国内外にて様々な用途で活躍している、代表的な産業用無人ヘリである。

そして、最も小さいと思われるのが、ヒロボー株式会社の SF40 である (Fig.1.4)。これは、模型ショップで販売されている 60 クラスの競技用ラジコンヘリを産業用途向けに改造したものである。全備重量約 14.5 [kgf]、うちペイロードは約 4 [kgf] である。エンジンは空冷単気筒 2 サイクルガソリンエンジンで、排気量 40 [cc]、出力は約 3 馬力である。ヘリ単体での販売はないが、空撮事業に使われていて、RMAX を持ち込めない奥地での使用に充てられている。型名の SF は Sky Focus の略である。

これらの仕様をまとめたものを Table 1.1 に示す。

### 1.3.2 国内の大学による研究

国内の大学で行われている自律制御の研究には 2 つのパターンがあり、1 つ目はある制御手法を実証するための手段としてヘリを用いているものと、2 つ目は産業用無人ヘリを実現するために自律制御の研究を行っているものである。前者については本論文の主旨から外れるので、後者についてのみ紹介する。後者の研究は、ほとんど



Fig. 1.1: RoboCopter300 (Kawada Industries, inc.)



Fig. 1.2: RPH2 (Fuji Heavy Industries Ltd.)



Fig. 1.3: RMAX (YAMAHA Motor co.,ltd.)



Fig. 1.4: SF40 (HIROBO co.ltd.)

Table 1.1: Specifications of the unmanned helicopters (1)

Vendor Type		Kawada RoboCopter300	FHI RPH2	YAMAHA RMAX	HIROBO SF40
Gross weight	[kgf]	794	330	94	14.5
Payload	[kgf]	294	100	30	4
Main rotor diameter	[mm]	8,180	4,800	3,115	1,790
Number of main blades		3	2	2	2
Mechanical stabilizer		No	No	Yes	Yes
Tail rotor diameter	[mm]	1,300	800	545	273
Number of tail blades		2	2	2	2
Engine type		Air-cooled, 4-cycle	Water-cooled, 2-cycle	Water-cooled, 2-cycle	Air-cooled, 2-cycle
Fuel type		gasoline	gasoline	gasoline	gasoline
Number of cylinders		4	3	2	1
Volume	[cc]	N/A	679	246	40
Maximum rating	[HP]	168	83.5	21	3

がヘリ機体メーカーと共同で行われる。

文献 [7], [8] は宇都宮大学、小山高専、川田工業によるもので、SAS と呼ばれる制御装置によって安定化された RoboCopter300 に対して、システム同定によるモデリングを行い、 $H_\infty$  制御系設計、およびシミュレーションと実験について述べている。主にシステム同定に重点が置かれていて詳細な説明があり、制御については設計と実験やシミュレーションが簡単に述べられているのみである。同定は擬似白色 2 値信号を用いていて、機首方位角の単一入出力モデルを得ている。 $H_\infty$  制御は混合感度問題により定式化され、機首方位角制御に成功している。

文献 [9], [10], [11] は、京都大学とヤマハ発動機によるもので、ニューラルネットワークによる学習に基づく自律制御の制御系設計と学習最適化、ロバスト性の評価などを行っていて、全制御軸の自律制御系が完成しており、現在は予め計画した軌道に基づいて自動飛行することができるようになっている。基本的に無人ヘリの産業用途への活用に重点を置いた研究となっていて、残念ながら自律制御の設計の詳細に触れられた文献は、少なくとも著者の探した限りでは見つからない。

文献 [12], [13] は産業技術総合研究所によるものである。研究を開始したばかりであり、これらの文献では主にハードウェアの開発について述べている。現在研究は中断状態のようである。

文献 [14] は東京工業大学の大山氏らによるもので、詳細な解析的モデリングと姿勢制御について述べたものである。ただ、時期が非常に古く、空中飛行による実験には至らなかった。

文献 [15] は東京工業大学の中村氏らによるもので、YACS により姿勢安定化された RMAX により、アクティブビジョンと GPS とを組み合わせた自動着陸制御について述べている。自律制御そのものについてはブロック線図のみの記載であり、内容からは古典制御と推測される。飛行実験によりその性能を実証している。

### 1.3.3 海外の大学による研究

ここでは、海外の大学による自律制御の研究について述べる。海外では多くの大学でこの種の研究が行われていて、実際にフライトまで行っているのがほとんどである。その中で、最近精力的に研究を行っているいくつかのグループの成果をいくつか紹介する。

文献 [16], [17], [18], [19], [20] は、カーネギーメロン大学の研究である。同大学は近年非常に精力的に研究を行っていて、R-50 をプラットフォームとし、モデリングから自律制御まで、幅広く研究を行っており、飛行実験で性

能を実証している。文献 [16] は主力メンバである Mettler 氏の博士論文を書籍化したもので、13 次のモデルの構築とパラメータの同定、古典制御による全軸制御の自律飛行の研究成果を述べている。[19], [20] では、MOSCA と呼ばれる手法によるモデリングと  $H_\infty$  制御理論に基づく自律制御系の設計、後者ではさらにゲインスケジューリング手法を導入し、水平円軌道を描かせる飛行制御実験により性能を実証している。

文献 [21], [22] はマサチューセッツ工科大学の研究で、前者はアクロバット飛行を想定したヘリの動特性に関する解析的モデリングとそのモデルの検証、後者はそれを使って LQ 制御を設計し、ロール 360 度回転のアクロバット飛行制御実験に成功している。使用しているヘリは X-Cell 社の 60 クラスラジコンヘリを改造したものである。

文献 [23] は、カリフォルニア大学バークレー校の研究である。R-50 を用い、ビジョンによる地上のピークルの追跡を行うアルゴリズムの設計、および飛行実験による評価を行っている。

文献 [24], [25] は、南カリフォルニア大学の研究である。文献 [24] ではビジョンによる着陸制御の設計と実験による実証を行っている。文献 [25] ではスプライン補間による水平軌道作成と軌道追従制御の設計、飛行実験による性能の実証を行っている。使用している機体は Bergen の Industrial Twin と呼ばれる 2 気筒 46 [cc] のガソリンエンジンを搭載したヘリで、重量やサイズは SF40 と同程度の規模である。

## 1.4 著者らの研究

著者らは平成 11 年 5 月頃に研究を開始し、現時点で満 5 年となった。最初は双葉電子工業株式会社と共同で本格的な研究を開始した。まずは、HIROBO ShuttleChallenge と呼ばれる 30 クラスの非常に小さなヘリで機首方位角度制御用のモデルの獲得、LQG による制御の設計およびシミュレーションの研究を行った [29]。その後、文献 [30] において、60 クラスの競技用ラジコンヘリである HIROBO SST-EAGLE2EX (Fig.1.5) を導入し、初等航空力学に基づくモデリング、最適制御理論による姿勢制御と高度制御の設計、およびスライディングモード制御による水平方向制御の設計を行い、姿勢制御と高度制御については良好な性能が得られ、水平方向のホバリング制御では振動的になりながらも安定化を実現した。文献 [31], [32] は著者の過去の研究であり、前述の研究とほぼ同時期に行ったものである。文献 [31] では 60 クラス相当の機体に 24 [cc] ガソリンエンジンを搭載した HIROBO SST-EAGLE2GS LongTail (Fig.1.6) を導入し、制御用ハードウェアの開発と  $H_\infty$  制御による姿勢制御の設計を行い、実験で良好な目標値追従性能を得た。文献 [32] では同じく制御用ハードウェアの開発と、6 自由度モデリング、速度安定化制御について成果を挙げている。平成 13 年 9 月からはヒロボー株式会社との共同研究を開始し、著者らの現在の主力ヘリである SF40 を導入した。文献 [33], [34] の研究では、HIROBO SF40 を使い、実験データに基づく簡単なモデリングと最適制御によるホバリング制御について述べている。この成果は著者らのグループとしては初のホバリング制御および 2 点間誘導制御の成功であり、後の研究の発展に大きく貢献したものである。ここまでで紹介したのは主に過去の成果であるが、著者らの研究グループでは学生数およびヘリの台数を大幅に増強し、精力的に研究を続け、多くの研究成果を挙げているところである。また、産業用小型無人ヘリの専用機体の開発やそのための自律制御の開発などを、共同研究先とともに進めているところでもある。

## 1.5 本研究の目的

ここまでで述べたことを踏まえ、本研究の目標、目的、および位置付けを次のように定めた。

本研究は、産業用途に用いることのできる小型無人ヘリを実現することを最終目標とし、そのための自律制御を実現することを主たる目的とする。自律制御は、姿勢制御、速度制御、および位置制御レベルでの安定化、目標値追従を目指す。

機体に関しては、YAMAHA R-50, RMAX もしくはそれ以上の規模のものを用いているところが多く、それより小さい規模の機体を用いている研究は限られている。一般に小型の機体ほど操縦が難しく、自律制御の難易度も高いと考えられる。逆に、小さな機体で自律制御を完成させれば、それよりも大きい規模の機体に対する自律制御の技術的障壁は低くなると期待できる。一方、あまりにも機体が小さすぎると産業用ヘリとしてのミッション



Fig. 1.5: SST-EAGLE2EX (HIROBO Ltd.)



Fig. 1.6: SST-EAGLE2GS LongTail (HIROBO Ltd.)

を果たすには力不足となってしまう。そこで、著者は 60 クラスのヘリを制御対象として用いることとした。このクラスであれば、ペイロードを 4 ~ 5 [kgf] 程度は確保できるため、制御用機材を搭載してもペイロードに余裕を作ることができ、小型のビデオカメラによる空撮などのミッションであれば十分行うことができると考えられる。

制御用ハードウェアに関しては、いずれの研究においても、大まかな仕様を述べるにとどめられていて、これに対して詳細を述べたものはない。制御用ハードウェアは自律制御の基盤となるもので、この仕様を詰めることは重要であると考えられる。また、著者の制御対象が小型なヘリであり、ペイロードの少なさなどによる技術的障壁も存在する。殊に、ハードウェアに関して独自のコンセプトにより特徴ある制御システムを実現するといった研究は行われていない。実現したい自律制御を確実に実行できるようなハードウェアの開発を、研究として行う。第 2 章にて述べる。

自律制御については、小型無人ヘリを制御対象とする場合、モデリングおよび制御系設計とも各研究開発グループが試行錯誤している段階にあり、確立された手法は今のところ存在しない。ただ、今までの航空工学の歴史から、モデリングには何らかの航空力学的解析が入ることが通例である。動特性の構造を明らかに示せる一方で、厳密な航空力学的解析によるモデリングは非常に難易度が高く、その割に実際の動特性を反映するモデルを得にくいという欠点がある。また、先端的制御理論（ここでは  $H_\infty$  制御を指す）の適用例は非常に少なく、さらに水平方向制御で飛行を成功させている例となるとさらに少なくなり、60 クラスの規模のヘリに対しては飛行実験の成功例が存在しない。 $H_\infty$  制御はモデルが実際の動特性を高精度に反映しないと、設計した制御系で所望の性能を得られにくく、高い技術的障壁となっている。成功例の研究においてはモデルの導出に多くの手間と時間をかけている。仮に、簡単な方法でモデリングを行い、そのモデルで水平方向制御を  $H_\infty$  制御理論により設計し、飛行実験にて制御性能を実証することができれば、モデリングと制御に存在する相反する 2 つの問題を克服できることになり、著者の機体規模では初となるため、小型無人ヘリの自律制御の一設計手法として極めて独自色の高い提案ができると考えられる。本研究では、システム同定によるモデリングと  $H_\infty$  制御理論に基づく水平方向のホバリング制御および 2 点間誘導制御の設計を行い、飛行実験で性能を実証することを目指す。第 3 章にて述べる。

自律ヘリを実現するために行われる研究は、モデリング、制御系設計、軌道計画などの話題が多い。制御用ハードウェアについてはすでに述べたが、この一部でもある制御対象である機体そのものに対して、自律制御の観点から研究を行っている例が存在しない。現在用いている機体が果たして本当に自律制御という意味で適したものであるのか、もっと適した機体の形態が存在するのではないか、という基本的な疑問に目が向けられていない。著者は以前から、メインロータのロータヘッドに存在する機械式スタビライザの特性について、この観点から疑問を持っていた。そこで、今回は機械式スタビライザにターゲットを絞って、スタビライザの特性を力学解析により導き、スタビライザの持つ基本的特性を明らかにするだけでなく、スタビライザ付きのヘリコプタからスタビライザのみ取り除いたスタビレスヘリを試作し、それによる実験およびスタビ付きヘリとの比較からスタビライザの力学解析を裏づける研究を行い、スタビライザの特性を自律制御の観点からより良く理解することを狙う。本研究で対象とする規模の小型機体では、2 枚メインブレードのスタビレスヘリは操縦が非常に困難であることから、そのような機体は存在しない。もしスタビライザの力学解析が妥当であれば、それを制御に見立てることで、仮想的なスタビライザを持つヘリをスタビレスヘリに対して実現できるはずである。この仮想スタビライザ制御が実現すれば、その種の機体に対しては世界初の成果であり、この意味でも極めて独自色の高い研究であると考えられる。第 4 章にて述べる。

## 第2章 小型無人ヘリの自律制御システム

### 2.1 緒論

本研究で自律制御の対象とする小型無人ヘリコプタは、模型ショップで販売されている競技用ラジコンヘリと同程度の規模である。ラジコンヘリが本格的にホビーの世界に広まり始めたのは数十年前である。それから現在まで、機体は非常に進化したが、ラジコン製品の進化も著しい。特に、小型軽量の電子ジャイロが開発され、ヨー軸の反動トルクを自動制御で打ち消せるようになったことはラジコンヘリに大きな進化をもたらし、格段に操縦がしやすくなり、ラジコンヘリの世界の敷居を低くし裾野を広げるのに貢献した。これ以外にも、エンジン回転数を制御するガバナや、最近では電子制御式燃料噴射エンジン（固定翼機用）が開発され、プロポ（ラジコン送信機）は電子計算機による信号処理が主流となり、サーボモータもデジタル制御となるなど、日々進化を遂げている。

ただ、数十年前に比べればだいぶ敷居が低くなったとはいえ、ラジコンヘリの操縦の難易度は依然高いままである。なぜなら、操縦者は4軸（エンジンスロットルを含めると5軸）を常に、同時に操作し続けなくてはならないからである。他のラジコン機で、ここまで多くの制御軸を同時に操作し続ける必要のあるものはない。これだけ制御軸が多いと操縦ミスを起こしやすいが、墜落させてしまうと、ロータヘッドは非常に高速回転しているため、機体に加わる衝撃などの動的荷重と相俟ってほとんどの場合機体は大破する。最悪の場合、深刻な人身事故も発生する。機体の調整が非常に難しいというのも、敷居を高くしている原因である。例えば、サーボモータからロータヘッドまでの間には非常に多くのリンクージロッドがあり、これらの長さが0.数[mm]狂っただけで飛行特性に変化が生じたり、機体に激しい振動が発生したりする。メインロータという非常に大きな回転体を有していることから、機体各部のバランスが非常に重要で、組み立てや調整には熟練を要する。電子技術が進歩した現在でさえ、機体を思い通りに操れるようになるには10年程度の経験が必要とされる。このような問題を一気に飛び越えようとするのが、操縦を完全自動化もしくは半自動化する自律制御技術の開発である。

自律制御を研究開発する上で、最初の障害となるのが、ヘリに搭載する自律制御用機材をどのように作ればよいかという点である。大型のヘリではすでにある程度の自動制御が組み込まれているものもあり、ハードウェア等の設計製作についてはすでに枯れた技術となっていると考えられるが、本研究で対象とする規模の小型無人ヘリにおいては、世界的に見てもまだ大学の研究室レベルの研究が始まったところであり実用化には程遠い状況で、制御用機材に関しても、設計指針を明確に示したり独自のコンセプトをもって開発するという先行研究はまるで存在しない。特に、設計指針が明確になっていないとこれら機材を外注することができないため、大学の研究室にとっては学生が自律制御の研究の傍らハードウェア作りに追われることとなり、深刻な問題である。

そこで、本章の前半では、小型無人ヘリの自律制御用機材がどうあるべきかについて説明する。2.2節では、制御対象となる機体と改良点を説明する。2.3節では、設計において最低限満たすべき項目と、自律制御という観点から考慮すべき項目を挙げ、その理由や詳細を説明し、設計指針を与える。本章の後半では、実際に著者が開発したハードウェアについて述べる。ラジコンヘリを自律制御化するという立場から、既存のラジコン製品との共存を図りつつ自律制御を追加するという考え方で制御用機材の開発を行い、小型軽量であることはもちろん、自律制御が非稼働の状態では特別な操作なく普通の手動操縦ラジコンヘリとして使えること、機体搭載コンピュータの負荷に応じて地上局と制御演算の分担が図れること、プロポを自律制御時に目標値入力装置として使うことで操縦者アシスト制御を実現できること、などの独自の特徴を有する自律制御システムを完成させた。2.4節では、開発した制御システムの構成要素および特徴について、このシステムの中核をなす独自開発のサーボパルス処理（切替）装置およびパルスジェネレータを中心に、詳しく説明する。次に、各部の仕様を説明し、機材の組み合わせによって所望の仕様を達成できるかどうかについて、具体例を挙げて検証する。2.5節では、サーボパルス処理

装置について、開発の目的および設計のコンセプトから、ファームウェアの設計までを詳しく説明する。2.6 節では、自律制御の観点から制御用機材を最適化し作り込むことを考え、周期的信号がある装置を経由することによって発生するむだ時間に対する考察を行い、むだ時間の上限値の導出や入出力間の関係の定式化を行う。また、むだ時間を一定値に拘束する技法を提案し、具体例としてサーボパルス処理装置のサーボパルス入出力を取り上げ、試験用ファームウェアの製作および机上実験による有効性の確認について述べる。

## 2.2 機体

本研究で制御対象とする機体は、Fig.2.1 の SF40 と呼ばれる機体であり、仕様は Table 2.1 の通りである。機体サイズおよび大半の構成部品はいわゆる 60 クラスの競技用ラジコンヘリと同じである。エンジンは、通常のラジコンヘリがニトロメタン混合燃料を使うグローエンジンであるのに対して、この機体はガソリンエンジンとなっている。これは、ペイロードの増強や、清潔さ、安定性を重視したためである。この機体は元々は空撮用に開発されたものであった。Table 2.1 の Original 欄はその当時の仕様である。自律制御の研究に使うようになってからその過程で改良を施し、現在の仕様は Current 欄に示すものとなっている。主に、ペイロードを大幅に増強し、かつ機材積載時でも余裕のある安定した飛行を行うための改良で、メインブレードの長さの変更とチューンアップマフラーの開発を行い、メインロータ回転数を引き上げつつメインブレードのコレクティブピッチ角を引き下げた。

著者らの研究グループでは本機を 5 機所有していて、研究テーマごとに割り振られ、それぞれに最適な改造が施されている。また、同じ機体でも時期によって改良、オーバーホール、墜落後の修理などにより機体の状態が異なり、仕様は必ずしも一定していない。本節で写真や表に示したものは、代表的な仕様である。



Fig. 2.1: HIROBO SF40 with equipments for the autonomous control

Table 2.1: Specification of the SF40

	Current spec.	Original spec.
Vendor	HIROBO co.ltd.	←
Main rotor diameter [mm]	1,850	1,790
Main blade chord [mm]	60	←
Main blade washout [deg]	4	←
Tail rotor diameter [mm]	273	←
Tail blade chord [mm]	27	←
Fuselage length [mm]	1,467	←
Maximum lift [gf]	17,500	14,500
Fuselage weight [gf]	10,000	9,500
Maximum payload [gf]	5,000	4,000
Fuselage inertia $I_{xx}$ [kgm <sup>2</sup> ]	N/A	0.491
$I_{yy}$ [kgm <sup>2</sup> ]	N/A	0.959
$I_{zz}$ [kgm <sup>2</sup> ]	N/A	0.617
Main rotor speed [rpm]	1,460 (normal) / 1,500 (max.)	1,380 (max.)
Transmission ratio EG.: MR.	6.92 : 1	←
Engine type	2-stroke 40-cc gasoline engine with a tuned muffler	← with a normal muffler
Fuel Fuel : Oil	50 : 1	←
Collective pitch angle [deg]	5.5 @ total weight = 14,500 [gf]	8 @ total weight = 13,500 [gf]

## 2.3 制御用機材の仕様策定のための設計指針

本章では、小型無人ヘリを自律制御化するのに必要な制御用機材の仕様策定のための設計指針（ガイドライン）を示す。

### 2.3.1 必ず満たすべき仕様

本節では、この要求を満たしていないと飛行実験の実施が不可能もしくは困難、という、制御用機材が最低限満たすべき仕様を列挙する。

- 重量の軽量化

当たり前のことであるが、ヘリ搭載機材は当該ヘリ機体のペイロード以内の重量に抑えなくてはならない。ヘリが余裕を持って安定に飛行するには、姿勢が傾いても自重を支え、持ち上げられる程度の余力がなくてはならない (Fig.2.2)。ヘリの最大浮上重量を  $T$  とし、仮に、姿勢が角度  $\phi$  傾くとした場合、残しておくべき余力  $F_M (= T - M)$  は

$$F_M = T(1 - \cos \phi) \quad (2.1)$$

であり、SF40 で 30 [deg] の傾きを想定するなら、 $F_M$  はおよそ 2350 [gf] となり、大雑把に最大浮上重量の 15 [%] 程度を余力を残しておく必要があることになる。ペイロードは最大浮上重量から  $F_M$  と機体本体の重量を差し引いた値となる。ただ、制御用機材を機体に取り付けるためのマウントの重量も制御用機材の重量として加算されるため、この点は注意が必要である。

- 荷重のバランスとそれに見合うサイズ

ヘリはメインロータを使って下にぶら下がっている機体や制御用機材を持ち上げる。メインロータはメインマスト（メインロータの回転軸）に直交する方向のモーメントを出力することもできるが、これは主に姿勢変化運動を行う場合であり、ホバリング時はこのモーメントが無くても機体姿勢が水平に安定しているのが望ましい。制御用機材をメインマストに対して偏って取り付けると、全体の重心がメインマスト上から外れ、バランスが崩れる。制御用機材の各要素を機体のどこに取り付けるかは重量のみでなくそのサイズも重要な要素である。サイズによっては所望の位置に取り付けられない場合もあるため、一般に機体への取り付けのみを考慮すると機材のサイズは小さいほうがよく、マウント方法の自由度を高めることができる。一方、マウント面が小さくなることにより飛行中当該機材に大きな振動が発生してしまう場合もあるため、最良の妥協点を見出さなくてはならない。

- 消費電力の低減

消費電力を低減すれば、それだけ電池の持続時間が長くなる。同じ持続時間であればバッテリー容量を低減でき、軽量化につながる。電源安定化回路の規模を考慮すると、全体の消費電力はもちろん、センサなど個々の要素の消費電力が小さいと良い。バッテリーに関しては、容量のみでなく出力電流も重要で、バッテリーから引き出せる出力電流はかなり限られるため、規定値を超えないようにする必要がある。電源の安定化・変圧回路の効率は通常 1 未満であり、この分による損失も考慮に入れる必要がある。

- 耐環境性

ヘリの飛行において考えられる環境的特徴としては、振動、温度、ノイズ、塵、水滴油滴、などが挙げられる。

- － 振動

主にエンジンやメインロータといった回転体から発生するもので、装置の配線の断線やコネクタの接触不良といった問題を引き起こす。配線の固定や防振材を使うなどの対策を講じるが、センサによっては防振対策のしすぎでデータに異常を来すこともあるので注意する必要がある。

- 温度

屋外における直射日光、エンジンの排気や冷却ファンの風、機材自身が発生させる熱が主な要因で温度の上昇が起こる。これにより、センサの温度ドリフトや、演算装置の暴走などのトラブルが発生する可能性がある。

- ノイズ

信号線などに飛び込む電磁的ノイズで、エンジンのプラグのスパークや無線機器の発する高調波、コネクタの接触不良などが原因である。ノイズに敏感な装置をノイズ発生源から遠ざけたり、シールドしたり、回路基板の GND 面を広くとったりするなどの対策を行う必要がある。

- 塵

メインロータの吹き下ろしが砂塵を巻き上げることが主な要因で、コネクタの接触不良その他不具合の原因となる。

- 水滴・結露

雨のような悪天候下や低温下での飛行を行う場合には、機材に水滴が入り込んだり結露したりすることのないよう、対策が必要である。水滴が入り込んだり結露したりした状態で機材の電源を投入すると、短絡による破損を引き起こす場合がある。また、水滴や結露を放っておくと、錆びの原因にもなるので、早めの対処が必要である。機材をメンテナンスしやすい構造にしておくなど、迅速な対処を可能とする工夫をしておくことが望ましい。

- 油滴

エンジンから発生する気圧が吸気口や燃料タンクに入っている燃料を噴出させたり、マフラー部から液漏れしたりするのが主な原因である。ジョイント部の潤滑のためのグリスが飛散することもある。なお、やむを得ずグローエンジンを使用する場合は排気ガスそのものに大量の潤滑油が含まれるため、防油対策は必須である。

- 洗練された機能美

見落とされがちであるが、実は、実験を安全かつ円滑に行う上で非常に重要である。具体的には、人的操作ミスによる事故を引き起こさないような作りをしたり、多くの操作を必要としない単純かつできるだけ順序不同の手順で使えるような作りにすることである。屋外実験を行う都合上、実験時間には限りがあり、機材は全て屋内外の間を出し入れしなくてはならないし、自律制御の研究の過程においては、ヘリの操縦は難しいため必ずしも操縦者と研究実施者とが同一人物となるとは限らない。その中でいかにしてミスなく効率の良い実験を行うかを考え、しっかり作り込んでおかななくてはならない。

### 2.3.2 考慮すべき仕様

本節では、制御用機材に関して自律制御を行う上で考慮しなくてはならない事項を列挙する。機材の選定にあたって複数の選択肢がある場合、それらを適切に選択するためのガイドラインにもなる。

- むだ時間

むだ時間は、信号の伝送をある時間だけ遅らせる伝達特性である。高周波成分ほど位相遅れが大きくなり、入出力信号の振幅比は変わらない。このため、閉ループ中にむだ時間が入ると、開ループ特性の位相が遅れ、安定余裕が損なわれる。極とは違って閉ループを組むことによる補償ができない特性である。従って、機材を選択したり開発したりする際は、できるだけむだ時間が少なくなるようにする必要がある。デジタル制御ではむだ時間を完全になくすことは不可能であるが、事前にむだ時間を見積もっておけば、閉ループの安定性を定量的に議論することができ、不安定化を未然に防ぐための対策も可能となる。むだ時間の具体例としては

- 無線通信に伴う伝送遅れ

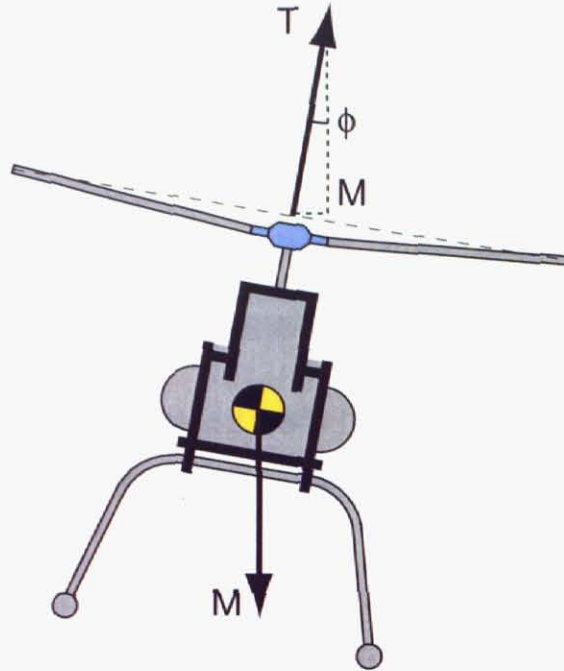


Fig. 2.2: Lift force of a helicopter

- シリアル通信において1パケットを送るためにかかる時間
- サーボパルスのパルス幅（ラジコンサーボモータへの制御指令値はパルス時間幅で与える。）

などがある。

#### ● サンプルング

入力信号が装置の内部時計により定期的にサンプル抽出され、出力に現れる特性であり、一種のむだ時間要素とみなすことができる。閉ループの安定化の観点からはサンプルング周期は短いほど良いが、現実的に0にすることは難しい。サンプルング周波数（サンプルング時間の逆数）の1/2であるナイキスト周波数やエイリアシング現象など、制御と直接関係のある重要な要素が関係する。サンプルングが発生する具体例としては

- 内部タイマによる制御周期・信号処理周期
- サーボパルスの周期
- センサからのデジタルデータの出力周期

などがある。

#### ● 量子化誤差

信号の分解能およびそれにより量子化された信号値の真値との誤差で、ある値の下の桁を捨てることで生じる丸め誤差である。デジタルでは値を有限桁で表すため決して避けることができない。量子化誤差が発生する具体例としては

- A/D 変換
- ソフトウェアプログラム中でのデータ型のキャスト
- 各種演算に伴う下の桁の切り捨て：除算時の剰余切り捨て、浮動小数点演算において小数点位置が変わることによる下の桁の切り捨て、など

- タイマ分解能の影響で、サーボパルスを受け取ってパルス幅を計測するときに発生する誤差や、サーボパルスを生成する際に希望したパルス幅を正確に生成できないことによる誤差
- サーボモータの回転角に存在する分解能

などが挙げられる。

- **ダイナミックレンジとオーバーフロー**

デジタルでは値を有限桁で表すため、下の桁ではなく上の桁が足りなくなる事態も発生し得る。例えば

- 計算結果のオーバーフロー：加算や乗算により計算結果が大きくなり、指定されたデータ型に収まりきらなくなる。
- データ型のキャスト：レンジの大きい方から小さい方のデータ型にキャストして値が収まりきらなくなる場合
- タイマカウンタのオーバーフロー

などがあり、通常デジタルデータ同士の演算過程において発生することが多い。浮動小数点型は、実数の下の桁を犠牲にし、データの表現方法を仮数部と指数部とに分けることで大きな値を表すことができるようにしたものである。仮数部の桁数はその数値の有効桁数となり、仮数部に収まりきらない下の桁が切り捨てられ、桁上がりや指数部に担当させることで、実数としてのオーバーフローを極力防いでいる。一方、整数型や固定小数点型は、表現可能な数値の最大値と最小値（ダイナミックレンジ）が固定であるため、常に一定の表現精度を保証できるが、その代わり決められた桁数に数値が収まりきらなくなると上の桁が切り捨てられ、その際切捨て後の値は実数として意味の無いものになってしまう。どちらを使うべきかは扱う対象によって異なるため、適切な方を選択しなくてはならない。また、データ型を変更するキャストにはオーバーフローの危険性が伴うため、十分注意して行うべきである。

- **その他の特性**

上記以外にも入出力信号が加工（フィルタ）される原因はさまざまあるが、例えば、ノイズカット用の低域通過フィルタや、センサそのものが持つ共振モード、センサの温度特性、サーボモータのレートリミッタなどがある。

## 2.4 自律制御システムの設計および開発

本章では、小型無人ヘリの自律制御系を構成するハードウェアやファームウェアの設計および開発について述べる。順序が逆になるが、先に開発結果とそのコンセプトを大まかに示し、続いて細かい仕様について説明する。また、選んだ制御用機材の組み合わせが、この制御を行う上で問題ないものであることを、いくつかの項目について具体的に説明する。

### 2.4.1 基本的な構成要素とその特徴

本研究において開発した自律制御システムの全体像を Fig.2.3 に示す。本文中では、各ブロックにつけられた黒地白抜きのアルフベットを "A" などと表記し、各ブロックを代表させることにする。基本的には、センサ "B" およびアクチュエータ "C" により制御対象である小型無人ヘリ "A" をフィードバック制御するためのシステムであり、この点は従来技術と同じである。

本システムの最大の特徴は、小型無人ヘリを制御する閉ループが大きく分けて 2 つ存在することにある。1 つ目は、ヘリ搭載の組み込みコンピュータ "D" で制御演算させるもので、経路は

$$"D" \rightarrow "E" \rightarrow "C" \rightarrow "A" \rightarrow "B" \rightarrow "D"$$

で構成される。2つ目は地上局のコンピュータ "H" で制御演算させるもので、経路は

1. "H" → "L" → "I" → "J" → "E" → "C" → "A" → "B" → "D" → "F" → "G" → "H"
2. "H" → "L" → "I" → "J" → "E" → "D" → "E" → "C" → "A" → "B" → "D" → "F" → "G" → "H"
3. "H" → "G" → "F" → "D" → "E" → "C" → "A" → "B" → "D" → "F" → "G" → "H"

で構成される。以上4つの経路は制御軸ごとに任意に選ぶことが可能となっていて、混在させることができる。また、複数の閉ループ制御を構成するような場合、内側ループの制御系を "D" で演算させ、外側ループの制御系を "H" で演算させることもできる。この特徴により、本制御システムには従来にはない以下のような利点をもたらされた。

- 負荷の高い演算を2つのコンピュータに分散させることができる。
- データ通信の占有帯域幅に応じて通信経路を分散することができる。
- 各々の通信経路は基本的に独立しているため、制御アルゴリズムや各種機材をこのシステムに対して容易に追加したり取り外したりといったことができ、スケーラビリティが高い。

ここまで述べた本システムの特徴を実現するためのハードウェアの作り方にも、独自の特徴がある。それが、新開発のサーボパルス処理装置 "E" とパルスジェネレータ "I" である。

- サーボパルス処理装置 "E"  
"I" による手動操縦と "D" による自律制御をオンデマンドで切り替えられるようにすることを主目的として開発した装置であるが、"J" が受け取った信号を "D" へ流す機能もある。詳しくは後の節で説明する。
- パルスジェネレータ "L"  
"H" による自律制御演算の結果を、"I" → "J" を通じてヘリ側に送ることを主目的として開発した装置で、入力 "H" 側を RS-232C、出力 "I" 側を PPM と呼ばれる特殊なパルス信号とした、一種のラジコン用メディアコンバータである。"E" がなければ通常のラジコンヘリと同様 "J" → "C" が直結となっているので、これによりサーボモータを直接駆動することができるが、"E" と組み合わせることにより、演算結果を "D" に送ることも可能である。

これらは、前述の利点に加えて、以下のような利点をもたらすものである。

- ホビー用ラジコン製品である "I", "J", "C" との物理的・論理的互換性を保っており、通常のラジコンヘリをそのまま自律制御化することができ、開発のコストダウンに貢献する。
- 電源はラジコン製品側から自動供給され、また、"E" は "J", "D" の存在を、"I" は "L" の存在をそれぞれ自動認識して動作するため、その存在を全く意識することなく使うことができ、利便性の向上や人的操作ミスの防止に貢献する。
- "I" や "J" は本来人の操作をヘリ側に伝える役目であるが、この役目を変えることができる。例えば、"D" による自律制御中に "I" を人が操作し、その結果を "D" に目標値として入力することで、自律制御により操縦者をアシストし負担を軽減するような先進的なラジコンヘリを実現できる。完全自律制御の場合は移動点や障害物の判断を全て自動的に行わなくてはならず技術的ハードルが高いが、操縦者アシストであればその判断のみ人間に委ねることができる。"D" はヘリを直感的に操作できるように良く作りこまれており、これをジョイスティック代わりにできる利点は計り知れないものがある。

## 2.4.2 各部の仕様

自律制御に必要なセンサ、CPU、無線モデム、電源などをひとまとめにした制御装置の完成写真を Fig.2.4 に示す。外形寸法は W190 × D290 × H110 [mm]、重量はバッテリーやアンテナなどの外付け部品を除いておおよそ

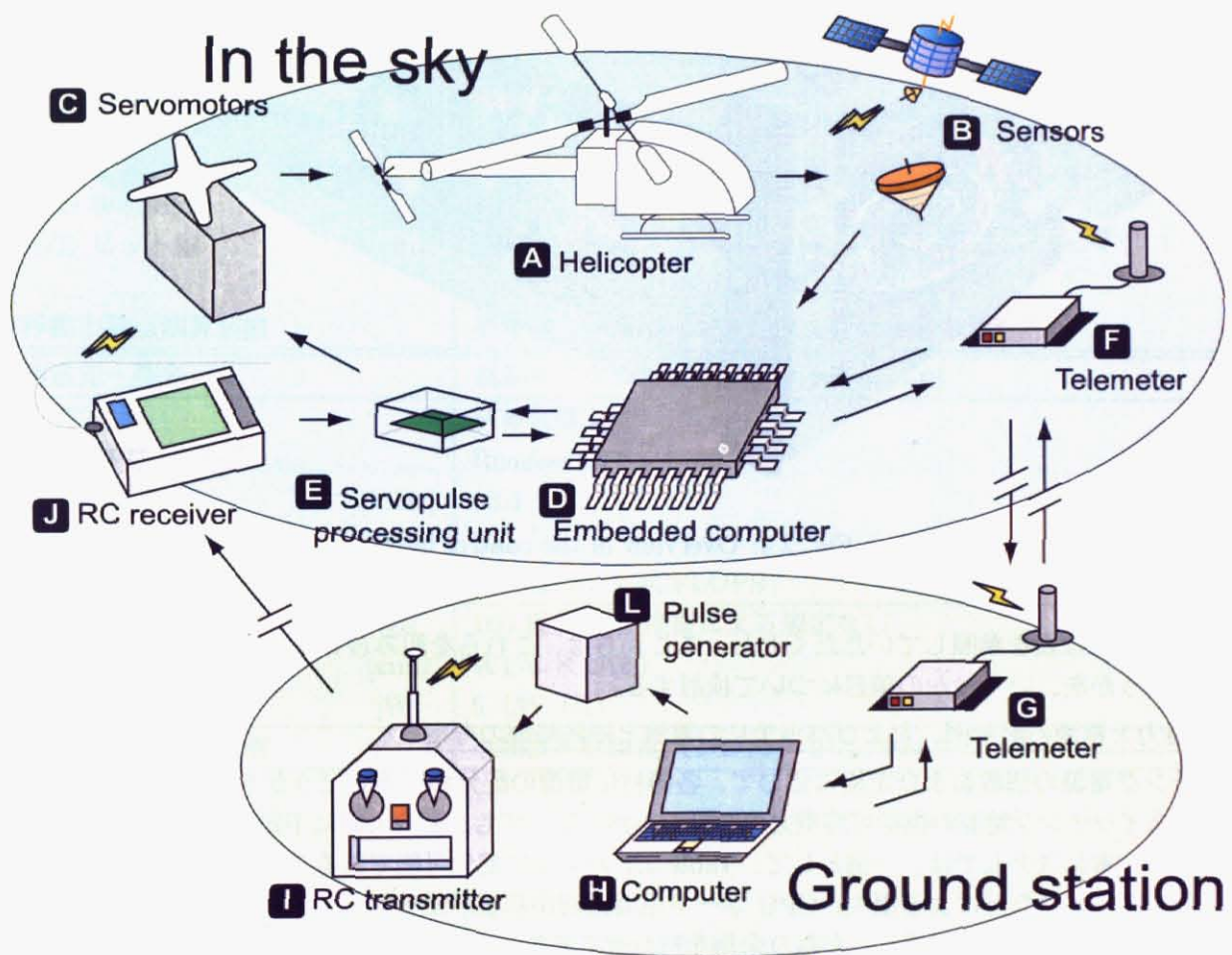


Fig. 2.3: Overview of the control system

2,500 [gf] である。Table 2.2, 2.3, 2.4, 2.5, 2.6 に制御装置を構成する主要な部品の仕様のうち、2.3 節で書いた項目に関するものを分かる限り記載した。

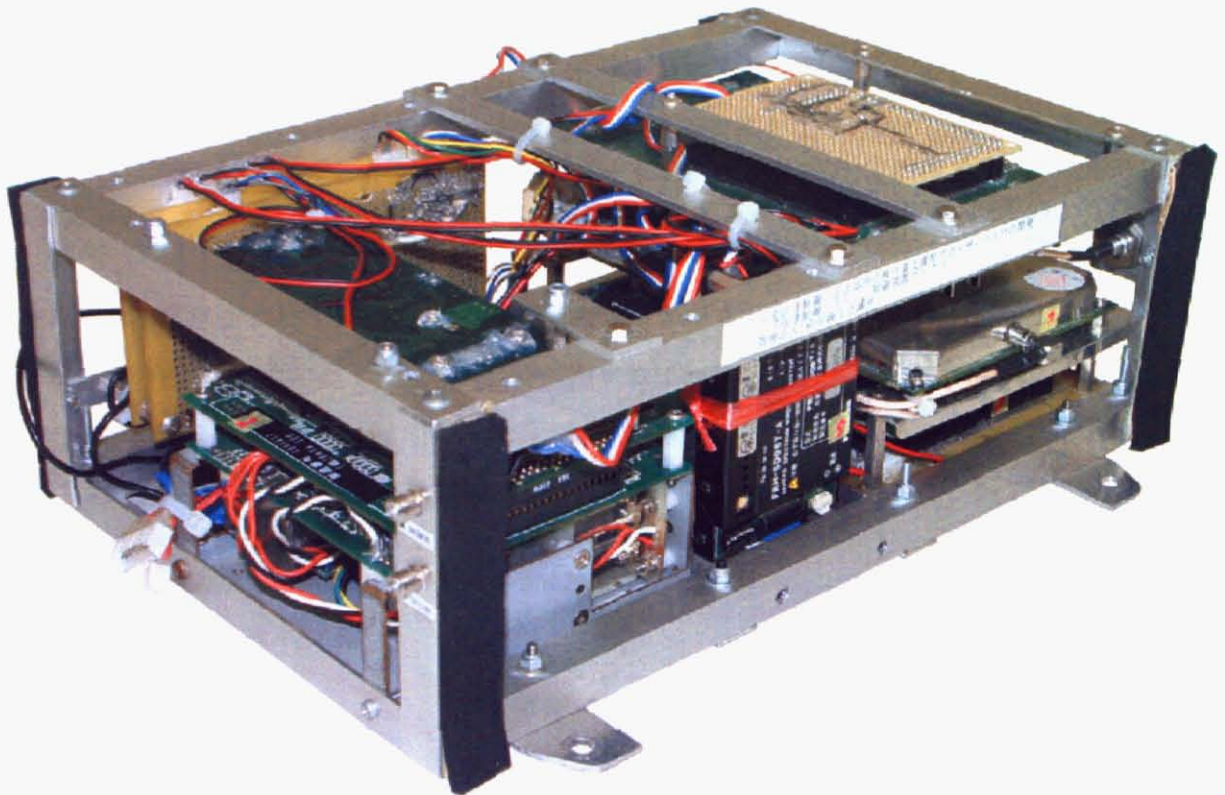


Fig. 2.4: Overview of the control unit

各々単独の仕様は表を参照していただくとし、ここからは、これらを組み合わせた際に所望の性能・仕様に達しているかどうかを、いくつかの項目について検討する。

### 1. 消費電力と電源の配分例、およびバッテリーの電流と持続時間の考察

スイッチング電源の個数および定格に応じて、各機材に電源の配分が可能かどうかを検討する。機材の消費電力の合計がスイッチング電源の供給可能電力の合計を下回っていても、配分の際に不足するということが起こり得るためである。本システムでは、一例として、Table 2.7 のように配分可能であることが分かる。瞬間的な大電流の発生、漏れ電流、熱などによる損失、CPU ボード用周辺回路基板が使う電力、将来的なセンサの追加などで余分な電力を必要とする場合を考慮し、かなり余裕を持たせてある。バッテリーにかかる負荷について考察する。バッテリーの出力電圧が一番低い 18 [V] の場合、スイッチング電源に必要な入力電流は

$$27.385 \div 18 = 1.52 < 2 \quad (2.2)$$

となり、バッテリーの定格出力電流を下回ることが分かる。バッテリーの持続時間については

$$70 \div 27.385 \approx 2.5[\text{h}] \quad (2.3)$$

となり、仮に有効に使える充電容量をカタログスペックの半分 35 [Wh] と見積もっても 1 時間以上の長時間稼動が可能であることが分かる。

### 2. 方位センサの A/D 変換に関する考察

方位センサは製品によって感度の仕様がさまざまであり、A/D 変換器の仕様としっかり照らし合わせずに選択を誤ると、正しく方位の計測ができない場合があるため、事前に考察しておく必要がある。センサは TMC3000NF であり、ここでは出力の非線形性やオフセットは考慮しないものとする。A/D 変換器は HSB7055F の CPU で

Table 2.2: Specification of each device in the control system: CPU

製造元・型名		北斗電子 HSB7055F
役割		演算装置
搭載 CPU		Renesas HD64F7055
水晶発振子	[MHz]	9.216 (標準のものを換装)
動作周波数	[MHz]	コア = 36.864、周辺機能 = 18.432
演算処理能力		52MIPS
重量	[gf]	50 程度 …仕様書による規定なし
サイズ	[mm]	W139.7 × D90.2
消費電力	[W]	0.865 (5V 173mA)
タイマ分解能	[ $\mu$ s]	0.543
タイマカウンタビット幅	[bits]	16 → カウンタオーバーフローまでの時間 35.6 [ms] …いずれも使用条件 (タイマ分周率 1/10) から導いた計算値
A/D 参照電圧	[V]	5
A/D ビット幅	[bits]	10 → 分解能 = 4.883 [mV] …いずれも使用条件から導いた計算値
浮動小数点演算装置		単精度 (倍精度はソフトウェアによる演算)
製造元・型名		京都マイクロコンピュータ KZ-SH4-01
役割		演算装置
搭載 CPU		Renesas HD6417750
水晶発振子	[MHz]	33.3
動作周波数	[MHz]	200
演算処理能力		360MIPS、1.4GFLOPS
重量	[gf]	100 程度 …仕様書による規定なし
サイズ	[mm]	W170 × D100
消費電力	[W]	5 (5V 1A)
浮動小数点演算装置		単精度・倍精度 (レジスタで切り替え)

Table 2.3: Specification of each device in the control system: actuator

製造元・型名		双葉電子工業 S9206
役割		アクチュエータ
トルク	[kgf · cm]	9.5
重量	[gf]	53 (1 個あたり)
サイズ	[mm]	W20 × D40.5 × H37.5
消費電力		…仕様書による規定なし / 電源はラジコンバッテリーから供給
環境条件		防塵防滴
むだ時間	[ms]	サーボパルス伝送 = 0.92 ~ 2.12 …仕様書による規定なし
サンプリング時間	[ms]	14.25 (最小値) …仕様書による規定なし
分解能	[deg]	角度 = 0.3 (実測値) …仕様書による規定なし
動作スピード	[s/60deg]	0.19

Table 2.4: Specification of each device in the control system: sensor

製造元・型名		データテック GU-3023
役割		直交 3 軸の姿勢角度・姿勢角速度・加速度の検出
計測範囲	[deg] [deg/s] [G]	角度：ロール・ピッチ = -60 以上 60 以下 / ヨー = -180 以上 180 未満 角速度 = -100 以上 100 以下 加速度 = (不明) …仕様書による規定なし
重量	[gf]	700 (蓋と底板を取り外した状態)
サイズ	[mm]	W104 × D120 × H77
消費電力	[W]	12 (+5V 0.5A, +12V 0.4A, -12V 0.2A)
環境条件		使用温度範囲 = 室温
むだ時間	[ms]	シリアル伝送 = 11.5 (20 [B/packet] @ 19,200 [bps]) …仕様書による規定なし
サンプリング時間	[ms]	16.7
分解能	[deg] [deg/s] [G]	角度 = $4 \times 360/65536$ 角速度 = 0.04 加速度 = 0.0004 …いずれもデータフォーマット上の分解能で、真の分解能は不明
製造元・型名		NovAtel OEM4-RT2
役割		地球上の絶対位置、絶対速度の検出
計測範囲		…仕様書による規定なし
重量	[gf]	120 (ボードのみ)
サイズ	[mm]	W85 × D125 × H16 (ボードのみ)
消費電力	[W]	2.7 (+6 ~ +18VDC)
環境条件	[°C]	使用温度範囲 = -40 ~ 85
むだ時間	[ms] [ms] [ms]	シリアル伝送 (位置) = 9.03 (104 [B/packet] @ 115,200 [bps]) シリアル伝送 (速度) = 6.60 (76 [B/packet] @ 115,200 [bps]) 計測・演算 = 100 (推定値) …仕様書による規定なし
サンプリング時間	[ms]	50 (最小時)
分解能		データは倍精度浮動小数点型 …データフォーマット上の分解能で、真の分解能は不明
製造元・型名		NEC/TOKIN TMC3000NF
役割		水平 2 軸の地磁気を検出することによる機首方位角度の計測
計測範囲	[ $\mu$ T]	-60 ~ 60
感度	[V/30 $\mu$ T]	1
重量	[gf]	8
サイズ	[mm]	W33 × D32 × H15.5 (ピンも含む)
消費電力	[W]	0.42 (+12V 35mA)
環境条件	[°C]	使用温度範囲 = -10 ~ 70
むだ時間		アナログ出力のため無視
サンプリング時間		アナログ出力のため無視
分解能		…仕様書による規定なし 但し 5V 10bit の A/D では 0.146 [ $\mu$ T]、地磁気は 15 ~ 30 [ $\mu$ T]

Table 2.5: Specification of each device in the control system: telemeter

製造元・型名		データリンク DLSSNET-R/T
役割		無線データ伝送
通信速度	[bps]	有線部 ≤ 153.6k, 無線部 ≤ 2M
重量	[gf]	50 程度 (基板のみ) …仕様書による規定なし
サイズ	[mm]	W60 × D140 × H15 (実測値) …仕様書による規定なし
消費電力	[W]	1.75 (+5V 350mA)
環境条件	[°C]	温度 0 ~ 50
	[%]	湿度 30 ~ 80、但し結露なきこと
むだ時間		…仕様書による規定なし
サンプリング時間	[ms]	10 (送信タイムアウト時間) …設定変更可
製造元・型名		データリンク DLSSNET-R/T2
役割		無線データ伝送
通信速度	[bps]	有線部 ≤ 153.6k, 無線部 ≤ 2M
重量	[gf]	50 程度 (基板のみ) …仕様書による規定なし
サイズ	[mm]	W60 × D140 × H15 (実測値) …仕様書による規定なし
消費電力	[W]	1.65 (+5V 330mA)
環境条件	[°C]	温度 0 ~ 50
	[%]	湿度 30 ~ 80、但し結露なきこと
むだ時間		…仕様書による規定なし
サンプリング時間	[ms]	10 (送信タイムアウト時間) …設定変更可

Table 2.6: Specification of each device in the control system: power supply

製造元・型名		ENAX MACBP3000
役割		電池
容量	[Wh]	70 (3000mAh)
出力電圧	[V]	18 ~ 24.8
定格出力電流	[A]	2
重量	[gf]	680
サイズ	[mm]	W74 × D280 × H24
環境条件		…仕様書による規定なし
製造元・型名		イーサー電機工業 OES05SC1224 / OES12SC1224 / OES22WC1224
役割		入出力絶縁型スイッチング電源
出力電圧	[V]	5 / 12 / +12 & -12
定格出力電流	[A]	2 / 0.9 / 0.45 (+12V) & -0.45 (-12V)
供給可能電力	[W]	10 / 10 / 5 (+12V) & 5 (-12V)
入力電圧	[V]	8 ~ 32
重量	[gf]	14
サイズ	[mm]	W39 × D46 × H15.5
効率	[%]	81 / 81 / 80
環境条件	[°C]	-20 ~ 50
	[m/s <sup>2</sup> ]	衝撃力 = 294
備考		使用個数は OES05SC1224 × 3、OES12SC1224 × 1、OES22WC1224 × 2

Table 2.7: Power consumption

電源名称 OES*1224	最大電力 [W]	接続するもの	出力負荷 [W]	負荷÷効率 [W]
05SC No.1	10	KZ-SH4-01、DLSSNET-R/T2	6.65	8.21
05SC No.2	10	HSB7055F、DLSSNET-R/T	2.615	3.23
05SC No.3	10	GU-3023	2.5	3.09
12SC	10	OEM4-RT2	2.7	3.33
22WC No.1, +12V	5	TMC3000NF	0.42	0.525
22WC No.1, -12V	5		0	0
22WC No.2, +12V	5	GU-3023	4.8	6
22WC No.2, -12V	5	GU-3023	2.4	3
合計	60		19.685	27.385

ある HD64F7055 内蔵の A/D 変換器を用いる。A/D 変換器の基準電圧は 0 [V] (GND)、参照電圧は 5 [V] であり、ダイナミックレンジは 10 [bits] であるため、分解能 [mV] は

$$5 \div 2^{10} \times 10^3 = 4.883 \quad (2.4)$$

である。地磁気の強さは一般に 30 [ $\mu$  T] 程度と言われているが、実際には半分程度 (15 [ $\mu$  T]) となる場合もある。このセンサは 0 [ $\mu$  T] のとき約 2.5 [V] (A/D 変換結果のレジスタ値に直すと 512) を出力するため、15 [ $\mu$  T] でのセンサの出力電圧 [V] は

$$2.5 + 15/30 = 3.0 \quad (2.5)$$

となり、A/D 変換結果のレジスタ値は

$$3.0 \div 5.0 \times 2^{10} \approx 614 \quad (2.6)$$

となる。同様に、-15 [ $\mu$  T] における A/D 変換結果のレジスタ値は

$$2.0 \div 5.0 \times 2^{10} \approx 409 \quad (2.7)$$

となり、これらの間の差は

$$614 - 409 = 205 \quad (2.8)$$

振幅にすると

$$205 \div 2 = 102.5 \equiv C \quad (2.9)$$

である。さて、2 軸 X, Y それぞれ地磁気の計測値を機首方位角度 ( $\psi_{OA}$  とする) に変換するには  $\tan^{-1}$  を用いれば良いのであるが、ここまで述べた A/D 変換の分解能が機首方位角度に対してはどの程度の影響を及ぼすのかを調べることにする。 $\tan^{-1}$  は非線形関数であるため単純ではない。そこで、大雑把に以下のようにする。磁気センサの X 軸が真北、Y 軸が真東を向いているときに 0 [deg] とし、X, Y 軸の計測磁束密度の A/D 変換結果から 512 を引いた値をそれぞれ  $n_X, n_Y$  とすると

$$\tan \psi_{OA} = \frac{n_Y}{n_X} \quad (2.10)$$

で表される (実際には  $n_X$  や  $n_Y$  の符号も考慮する必要があるが、ここでは考えない)。これを  $\psi_{OA}$  で微分すると

$$\frac{1}{\cos^2 \psi_{OA}} = \frac{d}{d\psi_{OA}} \left( \frac{n_Y}{n_X} \right) \quad (2.11)$$

整理すると

$$d\psi_{OA} = \cos^2 \psi_{OA} d \left( \frac{n_Y}{n_X} \right) \quad (2.12)$$

となる。いま、 $\psi_{OA} = 0$ ,  $n_X \approx C$ ,  $n_Y = 0$  の状態を考える。次の関係

$$n_X^2 + n_Y^2 = C^2 \quad (2.13)$$

を使い、 $n_X$  を消去すると次式となる。

$$d\psi_{OA} = \cos^2 \psi_{OA} d \left( \frac{n_Y}{\sqrt{C^2 - n_Y^2}} \right) \quad (2.14)$$

$\psi_{OA} = 0$  から方位が少しだけ動いて、 $n_Y$  が  $0 \rightarrow 1$  と変化したとする (Fig.2.5)。このとき

$$\begin{aligned} d \left( \frac{n_Y}{\sqrt{C^2 - n_Y^2}} \right) &= \frac{n_Y}{\sqrt{C^2 - n_Y^2}} \Big|_{n_Y=1} - \frac{n_Y}{\sqrt{C^2 - n_Y^2}} \Big|_{n_Y=0} \\ &= \frac{1}{\sqrt{102.5^2 - 1^2}} - 0 \\ &= 0.00976 \end{aligned} \quad (2.15)$$

であるため

$$d\psi_{OA} = 0.00976[\text{rad}] = 0.559[\text{deg}] \quad (2.16)$$

となる。この値は  $\psi_{OA}$  に対するおおよその分解能を示している。方位角度は最悪でも 1 [deg] の分解能となっていれば良いと考えているので、この値であれば十分問題ない。なお、上記の式展開では  $\psi_{OA} = 0$  [deg] からの変化を見たが、それ以外の場合は計算方法を変える必要がある。

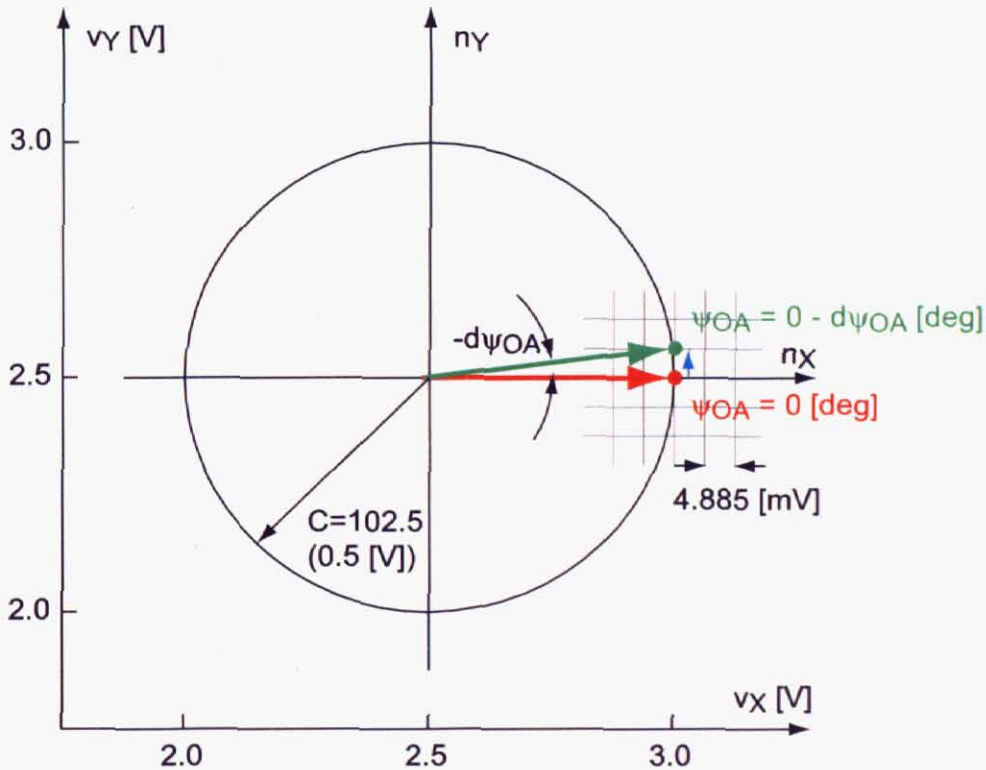


Fig. 2.5: Consideration of the resolution about the heading angle measurement

### 3. シリアル通信のボーレートに関する考察

HSB7055F の CPU である HD64F7055 は、クリスタルの周波数を分周することでシリアル通信ポートのボーレート (通信速度) を生成している。そのため、クリスタルの周波数によっては所望のボーレートを生成できない場合がある。具体的には、高いボーレートを設定しようとする、分解能の悪さにより所望のボーレート丁度の

値にならない場合がある。使用するボーレートは 115,200 [bps], 19,200 [bps] である。HD64F7055 でボーレートを設定するには、2つのレジスタを用いる。その値をそれぞれ  $N$  および  $n$  とし、いずれも整数で、範囲としては

$$0 \leq N \leq 255, \quad 0 \leq n \leq 3 \quad (2.17)$$

である。クリスタルの周波数を  $f_x$  [Hz]、ボーレートを  $B$  [bps] とすると、次式の関係がある [44]。

$$B = \frac{2f_x}{32 \times 2^{2n} \times (N + 1)} \quad (2.18)$$

左辺を  $N$  にすると

$$N = \frac{2f_x}{32 \times 2^{2n} \times B} - 1 \quad (2.19)$$

HSB7055F 出荷時のクリスタルは  $f_x = 9.8304 \times 10^6$  [Hz] であり、例えば  $B = 115,200$  [bps]、 $n = 0$  とすると

$$\begin{aligned} N &= \frac{2 \times 9.8304 \times 10^6}{32 \times 115200} - 1 \\ &= 4.33 \end{aligned} \quad (2.20)$$

となり、整数にならない。仮に一番近い数字として  $N = 4$  とすると

$$\begin{aligned} B &= \frac{2 \times 9.8304 \times 10^6}{32 \times (4 + 1)} \\ &= 122880 \end{aligned} \quad (2.21)$$

であり、誤差は

$$\frac{122880 - 115200}{115200} = 0.0667 = 6.67\% \quad (2.22)$$

となる。誤差は 1 [%] 以下となる必要があるとされ、これでは 115,200 [bps] での通信ができない。クリスタルを 9.216 [MHz] に交換したのは、115,200 [bps] と 19,200 [bps] で誤差が 0 となるだけでなく、通常良く使う 9,600、38,400、57,600 [bps] などのボーレートでも誤差を 0 にできるためである。以下、実際に確認する。 $f_x = 9.216 \times 10^6$  [Hz]、 $B = 115,200$  [bps]、 $n = 0$  とすると

$$\begin{aligned} N &= \frac{2 \times 9.216 \times 10^6}{32 \times 115200} - 1 \\ &= 4 \end{aligned} \quad (2.23)$$

で、整数となるため、誤差は 0 である。 $B = 57600$  では

$$\begin{aligned} N &= \frac{2 \times 9.216 \times 10^6}{32 \times 57600} - 1 \\ &= 9 \end{aligned} \quad (2.24)$$

$B = 38400$  では

$$\begin{aligned} N &= \frac{2 \times 9.216 \times 10^6}{32 \times 38400} - 1 \\ &= 14 \end{aligned} \quad (2.25)$$

$B = 19200$  では

$$\begin{aligned} N &= \frac{2 \times 9.216 \times 10^6}{32 \times 19200} - 1 \\ &= 29 \end{aligned} \quad (2.26)$$

$B = 9600$  では

$$\begin{aligned} N &= \frac{2 \times 9.216 \times 10^6}{32 \times 9600} - 1 \\ &= 59 \end{aligned} \quad (2.27)$$

であり、いずれも誤差が 0 となる理想的な状態を実現できることが分かる。なお、HD64F7055 で許容されるクリスタルの周波数は 10 [MHz] 以下であり、9.216 [MHz] は上記のような理想的な状態を実現できる最大の周波数である。この CPU ではクリスタルの交換を実施できたが、他の CPU の場合同様にクリスタルを交換できるとは限らないため注意する。

#### 4. RS-232C 非同期シリアル通信のむだ時間に関する考察

シリアル通信ではデータをビット (2 進数の桁) に分解し、1 ビットずつ順番に送信する。送信側がデータを出力しても、実際に相手に全て届くまでには時間がかかるため、これは一種のむだ時間と考えることができる。非同期シリアル通信では、データを送るために、スタートビット、データビット、ストップビットを利用する。例えば、スタートビット 1 [bit]、データビット 8 [bits]、ストップビット 1 [bit] であれば、1 キャラクタ (1 [B]) を送るために 10 [bits] を使うこととなる。ボーレートの [bps] という単位は、1 秒間に何 [bit(s)] を送れるかという通信速度である。スタートビットなどの設定を前述の例と同じに設定し、9,600 [bps] で 1 秒間に送ることのできるバイト数 [B/s] は

$$9600 \div 10 = 960 \quad (2.28)$$

となる。(ただ、概算では 9,600 [bps] 時に 1 [B/ms] として計算する場合が多い。) GU-3023 の場合、ボーレート 19,200 [bps]、スタートビット 1 [bit]、データビット 8 [bits]、ストップビット 2 [bits] であり、1 パケットあたり 20 [B] で構成されるため、1 データパケットを送信し始めてから送り終わるまでにかかる時間は次の通りとなる。

$$\frac{1}{19200} \times 11 \times 20 \times 10^3 = 11.5[\text{ms}] \quad (2.29)$$

OEM4-RT2 の場合、ボーレート 115,200 [bps]、スタートビット 1 [bit]、データビット 8 [bits]、ストップビット 1 [bits] である。位置計測データは 1 パケットあたり 104 [B] で構成されるため、次の通りとなる。

$$\frac{1}{115200} \times 10 \times 104 \times 10^3 = 9.03[\text{ms}] \quad (2.30)$$

速度計測データは 1 パケットあたり 76 [B] で構成されるため、次の通りとなる。

$$\frac{1}{115200} \times 10 \times 76 \times 10^3 = 6.60[\text{ms}] \quad (2.31)$$

#### 5. タイマの分解能とカウンタビット幅に関する考察

タイマは、制御演算周期の保持と、サーボパルス等パルス信号の発生やインプットキャプチャ (入力パルス幅のキャプチャ) に使う。タイマ分解能はすでに Table 2.2 に書いたとおり、周辺機能の動作周波数とユーザ側で設定した分周率により

$$(18.432 \div 10)^{-1} = 1/1.8432 \approx 0.543[\mu\text{s}] \quad (2.32)$$

である。制御周期は 20 [ms] とするため、それに対して十分小さい分解能となっているので問題はない。パルス信号の入出力では、サーボモータの角度の分解能が Table 2.3 の通り 0.3 [deg]、これをサーボパルス幅に換算すると 3 [ $\mu\text{s}$ ] であり、タイマとしては 1 [ $\mu\text{s}$ ] 以下の分解能であれば十分と考えられるので、これも問題ないことが分かる。さて、サーボパルス等パルス信号は周期的なものであり、パルス幅のみでなくパルス周期も重要な要素である。本制御装置では制御指令値をサーボパルス処理装置に送る手段として、HD64F7055 において PPM と呼ばれるパルス信号の発生を行うが、これはサーボパルスを一列に並べたようなものであり、最大で 8 チャンネル分が並ぶ。1 チャンネルあたり最大 2,120 [ $\mu\text{s}$ ] で、最後のチャンネルの信号を送り終わった後の待機がおよそ 6,000 [ $\mu\text{s}$ ] と定められている。従って、1 パケットの周期は

$$2120 \times 8 + 6000 = 22960[\mu\text{s}] \quad (2.33)$$

となる。最低この時間タイマカウンタがオーバーフローしなければよい。タイマカウンタは 16 [bits] であるため、分解能と乗算し

$$\frac{1}{1.8432} \times 2^{16} \approx 35555[\mu\text{s}] \quad (2.34)$$

となり、 $22960 < 35555$  であるため、問題なくクリアしている。ちなみに、PPM 信号は前述の通り制御指令値として使うが、8 チャンネルでは制御周期 20 [ms] よりも PPM の送信にかかる時間の方が最大で 2960 [ $\mu$ s] だけ長くなってしまふ。実際には 6 チャンネルで十分、7 チャンネル分送ったとしても 20 [ms] を超えることは稀なので、7 チャンネル以下ならば問題ない。今回の計算では予め分周率を与えたが、実際にはこれら全てを考慮して最適な分周率を導き出す作業を先に行い、その後上記のような確認作業を行うという手順が必要になる。

## 2.5 サーボパルス処理装置

サーボパルス処理装置は、手動操縦と自動操縦とをオンデマンドで切り替えられるように開発したものであるが、それ以外にもさまざまな機能を備え、提案する制御システムの中核を担う装置である。本節では本装置の開発について述べるが、制御装置など他の装置の開発にも直接関連する重要な要素が数多く含まれている。

### 2.5.1 開発の目的

制御演算で得られた制御信号をサーボモータ等にするためには、必然的に、ラジコンヘリコプタの手動操縦システムに手を加える必要が生じる。ただ、手動操縦システムは緊急時の命綱として残しておかなくてはならない。そこで、手動操縦と自律制御をオンデマンドで切り替える必要がある。従来の自律制御システムにおいては、このような切り替え機能がある場合、それを制御装置内部に持たせていたが、その場合は手動操縦信号が制御装置内部を通過することになる。このようなことをしようとする、従来のラジコンヘリの信号線を一度物理的に切る必要があり、信号の流れが複雑になるばかりか、制御装置が誤作動すれば手動操縦システムも断ち切れ、手動操縦が命綱の役割を果たすことができない。そこで、ホビー用ラジコンヘリコプタとの互換性を保ち、既存のラジコン装備品に直接改造の手を加えず、なおかつ手動操縦システムが制御装置の有無や動作状態に依存しない、すなわち制御装置がラジコンヘリコプタのアドインツールであるという考え方に基いてシステムを設計することとし、この切り替え機能を制御装置から分離し、手動操縦システムに属する独立した外部装置として新たに開発した。文献 [35] で述べたものは、この基本的なコンセプトを具体的に実現した初代サーボパルス切替装置 Ver.5 である。Ver.5 は開発からしばらくの年月が経過し、自律制御の研究を進めていく中で設計の古さが目立ち始めてきた。この装置は手作りだったため、激しい振動と砂塵の舞う環境で手付けの配線が剥離する危険性と常に隣り合わせであり、老朽化による故障が心配された。バッテリーも電圧の関係上定められたものしか使えなかった。電源安定化やノイズ対策も皆無だったため、致命傷とはならなかったものの、飛行中たまに誤動作を起こしていた。一方で、研究の傍ら自律制御ヘリの実用化という方向性も具体化しつつあり、実用化実証研究用ヘリコプタに必要な機能を取り入れなくてはならないという課題も生じた。例えば、入力電源電圧の広範化、特殊形状のスウォッシュプレートへの対応、トリム位置の自動記憶、比例定数や符号反転などのような信号の加工、処理チャンネル数の増加などである。そこで、多機能化を行いながら、専用基板の開発で信頼性向上と大幅な小型軽量化を図るべく、サーボパルス処理装置 Ver.7 の開発に着手した。まずは、Fig.2.6 に完成したサーボパルス処理装置の外観の写真を示す。また、文献 [35] を補完する意味で、Ver.5 と Ver.7 との主な違いを Table 2.8 に示す。但し、以後の節では特に Ver.5 と Ver.7 を明確に区別することなく説明を行うこととする。

### 2.5.2 ラジコン用サーボモータとサーボパルス

本研究で使用している小型無人ヘリコプタには、アクチュエータとしてホビー用ラジコンのサーボモータが搭載されている。サーボモータにはサーボホーンと呼ばれる回転体があり、外部から与えられたサーボパルスとよばれるパルス信号の立ち上がり時間幅をサーボホーンの回転角度目標値とし、その角度になるように制御される。Fig.2.7 に仕様を示す。サーボパルスはパルス幅 1520 [ $\mu$ s] を中心とし、最大で  $\pm 600$  [ $\mu$ s] の振幅を持つ。この振幅に対するサーボホーンの回転角 [deg] の比率は 10 [ $\mu$ s/deg] である。サーボパルスは周期的に送受信されるもので、その周期は使用するラジコン機器により異なるが、使用中はほぼ一定値である。

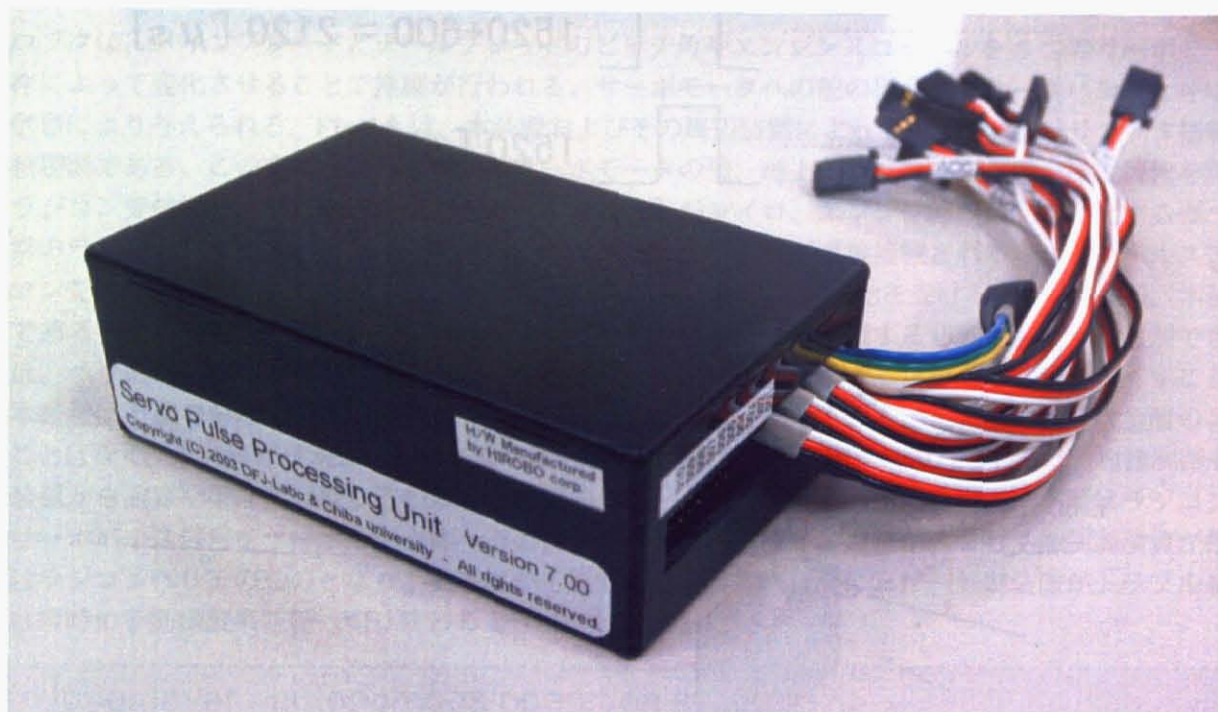
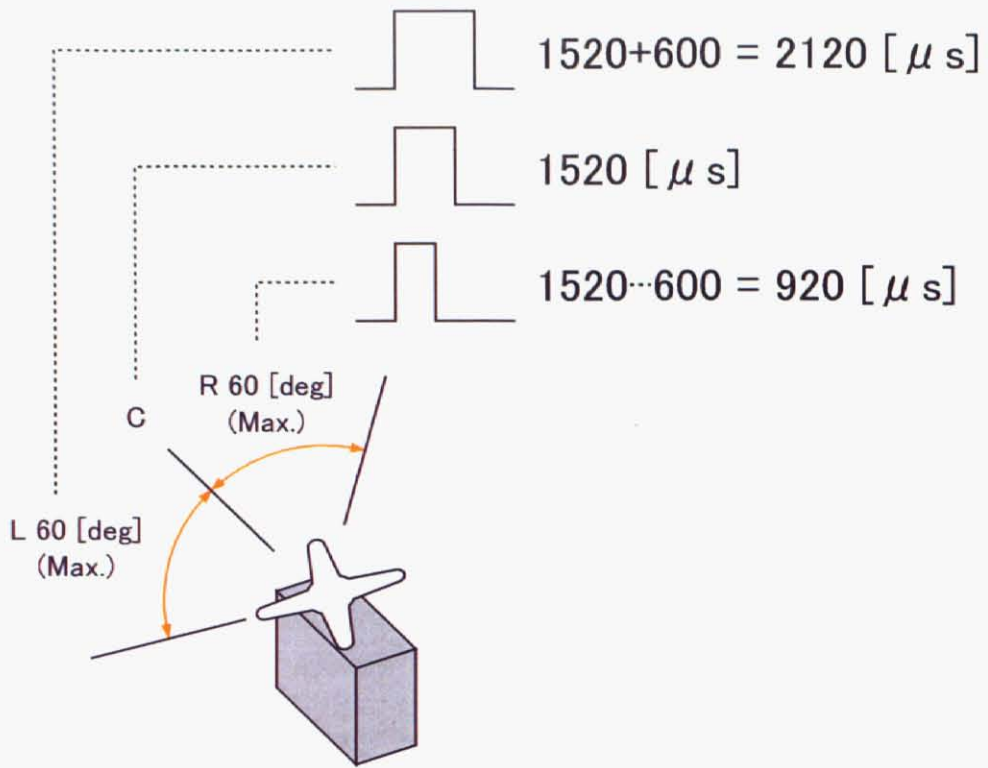


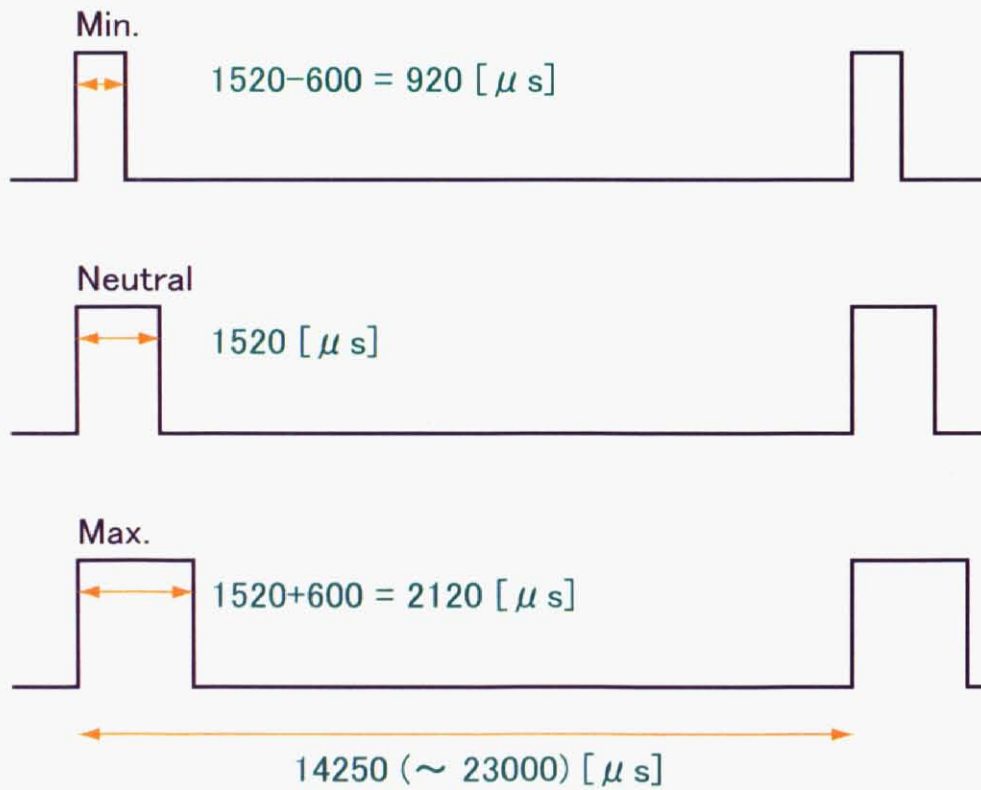
Fig. 2.6: Overview of the servo pulse processing unit

Table 2.8: Comparison between ver.5 and ver.7 of the servo pulse switching/processing unit

	Ver.5	Ver.7	比較
基板枚数	2	1	1枚化
基板サイズ [mm]	95 × 72	80 × 60	29.8 [%] 減
基板層数	2層 CPU ボード + 片面ユニバーサル	4層専用 PCB	専用基板の開発
外形寸法 [mm]	117 × 84 × 41	100 × 65 × 35	43.5 [%] 減
重量 [gf]	250	138	44.8 [%] 減
電源電圧 [V]	2.7 ~ 5.5	2.5 (起動 3.5) ~ 12.0	広範な電源への対応
ノイズ対策	-	GND 層設定	本格的なノイズ対策の実施
サーボケーブル	30 芯標準タイプ	50 芯大電流タイプ	サーボモータの大型化に対応
処理チャンネル数	5	10	2 倍増
信号の加工	不可	可	プロポと同等の機能を搭載
自動トリム記憶	不可	可	RC レートジャイロと同等の機能を搭載
設定の方法	DIP-SW のみ	DIP-SW + コンソール	PC とターミナルソフトで詳細設定可能
設定の記憶	DIP-SW のみ	DIP-SW + EEPROM	記憶可能な設定の種類増加
内部処理の実装	主にループ処理	優先順位付並列処理	処理の効率化と演算負荷の分散
表示器 LED	2 色 (RG) × 2	3 色 (RGB) × 1	色数増と高輝度化による視認性向上



(a) Rotational angle of the RC servomotor



(b) Specifications of the servo pulses

Fig. 2.7: RC servomotors and the specifications of the servo pulses

## 2.5.3 設計のコンセプト

ヘリコプタは、メインブレードとテールブレードのピッチ角やエンジンスロットルを5つのサーボモータの機械的動作によって変化させることで操縦が行われる。サーボモータへの舵の指令は、サーボパルスと呼ばれるパルス幅信号により与えられる。Fig.2.8は、本装置およびその周辺装置によって構成されるヘリコプタ搭載の操縦システムの接続図である。この中には、バッテリーやサーボモータの他、地上のラジコン送信機の操縦情報を無線で受け取るラジコン受信機や、機首旋回動作を安定化するレートジャイロ、エンジン回転数を安定化するガバナがある。通常のラジコンヘリでは、ラジコン受信機とサーボモータ等の間が直接接続される。サーボパルス処理装置はラジコン受信機の後段に挿入され、周辺の装置と同じバッテリーから電源供給を受ける。これにより、本装置は図の下層である手動操縦システムに同化する位置付けとなり、その存在を全く意識する必要なく使うことができる。このことは、ヘリの取り扱いを簡素化することにつながり、人的操作ミスによる事故を根本から無くすことに貢献する。本装置は上層である制御装置とのインターフェースの役割となっているが、下層の構成は上層の有無に依存することなく、本装置が状況にあわせて適切に処理する。すなわち、信号の流れとしては、自律制御モード時は制御装置から演算結果を受け取りその操舵量をサーボモータ側へ出力し、手動操縦モード時はラジコン受信機からのサーボパルス信号をサーボモータ側へそのまま通す。制御装置が非接続か、もしくは制御演算が停止状態の場合はラジコンヘリそのものとなり手動操縦が可能である。自律制御時に万が一制御装置がトラブルを起こした場合は瞬時に手動操縦システム側へ切り替わるようになっている。

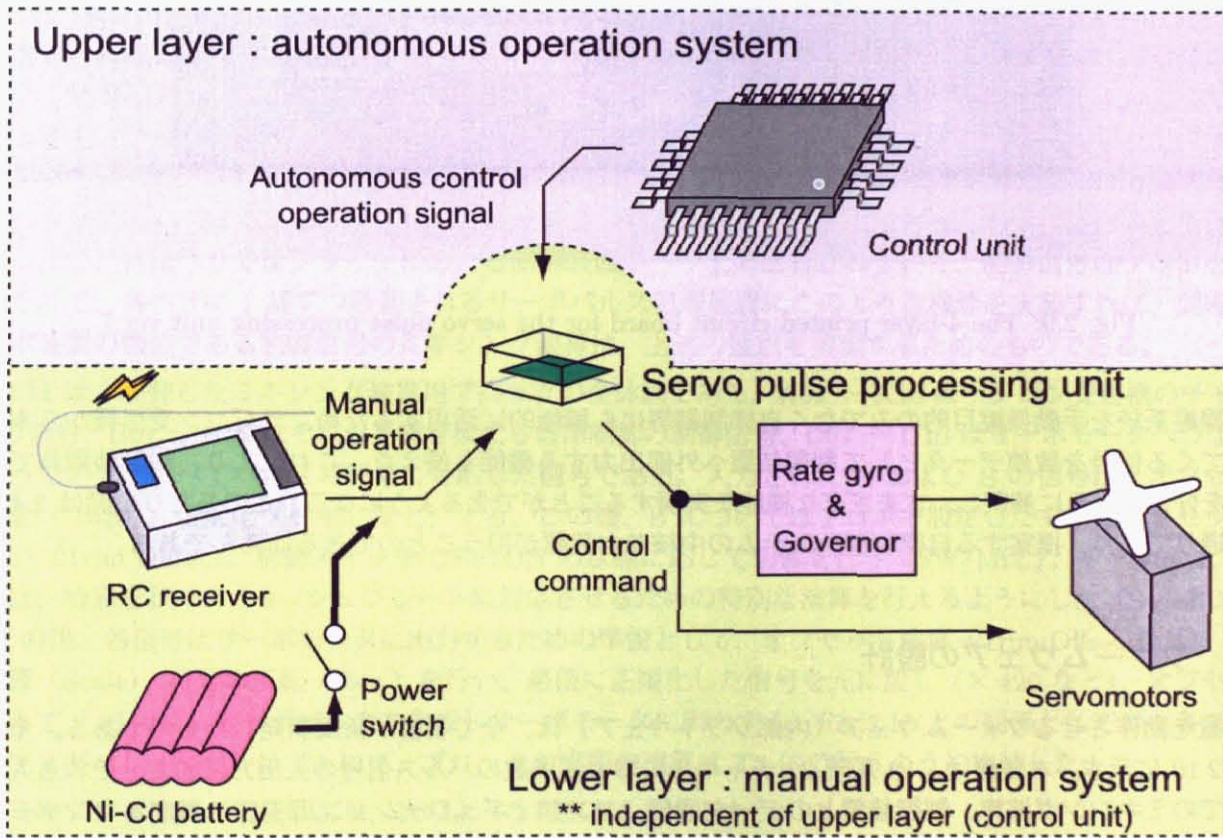


Fig. 2.8: Operation system and autonomous control interface

本装置では、ラジコン受信機やサーボモータ等のラジコン装備品との接続互換性がハードウェア面とソフトウェア面の両方において保たれているため、同一規格の製品であればこれらを別の型式の製品に取り替えても全く同様に使うことができる。これにより、一部部品に故障が発生しても即座に正常品に取り替えるといったことが可能となる。また、市場流通品をそのまま使えるため、コストダウンにも貢献する。

本装置は元々の目的が自律制御トラブル時の手動操縦システムへの切り替えによる安全確保であるため、本装置自身にも可能な限り安全対策を施した。振動に強くするため、専用の4層PCB (Fig.2.9)を開発して手付け配線の

排除と部品点数削減により基板を1枚にし、小型軽量化も同時に達成した。電源は電圧変動に強くするため昇降圧型 DC/DC コンバータを搭載、ノイズは PCB に GND 層を敷くことで対策した。ソフトウェア側では、実装上の工夫により、CPU の暴走時これを瞬時に自動復帰させる機能をウォッチドッグタイマ (WDT) の機能を利用することで実現した。

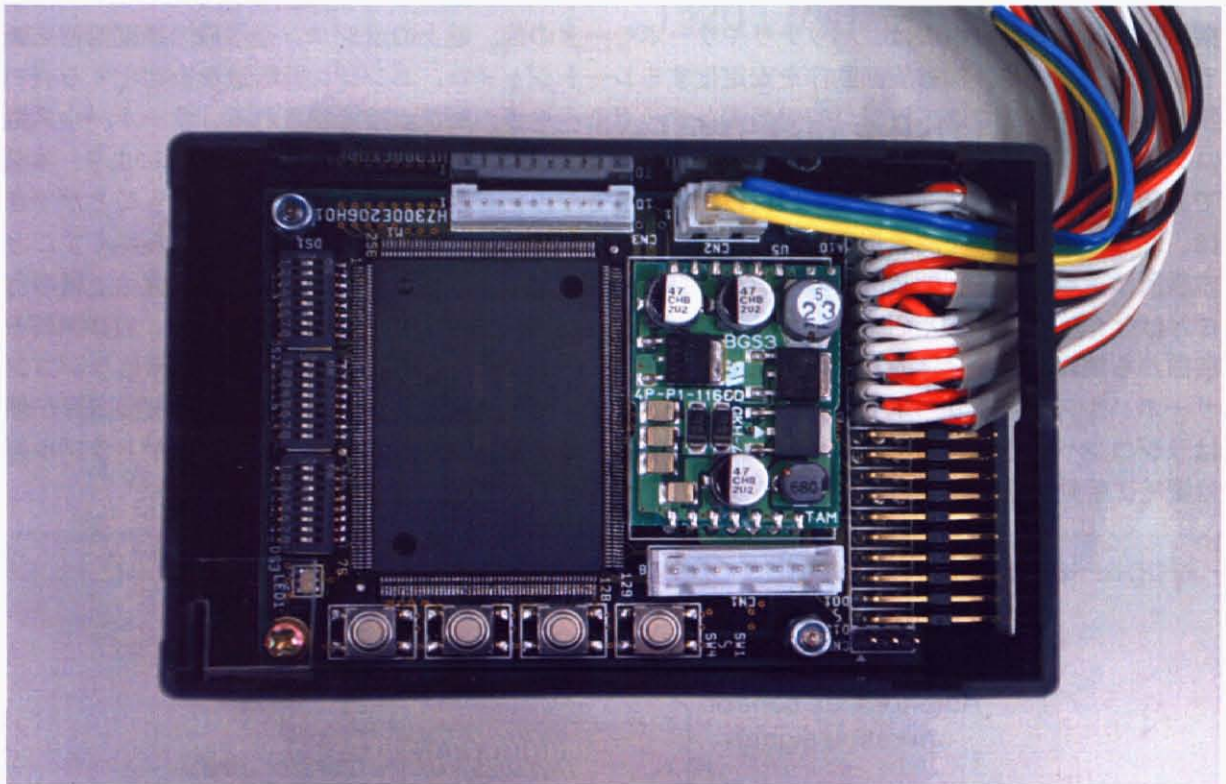


Fig. 2.9: The 4-layer printed circuit board for the servo pulse processing unit ver.7

手動操縦システムを手動操縦目的のみでなく自律制御等にも積極的に活用するため、ラジコン受信機から本装置に送られてくる信号を数値データとして制御装置へ外部出力する機能も備えた。これにより、制御装置側で手動操縦信号を好きなように解釈し、さまざまな機能を実現することができるようになる。このあたりの話は 2.4.1 節で述べた通りであり、提案する自律制御システムの中核を本装置が担うことのできるゆえんである。

#### 2.5.4 ファームウェアの設計

本装置を動作させるファームウェア (内部ソフトウェア) は、全て著者が新規開発したものである。全体構造を Fig.2.10 に示す。本装置は、10 系統 22 チャンネルにおよぶ多数のパルス信号の入出力に加え、それら入力から出力までのミキシング演算、制御装置とのデータ通信、コンフィギュレーション用 PC に対するコンソール入出力、設定保存用 EEPROM の読み書き、そして、安全装置であるウォッチドッグタイマの管理など、非常に多くの機能を持つものとなる。下手な作り方をすると、それぞれの機能のつながりが複雑に絡んで分かりにくくなり、バグの発生や不具合にもつながる。そこで、これら多数の機能をうまくまとめるため、次のような作業を行った。

1. まず、実現したい機能の実装を、1) ハードウェアに対する入出力に直接関係する部分 G1 (Hardware handler modules)、2) 機能を実現する部分 G2 (Task managers)、3) 共通のデータを管理する部分 G3 (Common data memory) の大きく 3 つのグループに分けた。
2. G1 は多数のモジュールに細分化して実装した。具体的には、それぞれのモジュールが機能的に完全独立となるまで細分化を繰り返し、どうしても独立にならないモジュールはここから排除し、G2 に組み入れることとした。

3. G2 では、本装置で実現したい機能の実装をできるだけ独立に分けることと、ウォッチドッグタイマによる安全機能の稼働保証を行うため、1) 制御信号管理 T3、2) 制御装置との通信 T2、3) コンフィギュレーション用 PC との対話 T3、4) ウォッチドッグタイマと EEPROM の管理 T0 の大きく 4 つのタスクに分けた。
4. さらに、T3 ~ T1 の機能の動作を、CPU のハードウェア割り込みで駆動するようにし、割り込み優先順位を  $T3 > T2 > T1 (> T0)$  の順に設定した。

その結果、次のような利点をもたらした。

1. モジュールの独立化・細分化による実装で、多数の機能を実現しながらも、プログラム構造を大変把握しやすくなり、プログラムの動作のチューニングやメンテナンスを行いやすくなった。
2. バグの発生を抑え、仮に発生してもすぐに対処できるようになり、信頼性を高めることに貢献した。
3. ハードウェア入出力に直接関係する G1 のモジュール群は、ライブラリ化することで再利用が可能となった。実際、著者らのグループではこのモジュール群を使って自律制御のプログラムや各種入出力プログラムを多数実装するという実績を挙げている。
4. T3 ~ T0 はマルチタスク・マルチスレッドのような独立した並列動作を行うことが可能となった。結果として、処理のむだを省くことと、優先的に行いたい処理に対して最大限の CPU 演算時間を割り振ることに成功した。

次に、本装置における制御信号の演算ブロックについて説明する。ヘリは各個体ごとに舵の効き方や動作範囲、中立位置など異なるため、通常ラジコンヘリでは、プロポ内にその設定を行い、フライヤは常に同じ操縦フィードバックで手動操縦することができるようになっている。これはフライヤに対して制御指令値を正規化していることに相当する。フライヤが制御装置に置き換わっても同じことである。制御対象の機体が変わるたびに制御アルゴリズムのチューニングをするのは非効率的であり、むしろ、各ヘリ個体毎の特徴であるため、ヘリ側にその設定を覚えこませておくべきである。ラジコンでは操縦者は地上にいるフライヤであるためプロポに設定を行うのもよかったが、自律ヘリではフライヤにあたる制御装置がヘリ上に搭載されていて、制御信号はプロポを経由しない。そこで、各ヘリに 1 基ずつ搭載されるサーボパルス処理装置にこのような機能を実装すれば、問題は解決する。本装置の機能である制御信号のミキシング演算は、上述の要求を実現するためのものである。

Fig.2.11 は、開発したミキシング演算用ブロックの全体図である。A01 ~ A10 はラジコン受信機のチャンネル 1 ~ 10 の信号、B01 ~ B10 はそれらを置き換える自律制御の制御信号、D01 ~ D10 はサーボモータへつながる信号となっていて、すべてパルス時間幅に対応した信号である。入力された A および B の信号は、オフセットを差し引き (-1520)、正規化 ( $\div 420$  など) する。この後、B についてはプロポで設定したトリムオフセットの調整を行い (Trim Offset)、制御スイッチ OFF/ON の状態に応じて切替を行う (SW/Mix.)。チャンネル 1, 2, 6 については、特殊形状のスウォッシュプレートに対応させるための特別な演算を行えるようにした (Swash Mix. まで)。その後、各信号はサーボモータに出力するための準備として、オフセット演算 (Trim Offset など)、比例定数の乗算 (Scale)、符号の反転 (Rev.) を行い、最後に正規化した信号を元に戻し ( $\times 420$  など)、オフセットを付け加えて (+1520)、サーボパルスを生成しサーボモータに出力する。Fig.2.10 との関係としては、各ブロックのコンフィギュレーションは T1 にて、ブロックの実際の演算は T3 にて行うように実装した。

このミキシング演算の実装により、次のような利点をもたらした。

1. 制御装置側のソフトウェアは制御アルゴリズムの演算のみに専念できることとなる。したがって、制御の開発の手間を大幅に削減し、また、制御装置にかかる演算負荷を少なくすることが可能となった。
2. プロポについては、ほぼ工場出荷時設定の状態でも当該ヘリを操縦できるようになり、従来は機体の台数分だけプロポを用意しなければならなかったが、本装置を搭載する全てのヘリを 1 つのプロポで使いまわすことが可能となり、コスト削減に貢献した。

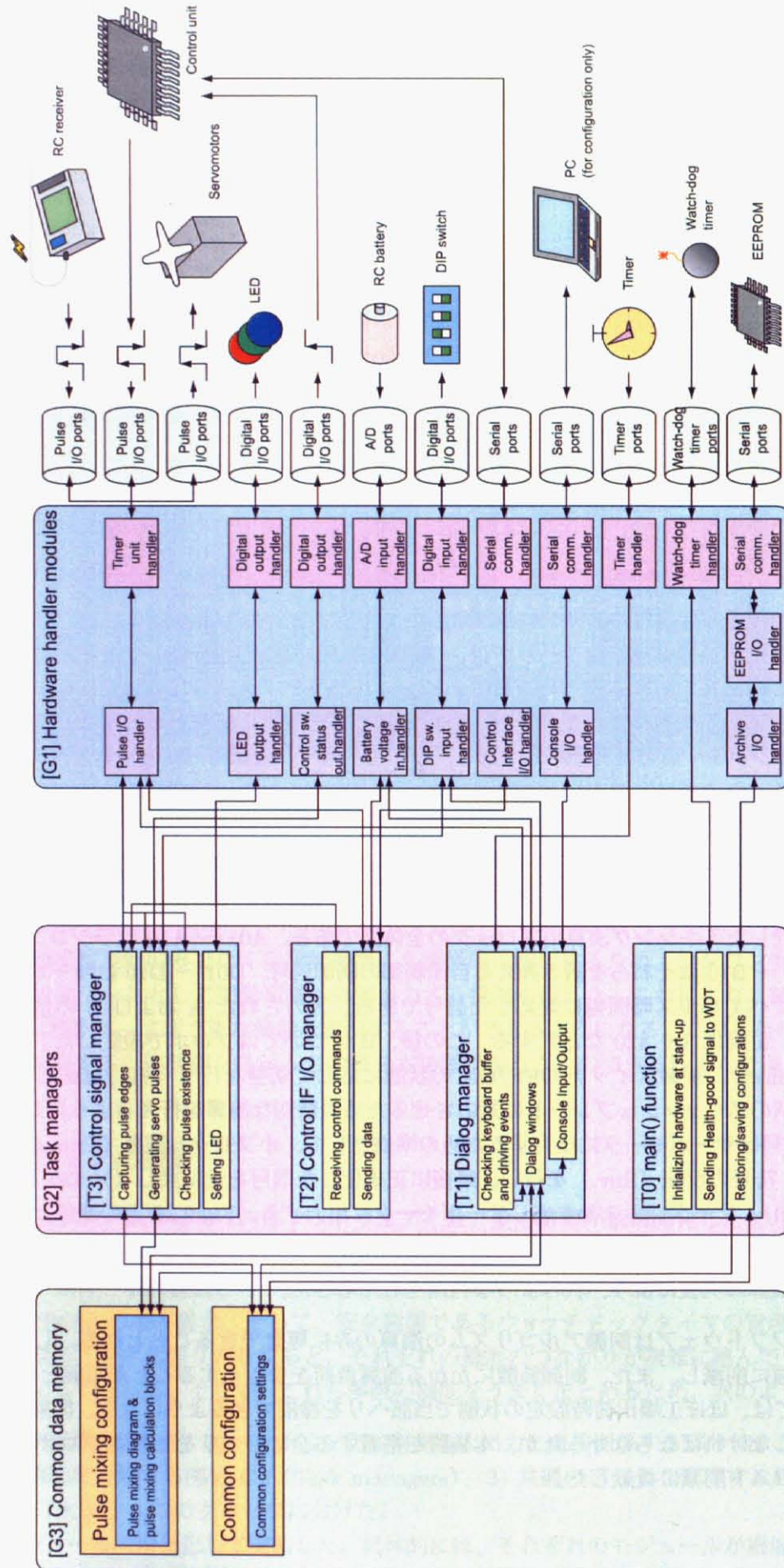


Fig. 2.10: Firmware structure of the servo pulse processing unit

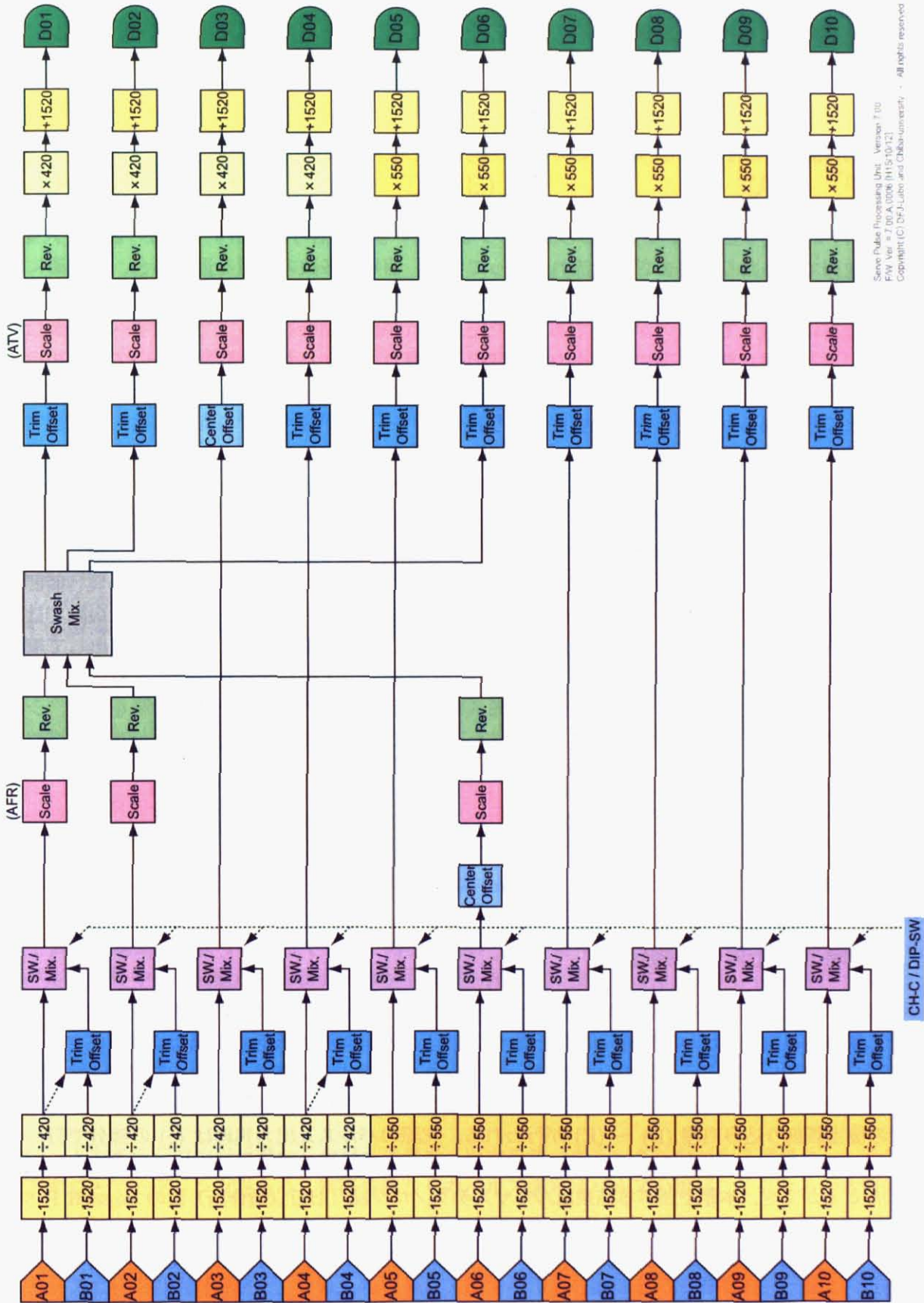


Fig. 2.11: Pulse mixing diagram of the servo pulse processing unit

## 2.6 むだ時間を保証するファームウェアの設計技法

本節では、制御のことを考えた制御用機材の設計の一例として、サーボパルス処理装置を例に取り、装置の入出力信号間に発生するむだ時間がある上界値以内に保証するためのファームウェアの設計技法について述べる。

### 2.6.1 制御用機材に対する制御のための性能保証の必要性

小型無人ヘリの自律制御に用いている機材は、細かなものまで含めると実に多数に及び、それらの組み合わせにより制御システムが成り立っている。制御の閉ループを一巡する間に信号が経由する装置の個数も大変多く、直列であったり並列であったりとさまざまな流れになっている。信号が多数の装置を通る場合、各装置における出力信号が入力信号をどのように変化させるかということ、常に意識する必要がある。もちろん、代表的な特性は各機材の仕様書に記載してあるのが普通である。ただ、それが自動制御を行う上で考慮すべき必要な全ての仕様を規定しているとは限らない。殊に、入出力信号間の伝送遅れ、すなわちむだ時間については、規定されていないことが多い。時間保証という考え方の必要性は、最近のリアルタイム OS の開発などによって次第に認知されてきたところであるが、さまざまな要因により技術的ハードルが高く、それを製品として実現するのは実際問題として難しい。本研究のように、ループ一巡の間に通る装置の数が多い場合、むだ時間の累積およびむだ時間の変動の累積が閉ループの安定性に大きな影響を及ぼすことになる可能性もある。

本節では、サーボパルス処理装置を例にとり、サーボパルス信号が入力されてから本装置を通して出力されるまでのむだ時間を不変な一定値に保証するファームウェアの設計技法を、一例として述べる。第1段階として、ファームウェアのプログラムをCPUシミュレータで動作させ、タイムクリティカルな各処理の実行時間とその開始遅延時間の期待値を概算し、パルス制御信号の入出力間むだ時間の上界値を保証した。第2段階では、これらのパルス信号の周期と入出力間むだ時間との関係を解析的に定式化し、離散時間の関係式を導出して線形時不変連続時間の数式モデルに変換した。さらに、これに基づいて本装置の入出力間むだ時間に対し、本装置内部で比例制御のマイナーループを構築し、入出力同期による入出力間むだ時間の最小化と変動抑制を行い、シミュレーションおよびテストベンチによる実験で実証した。あわせて、ここで議論する入出力間むだ時間が自律制御に及ぼす影響をシミュレーションをもとに考察した。

本節で対象とするサーボパルス処理装置は、前節までで述べたものとは異なり、Ver.7を開発する前にこのプロトタイプとなったもの(Ver.6)である。現在のVer.7のファームウェアはここで述べる設計手法で実装されたものではないので注意されたい。

### 2.6.2 むだ時間の上界値の規定

サーボパルスの入出力は、処理の遅延による誤動作を防ぐため、ハードウェア割り込みにより実装している。ここでは、その割り込み処理にかかる処理時間等を調べ、割り込み処理関数が大きな遅延なく呼び出されてリアルタイム処理が達成されているかどうかについて検討した。Fig.2.12に割り込み処理の流れを時間軸上に示す。ハードウェアから割り込み要求発生(A)の後、優先順位が同一もしくはより高い割り込み処理を行っている最中は待機し(a)、その後当該割り込み処理(B)～(E)が行われる。実際のパルス入出力処理は(c)の部分で行われる。一連の処理の終了後は次回の割り込み要求発生(A')まで他の処理が行われる。(b)、(c)、(b')はCPUシミュレータ等により知ることができ、本節で述べる結果はルネサステクノロジ社(旧日立製作所)製のSuperH RISC engine C/C++コンパイラパッケージVer.6に付属のHitachi Debugging Interfaceによりシミュレーションを行っている。(a)はランタイムに決まるものであるが、パルスの規格等に照らし合わせて許容最大値を与えることは可能である。ここで

$$\Sigma(b) + (c) + (b') < \min\{\max(a)\} \quad (2.35)$$

となれば、仮に全ての割り込み要求が同時に発生しても全ての割り込み関数が当該周期内に処理されることとなり、入力パルスの取りこぼしなどの処理の遅延は発生しない。従って、上式が達成されるかどうかを調べればよい。

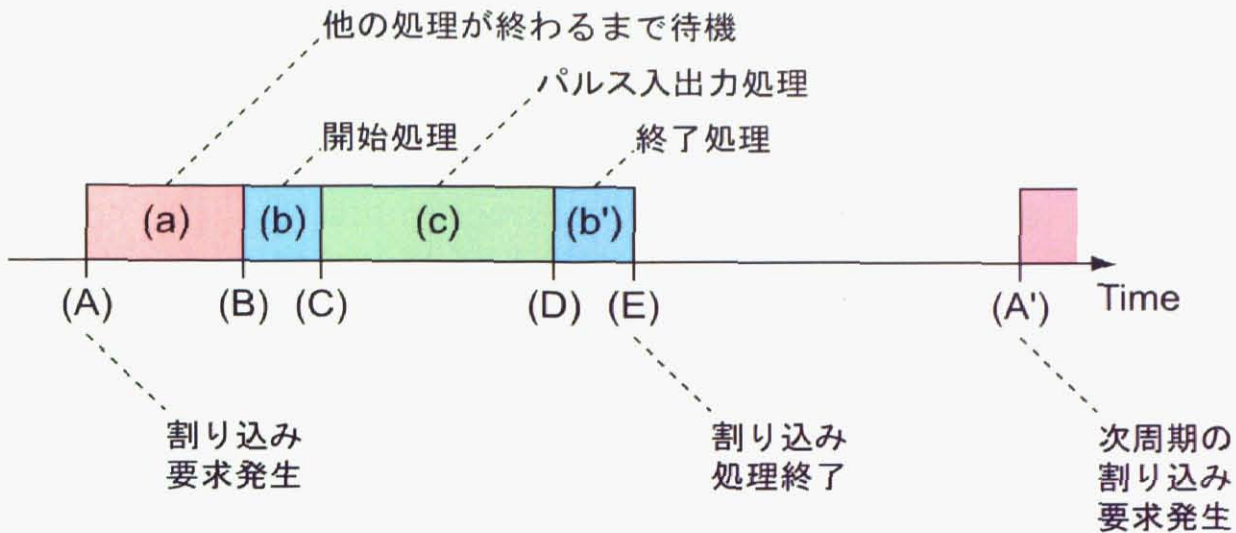


Fig. 2.12: Interrupt flow

対象とする装置にはパルス入出力処理として 24 個のハードウェア割り込みが使われている。これら全ての呼び出し優先順位を同一に設定した。それぞれの割り込み関数について、その処理にかかる時間を Table 2.9 に示した。その他の割り込み関数については、必ずこの表中で示したいずれかと同じ処理を行っている。チャンネル A01 ~ A10 はラジコン受信機からのパルス入力である。パルス入力ポートがアップエッジを検出したときとダウンエッジを検出したときの両方で割り込み関数が呼び出される。ラジコン受信機からの入力に関わる割り込み関数の数は、全体の中に占める割合が最も多い。チャンネル B は制御装置からのパルス入力である。これもパルス入力ポートがアップエッジを検出したときとダウンエッジを検出したときの両方で割り込み関数が呼び出される。チャンネル D はパルスの出力を担当する。これについては、パルスのダウンエッジを出力する場合にのみ割り込み関数が呼び出される。Ovf.chk. はタイマカウンタのオーバーフローに伴う処理で、入力パルス信号の有無の判別に使っている。(b) は割り込み処理の前処理にかかる時間で、CPU の割り込み応答時間  $0.610 [\mu\text{s}]$  と割り込み応答から処理本体を開始するまでの処理にかかる時間  $1.53 [\mu\text{s}]$  との和である。(c) は割り込み処理の本体を実行するのにかかる時間である。(b') は割り込み処理の本体を終了してから割り込み処理を完了させる終了処理にかかる時間である。表から分かるとおり、 $\Sigma (b) + (c) + (b')$  は  $\min\{\max(a)\}$  よりも十分小さく、処理の遅延は発生しないことが示された。本装置が出力するサーボパルス信号の周期に関しては、チャンネル D の割り込み関数が 5 回呼び出されて 1 周期を構成するようになっているため、 $14,250 [\mu\text{s}]$  が周期となる。結果として、ラジコン受信機からのサーボパルス信号や制御装置からの制御信号が本装置へ到着した後、 $14,250 [\mu\text{s}]$  以内に必ずサーボモータへ制御信号が出力されることが保証できた。

### 2.6.3 入出力間の関係の定式化

本節では、入力をラジコン受信機からのパルス信号、出力をサーボモータへのパルス信号とし、その関係を数式で書き表すことでモデリングを行う。制御装置からのパルス信号はパルスの規格こそ異なるが本質的には同じである。

Fig.2.13 は、横軸を時間にとり、本装置の入出力パルスの様子と入出力間むだ時間を表したものである。一番下の段はアップエッジの絶対時刻を、その上の 2 組は入出力パルスの波形とその周期を、一番上の段は入出力間むだ時間を、それぞれ表すものである。 $t_1(k)$ ,  $t_2(k)$  等で表されるのは離散的時刻であり、 $T_1(k)$ ,  $T_2(k)$  等は周期を表す。入出力間むだ時間  $T_d$  は次式で表される。

$$T_d(k) = t_2(k) - t_1(k) \quad (2.36)$$

Table 2.9: Examples of the pulse I/O processing time

CH.	I/O	Pulse edge	Cycle [ $\mu$ s]	(b) [ $\mu$ s]	(c) [ $\mu$ s]	(b') [ $\mu$ s]	(b)+(c)+(b') [ $\mu$ s]	max(a) [ $\mu$ s]
A01	In	Up	14,250	2.14	1.93	1.32	5.39	915
		Down	14,250	2.14	3.87	1.32	7.33	12,123
A02	In	Up	14,250	2.14	1.83	1.32	5.29	915
		Down	14,250	2.14	3.61	1.32	7.07	12,123
A03	In	Up	14,250	2.14	1.93	1.32	5.39	915
		Down	14,250	2.14	3.87	1.32	7.33	12,123
A04	In	Up	14,250	2.14	1.93	1.32	5.39	915
		Down	14,250	2.14	3.87	1.32	7.33	12,123
A05	In	Up	14,250	2.14	1.83	1.32	5.29	915
		Down	14,250	2.14	3.61	1.32	7.07	12,123
A06	In	Up	14,250	2.14	1.93	1.32	5.39	915
		Down	14,250	2.14	3.87	1.32	7.33	12,123
A07	In	Up	14,250	2.14	1.93	1.32	5.39	915
		Down	14,250	2.14	3.87	1.32	7.33	12,123
A08	In	Up	14,250	2.14	1.88	1.32	5.34	915
		Down	14,250	2.14	3.71	1.32	7.17	12,123
A09	In	Up	14,250	2.14	1.83	1.32	5.29	915
		Down	14,250	2.14	3.61	1.32	7.07	12,123
A10	In	Up	14,250	2.14	1.93	1.32	5.39	915
		Down	14,250	2.14	3.76	1.32	7.22	12,123
B	In	Up	800 (min.)	2.14	3.41	1.32	6.87	393
		Down	800 (min.)	2.14	4.12	1.32	7.58	392
D	Out	Down	2,850	2.14	19.3	1.32	22.76	707
Ovf.chk.	-	-	26,667	2.14	12.6	1.32	16.06	26,651
							$\Sigma$ (b)+(c)+(b') = 179	min{max(a)} = 392

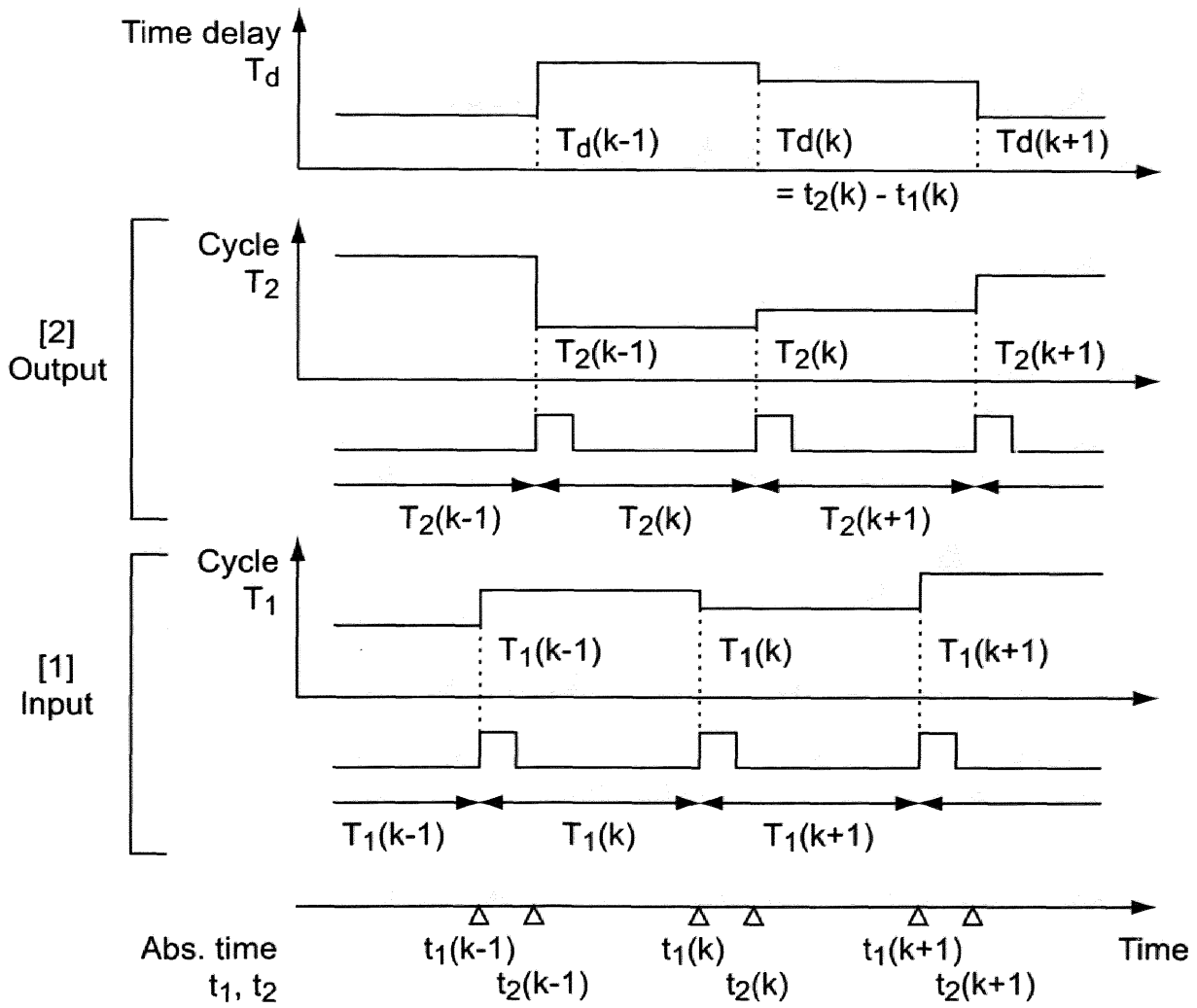


Fig. 2.13: Pulse I/O and time delay

前節では、この  $T_d(k)$  の上界値を

$$\begin{aligned} |T_d(k)| &\leq 14.25[\text{ms}] \\ k &= (0, \infty) \end{aligned} \quad (2.37)$$

として保証したが、入出力間の同期をとっていなかったため上界値以内での変動は認めていた。以後の節では最終的に  $T_d(k)$  をある一定値  $T_{dr}$  付近に拘束する制御を行うことを目的とする。すなわち、制御量を

$$\begin{aligned} y_1 &= T_{dr} - T_d \\ y_2 &= T_2 - T_1 \end{aligned} \quad (2.38)$$

で定義し

$$y_1, y_2 \rightarrow 0 \quad (2.39)$$

を評価する。ここで、 $T_{dr}$  は  $T_d$  に対する目標値である。周期とむだ時間との関係式は次式である。

$$T_d(k+1) = T_d(k) + T_2(k) - T_1(k) \quad (2.40)$$

便宜上、 $k \rightarrow t$ ,  $(k+1) \rightarrow (t + \Delta t)$  と書きかえると

$$T_d(t + \Delta t) = T_d(t) + T_2(t) - T_1(t) \quad (2.41)$$

ここで、上式と式 (2.38) より

$$\Delta y_1 = -y_2 \quad (2.42)$$

が導かれる、ただし  $\Delta y_1$  はある微小時間  $\Delta t$  における  $y_1$  の変化量である。 $\Delta t \rightarrow 0$  とすれば

$$dy_1 = -y_2 \quad (2.43)$$

であり、両辺を積分した形で書けば

$$y_1 = -\int y_2 + C \quad (2.44)$$

となる。また

$$|dy_1| < \left| \frac{dy_1}{dt} \right| = |\dot{y}_1| \quad (2.45)$$

従って、式 (2.39) は次式に置き換えられる。

$$y_1, \dot{y}_1 \rightarrow 0 \quad (2.46)$$

式 (2.43), (2.44), (2.46) から、次のことが分かる。

1.  $y_1$  を収束させられれば通常  $\dot{y}_1$  も収束させられると考えられ、 $y_2 (= dy_1)$  も同時に収束させることができる。
2.  $y_1$  を収束させるには  $y_2 \rightarrow 0$  すなわち入力信号と出力信号の周期が同一となる必要がある。
3.  $y_1$  は積分定数  $C$  が不明なことやドリフト発生の可能性など、 $y_2$  すなわち  $T_1$  および  $T_2$  のみで計測することは不可能である。結局、 $y_1$  を計測するには絶対時刻  $t_1, t_2$  を計測しなければならない。

ここからは、上述のことを踏まえ、制御量として  $y_1$  のみを考える。制御入力を次式で定義する。

$$\begin{aligned} T_2 &= \bar{T}_2 + \Delta T_2 \\ u &= \Delta T_2 \end{aligned} \quad (2.47)$$

これは、出力パルスの周期を微調整することで入力パルスの時刻と出力パルスの時刻とを同期させようという考え方により定義したものである。 $T_2$  は出力であるため本装置から任意に指定できる。 $\bar{T}_2$  は周期の基本成分であり、そこからの変動分  $\Delta T_2$  を制御入力とする。式 (2.41) に代入し

$$T_d(t + \Delta t) = T_d(t) + \bar{T}_2(t) + u(t) - T_1(t) \quad (2.48)$$

ここで

$$\begin{aligned} \bar{T}_2(t) &= T_1(t - \Delta t) \\ \bar{u}(t) &= \frac{u(t)}{\Delta t} \end{aligned} \quad (2.49)$$

とし、式 (2.48) を変形すると

$$\frac{T_d(t + \Delta t) - T_d(t)}{\Delta t} = -\frac{T_1(t) - T_1(t - \Delta t)}{\Delta t} + \bar{u}(t) \quad (2.50)$$

$\Delta t \rightarrow 0$  とすれば

$$\dot{y}_1 = \dot{T}_d = -\dot{T}_1 + \bar{u} \quad (2.51)$$

が導かれる。しかし、式 (2.51) は外部信号  $-\dot{T}_1$  が加算されたアフィン形式となっているので取り扱いが面倒である。ただ、実際の使用状況において  $T_1$  の変動は非常に小さく、 $\dot{T}_1$  を無視して次式の公称モデルを得る。

$$\dot{y}_1 = \bar{u} \quad (2.52)$$

出力方程式を含めると次式である。

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= 0 \times y_1 + 1 \times \bar{u} \\ y_1 &= 1 \times y_1 + 0 \times \bar{u} \end{aligned} \quad (2.53)$$

これは、単純な積分器である。原点に 1 つ極を持つ準安定系であり、 $y_1$  を直接計測できれば明らかに可制御かつ可観測である。

### 2.6.4 入出力間むだ時間の変動を拘束する制御

2.6.2 節では、コンピュータの処理能力に余力があることを示せたが、小型マイコンでの高度な補償演算処理は無理があるので、最も単純な比例制御を試みる。入出力信号の制御指令値はパルス立ち上がり幅で与えられ、これとパルス周期とは互いに独立であるので、基本的にむだ時間変動拘束制御は割り込み処理への単純な処理追加で行えるものである。

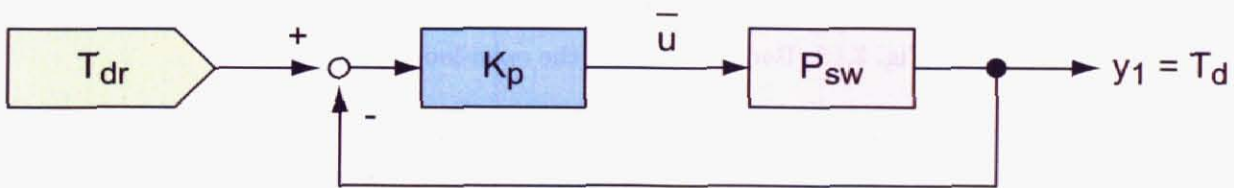


Fig. 2.14: Closed loop system of the time delay control

Fig.2.14 は、式 (2.53) のモデル  $P_{sw}$ 、比例ゲイン  $K_p$ 、および目標値  $T_{dr}$  を含む閉ループ系のブロック線図である。この系では外乱は存在しないので、 $P_{sw}$  の特性より目標値への追従は可能である。 $T_d$  をより早く収束させるには  $K_p$  のゲインを高めればよいが、この制御を離散時間で行うことや  $P_{sw}$  自体が元来離散時間系であることを考えると  $K_p$  には安定限界が存在する。このような安定解析は非常に難しいので、ここでは制御周期をむだ時間項として付加した開ループ特性から  $K_p$  の上限を与えるにとどめる。制御周期を  $\Delta t_c$  とし、開ループ伝達関数を次式で与える。

$$\frac{K_p}{s} e^{-\Delta t_c s} \quad (2.54)$$

$s = j\omega$  として変形すると

$$\frac{K_p}{\omega} e^{-j(\frac{\pi}{2} + \Delta t_c \omega)} \quad (2.55)$$

位相交差角周波数は

$$\omega_{cp} = \frac{\pi}{2\Delta t_c} \tag{2.56}$$

であり、ゲイン余裕を確保するには

$$K_p < \frac{\pi}{2\Delta t_c} \tag{2.57}$$

が条件であることが分かる。なお、Fig.2.15 に開ループボード線図を示す。今回は  $\Delta t_c = \bar{T}_2 = 14.25$  [ms] とし、 $\omega_{cp} = 110.2$  [rad/s]、 $K_p < 110.2$  となるので、十分余裕をもって  $K_p = 14$  とした。

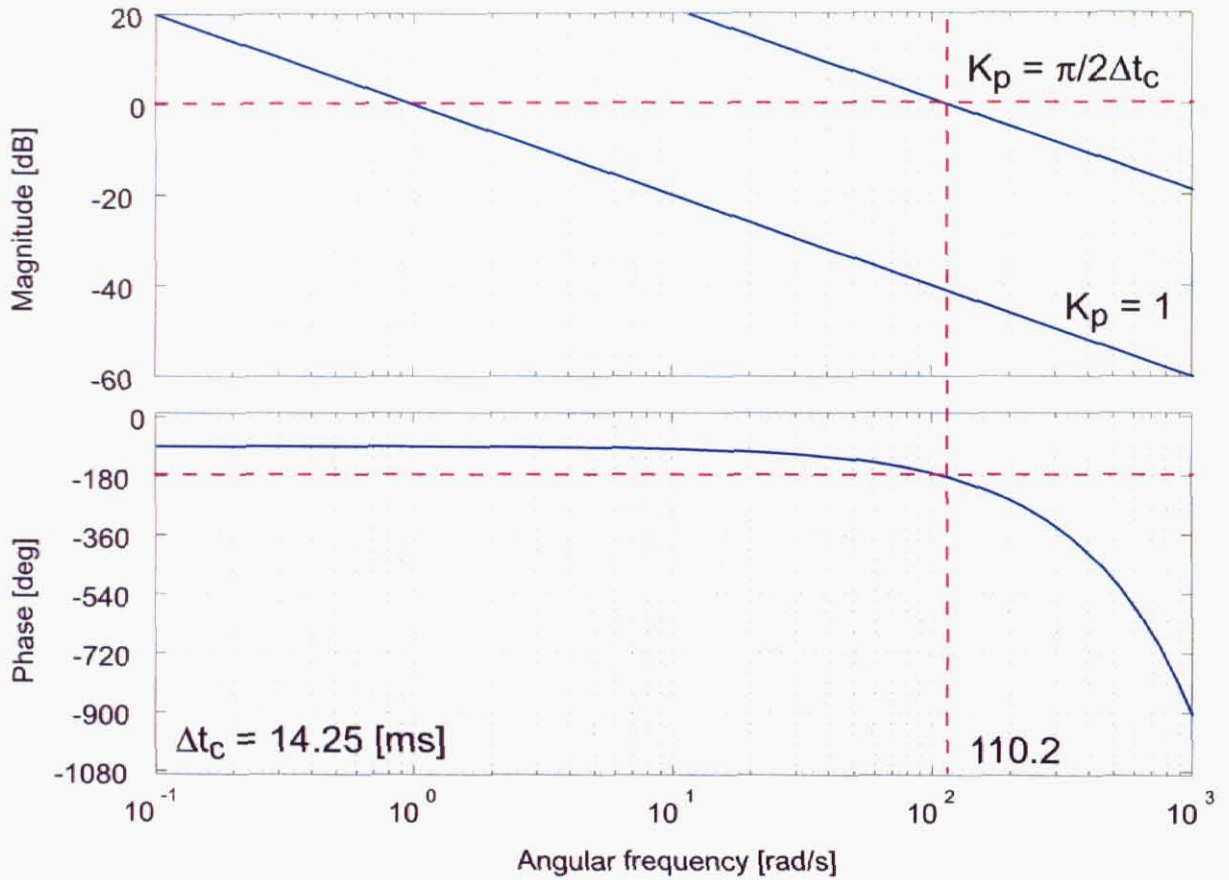


Fig. 2.15: Bode diagram of the open-loop system

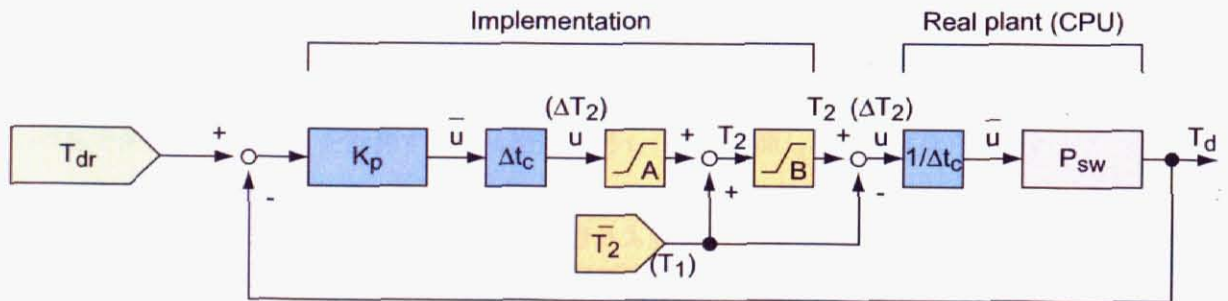


Fig. 2.16: Implementation of the closed-loop system for the time delay control experiment

制御系を実際にも実装する場合の閉ループ系は Fig.2.16 となる。 $\bar{u}$  と  $u$  を相互変換することと  $u$  および  $T_2$  に制限 (A:  $-500 \sim 500$  [ $\mu s$ ], B:  $14175 \sim 23050$  [ $\mu s$ ]) をかけることが Fig.2.14 とは大きく異なる。シミュレーションと実験の結果を Fig.2.17 に示す。Fig.2.17(a) は制御入力  $u = \Delta T_2$ 、Fig.2.17(b) は  $T_2$ 、Fig.2.17(c) は制御量  $T_d$

の時刻暦応答である。また、いずれも実線が実験、一点鎖線がシミュレーションを示し、点線は目標値  $T_{dr}$  である。目標値追従性能は実験とシミュレーション共良好である。また、実験とシミュレーションとの一致も良好で、解析的モデリングの妥当性が示せた。入力信号が手動操縦と自律制御で切り替わることを想定し、 $T_{dr}$  には 3000 [ $\mu\text{s}$ ] と 7000 [ $\mu\text{s}$ ] を交互に入力したが、この場合も目標値追従が行えている。なお、前者から後者への変化の際の  $T_d$  の追従は早く、逆は遅い。これは、飽和 B の影響によるものである。 $T_{dr}$  に 0 を与えないのは、入力側ダウンエッジが出力側アップエッジより十分前でなくてはならないためである。実験の  $T_d$  が  $+\infty$  側にずれて定常偏差となっているのは、 $T_1$  の計測ノイズと離散時間制御によるものと考えられる。実際の  $T_d$  の値をシンクロスコープで計測すると、 $T_d$  は正確な値が計測できず概算値で代用して制御したため、グラフよりもわずかに  $+\infty$  側にずれている。

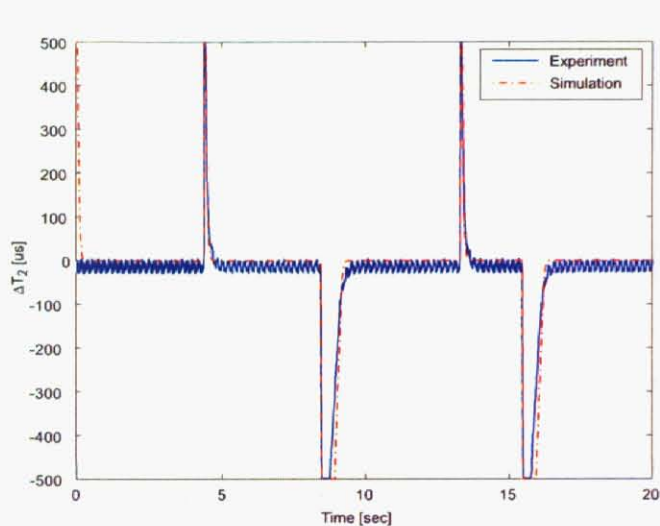
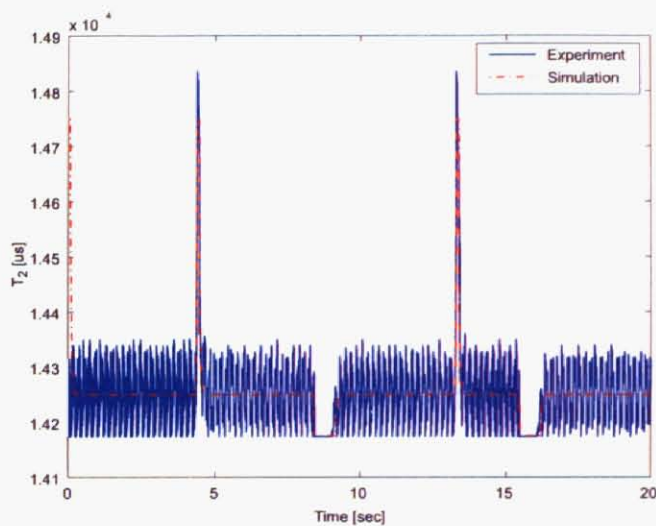
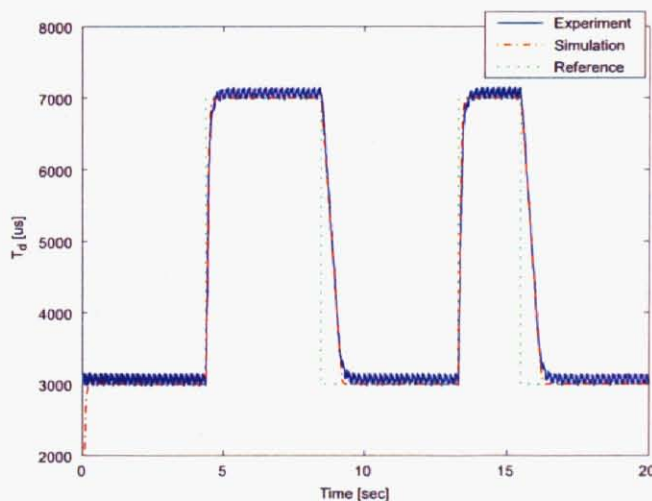
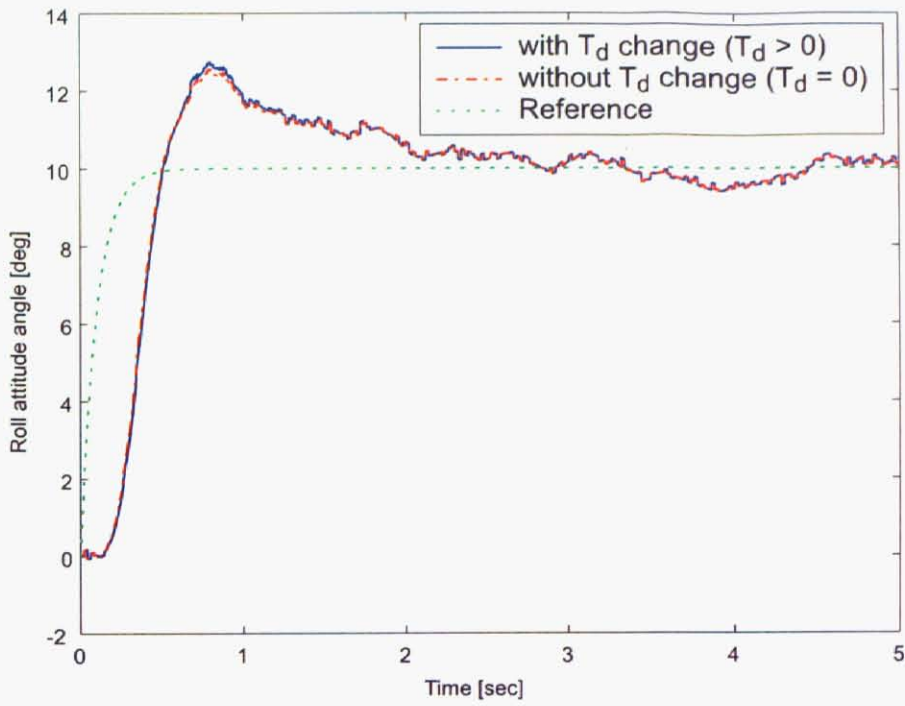
(a)  $u = \Delta T_2$ (b)  $T_2$ (c)  $y_1 = T_d$ 

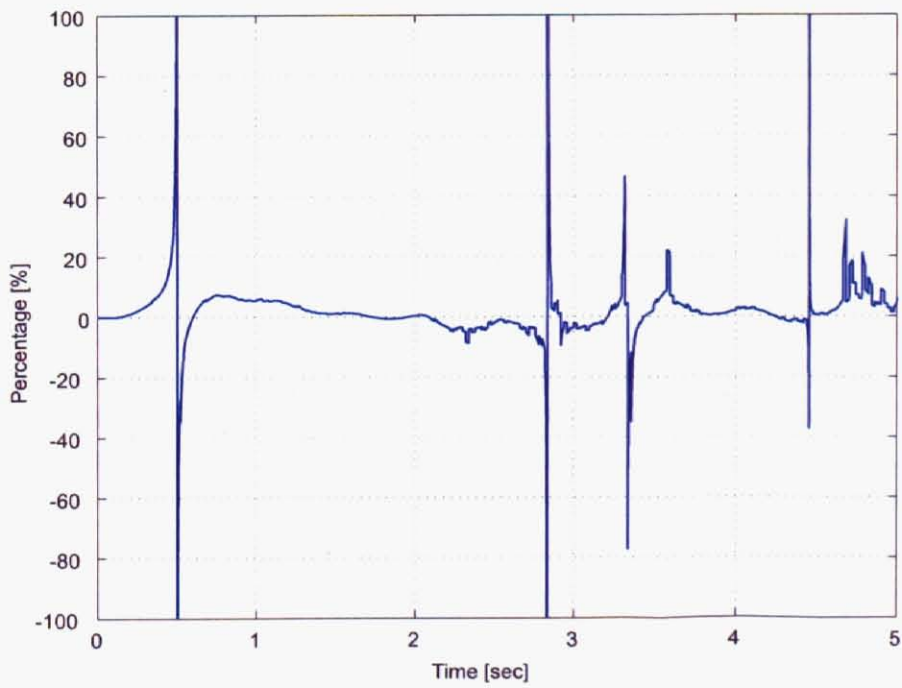
Fig. 2.17: Results of I/O synchronization and time delay control

最後に、ここまでで論じた入出力間むだ時間が自律制御に及ぼす影響を、ロール軸 PID 姿勢制御系でシミュレーションした。Fig.2.18(a) は姿勢角度の時刻暦応答であり、Fig.2.18(b) は追従偏差の比である制御性能劣化率を表す (+ 側で悪化)。過渡応答の収束後は影響がほとんど差が見られないが、過渡状態においては性能劣化の度

合いが比較的大きく瞬間的に 20 [%] 程度となることが確認された。このシミュレーションで変動させたむだ時間はサーボパルス処理装置の分だけであるため悪影響は少なめで済んでいるが、数多くの装置が絡んできた場合には、大きな影響となる可能性がある。



(a) Roll attitude



(b) Percentage

Fig. 2.18: Influence of time delay variation upon autonomous control performance

## 2.7 結論

本章では、小型無人ヘリコプタの自律制御システムの開発に関して述べた。その中で得た成果と結論は次の通りである。

### 1. 制御用機材の設計指針、設計仕様の提示と具体的考察

- 小型無人ヘリは、ペイロード等の厳しい制約から、他とは一線を画するハードウェアの設計、開発に対する考え方が必要である。
- 本章では、制御システムのハードウェアを設計するにあたって、制御用機材として満たすべき仕様および自律制御を行う上で考慮すべき仕様を提示し、設計指針を与えた。
- 制御用機材の自律制御に直接関係する特性は、細かい点に注意しながら一つ一つ詰めていくことが重要である。そのためにも、開発した自律制御システムの各構成要素個々の仕様について、分かる限りで明らかにした。
- さらに、それら各構成要素を組み合わせたときに所望の適正な性能を確保できるかどうかを、具体的に考察した。
- また、その結果から現在のハードウェアを用いた場合の自律制御に関係する仕様を明らかにすることができた。

### 2. 独自のコンセプトに基づく自律制御システムの提案

- 無人ヘリの自律制御の研究において、その自律制御システムのハードウェアの開発に独特な視点で取り組んだ例はない。本研究では、制御対象の特徴を踏まえ、それを生かすようなシステム設計を考案した。
- 本研究の制御対象である小型無人ヘリは、ホビー用ラジコンヘリで標準的に使われる機材を装備している。これらラジコン機器を活用する形態を考えた。
- サーボパルス処理装置およびパルスジェネレータの2つの装置を新規開発し、制御システムの中核に据え、ラジコン機器と自律制御用機材とを融合させた。
- その結果、信号伝送経路を複数持ち、通信帯域の分割や重い演算処理の複数CPUへの分担などが可能となり、また、制御閉ループを柔軟かつ複数構築できるシステムとなるなど、スケーラビリティに富む自律制御システムを実現することができた。ハードウェアの拡張やさらに高度な技術を用いた制御の際にでも柔軟に対応できるものである。本研究の機体規模を対象とした自律制御システムとしては、他に類を見ないものである。
- 同時に、2つの新規開発の装置によりラジコン機器と制御用機材とをシームレスに結合できるようにしたことで、本研究の対象と同種のラジコンヘリであれば簡単に自律制御を搭載できるようになり、さらに、市販のラジコン機器をそのまま利用できることによるコストダウンや利便性・安全性・信頼性の向上を実現しつつ、一方でラジコン用プロポ等を自律制御時にも積極的に活用できるシステムを実現することができた。

### 3. サーボパルス処理装置の開発

- 本装置は、手動操縦と自律制御とをオンデマンドで切り替えることを主目的として開発を始めたものである。ただ、本装置は手動操縦システムと自律制御システムの両方を司る立場になることから、提案した自律制御システムを具体化する様々な機能を持たせるような設計を行った。
- 本装置により自律制御の不具合時に手動操縦でバックアップすることが可能となり、フライヤの有視界内においては高い確率で事故を防げるシステムを実現した。なお、本装置自身がトラブルを起こすと全ての操縦システムが絶たれて事故に直結するため、本装置自身に暴走防止対策を施したり制御信号の有無の自動判定機能を実装したりするなど、安全性・信頼性の確保に努めた。
- 本研究の小型無人ヘリが市販のラジコン製品を搭載するものであることを考慮し、それらとの物理面・操作面での互換性を保つ設計とした。安全性や円滑なフライト実施のため、できるだけ無手順で使える

ようにも配慮した。結果として、コストダウンやシステム全体の安全性・信頼性の維持向上に貢献するものとなった。

- 本装置では多くの機能を実現する必要があり、ファームウェアの設計には工夫を行った。ハードウェアアクセスに関する部分においては、個々の役割と依存関係を見極めた上でモジュールの機能独立化と細分化を行い、メンテナンス性の向上、バグ抑止、ライブラリ化による再利用性の向上を実現した。さらに、具体的に実現したい機能を4つのタスクにグループ化し、それらがハードウェア割り込みにより優先順位付きで並列に動作するプログラム構造を設計した。その結果、本装置自身の安全性・信頼性を一切損なうことなく、タイムクリティカルな処理の優先実行と多数の機能の効率的な実行を可能とした。モジュールやタスクの分割を行わなかったり多数の機能をループ内で直列処理するような実装方法を行ったりした場合に発生しがちな、プログラムの複雑化やCPU演算時間浪費の問題を根本的に解決するものである。
- 多くの機能を持つソフトウェアを開発する上で、モジュール細分化や並列処理化は非常に重要である。ただ、並列処理をさせる場合は、複数のタスクがほぼ同一時刻に同じメモリ領域をアクセスする動作が発生する場合に備えて排他制御の導入などを検討する必要がある。また、処理の重いタスクを高い優先順位に置くと全体の動作に悪影響を与える場合もあるため、実装には十分注意が必要である。
- 本装置では、制御のために必要な制御信号の複雑な演算を実装した。多数の演算ブロックからなるブロック図を定義し、その演算や各ブロックの動作設定を上記のタスクの中で実現した。これにより、機体各個体に依存するサーボモータの動作設定を本装置で吸収することができ、制御演算結果である制御指令値を正規化することが可能となった。結果として、制御プログラムの実装を簡易化することができ、また、異なる機体に同一の制御プログラムで対応できるため、制御プログラムの開発コスト低減に貢献するものとなった。
- これに加えて、本装置では、ラジコン受信機からの信号の制御装置への受け渡しをはじめとする様々な機能を上記のタスクの中に多数実装し、提案した独自のコンセプトに基づく自律制御システムを、中核的立場として実現させるものとなった。

#### 4. 自律制御のことを考えたハードウェアのあるべき姿の提案：装置入出力間むだ時間に関する各種考察と検討

- 制御用機材を開発する場合は、モデリングや制御系設計などの際に重要となる仕様をよく考えた上で設計・開発すべきであると考えている。基本的なことであるが、このような考えに基づく装置類の開発例はあまり見当たらない。本研究では、サーボパルス処理装置を例に取り、制御信号が入力されてから出力されるまでの時間を保証する技法を提案した。
- フィードバック制御のループ内を流れる信号を受け取って処理し出力するような装置を開発する場合、その処理時間の上限値を保証してやれば、むだ時間の増加を食い止めることが可能となるばかりでなく、モデリングや制御系設計時にむだ時間の見積もりがしやすくなる。
- サーボパルスの授受に係る割り込み関数の処理時間をCPUシミュレータを用いたシミュレーション結果をもとに算出することで、割り込み処理の遅延が起こらないことを示し、その結果と制御信号の出力周期から、入出力間のむだ時間がある値以下に抑えられることを示した。
- 一般にフィードバックループ内に多数の制御用機材があってループ内を流れる信号がそれらを経由する場合、個々の制御用機材の持つ信号伝送のむだ時間が変動すると、全体として大きなむだ時間の変動幅を発生させる可能性がある。もし、個々の制御用機材でむだ時間を一定値にすることができれば、位相変化による悪影響を抑制するロバストな制御系を構築することにつながると考えられる。
- サーボパルスのような周期的信号について、装置における入出力の時間的関係を定式化した。
- その結果、周期的信号に関して、装置が入力として受け取ってから出力に送り出すまでの遅延時間（むだ時間）を一定値にするには、入力と出力の信号の周期が同一とならなくてはならないことが示された。
- さらに、定式化された関係を用い、出力信号の周期を微小変動させることで入出力間のむだ時間を自由に変更できるようにした数式モデルを導出した。

- このモデルに基づき、むだ時間を所望の一定値に拘束する制御系を開発し、シミュレーションおよび机上実験によりその有効性を確認した。
- サーボパルス処理装置において入力信号を手動操縦から自律制御に切り替えた場合など、入力信号の周期が変わる可能性のある場合について、本章で提案したむだ時間の一定値拘束制御をより実際に即した形で実現できるようにするには、さらなる検討が必要であると考えられる。

## 第3章 システム同定によるモデリングと先端的制御理論による自律飛行制御

### 3.1 緒論

小型無人ヘリコプタは、多様な3次元行動が可能で、運搬や狭所での各種作業などの点で有利であるため、有視界外作業やオペレータ労力軽減などの観点から完全自律制御技術の研究が近年しだいに盛んに行われるようになった。本章では、小型無人ヘリコプタの数式モデルの構築、および先端的制御理論の適用による小型無人ヘリコプタの基本的な自律飛行制御すなわちホバリング制御および誘導制御について述べる。制御系の開発においては数式モデルによらない手法も存在し、実際の適用例も多い。しかし、モデル導出手法が一度確立されれば、制御系設計時に制御性能をある程度のレベルに保証でき、飛行実験への依存度を低くできることを考慮すると、モデルベースという手法は研究段階のみならず最終的な実用化や製品化の際にも有利であると考えられる。ロバスト制御等の先端的制御理論に基づく制御系設計への拡張も比較的容易となり、最新の制御理論を積極的に活用できることは、研究の上で大いに利点であると言える。

モデル導出方法には、大きく分けて1) 解析的手法、2) システム同定手法、3) 数値的手法の3種類がある。1) は機械力学や空気力学等を駆使して方程式を導出するもので、動特性の内部構造が最も明らかに示せるが、反面、導出には多大な時間と労力を要し、殊に本論文で扱うような小型機体においては現在なお研究途上の段階にある。2) は制御指令と観測量との関係からその間の伝達関数を求める手法で、比較的適用が容易であるが、同定実験やデータ処理の仕方が得られるモデルの精度に大きく影響し、また、不安定系を直接同定することは困難である。3) は機体のCAD設計図等を用い、機構運動解析ソフトウェア上で実環境に近い状況をシミュレートするもので、最も厳密であるが、実際にはコンピュータに高い能力が要求され、また、ロータヘッドの機構や空力学的影響等は通常別途手作業で作らなくてはならない。以上3種類、どれも一長一短である。この他、数式モデルに基づく制御系設計手法も多種多様であり、結局のところ、世界的に見てもまだ確立された自律制御の方法論は存在せず、モデリングと制御系設計ともに様々な手法を試しているという段階にある。

その中でも、飛行実験で成功を収め制御性能が実証されたものは数少ない。例を挙げると、文献[7], [8]は有人機を改造した大型機体に対してヨー軸機首旋回動作のモデル同定および $H_\infty$ 制御を行っている。文献[16], [17]は機体重量およそ43[kgf]強の機体について、解析的手法とシステム同定とを併用した6自由度のモデリングとPID制御を行っている。これに関連し、文献[19], [20]では $H_\infty$ 制御およびゲインスケジュールド制御を適用している。文献[21]では、著者らのものに近いクラスの規模の機体に対して6自由度の解析的モデリングを行っているが、最適制御による飛行も試みられているようである。飛行実験での成功例が少ないことは、モデリングの難しさを示している。特に、先端的制御はモデルへの依存度が高いと言われ、慣性が小さく安定化しづらい小型機に関しては、複雑な動特性を扱う水平移動において、大半の試みが飛行実験に適用されないまま失敗に終わっている。

以上を鑑み、本章では、開発の難易度の高い小型無人ヘリコプタの姿勢変化運動および水平運動の自律制御系を構築するに当たり、可能な限り単純な方法による動特性のモデリング、および、先端的制御の1つである $H_\infty$ 制御により飛行実験で制御性能を実証することを目指すことを課題に据えた。

まず、3.2節で、モデリング手法について述べ、その手順とモデルの導出、検証結果について示す。従来の研究例では、ヘリの動特性をモデリングする場合、機械力学や空気力学の知識を全く使わないということはなかった。本研究では全く逆の発想で、これらの知識を導入せずにモデリングすることを考えた。ここではシステム同定法を採用し、ブラックボックスと呼ばれる動特性の内部構造を一切仮定しない最も簡単な手法により、非連成単一入出力モデルの同定することとした。姿勢モデルについては、制御指令値であるエルロンおよびエレベータのサイ

クリック操舵を入力、ロール軸およびピッチ軸の姿勢角速度を出力とする姿勢角速度モデルと、姿勢角速度を入力、姿勢角度を出力とする姿勢角度モデルとに分けて考え、前者は一般に安定とされるのでこれを同定することとし、後者は姿勢変化の幅が小さいと仮定し1階の積分で近似した。姿勢角速度モデルの同定は、周波数変化型の同定入力でヘリを加振する同定実験を通じて行った。水平運動モデルについては、姿勢角度を入力、水平加速度を出力とする加速度モデル、水平加速度を入力、水平速度を出力とする速度モデル、水平速度を入力、水平位置を出力とする位置モデルの3つに分けて考え、加速度モデルは安定に近いものとしてこれを同定することとし、残りはそれぞれ1階の積分とした。加速度モデルの同定は、姿勢角速度モデルの場合とほとんど同じ単純な手法で行った。得られたモデルは、クロスバリデーションのシミュレーションを通じて、実際のヘリの動特性をよく反映するものであることを確認した。

次に、3.3節では、制御系の設計について説明する。制御CPUは小型無人ヘリに搭載しているものを使用することを想定しており、一般のPCとは異なり演算能力が比較的低いため、制御全体を低次に抑えなくてはならない。また、一定速度での航行や操縦者アシスト制御などの目的で、位置制御を切り離したい場合もあるが、このような場合でもロバスト安定な飛行が望まれる。そこで、制御系は姿勢制御、水平速度制御、水平位置制御の3つの閉ループを互いに入れ子状にした構造とし、 $H_\infty$ 制御は水平速度制御に適用、残りの2つは基本的にPID制御とし、上記の要求を満たした。姿勢制御はPIのフィードバックループにDおよびノッチフィルタを使ったフィードフォワードを追加する構造とし、姿勢センサのノイズの影響を防ぎつつ目標値追従性の向上を図った。水平速度制御は前述の通り $H_\infty$ 制御理論に基づいて設計するが、周波数領域で4つの閉ループ伝達関数に対する制御仕様を与えて周波数整形を行うことで大まかな制御の特性を定めながら、それだけでなく、単位ステップ目標値応答および単位ステップ外乱応答の時系列波形にも制御仕様を与えて、飛行安全性の確保の面から重み関数の調整による繰り返し最適化を行う手法をとった。位置制御は、内側ループを構成する $H_\infty$ 制御はロバスト安定を保証するため応答が緩やかで速応性の面でやや劣ることから、位置応答の収束を良好にするため、Pに加えDもフィードバックする制御により構成した。

最後に、3.4節で、飛行実験による制御性能の検証について説明する。弱風等の好条件下で、水平方向に四角形を描く2点間誘導制御とそれぞれの端点で空中停止する定点ホバリングといった基本的飛行の自律制御の飛行実験を行い、ヘリのたどった軌道やシミュレーションとの比較により公称性能を評価した。実験結果はシミュレーションとの比較を行い、実験データから外乱を推測してシミュレーションに加える方法を考案し、比較結果としてまずまず良好な一致が見られ、数学モデルとモデリング手法の妥当性を裏付けた。さらに、提案する自律制御系の適用範囲を検討するため、様々な条件下で飛行実験を行った。強風下での飛行、GPSの測位精度を悪化させた場合の飛行、高速飛行、やや大きい規模の機体への適用、産業用途を意識した山岳地帯での自律飛行と動画取得、といった実験を行い、その結果から本制御系の有効性と適用可否を考察した。

## 3.2 動特性のモデリング

ここでは、制御系設計用の数学モデルについて説明する。姿勢運動モデルと水平運動モデルに分けて考え、さらにそれぞれをいくつかの要素に細分化し、一部の要素を単純なシステム同定手法により獲得した。なお、姿勢運動モデルはロール軸の分とピッチ軸の分、水平運動モデルは前後移動の分(X方向)と左右移動の分(Y方向)とが別々に存在する。

### 3.2.1 座標系の定義

本章で使用する三次元座標系はFig.3.1に示すとおりである。1つ目は座標系Oであり、慣性系であるが地球固定座標系として考える。通常、任意の地表面のある点に原点Oを固定し、X軸正方向を北に、Y軸正方向を東に、Z軸正方向を鉛直真下に向けてとる。2つ目は座標系Aで、ヘリコプタの機体上に固定され、機体の姿勢変化とともに回転するものである。X軸正方向を前方向、Y軸正方向を右方向、Z軸正方向をメインマストに平行かつ真下方向にとる。いずれの座標系も右手系とする。

制御入力（制御指令値）については、 $u$  にアルファベット 3 文字の添え字をつけて表す。ロールおよびピッチの姿勢変動に結びつくエルロン、エレベータサイクリック操舵はそれぞれ  $u_{ail}$ ,  $u_{ele}$ 、機首旋回動作に結びつくラダー操舵は  $u_{rud}$ 、機体高度変化に結びつくコレクティブピッチ操舵は  $u_{col}$  とする。これらの制御指令値は、中心を 0、可能な最大操舵時の値を  $\pm 600$  として表すものとする。（註：本章以外では最大操舵時の値が  $\pm 600$  ではない場合がある。）

姿勢については、ロールおよびピッチのオイラ角をそれぞれ  $\phi_{OA}$ ,  $\theta_{OA}$ 、ロール ( $X_A$  軸まわり) およびピッチ ( $Y_A$  軸まわり) の角速度をそれぞれ  $\Omega'_{OAX}$ ,  $\Omega'_{OAY}$  とする。機首旋回角速度および機首方位はそれぞれ  $\Omega'_{OAZ}$ ,  $\psi_{OA}$  とする。特に断り無ければ、角速度の単位は [deg/s]、角度の単位は [deg] とする。

並進速度については、座標系 A の各軸方向のヘリの速度をそれぞれ  $v'_{OAX}$ ,  $v'_{OAY}$ ,  $v'_{OAZ}$  とする。ヘリの位置についてはさまざまな表し方が考えられるが、主に使うものとして、座標系 A の各軸方向の追従偏差をそれぞれ  $e'_{OAX}$ ,  $e'_{OAY}$ ,  $e'_{OAZ}$ 、座標系 O から見たヘリの位置を座標系 O の X, Y, Z 座標軸成分で表した値をそれぞれ  $p_{OAX}$ ,  $p_{OAY}$ ,  $p_{OAZ}$ 、座標系 O から見たヘリの位置を座標系 A の X, Y, Z 座標軸成分で表した値をそれぞれ  $p'_{OAX}$ ,  $p'_{OAY}$ ,  $p'_{OAZ}$  とする。特に断り無ければ、速度の単位は [m/s]、位置の単位は [m] とする。

ヘリコプタの運動と関連する入出力は、直感的には次のように考えればよい。

- エルロンサイクリック操舵 ( $u_{ail}$ ) を行うと、ロールの姿勢変化 ( $\Omega'_{OAX}$ ,  $\phi_{OA}$ ) が生じ、機体は左右方向に移動する ( $v'_{OAY}$ ,  $p_{OAY}$ )。
- エレベータサイクリック操舵 ( $u_{ele}$ ) を行うと、ピッチの姿勢変化 ( $\Omega'_{OAY}$ ,  $\theta_{OA}$ ) が生じ、機体は前後方向に移動する ( $v'_{OAX}$ ,  $p_{OAX}$ )。
- ラダー操舵 ( $u_{rud}$ ) を行うと、機首旋回 ( $\Omega'_{OAZ}$ ) が生じ、機体の機首方位 ( $\psi_{OA}$ ) が変化する。
- コレクティブピッチ操舵 ( $u_{col}$ ) を行うと、機体は鉛直上下方向に移動する ( $v'_{OAZ}$ ,  $p_{OAZ}$ )。

### 3.2.2 姿勢運動モデル

ヘリコプタの姿勢運動を表す動特性は Fig.3.2 のブロックにより構成されるものとする。いずれのブロックも単一入出力とし、連成は無視する。ロール方向、ピッチ方向とも、サイクリック操舵を入力とし姿勢角速度を出力とする姿勢角速度モデル  $P_{arr}$ ,  $P_{arp}$ 、および、姿勢角速度を入力とし姿勢角度を出力とする姿勢角度モデル  $P_{aar}$ ,  $P_{aap}$  の直列結合により構成する。このように 2 つのモデルの直列結合に分けた理由は次の通りである。

1. 姿勢角速度  $\Omega'_{OAX}$ ,  $\Omega'_{OAY}$  とサイクリック操舵  $u_{ail}$ ,  $u_{ele}$  は、動的遅れ特性を含むが一般に比例関係にあるとされる。すなわち、安定であるとみなすことができ、姿勢角速度モデル  $P_{arr}$ ,  $P_{arp}$  は同定しやすい対象である。
2. ホバリング時を基準に考えると、姿勢角度のオイラ角  $\phi_{OA}$ ,  $\theta_{OA}$  は姿勢角速度  $\Omega'_{OAX}$ ,  $\Omega'_{OAY}$  の 1 階積分に近似して考えることができる。積分は不安定であるが、このようにみなすことで姿勢角度モデル  $P_{aar}$ ,  $P_{aap}$  は同定しなくても済む。

結局、システム同定によりモデルを求める際、姿勢角速度モデル  $P_{arr}$ ,  $P_{arp}$  の部分だけを同定すればよいことになる。姿勢角度モデルの伝達関数は

$$\begin{aligned} P_{aar} &= \frac{1}{s} \\ P_{aap} &= \frac{1}{s} \end{aligned} \quad (3.1)$$

とした。

システム同定実験の方法について説明する。Fig.3.3 のように、同定のための制御入力は、同定入力 (Identification input) と補正舵 (Adjust input) の加算により生成する。補正舵は、長時間にわたる同定実験中にヘリの急加速

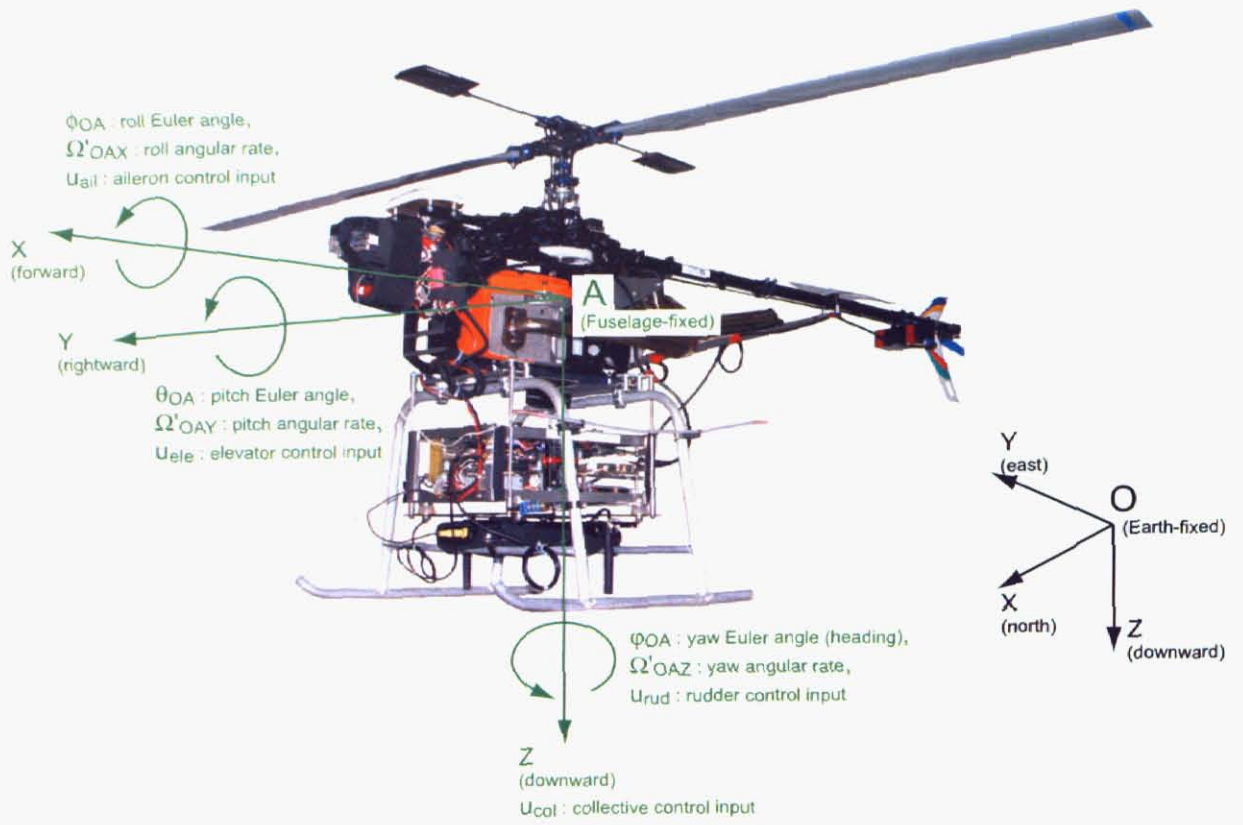


Fig. 3.1: The helicopter and the coordinates

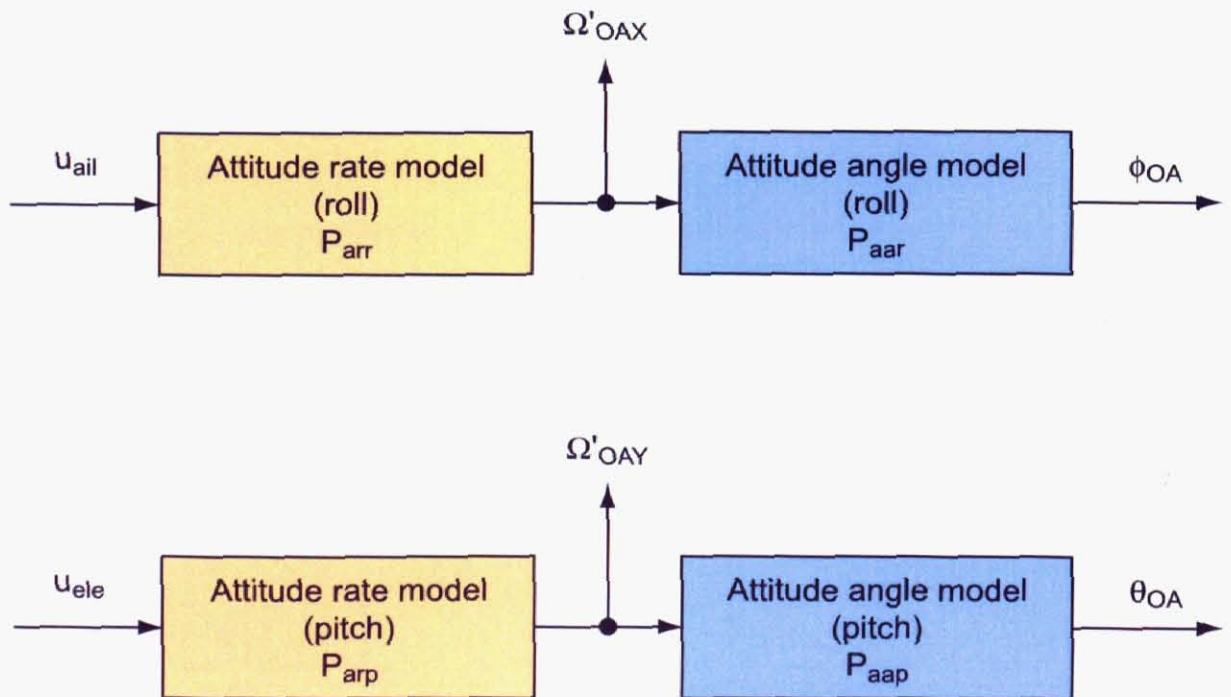


Fig. 3.2: Block diagram of the attitude dynamics

や墜落を防ぐため、フライヤが手動操縦により常時打ち続ける舵である。同定入力、同定したい実システムのモードを励起し出力信号に反映させるための舵である。同定入力として何を使うかという点は、同定対象の特性を十分見極めた上で決める必要がある。いま対象としている小型無人ヘリを見ると、アクチュエータとしてホビー用のラジコンのサーボモータが使われている。当該ヘリはホビー用の中では大きい部類に属し、サーボモータとしてはハイトルクのものを用いて、通常この種のラジコンサーボは応答帯域が狭く、また、ある一定の操舵速度以上にならない特性（レートリミッタ）も存在する。したがって、同定入力として良く使われる M 系列信号などの 2 値擬似白色雑音では、同定実験全時間にわたってサーボモータがほとんど応答しない可能性があると考えられる。そこで、Chirp もしくは Sweep などと呼ばれる、周波数変化型の正弦波信号を採用するのが適当と考えた。次に、この信号をどのように発生させるかであるが、PC 等により正確に波形を生成する方法も考えられるが、振幅や時間などの加減が難しく同定実験の安全面で問題があると考え、やや不正確となるが手動操縦により発生させることとした。実験のしやすさとしてはこの方が簡便である。さらに、同定入力と補正舵を別々の人が担当することも、1 人で両方発生させることも可能であるが、今回は前者の方法をとった。入出力データはサンプリング時間 20 [ms] で記録した。

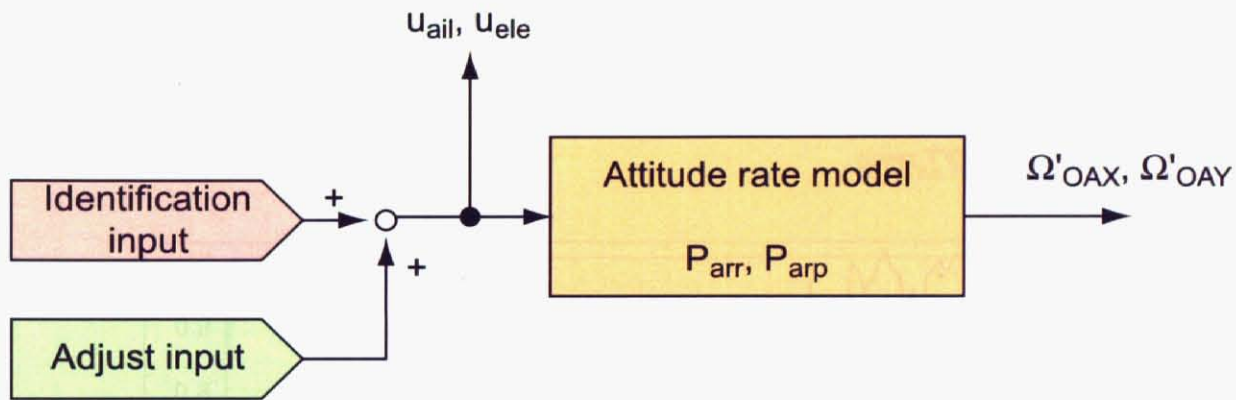


Fig. 3.3: Block diagram for the system identification experiment of the attitude rate models

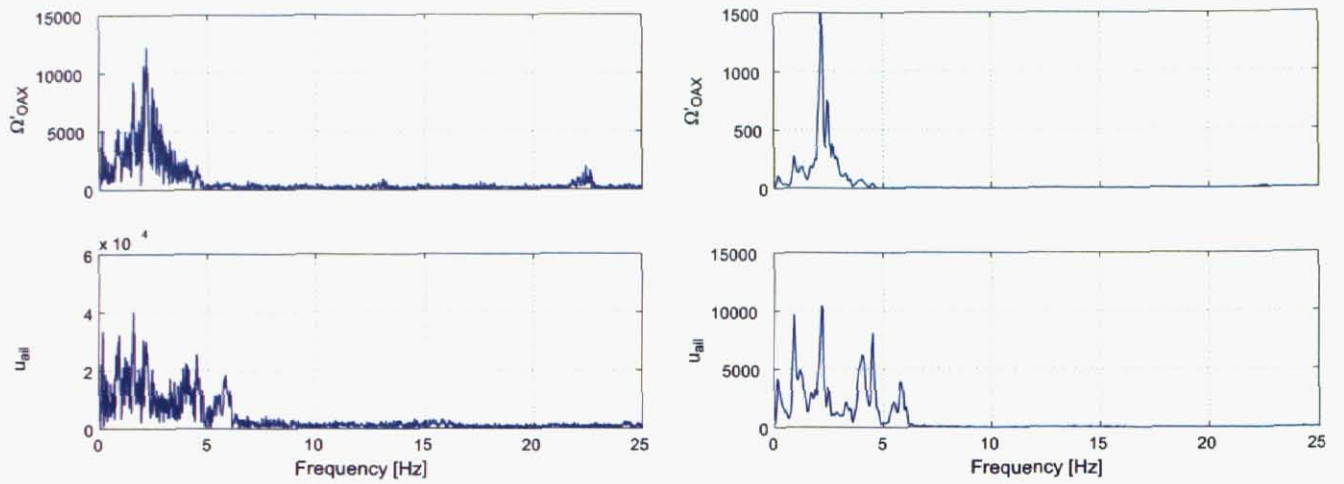
システム同定実験で取得したデータの分析結果および同定指針の決定方法について説明する。まず、同定実験で得られた入出力信号の周波数成分を分析した。ロール軸に関して、Fig.3.4(a) は高速フーリエ変換で得られたデータ、Fig.3.4(b) はパワースペクトル密度である。同じく、ピッチ軸に関して、Fig.3.5(a) は高速フーリエ変換で得られたデータ、Fig.3.5(b) はパワースペクトル密度である。入力信号  $u_{ail}$ ,  $u_{ele}$  に対応するグラフから、5 [Hz] 前後までは加振できていることが分かる。出力信号  $\Omega'_{OAX}$ ,  $\Omega'_{OAY}$  に対応するグラフから、2 ~ 2.5 [Hz] 付近が周囲に比べて明らかに高い値を示しており、このあたりに共振モードが存在すると考えられる。Fig.3.4(c), 3.5(c) は入出力信号間の相関を示したグラフである。5 [Hz] までは高い値となっており、この周波数帯域は高い信頼性で同定が可能と考えられる。以上から、前述の共振モードをしっかりと同定することをシステム同定における作業指針とした。

入出力データの前処理とモデルの獲得について説明する。入出力データに含まれる DC オフセットは同定精度に悪影響を与えるため除去した。また、前述の共振モードが存在すると考えられる周波数を考慮し、その倍にあたる 5 [Hz] をカットオフ周波数とする 8 次の低域通過フィルタに通し、同定帯域外の高周波成分をカットした。同定アルゴリズムについては、当初、部分空間法の適用を試みたが、得られるモデルのばらつきが大きく信頼性に欠けるという問題があったため、より単純な ARX 法を適用することとした。ARX 法は、一般に次式で表されるパラメトリックモデルを用いた同定方法である。

$$A(q)y(k) = B(q)u(k - \tau) + w(k) \quad (3.2)$$

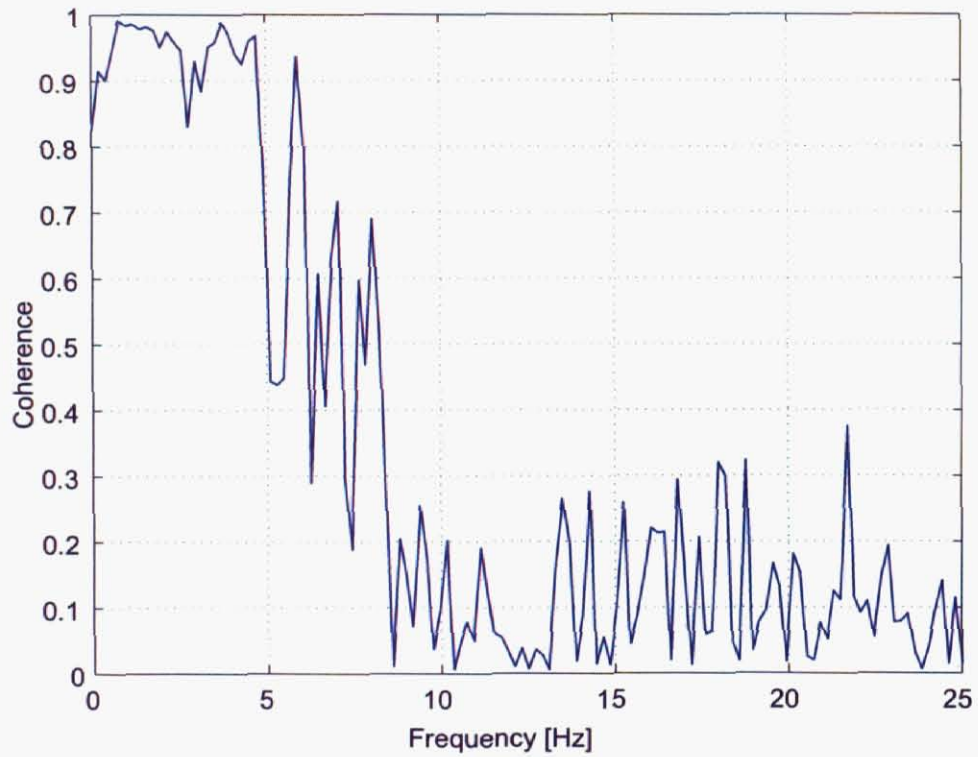
ここで

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a}$$



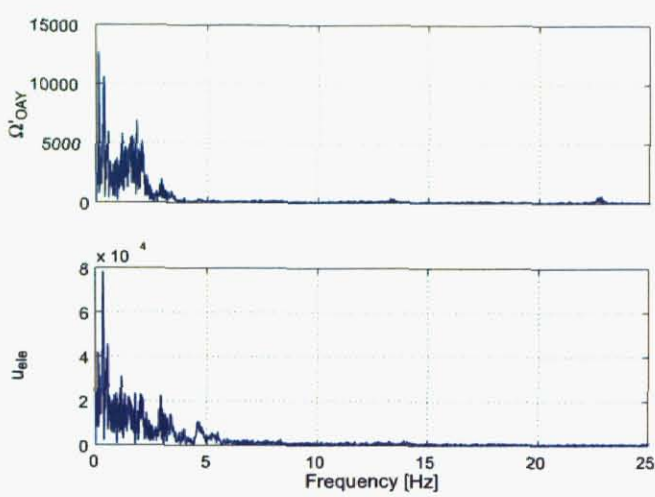
(a) The FFT result

(b) The PSD result

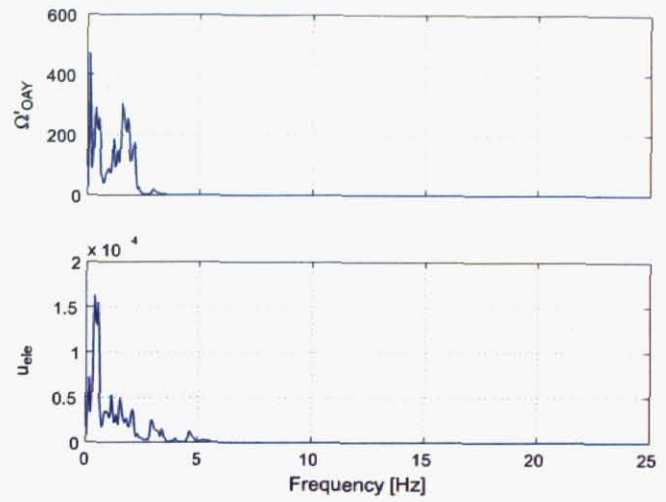


(c) The coherence between the identification input/output signals

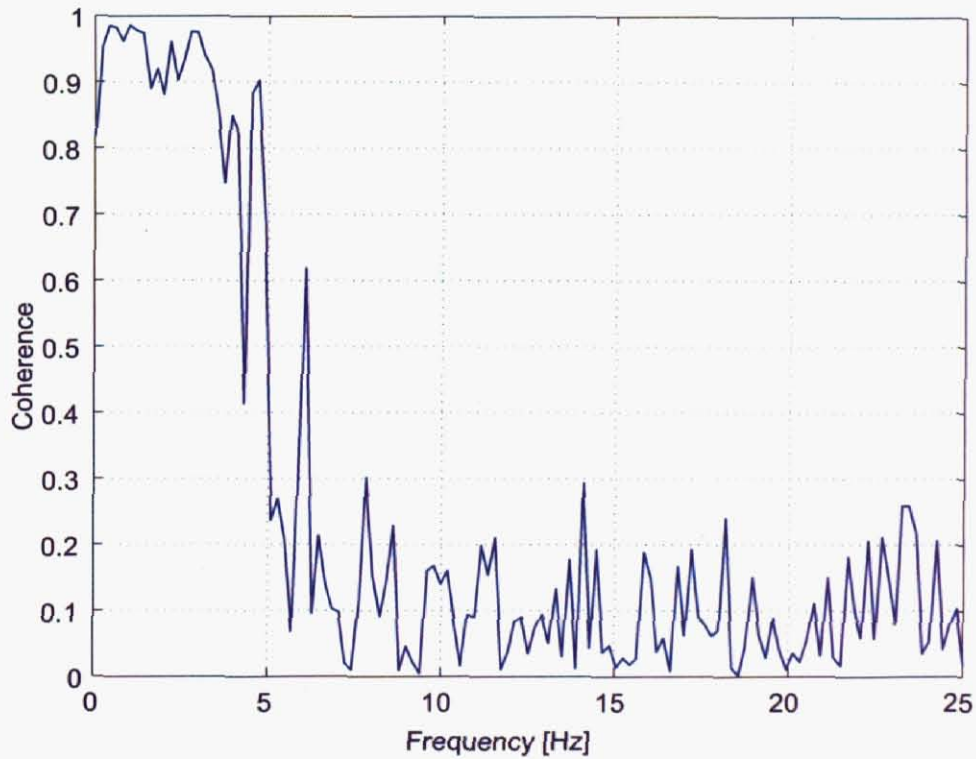
Fig. 3.4: The results of the analysis in the frequency domain for the roll identification data



(a) The FFT result



(b) The PSD result



(c) The coherence between the identification input/output signals

Fig. 3.5: The results of the analysis in the frequency domain for the pitch identification data

$$B(q) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \quad (3.3)$$

で、 $q$  は時間シフトオペレータ、 $k$  は時刻、 $y$  は出力 ( $= \dot{\phi}, \dot{\theta}$ )、 $u$  は入力、 $\tau$  は入力むだ時間、 $w$  は白色雑音である。今回  $n_a, n_b$  は大きめにとって5次とした。 $\tau$  は制御用機材を構成する各要素に含まれるむだ時間を見積もり4サンプル分として与えた。Fig.3.6(a) は同定された姿勢角速度モデル  $P_{arr}, P_{arp}$  のボード線図、Fig.3.6(b) はこれと姿勢角度モデルとをあわせた姿勢運動の動特性である。姿勢角速度モデルの伝達関数表現は次式の通りである。

$$\begin{aligned} P_{arr} &= \frac{655.36}{s^3 + 19.2s^2 + 307.2s + 4096} \\ P_{arp} &= \frac{166.375}{s^3 + 14.3s^2 + 157.3s + 1331} \end{aligned} \quad (3.4)$$

モデルの同定精度を確認するため、同定実験の入力信号を同定モデルに印加し出力信号を実験データの同定出力と比較するクロスバリデーションを行った。Fig.3.7(a) はロール軸成分に対する結果、Fig.3.7(b) はピッチ軸成分に対する結果である。この時系列波形より、姿勢角速度  $\Omega'_{OAX}$  および  $\Omega'_{OAY}$  における両者の波形はよく一致しており、良好な結果であると言える。姿勢角度  $\phi_{OA}, \theta_{OA}$  はモデル  $P_{aar}, P_{aap}$  が積分であるためドリフトが見られるが、それを除けば良好である。姿勢角速度モデルについては、機体の調整状態や飛行時の天候状態によってゲインが全体的に上下するため、必要に応じて若干微調整を行う。

### 3.2.3 水平運動モデル

ヘリコプタの水平運動を表す動特性は Fig.3.8 のブロックにより構成されるものとする。いずれのブロックも単一入出力とし、連成は無視する。機体前後方向、機体左右方向とも、姿勢角度を入力とし水平加速度を出力とする水平加速度モデル  $P_{ax}, P_{ay}$ 、水平加速度を入力とし水平速度を出力とする水平速度モデル  $P_{vx}, P_{vy}$ 、および、水平速度を入力とし水平位置を出力とする水平位置モデル  $P_{px}, P_{py}$  の直列結合により構成する。ヘリコプタはメインロータ（姿勢）を傾斜させることで水平移動を行うと考えることができ、そのため、水平運動の動特性への入力は姿勢角度となる。さて、前述のように3つのモデルの直列結合に分けた理由は次の通りである。

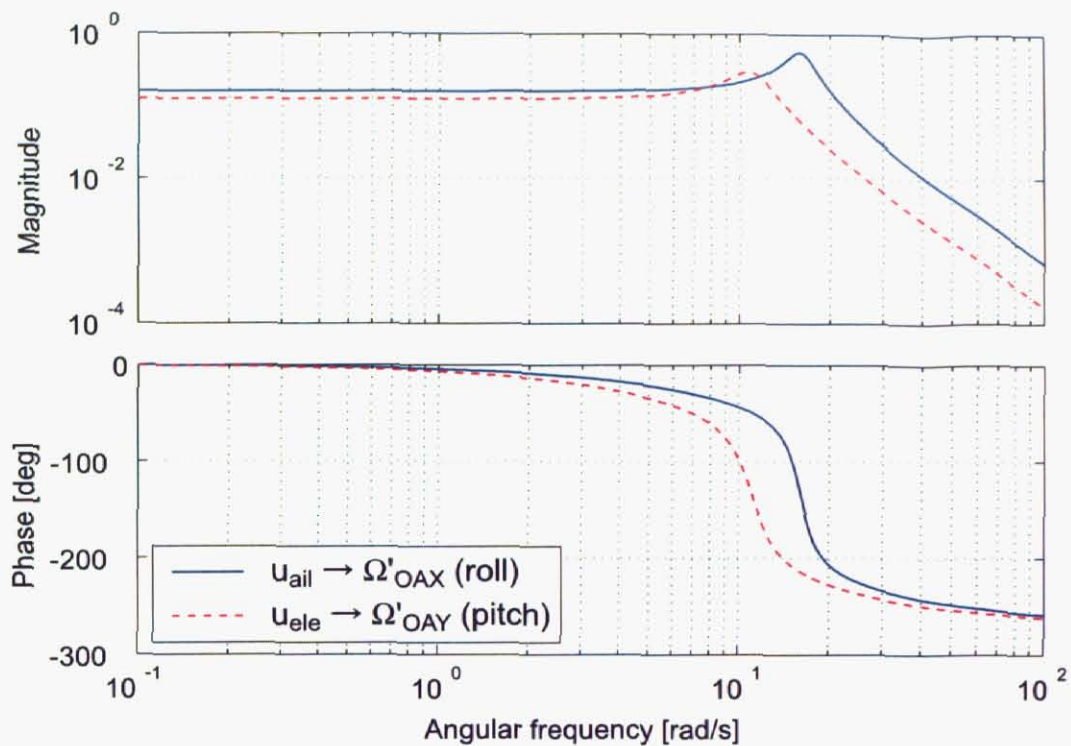
1. 水平加速度  $\dot{v}'_{OAX}, \dot{v}'_{OAY}$  と姿勢角度  $\theta_{OA}, \phi_{OA}$  は、通常不安定と考えられているが、発散の度合いはゆっくりで、短時間で考えれば安定系に近似可能と考えられ、この仮定の下では水平加速度モデル  $P_{ax}, P_{ay}$  は同定可能な対象となる。
2. 明らかに、水平速度  $v'_{OAX}, v'_{OAY}$  および水平位置  $p'_{OAX}, p'_{OAY}$  は水平加速度  $\dot{v}'_{OAX}, \dot{v}'_{OAY}$  の1階および2階積分であり、水平速度モデル  $P_{vx}, P_{vy}$  および水平位置モデル  $P_{px}, P_{py}$  は同定する必要がない。

すなわち、システム同定によりモデルを求める際、水平加速度モデル  $P_{ax}, P_{ay}$  の部分だけを同定すればよいことになる。水平速度モデルおよび水平位置モデルの伝達関数は

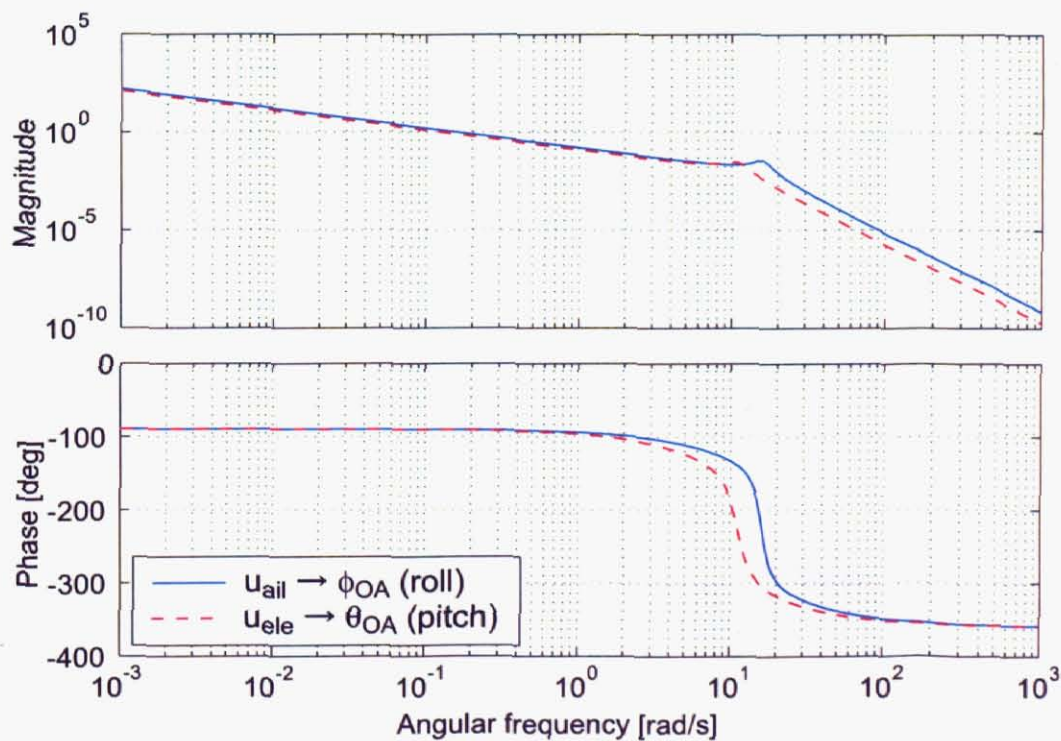
$$\begin{aligned} P_{vx} &= \frac{1}{s} \\ P_{vy} &= \frac{1}{s} \\ P_{px} &= \frac{1}{s} \\ P_{py} &= \frac{1}{s} \end{aligned} \quad (3.5)$$

で与えられる。

システム同定実験の方法について説明する。本来であれば姿勢角速度モデルの場合と同じように同定実験を行ってモデルを獲得すべきところである。しかし、同定対象の入出力信号を考えると、実システムのモードを励起するには姿勢角度を大きく振る必要があり、また、それにより生じる大きな加速度を得る必要がある。姿勢角速度モデルの場合は手動操縦の補正舵により空中で水平移動を抑えながら同定することが可能であったが、水平加速度モデルの場合にはそれでは同定できない。無理して同定実験を行うと視界から外れたり急降下したりするなど

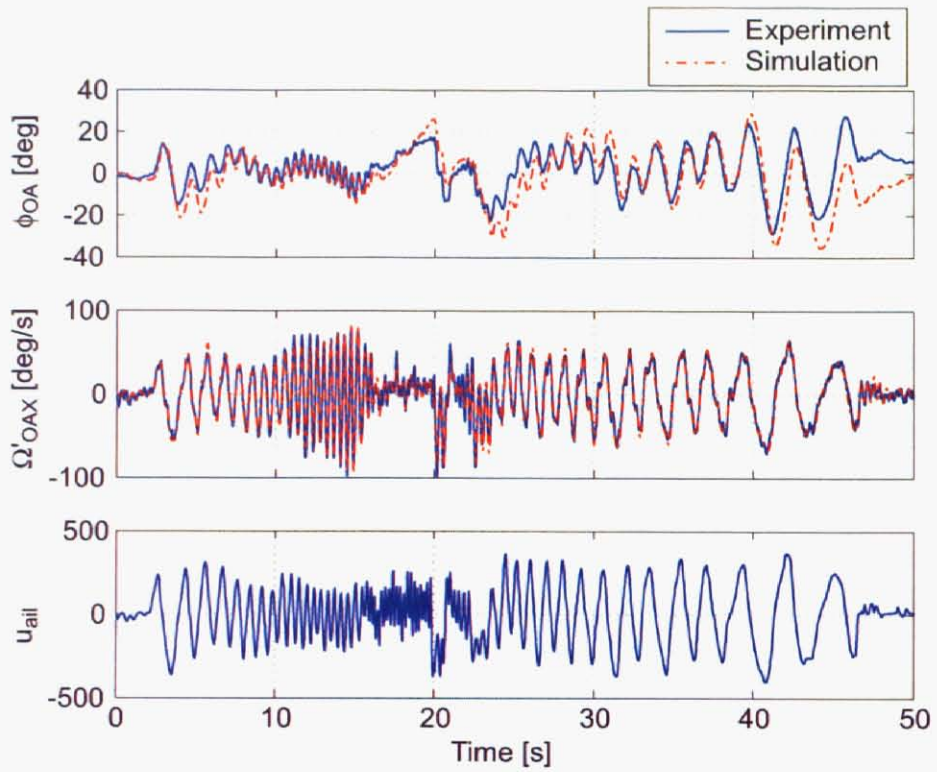


(a) The attitude rate models

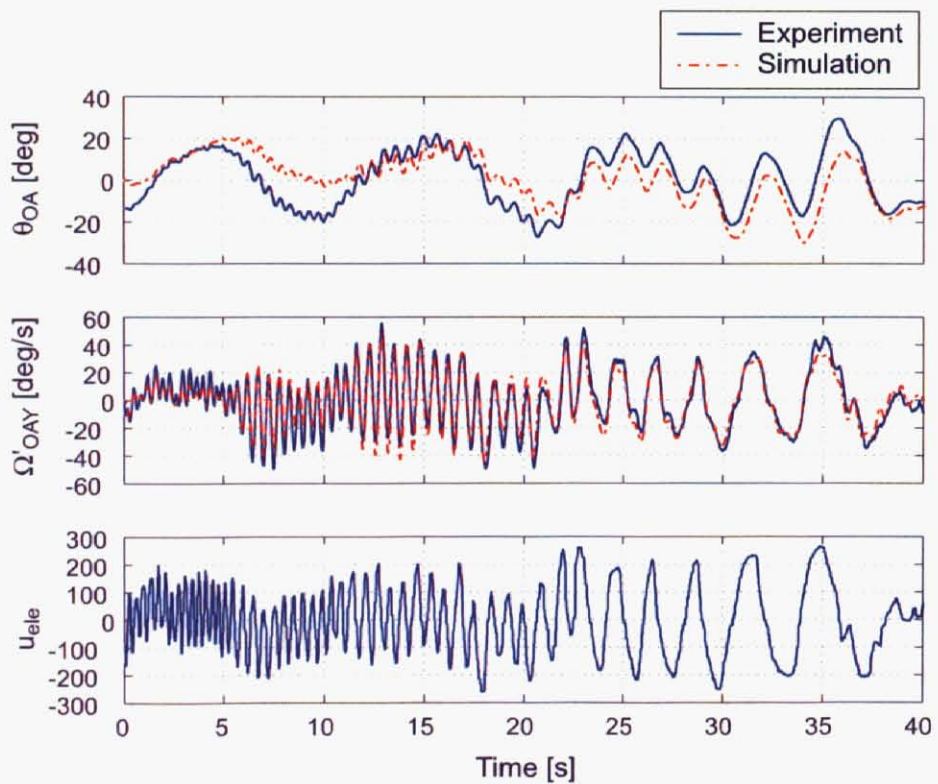


(b) The attitude dynamics

Fig. 3.6: The bode plot of the identified attitude models



(a) For the roll axis



(b) For the pitch axis

Fig. 3.7: The results of the cross-validation for the attitude models

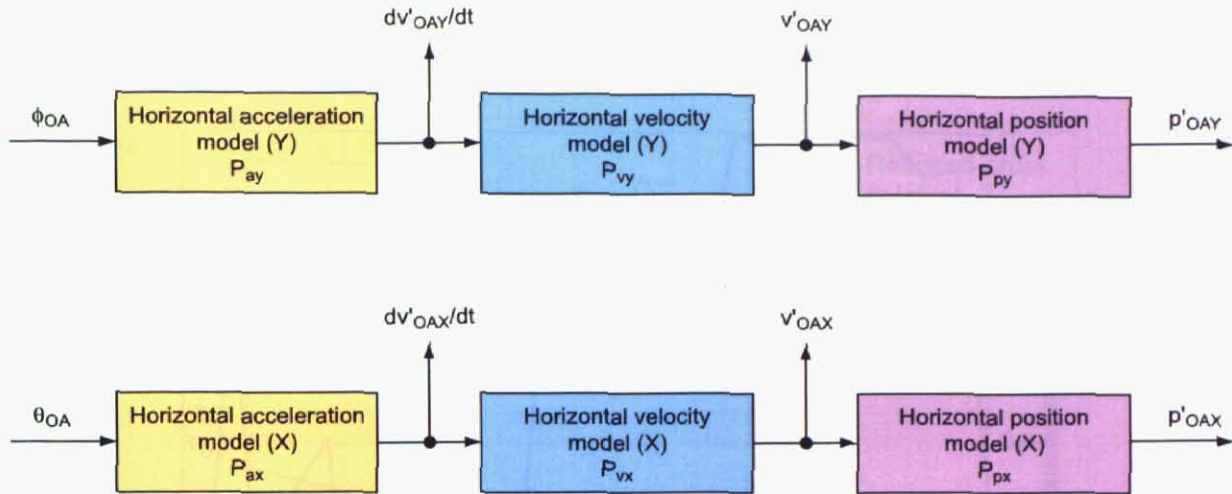


Fig. 3.8: Block diagram of the horizontal dynamics

事故につながる可能性もある。そこで、特別な同定実験は行わず、通常著者らの研究グループで行っている飛行実験で記録した過去の実験データの中から、入出力相関の比較的高いデータを選び出し、それを同定用入出力データとして用いることとした。

選び出した同定用入出力データについて入出力信号間の相関を計算すると、前後方向、左右方向それぞれ Fig.3.9(a), 3.9(b) のようになった。0.05 ~ 0.5 [Hz] の間で高い値となっており、この周波数帯域は高い信頼性で同定が可能と考えられる。

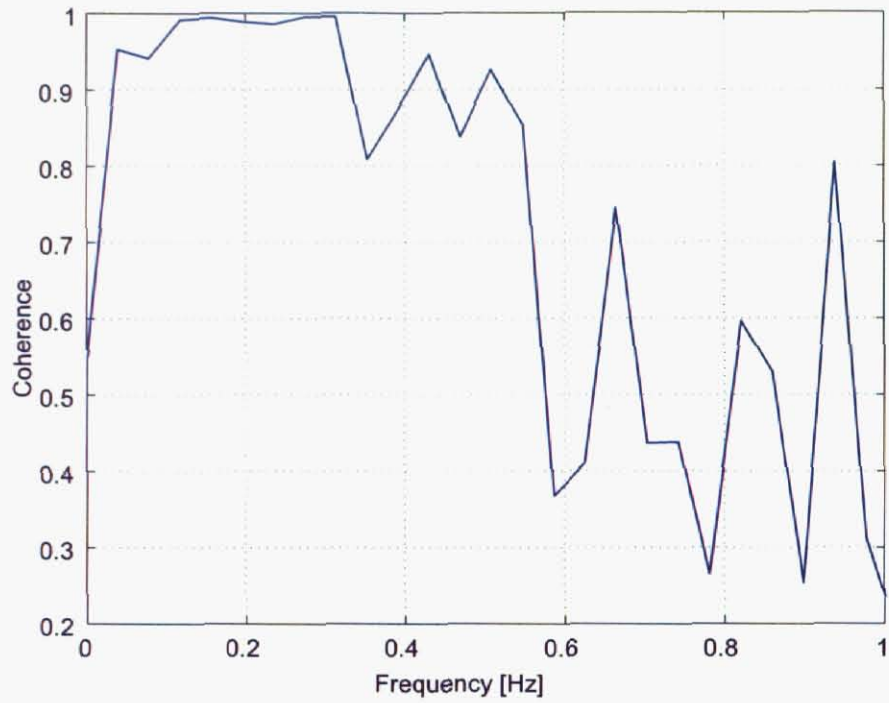
入出力データの前処理とモデルの獲得について説明する。信号のサンプリング周期は入力に 20 [ms]、出力に 100 [ms] と異なるため、入力信号のサンプリング周期を出力信号のそれに合わせるようデシメーションを行った。出力として実際に取り出せるのが水平速度  $v'_{OAX}$ ,  $v'_{OAY}$  であったため、差分法により水平加速度  $\dot{v}'_{OAX}$ ,  $\dot{v}'_{OAY}$  を求めた。入出力データに含まれる DC オフセットは同定精度に悪影響を与えるため除去した。また、前述の入出力相関値を考慮し、0.05 ~ 0.5 [Hz] を通過させる 8 次の帯域通過フィルタに通し、同定帯域外の余分な周波数成分はカットした。同定アルゴリズムについては、姿勢角速度モデルの場合と同じく ARX 法を適用した。式 (3.2), (3.3) において  $n_a = n_b = 5$ ,  $\tau = 0$  を与えた。Fig.3.10(a), 3.10(b) はそれぞれ同定された水平加速度モデル  $P_{ax}$ ,  $P_{ay}$  のボード線図である。破線は ARX 法により求められた 5 次のモデルである。2 つの共振ピークが確認されるが、高域側の急峻なピークについてはピークゲインがあまりにも大きく実際の動特性を反映している可能性が低いと考えられるため、極零点の抽出により 3 次まで低次元化し削除した。以後は図中の実線で示されるこの低次元化モデルを用いる。低次元化モデルの伝達関数表現は次式の通りである。

$$\begin{aligned} P_{ax} &= \frac{0.3075s^2 + 0.2431s + 0.6289}{s^3 + 1.4032s^2 + 3.2884s + 1.653} \\ P_{ay} &= \frac{0.26s^2 + 0.0524s + 0.3371}{s^3 + 1.0274s^2 + 1.938s + 1.0116} \end{aligned} \quad (3.6)$$

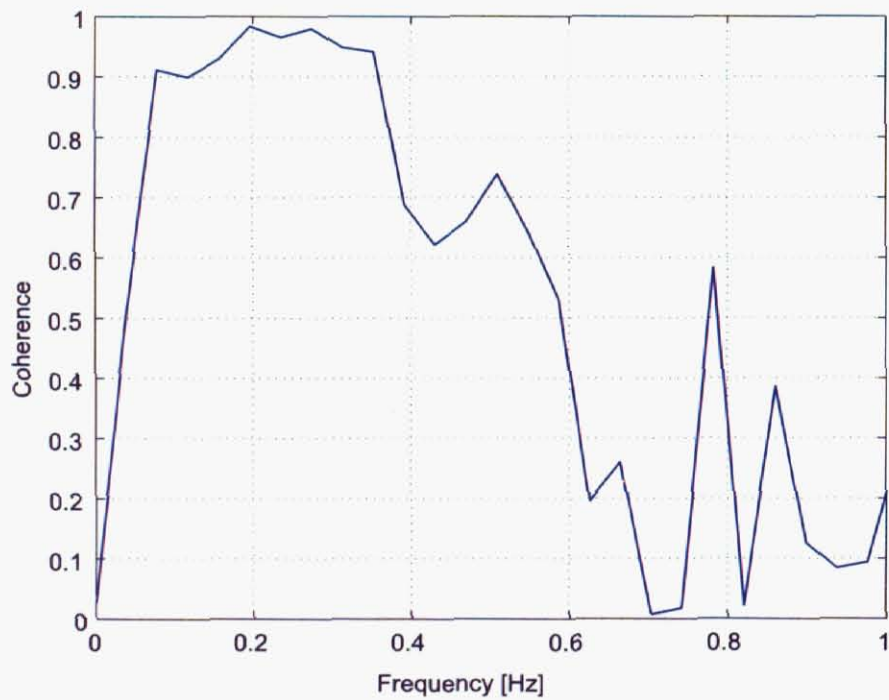
モデルの同定精度を確認するため、同定データの入力信号を同定モデルに印加し出力信号を実験データの出力信号と比較するクロスバリデーションを行った。Fig.3.11(a) は前後方向に対する結果、Fig.3.11(b) は左右方向に対する結果である。この時系列波形より、水平加速度  $\dot{v}'_{OAX}$  および  $\dot{v}'_{OAY}$  における両者の波形はよく一致しており、良好な結果であると言える。

### 3.3 制御系設計

ここでは、制御系設計について説明する。まず、制御系の構成をブロック線図で示す。その後、各閉ループについて設計の詳細を説明する。モデルの場合と同様、制御系はロール軸姿勢運動、左右水平移動の分と、ピッチ軸

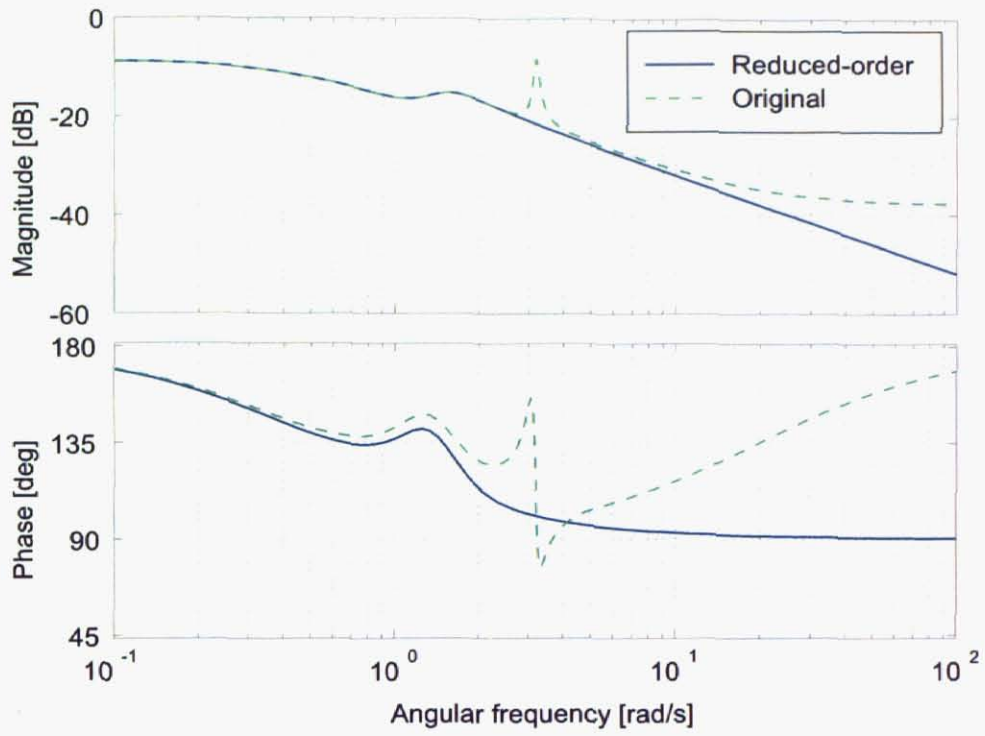


(a) For the X axis

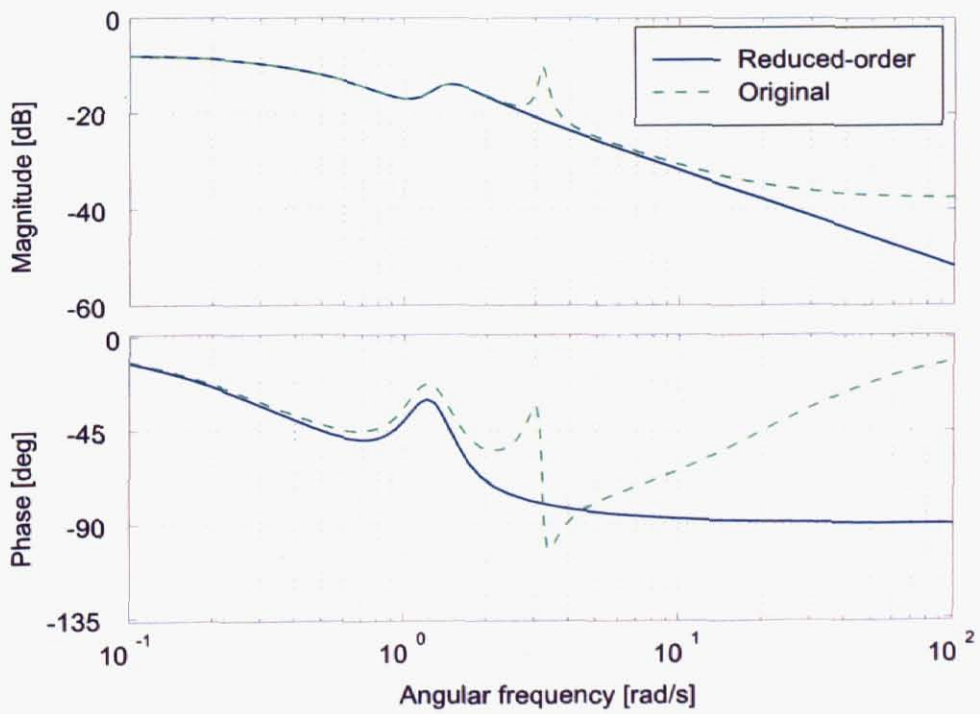


(b) For the Y axis

Fig. 3.9: The coherence between the identification input/output signals (acceleration/attitude)

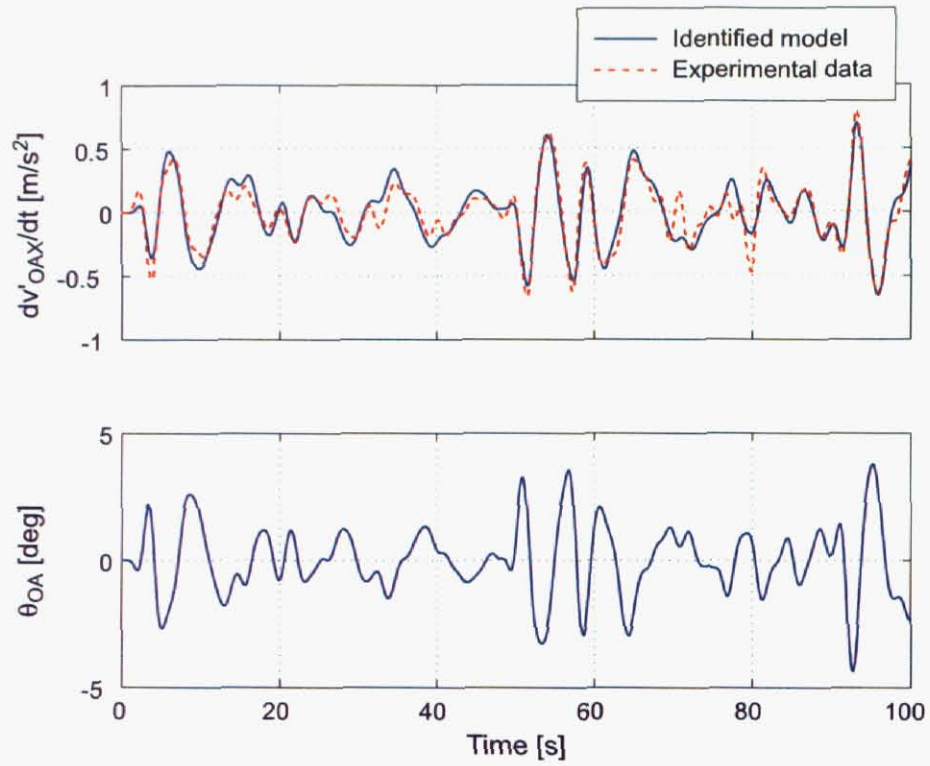


(a)  $P_{ax}$

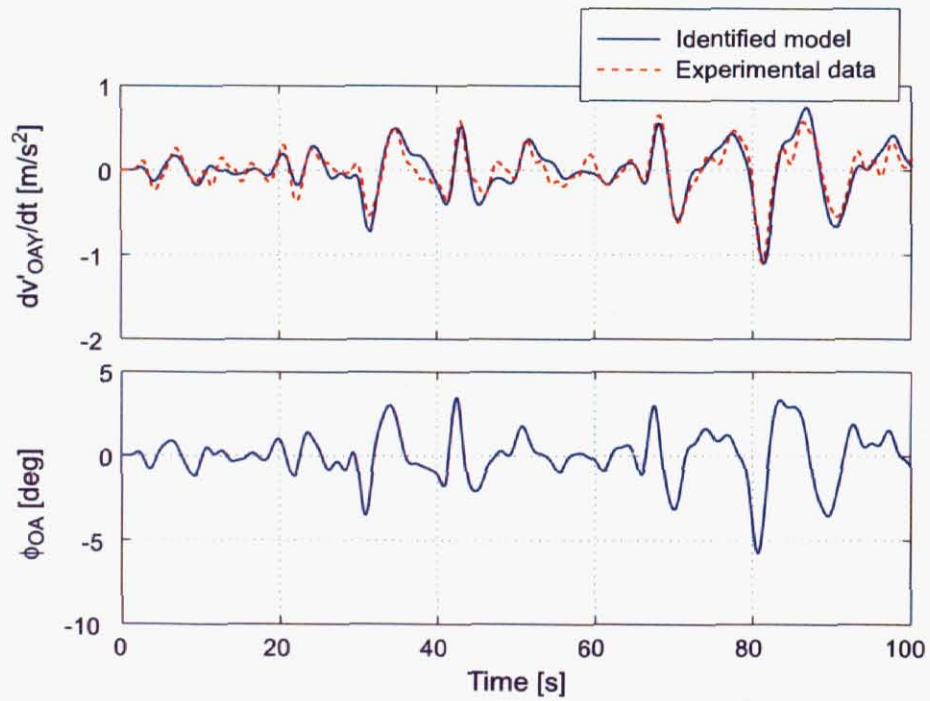


(b)  $P_{ay}$

Fig. 3.10: The bode plot of the identified horizontal acceleration models



(a) for the X axis



(b) for the Y axis

Fig. 3.11: The results of the cross-validation for the horizontal acceleration models

姿勢運動、前後水平移動の分の2つが別々に存在する。

### 3.3.1 制御系の構成

制御系は、姿勢制御、水平速度制御、水平位置制御の3つから成り、Fig.3.12に示す通りである。この制御系については、ロール軸姿勢運動および左右水平移動の分として姿勢補償器  $K_{aar}$ 、水平速度補償器  $K_{vy}$ 、水平位置補償器  $K_{py}$  が、ピッチ軸姿勢運動および左右水平移動の分として姿勢補償器  $K_{aap}$ 、水平速度補償器  $K_{vx}$ 、水平位置補償器  $K_{px}$  が、互いに独立に存在する。目標値信号については、ロールおよびピッチの姿勢目標値をそれぞれ  $\phi_{OAr}$ 、 $\theta_{OAr}$  で、左右および前後の水平速度目標値をそれぞれ  $v'_{OAYr}$ 、 $v'_{OAXr}$  で、左右および前後の水平位置目標値をそれぞれ  $p'_{OAYr}$ 、 $p'_{OAXr}$  で、それぞれ表す。各補償器の入出力は次式の通りとなる。

$$\begin{aligned}
 u_{ail} &= K_{aar}[\phi_{OAr}, \phi_{OA}]^T \\
 u_{ele} &= K_{aap}[\theta_{OAr}, \theta_{OA}]^T \\
 \phi_{OAr} &= K_{vy}(v'_{OAYr} - v'_{OAY}) \\
 \theta_{OAr} &= K_{vx}(v'_{OAXr} - v'_{OAX}) \\
 v'_{OAYr} &= K_{py}(p'_{OAYr} - p'_{OAY}) = K_{py}e'_{OAY} \\
 v'_{OAXr} &= K_{px}(p'_{OAXr} - p'_{OAX}) = K_{px}e'_{OAX}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

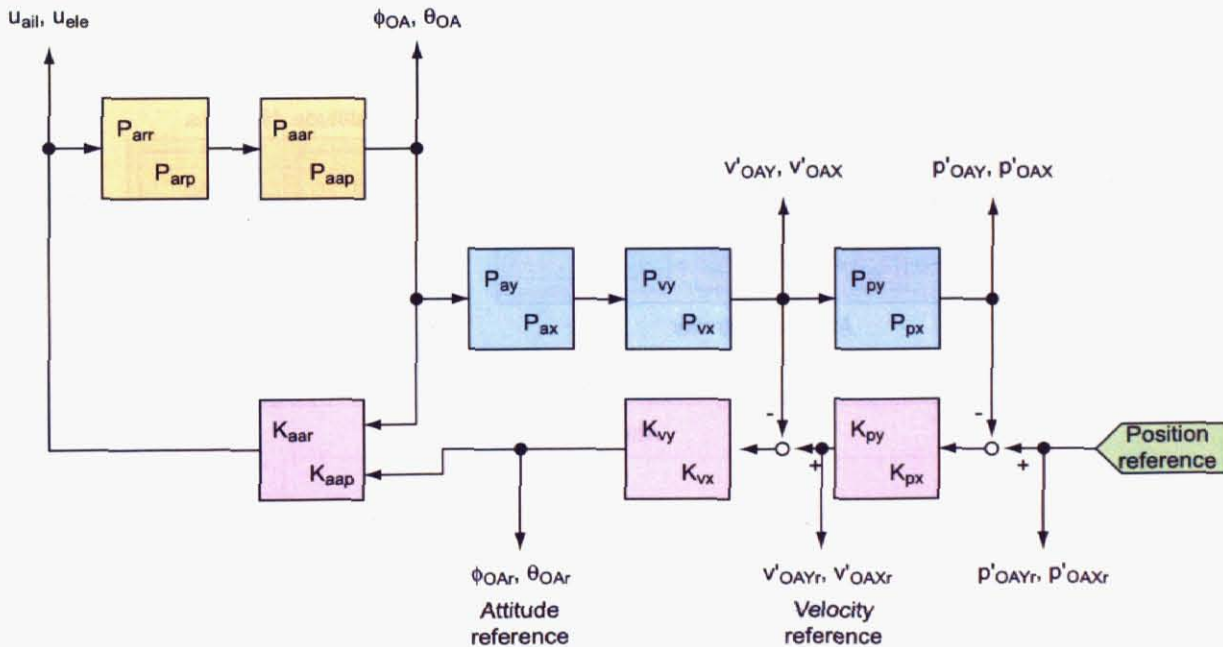


Fig. 3.12: Block diagram of the whole control system

この制御系は、3つの制御が入れ子構造となっているが、それは次の理由による。

- 物体が水平位置を移動させるには水平速度を発生させる必要があり、ヘリが水平速度を発生させるには姿勢を変化させる必要がある、という考えに基づき、水平位置補償器の出力が水平速度補償器への水平速度目標値に、水平速度補償器の出力が姿勢補償器への姿勢角度目標値になる、という構造をとっている。
- ヘリの移動速度を制限したい場合や姿勢が大きく傾かないようにしたい場合、対応する目標値に飽和要素を挿入することで簡単に実現できる。

- 一定速度で航行させたり操縦者アシスト制御を行いたい場合にオンデマンドで位置制御を切り離すことが考えられる。この構造であれば、位置制御のみを切り離したり復帰させたりすることが容易である。

また、後述のように  $H_\infty$  制御は水平速度制御  $K_{vy}$ ,  $K_{vx}$  にのみ適用するが、それは次の理由による。

- 制御演算を行う演算装置 (CPU) はヘリ搭載のもので、小型軽量かつ低消費電力である反面、最近の PC 等と比べると演算能力は低い。このような CPU でも制御演算を満足に行えるようにするため、一部に PID 構造の制御を採用することで次数を低く抑えるようにした。
- 前述のように、飛行目的によっては位置制御を切り離すことがある。次数低減の観点から  $H_\infty$  制御をどの部分に採用すべきかということは慎重に選択しなくてはならないが、位置制御を切り離した状態でロバスト制御による安定性の恩恵を享受できるようにするには、この場合の最外周ループとなる水平速度制御の部分に  $H_\infty$  制御を採用するのが適当と考えられる。

### 3.3.2 姿勢制御

姿勢制御は Fig.3.13 で示すような構造の制御とした。制御量は姿勢角度  $\phi_{OA}$ ,  $\theta_{OA}$  である。補償器は、目標値と制御量との間の偏差 ( $\phi_{OAr} - \phi_{OA}$ ), ( $\theta_{OAr} - \theta_{OA}$ ) に対する比例 (ゲインは図中の  $K_{ap}$ ) および積分 (ゲインは図中の  $K_{ai}$ ) のフィードバックと、目標値  $\phi_{OAr}$ ,  $\theta_{OAr}$  に対するノッチフィルタ (図中の  $K_{an}$ ) 付き微分 (ゲインは図中の  $K_{ad}$ ) フィードフォワードにより構成される。制御量には大きな観測ノイズが含まれるため、微分のフィードバックは行わない。図中で A および B と名づけられたブロックは飽和要素である。

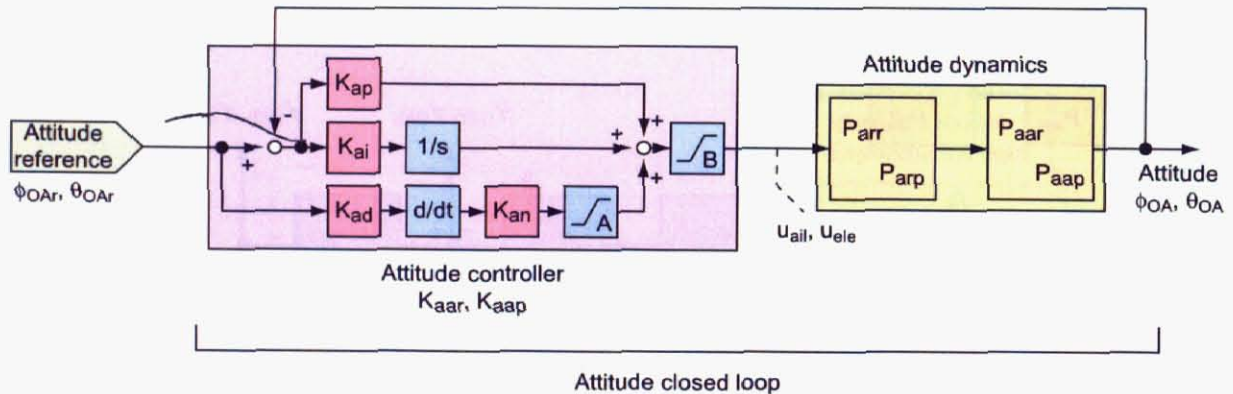


Fig. 3.13: Block diagram of the closed-loop system of the attitude control

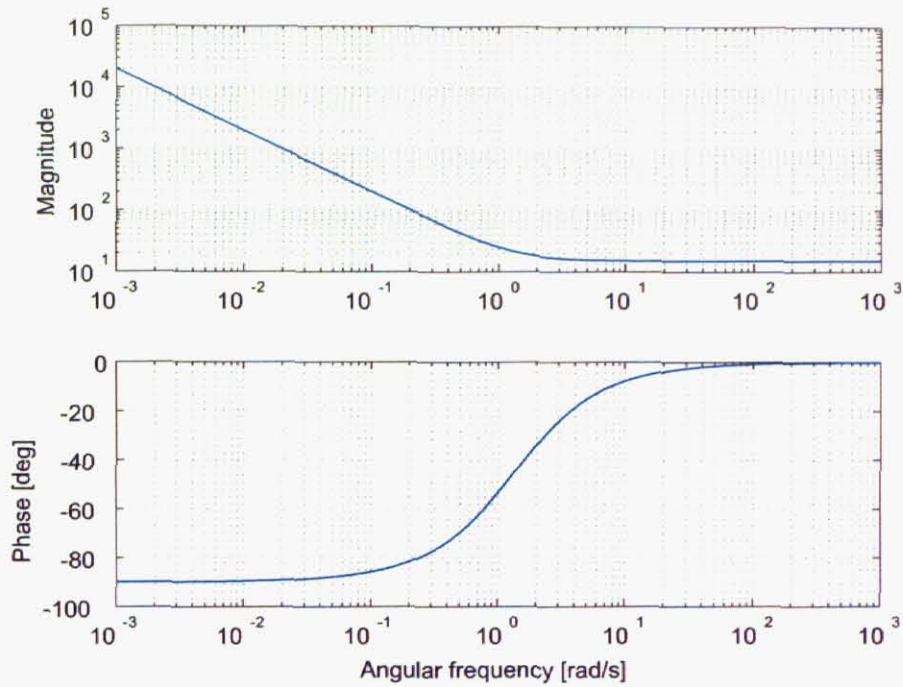
フィードバック部分の設計について説明する。最初に  $K_{ad}$  を 0 とし、フィードバック部分の PI ゲイン  $K_{ap}$ ,  $K_{ai}$  を設計する。設計後の開ループ特性 Fig.3.14(a), 3.14(b) を見れば明らかであるが、位相交差周波数が無限大となるため、閉ループの安定性は位相余裕にのみ注意すればよい。目安として、ステップ目標値に対する到達時間が 0.5 ~ 1 [s]、外乱打消し 2 [s] 前後となるようにし、制御入力が過大にならないように設計した。結果、各ゲインはロール軸  $K_{aar}$  に対して

$$K_{ap} = 15, \quad K_{ai} = 20 \quad (3.8)$$

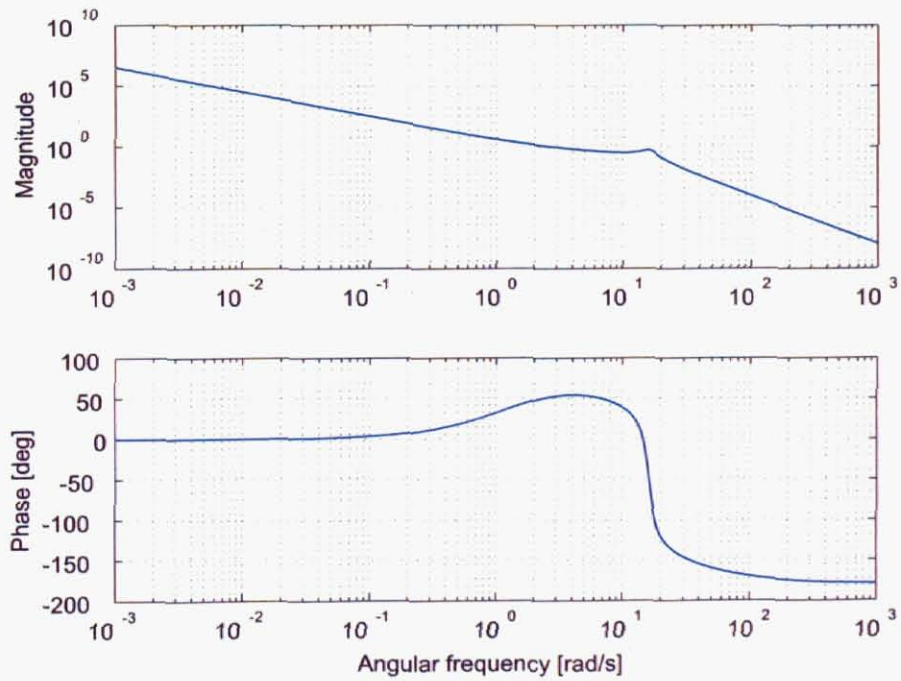
ピッチ軸  $K_{aap}$  に対して

$$K_{ap} = 19, \quad K_{ai} = 24 \quad (3.9)$$

となり、この時の位相余裕は、ロール軸について 232.2041 [deg] @ 2.713 [rad/s]、ピッチ軸について 226.6586 [deg] @ 2.7013 [rad/s] となり、十分大きい値である。設計された補償器のフィードバック部分のボード線図を Fig.3.14(a), 3.15(a) に示す。

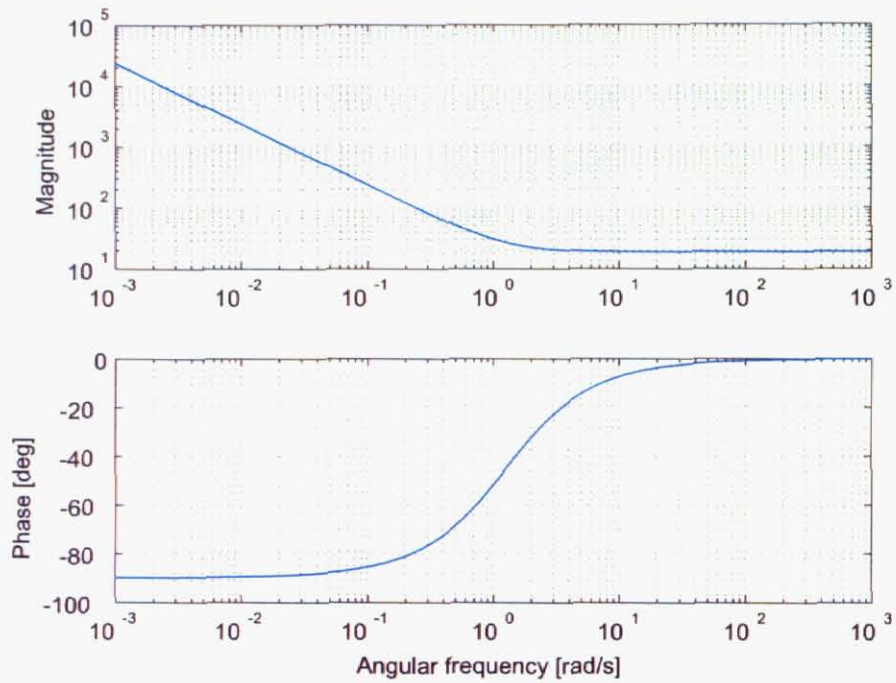


(a) The designed feedback controller

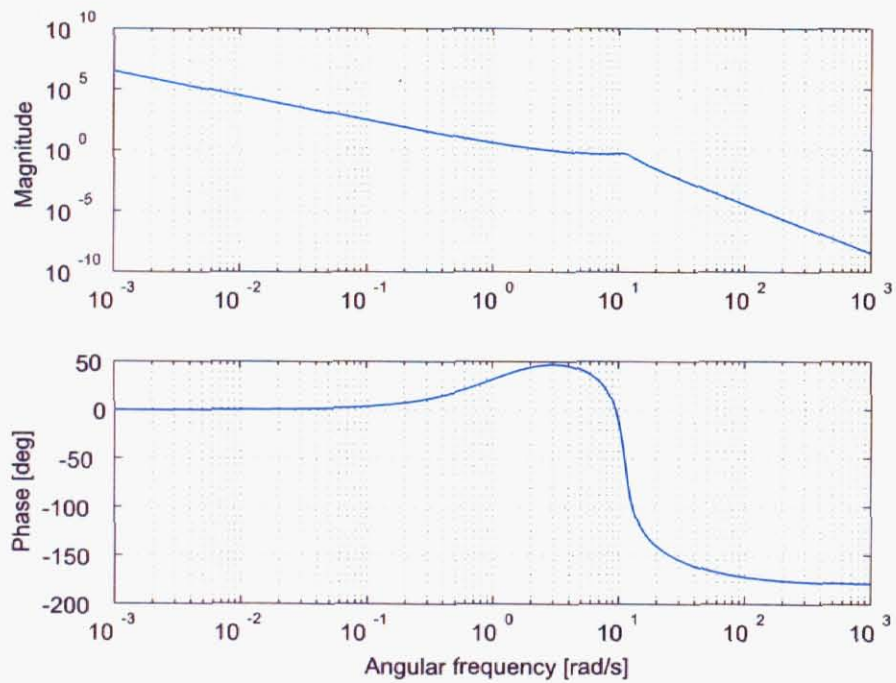


(b) The open-loop transfer function

Fig. 3.14: The bode plot of the designed attitude feedback controller and the open-loop transfer function for the roll axis



(a) The designed feedback controller



(b) The open-loop transfer function

Fig. 3.15: The bode plot of the designed attitude feedback controller and the open-loop transfer function for the pitch axis

フィードフォワード部分の設計について説明する。フィードフォワード部は目標値に関する微分要素とノッチフィルタの直列結合で構成する。まず、ノッチフィルタを 1 として微分ゲイン  $K_{ad}$  を設計する。ステップ目標値ではその微分がインパルス状になるため、ステップ信号を次の伝達関数

$$\frac{1}{0.1s+1} \quad (3.10)$$

に通したものを目標値として使用したシミュレーションを行い、目標値到達時間が 0.5 [s] 以内となるよう調整した。このままだと制御対象の共振モードを励起してしまうため、それを低減するようなノッチフィルタを設計する。目標値から制御量までのボード線図を描き、そのピークを抑えるような伝達関数を試行錯誤で求めた。結果、微分ゲインとノッチフィルタの伝達関数は、ロール軸  $K_{aar}$  に対して

$$K_{ad} = 5, \quad K_{an} = \frac{s^2+4.2s+14^2}{s^2+28s+14^2} \quad (3.11)$$

ピッチ軸  $K_{aap}$  に対して

$$K_{ad} = 5, \quad K_{an} = \frac{s^2+5.4s+9^2}{s^2+18s+9^2} \quad (3.12)$$

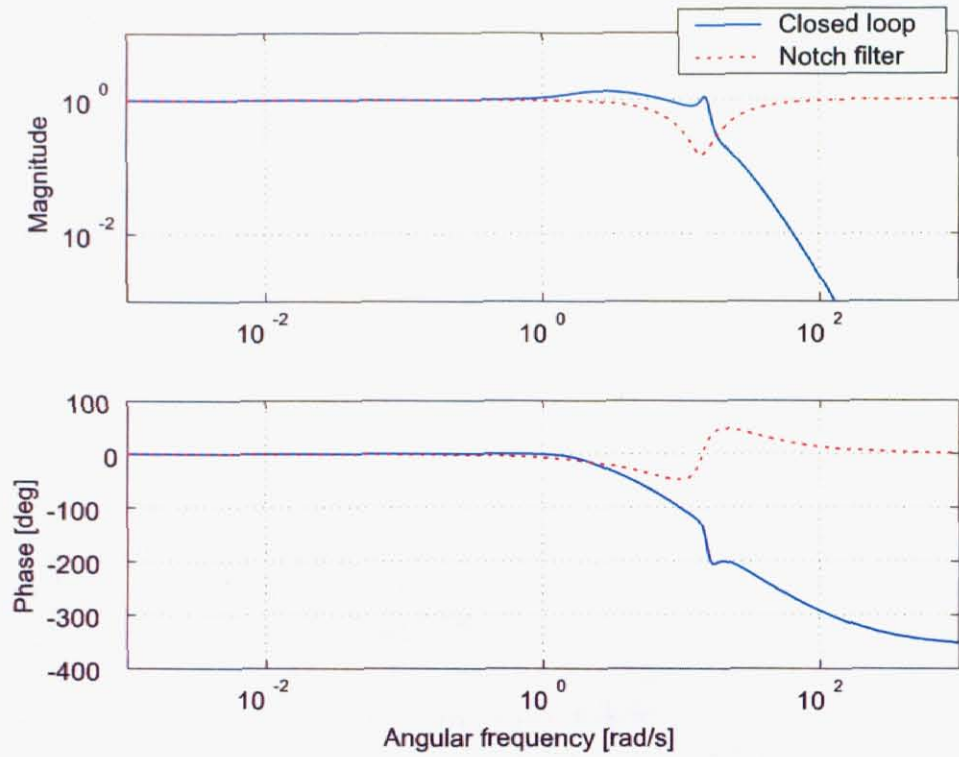
となった。飽和要素 A および B については、飛行実験の安全を考慮し、ロール軸  $K_{aar}$ 、ピッチ軸  $K_{aap}$  いずれも A を -180 ~ 180、B を -100 ~ 100 の範囲制限とした。閉ループ伝達関数とノッチフィルタのボード線図を Fig.3.16(a), 3.17(a) に示す。図より、2 [Hz] 付近まで目標値追従が可能となっていることが分かる。設計された閉ループ系に対し、式 (3.10) を使用して姿勢角度 10 [deg] のステップ目標値を入力し、時刻 5 [s] で値 30 のステップ外乱を入力したシミュレーションの結果を Fig.3.16(b), 3.16(b) に示す。実験の際は、飽和要素 A への入力を監視してフィードバックの積分を止めるアンチwindアップを実装した（上記シミュレーションには実装されていない）。

### 3.3.3 水平速度制御

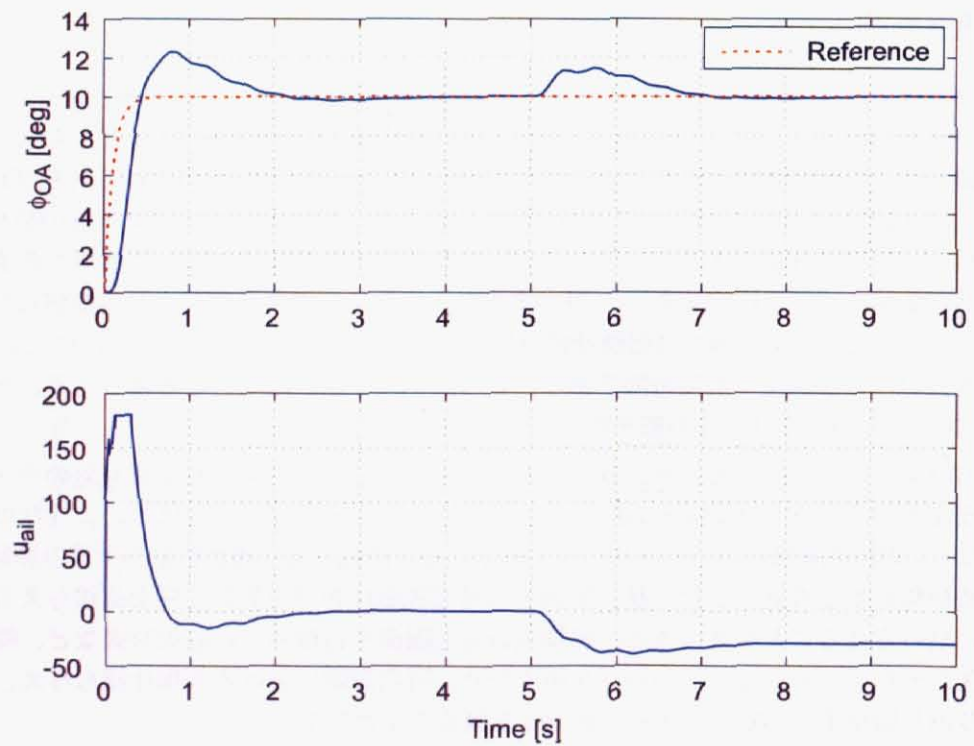
水平速度制御は Fig.3.18 で示すような構造である。制御量は水平速度  $v'_{OAY}$ ,  $v'_{OAX}$  である。補償器は、目標値と制御量との間の偏差 ( $v'_{OAYr} - v'_{OAY}$ ), ( $v'_{OAXr} - v'_{OAX}$ ) に対する  $H_\infty$  補償器  $K_{vy}$ ,  $K_{vx}$  によるフィードバックで構成され、制御入力には姿勢角度目標値  $\theta_{OAr}$ ,  $\phi_{OAr}$  である。図中で C1, C2 と名づけられたブロックは飽和要素であり、 $K_{vya}$ ,  $K_{vxa}$  はアンチwindアップ用のブロックである。制御対象は、姿勢制御の閉ループおよびその出力端に接続された水平加速度モデルと水平速度モデルとを合わせた部分となる。補償器の低次元化のため、制御系設計時は姿勢制御閉ループ伝達関数を 1 に置き換えた。これは、姿勢角度が姿勢目標値にぴったり追従する理想的な状態を示している。姿勢制御の目標値追従特性を周波数領域で見ると、すでに述べたように 2 [Hz] 程度という十分高い周波数の目標値まで追従可能であり、この置き換えは問題ないと考えられる。制御系設計時以外（シミュレーション等）については、この置き換えは行わない。

制御系設計の方針について説明する。 $H_\infty$  制御理論は、量的に見積もられた制御対象のモデルの不確かさに対してロバスト安定となるような制御系を設計できるという特徴があるが、今回はこのようなロバスト安定を保証する方針ではなく、周波数領域における閉ループの制御仕様を直接与え、周波数依存型重み関数を使い、閉ループ伝達関数を周波数整形する方針とした。 $H_\infty$  制御では時間領域における制御仕様を直接与えることはできないが、ヘリを実際に飛行させることを考えると、制御入力の上限值や目標値への収束時間など、時間領域での仕様を満たすことは欠かせない。そこで、この弱点を補うため、時間領域における制御仕様も与え、これを満たすよう重み関数を繰り返し調整することで制御系の最適化を図ることとした。

周波数領域における設計の詳細を説明する。まず、どのような閉ループ伝達関数に対して制御仕様を与えるかということについて定めるが、これは一般化制御対象の構築の仕方であり、それに基づいて評価関数も決まる。一般化制御対象においては、評価入出力の数と与えられる制御仕様数は互いに対応し、多くすれば多くの制御仕様を与えるが設計は複雑になり、少なすぎると設計自由度が制約され、どちらの場合も設計が難しくなる。そこで、閉ループの代表的な 4 つの伝達関数を評価できる Fig.3.19 のような 2 入力 ( $w_j$ ) 2 出力 ( $z_i$ ) ( $i, j = 1 \sim 2$ ) の評価入出力を持つ 4 ブロック形式とした。図中の  $W$  に添え字を付して表される 4 つのブロックは重み

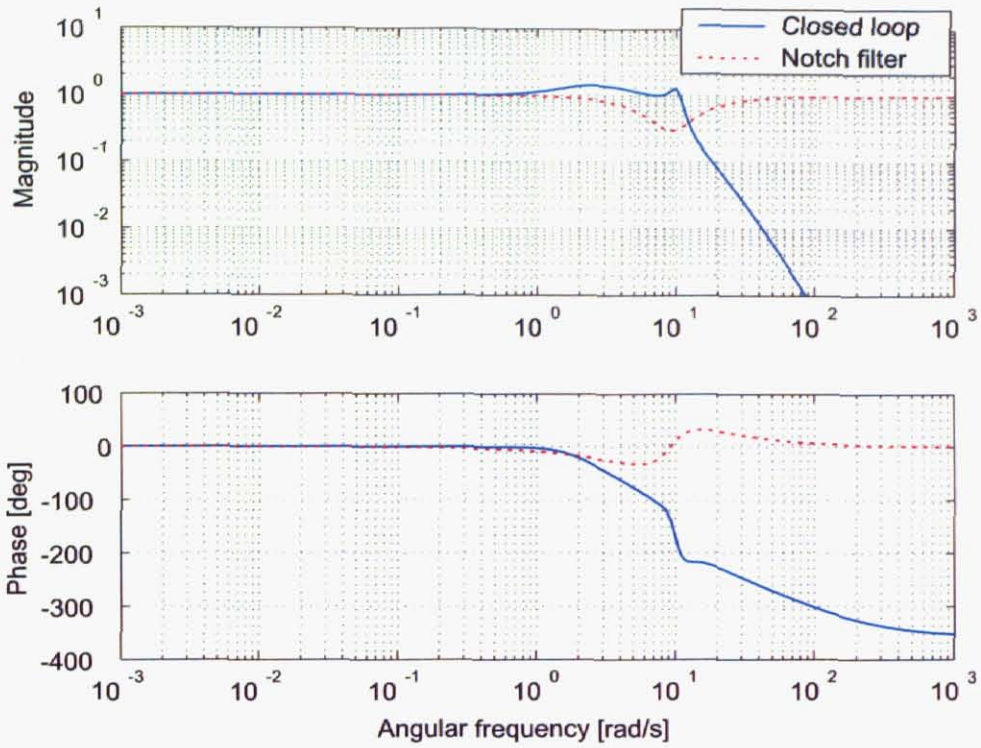


(a) The bode plot of the closed-loop system and the notch filter

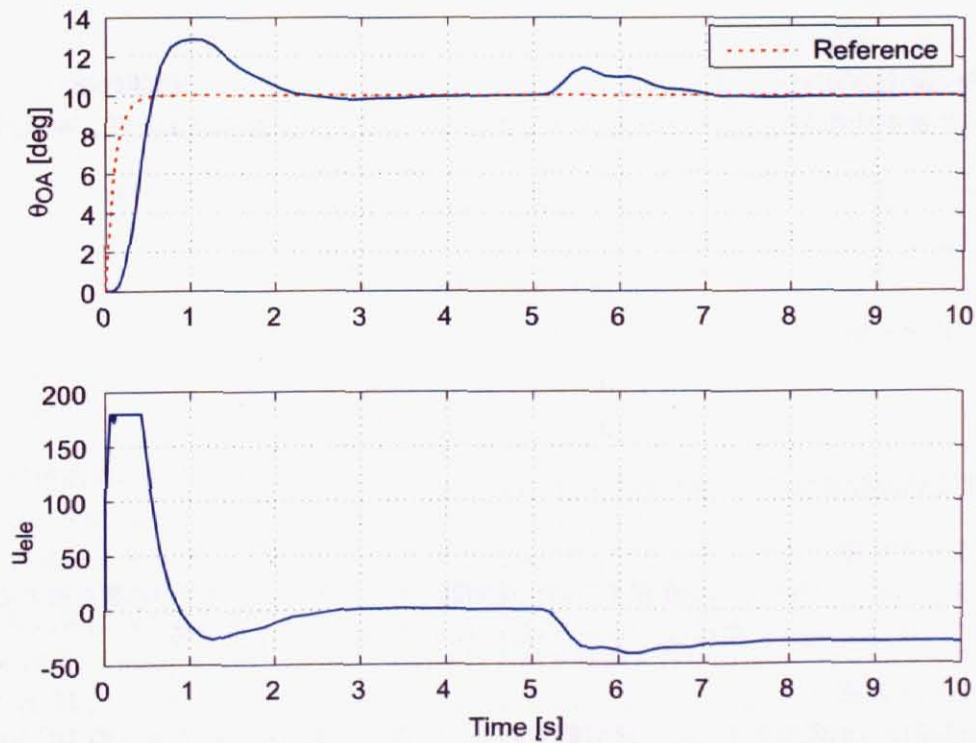


(b) The simulated results of the reference following control with a step disturbance

Fig. 3.16: The closed-loop responses for the roll axis



(a) The bode plot of the closed-loop system and the notch filter



(b) The simulated results of the reference following control with a step disturbance

Fig. 3.17: The closed-loop responses for the pitch axis

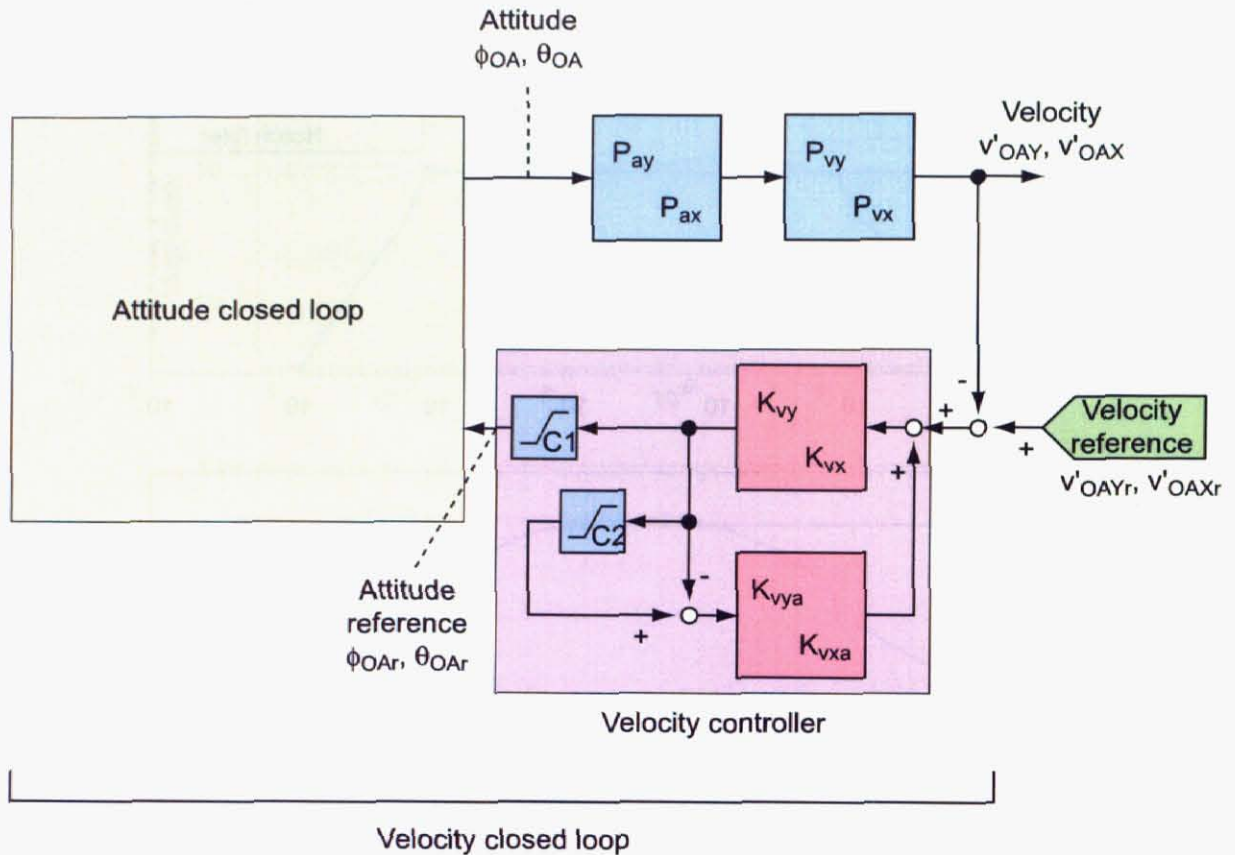


Fig. 3.18: Block diagram of the closed-loop system of the horizontal velocity control

関数、 $P$  で表されるのは制御対象である。 $w_j \rightarrow z_i$  の重み関数を除く閉ループ伝達関数を  $J_{ij}$  とする。この一般化制御対象を使って制御仕様を与えられる閉ループ伝達関数  $J_{ij}$  は、制御対象を  $P$ 、 $H_\infty$  補償器を  $K$  で表すと、次式の通りとなる。

$$J_{11} = \frac{P}{1+PK}, \quad J_{12} = \frac{1}{1+PK}, \quad (3.13)$$

$$J_{21} = \frac{PK}{1+PK}, \quad J_{22} = \frac{K}{1+PK}$$

また、 $\gamma$  を通常 1 以下の値とし、 $H_\infty$  設計の評価関数は次式で与えられる。

$$\left\| \begin{array}{cc} W_{out1} J_{11} W_{in1} & W_{out1} J_{12} W_{in2} \\ W_{out2} J_{21} W_{in1} & W_{out2} J_{22} W_{in2} \end{array} \right\|_\infty < \gamma \quad (3.14)$$

次に、 $J_{ij}$  に対する周波数領域での制御仕様を以下のように与えた。

- $J_{11}$  に対する制御仕様  
これは、制御入力端への外乱から制御量までの伝達関数である。ステップ外乱の影響を抑えるため  $10^0$  [rad/s] 以下の帯域で 20 [dB/dec] に整形し、 $10^{-2}$  [rad/s] 以下で  $|J_{11}| \leq 0.1$  とする。
- $J_{12}$  に対する制御仕様  
これは、目標値から追従偏差までの伝達関数である。目標値追従偏差を抑えるため  $10^0$  [rad/s] 以下の帯域で 20 [dB/dec] 以上に整形し、 $10^{-2}$  [rad/s] 以下で  $|J_{12}| \leq 0.01$  とする。
- $J_{21}$  に対する制御仕様  
これは、目標値から制御量までの伝達関数である。オーバーシュートを抑えるため  $2 \times 10^0$  [rad/s] 付近に現れるピークを抑えるように整形しつつ、高域安定性を保つため  $10^0$  [rad/s] 以上の帯域でゲインが小さくなるようにする。

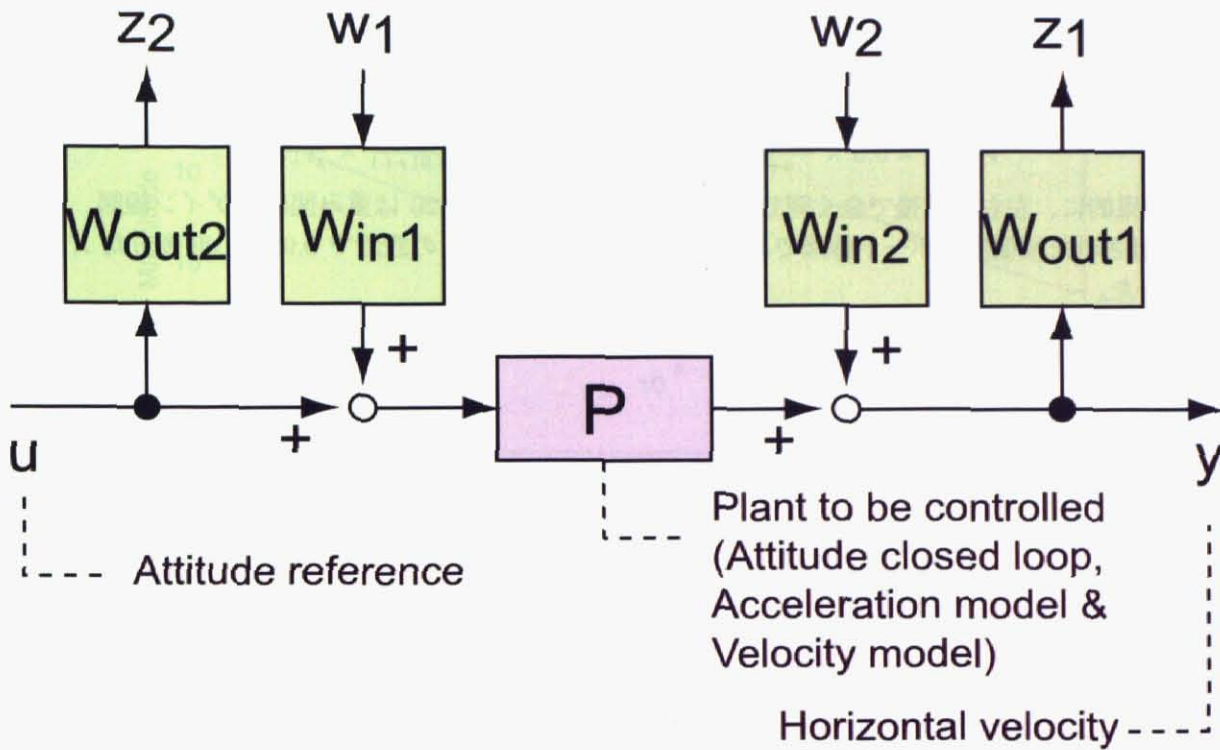


Fig. 3.19: Generalized plant for the  $H_\infty$  control design

•  $J_{22}$  に対する制御仕様

これは、追従偏差から制御入力までの伝達関数である。追従偏差には制御量を含み、センサにより観測された制御量には一般に高周波ノイズ成分が含まれる。高周波数領域においてノイズの影響を低減し閉ループの安定性を保つため  $10^0$  [rad/s] 以上の帯域で  $-20$  [dB/dec] に整形し、補償器のゲインを抑える。

以上より、 $J_{ij}$  は低域側の制御仕様を与えられる  $J_{1j}$  と高域側の制御仕様を与えられる  $J_{2j}$  とに周波数分離されるため、 $W_{out1}$ ,  $W_{out2}$  を周波数整形重み、 $W_{in1}$ ,  $W_{in2}$  を定数重みとした。分離の境界となる周波数約  $10^0$  [rad/s] は、水平加速度モデル  $P_{ay}$ ,  $P_{ax}$  の持つ第 1 次モード付近として選んだ。この他、式 (3.14) の  $\gamma$  は 0.9 前後を目安とした。

時間領域における制御仕様について説明する。周波数領域での制御仕様を補うよう、飛行実験を考慮しつつ時間領域における仕様を以下のように定めた。

• ステップ目標値応答に対する制御仕様

目標値 1 [m/s] を印加した際、制御入力の最大振幅が 4 [deg] 以下、制御量のオーバーシュートが 30 [%] 以下、目標値到達が 3 秒以下、目標値への収束が 10 秒以下となるようにする。

• ステップ外乱応答に対する制御仕様

制御入力端に外乱 1 [deg] を印加した際、それを打ち消す制御入力が  $-1$  [deg] に到達するまで 3 秒以下、応答の収束が 10 秒以下、外乱による制御量の振幅が 0.3 [m/s] 以下となるようにする。

以上の仕様を満たすよう、重みの調整を行った。

重み関数は次式である。左右方向  $K_{vy}$  に対して

$$\begin{aligned}
 W_{in1} &= 0.5, & W_{in2} &= 0.025, \\
 W_{out1} &= 0.5 \times \frac{(1/0.3)s+1}{s+0.01}, & W_{out2} &= 1.125 \times \frac{s+1}{0.01s+1} \times \frac{s^2+4s+4}{s^2+2s+4}
 \end{aligned}
 \tag{3.15}$$

前後方向  $K_{vx}$  に対して

$$W_{in1} = 0.5, \quad W_{in2} = 0.025, \quad (3.16)$$

$$W_{out1} = 0.5 \times \frac{(1/0.3)s+1}{s+0.01}, \quad W_{out2} = 1.125 \times \frac{s+1}{0.01s+1} \times \frac{s^2+4s+4}{s^2+2s+4}$$

を与えた。結果的に、左右、前後で全く同じ重み関数となった。Fig.3.20 は重み関数のゲイン線図、Fig.3.21(a), 3.21(b) は設計された補償器のボード線図である。 $\gamma$  は、左右方向  $K_{vy}$  の設計で 0.9298、前後方向  $K_{vx}$  の設計で 0.9469 であった。

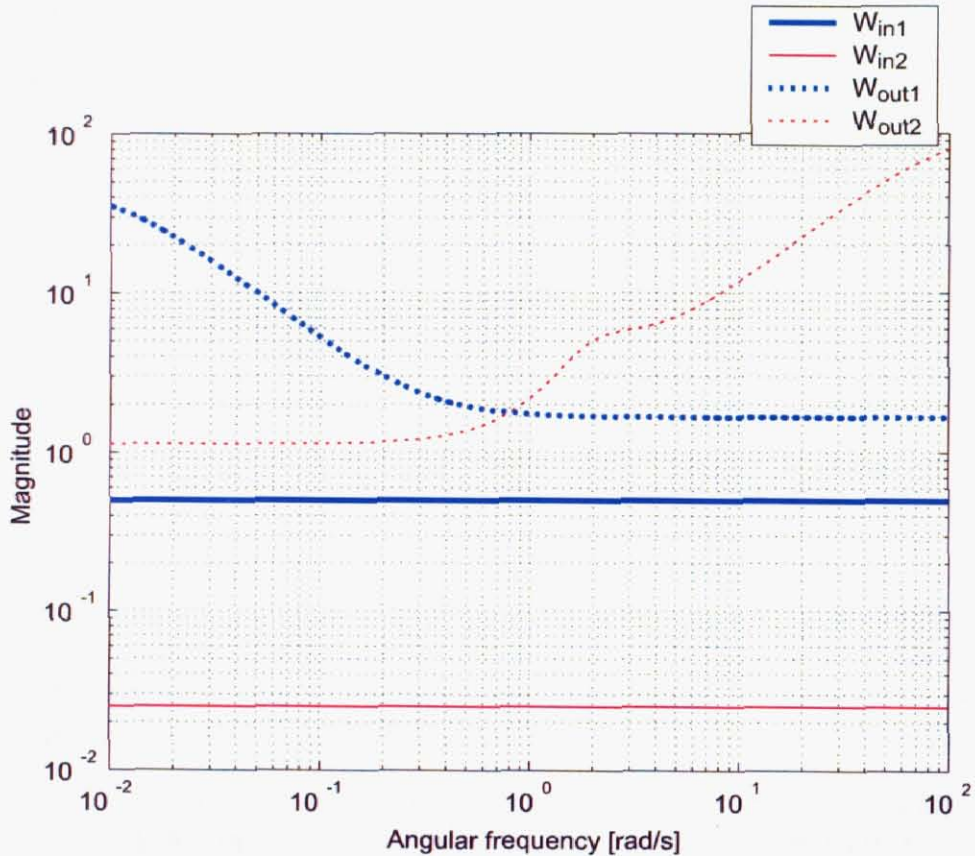
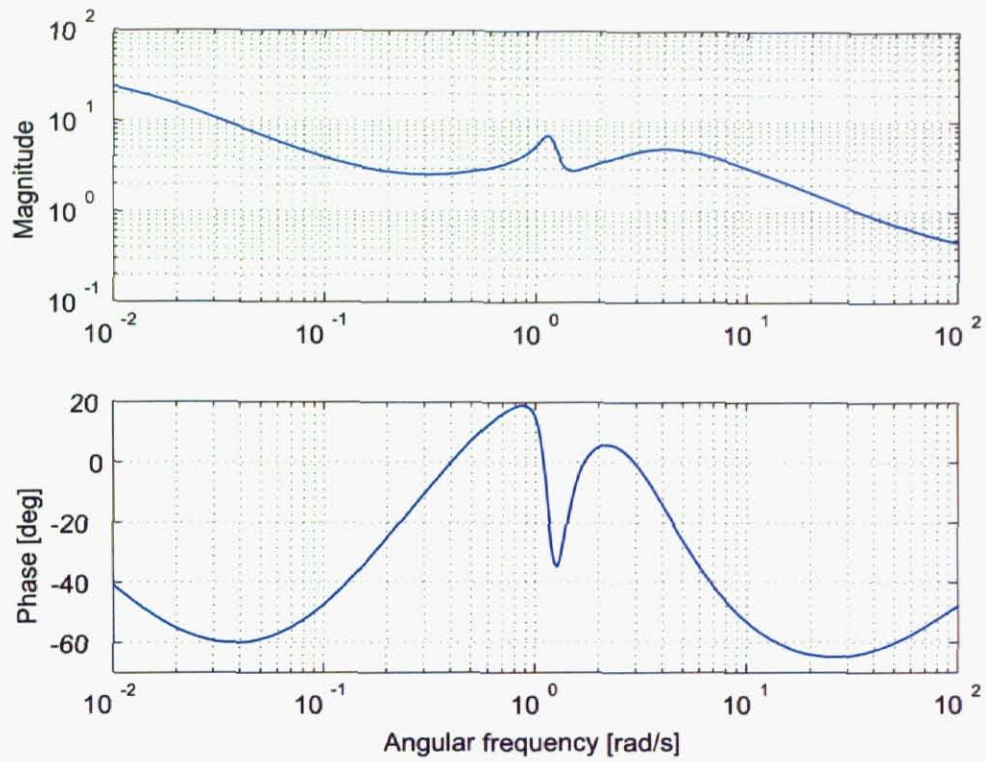
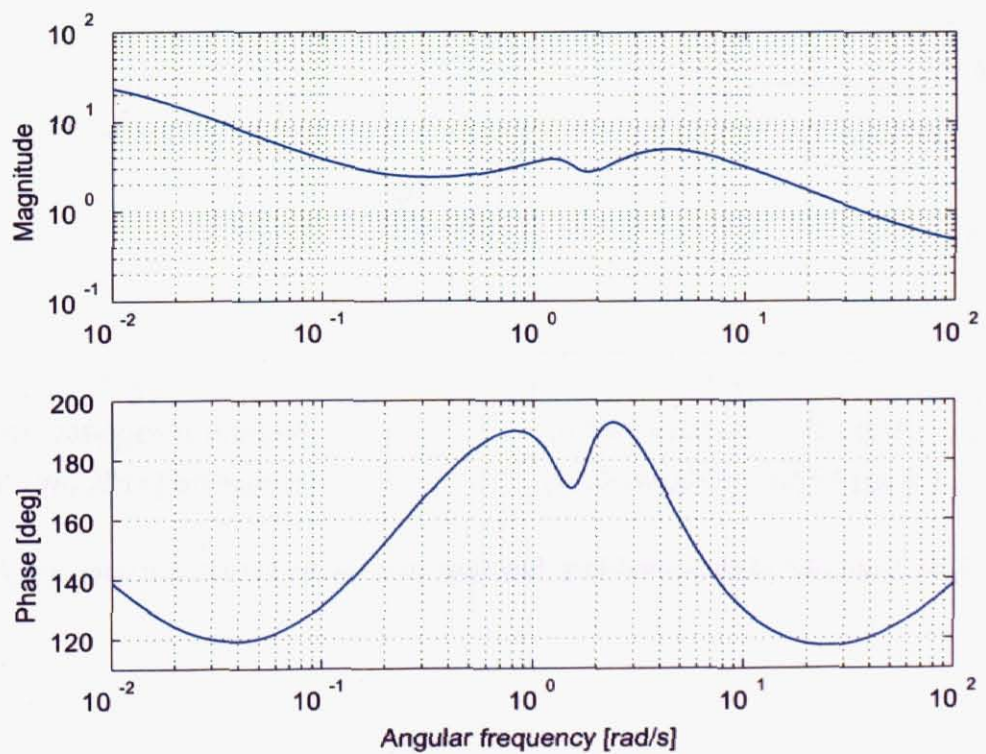


Fig. 3.20: Gain plot of the weighting functions for the  $H_\infty$  control design

設計された制御系が与えた制御仕様を満たしたものであるかを確認する。周波数領域に関しては、周波数整形された4つの閉ループ伝達関数  $J_{ij}$  と重み関数の逆関数  $(W_{outi} \times W_{inj} \div \gamma)^{-1}$  との比較を、Fig.3.22, 3.23 に示す。図から、ほぼ与えた仕様通りの周波数整形が達成されていることが分かる。時間領域に関しては、ステップ目標値応答およびステップ外乱応答について、Fig.3.24(a), 3.24(b), 3.25(a), 3.25(b) に示す。一部に制御仕様を満たしていない部分があるが、試行錯誤で重み関数の繰り返し調整を行って制御系を最適化した結果であり、やむを得ず妥協した。

アンチwindアップの設計について説明する。 $H_\infty$  制御の場合は補償器の中に積分ブロックが独立して存在しているわけではないため、飽和要素への入力を見て積分動作のみ止めるということはできない。そこで、飽和要素前後の信号の値の差を別途用意したアンチwindアップ用伝達関数  $K_{vya}$  ( $K_{vy}$  用),  $K_{vxa}$  ( $K_{vx}$  用) に入力し、それを補償器の入力端にフィードバックするような方式を考えた。シミュレーションにより試行錯誤で以下のように決定した。

$$\begin{aligned} K_{vya} &= \frac{2}{0.1s+1} \\ K_{vxa} &= \frac{-2}{0.1s+1} \end{aligned} \quad (3.17)$$

(a)  $K_{vy}$ (b)  $K_{vx}$ Fig. 3.21: The bode plot of the designed  $H_\infty$  horizontal velocity controllers

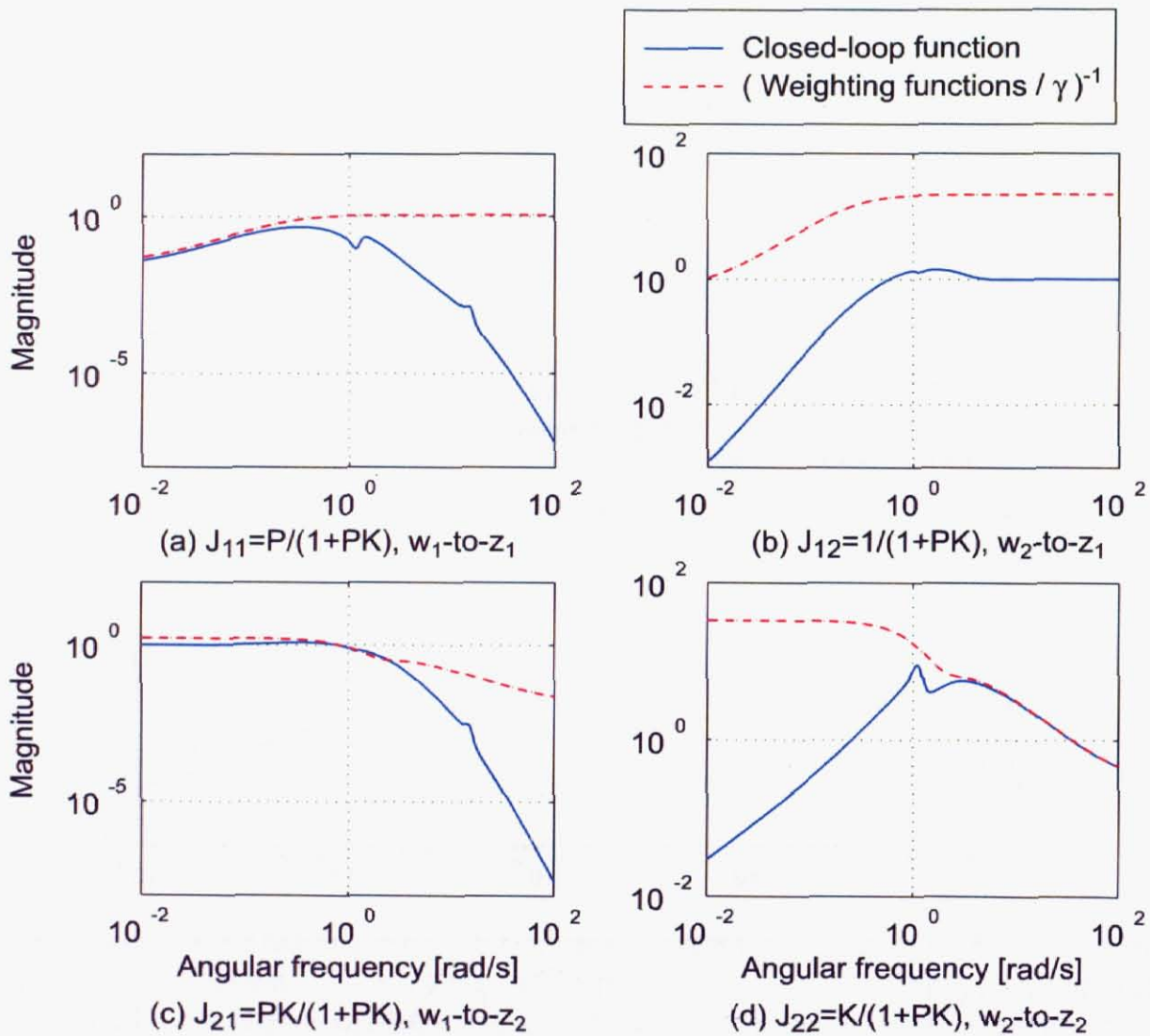


Fig. 3.22: Gain plot of the closed-loop functions and the weighting functions (for  $K_{vy}$ )

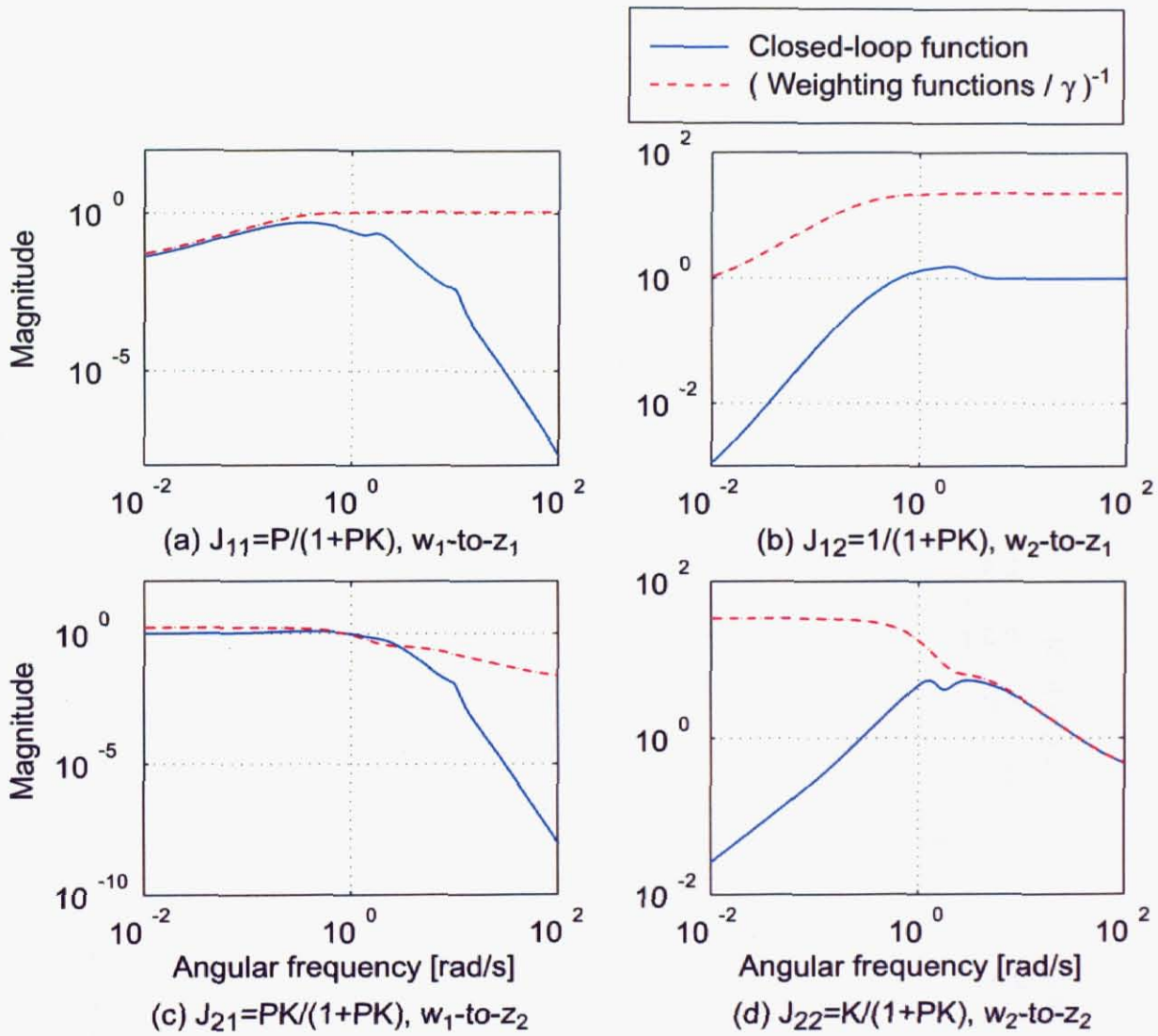
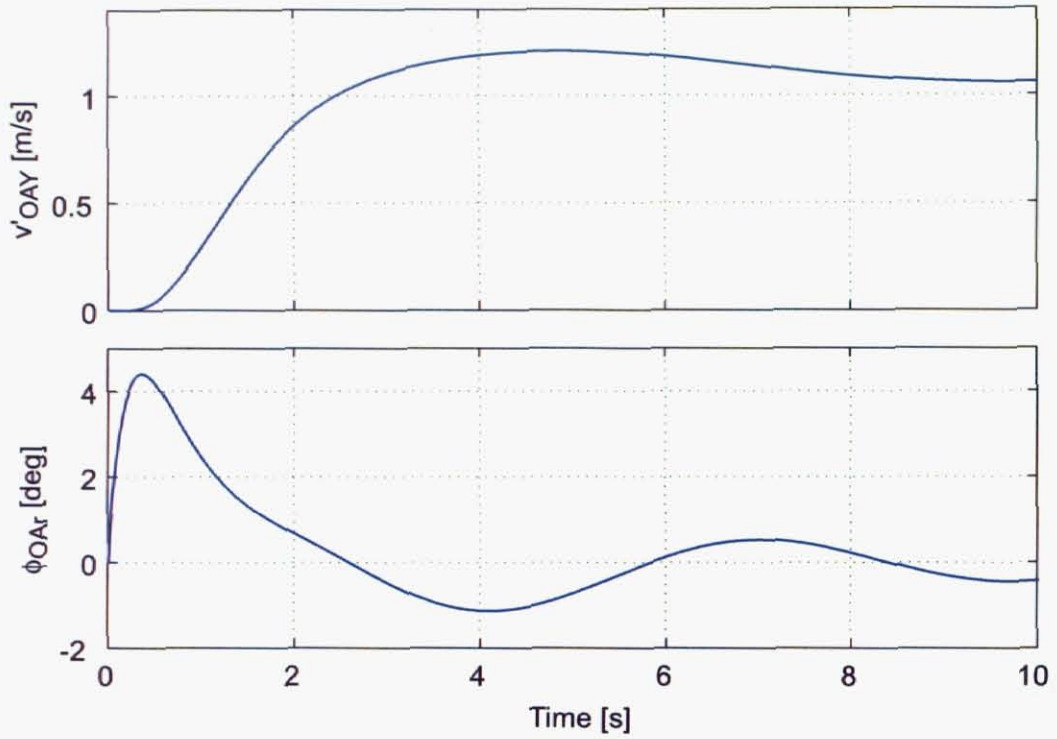
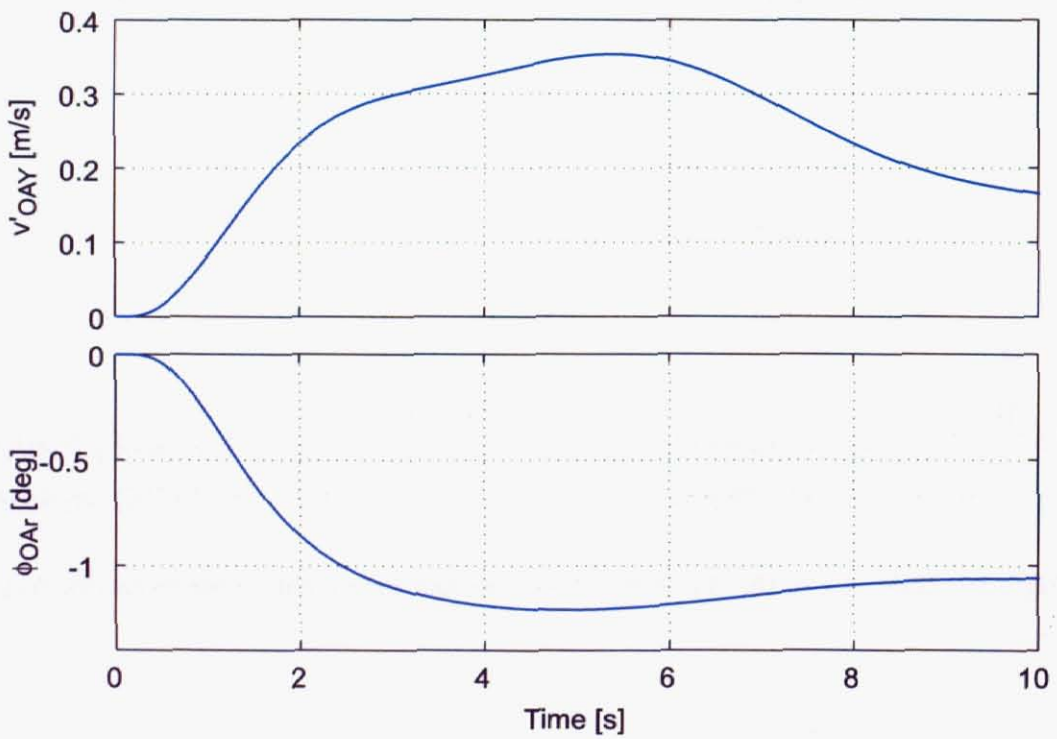


Fig. 3.23: Gain plot of the closed-loop functions and the weighting functions (for  $K_{vx}$ )

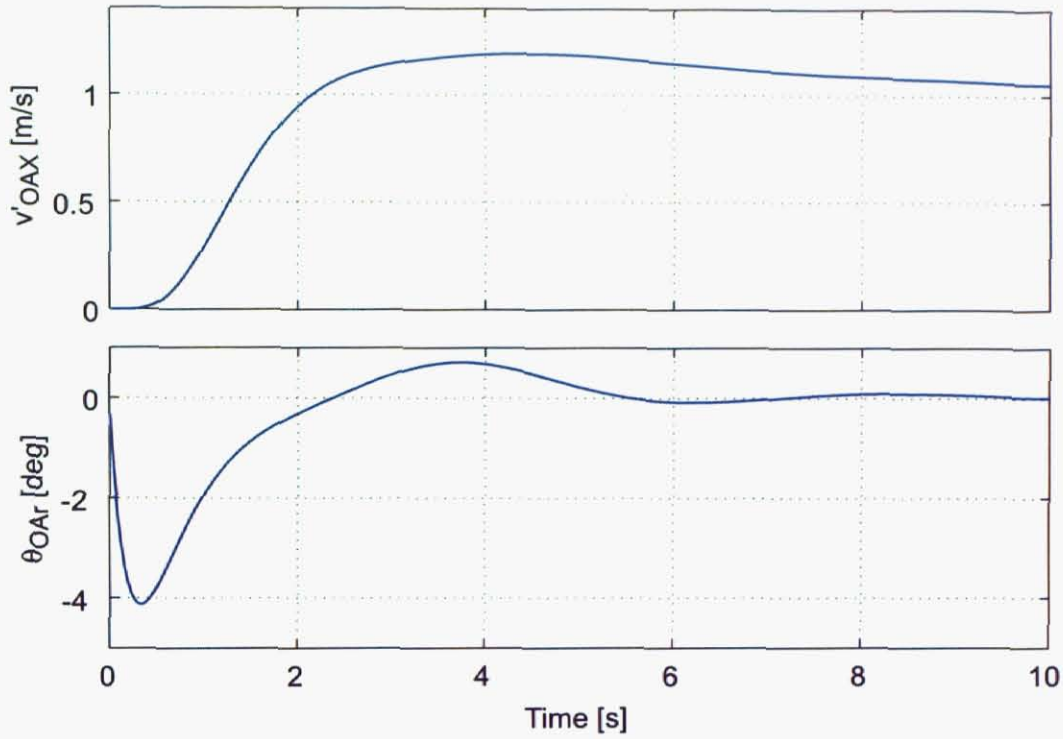


(a) The time historical responses for a unity step reference

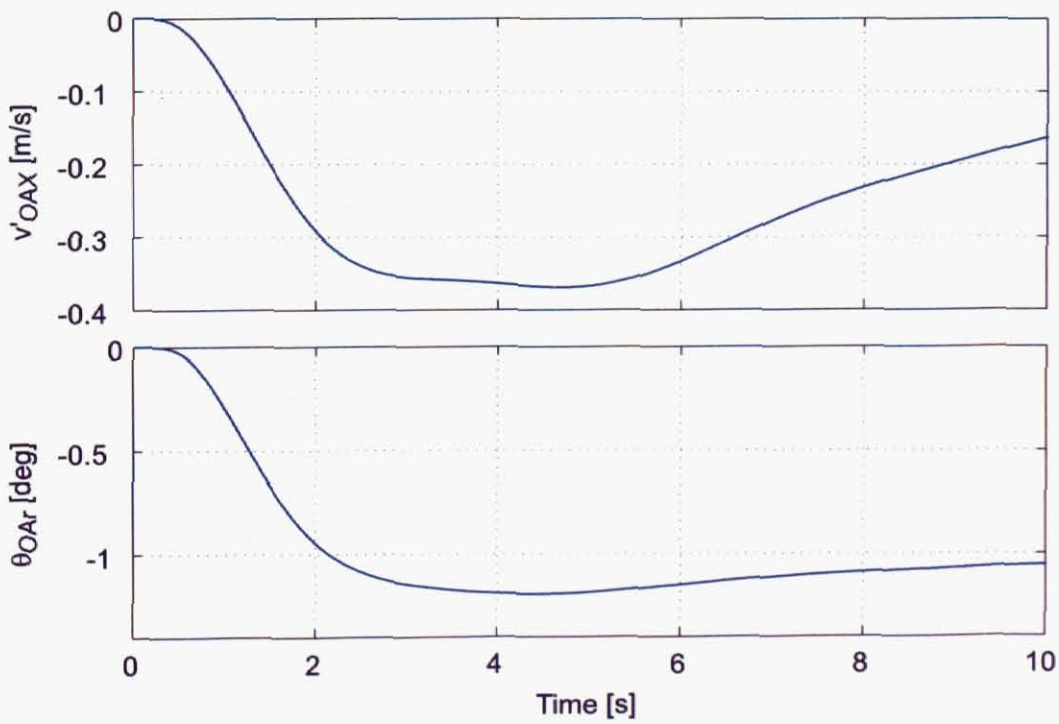


(b) The time historical responses for a unity step disturbance

Fig. 3.24: The simulated results of the horizontal velocity control system for  $K_{vy}$



(a) The time historical responses for a unity step reference



(b) The time historical responses for a unity step disturbance

Fig. 3.25: The simulated results of the horizontal velocity control system for  $K_{vx}$

また、飽和要素 C1 の範囲制限は  $-10 \sim 10$  [deg]、C2 の範囲制限は  $-8 \sim 8$  [deg] とした。飽和要素 C2 は C1 よりも制限幅が狭いため、C2 によりアンチwindアップが動作すると、実際には C1 の範囲制限に触れることはほとんどない。C1 は安全のために入れたものである。

### 3.3.4 水平位置制御

水平位置制御は Fig.3.26 で示すような構造である。制御量は水平位置  $p'_{OAY}, p'_{OAX}$  である。補償器は、目標値と制御量との間の偏差  $(p'_{OAYr} - p'_{OAY}), (p'_{OAXr} - p'_{OAX})$  に対する PD 補償器  $K_{py}, K_{px}$  によるフィードバックで構成され、制御入力は水平速度目標値  $v'_{OAYr}, v'_{OAXr}$  である。図中で D と名づけられたブロックは飽和要素である。制御対象は、姿勢制御の閉ループを含む水平速度制御の閉ループおよびその出力端に接続された水平位置モデルをあわせた部分となる。

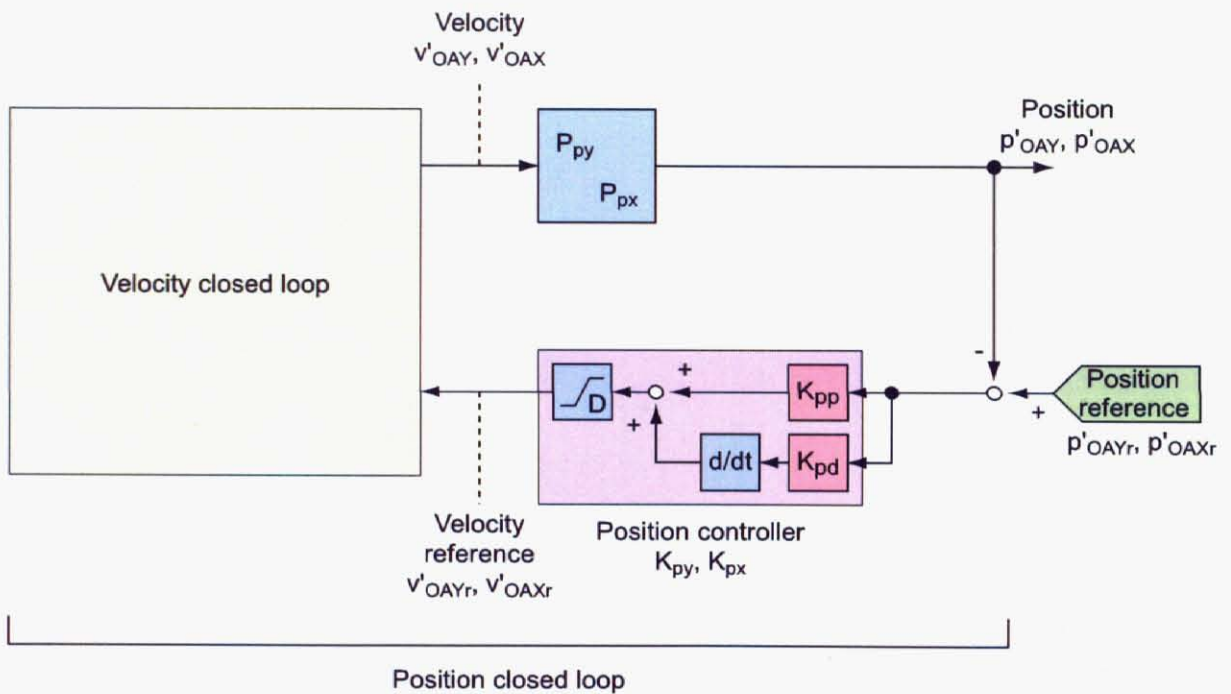


Fig. 3.26: Block diagram of the closed-loop system of the horizontal position control

制御系設計について説明する。基本的には比例ゲイン  $K_{pp}$  のみでできる限り良い制御性能となるようにし、位置応答が目標値をまたいで振動するのを抑えるのに微分ゲイン  $K_{pd}$  を用いる。シミュレーションでの試行錯誤による調整の結果、 $K_{py}, K_{px}$  いずれも

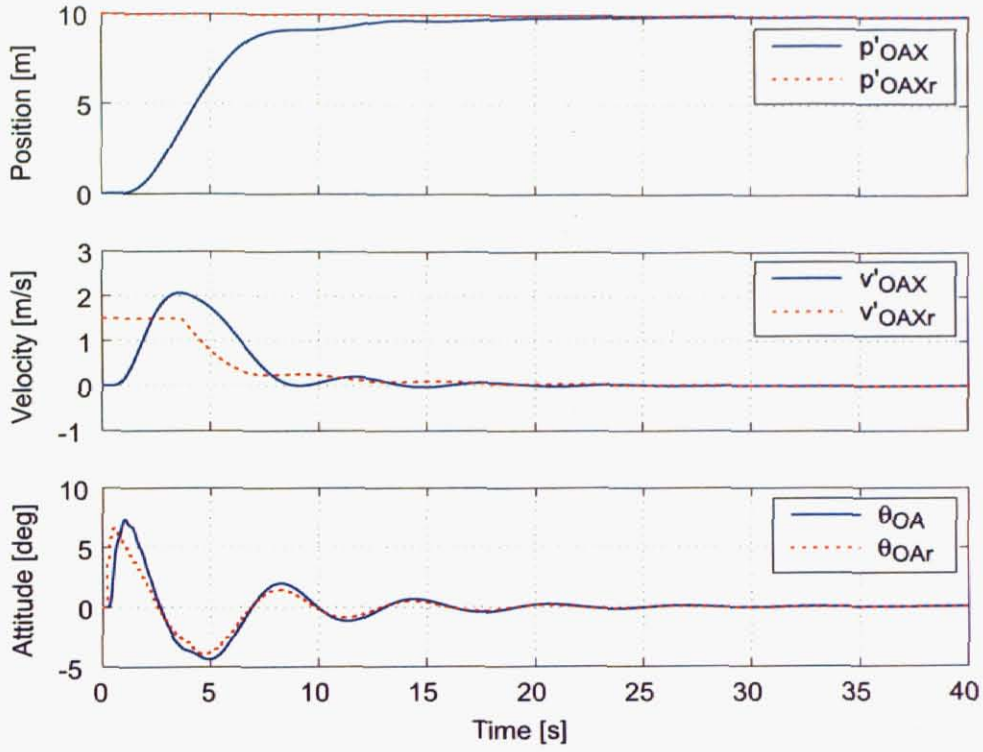
$$K_{pp} = 0.3, \quad K_{pd} = 0.2 \quad (3.18)$$

とした。飽和要素 D の範囲制限は  $-1.5 \sim 1.5$  [m/s] とした。

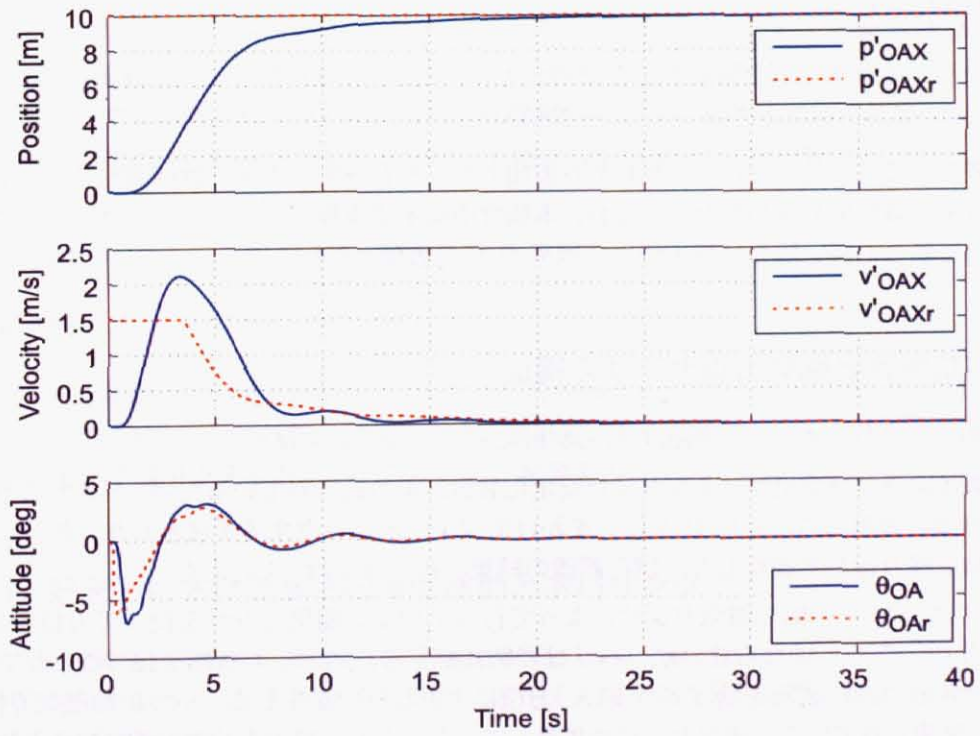
目標位置  $p'_{OAYr}, p'_{OAXr}$  として 10 [m] のステップ目標値を与えた場合のシミュレーション結果を Fig.3.27(a), 3.27(b) に示す。緩やかではあるが、オーバーシュートなしに目標値に収束している様子が見られる。水平速度目標値や水平位置目標値が過大になっていないことも分かる。なお、このシミュレーションにおけるアンチwindアップ対策は、水平速度補償器に対してのみ行っている。

今まで水平位置に関しては単純に水平速度の積分として考えてきたが、ヘリを実際にさまざまところに飛行させることを考えると、地球上における絶対位置を表す量として緯度経度 [deg] を使う必要がある。ここからは、水平位置制御のために必要な水平位置の追従偏差を緯度経度座標から計算する方法を説明する。

Fig.3.28 のように、地球上に固定された絶対座標系 O と G を考える。座標系 O は基本的に 3.2.1 節で説明し



(a) The results for  $K_{py}$



(b) The results for  $K_{px}$

Fig. 3.27: The simulated results of the horizontal position control system for step references

た通りで、原点の位置は任意、X 座標軸は北方向、Y 座標軸は東方向とし、座標系 O 上の任意の座標点 L の位置は  $(p_{OLX}, p_{OLY})$ 、単位 [m] で表すものとする。座標系 G は X 座標軸を緯度、Y 座標軸を経度とした座標系と考え、座標系 G 上の任意の座標点 L の位置は  $(p_{GLX}, p_{GLY})$ 、単位 [deg] で表すものとする。座標系 G の X, Y 座標軸は、地球が楕円体であるため直線ではないが、座標系 O の原点の近傍（半径数十 [km] 程度）では、座標系 G の X, Y 座標軸は直線かつ座標系 O の X, Y 座標軸とそれぞれ平行であると仮定し、考える全ての座標点はこの仮定が成り立つ範囲に存在するものとする。この仮定を置くと、座標系 G の単位 [deg] から座標系 O の単位 [m] への距離変換定数 [m/deg] が定義できる。X, Y 方向の距離変換定数をそれぞれ  $C_{Plat}$ ,  $C_{Plon}$  とする。通常この距離変換定数は、地球をある楕円体に近似し海拔高度を与えることで解析的に計算できるが、計算は非常に面倒である。国土交通省国土地理院のホームページに計算ツールがあり、おおよその値を知ることができる。

以上 2 つの座標系のほかに、3.2.1 節で説明したヘリ固定の座標系 A も考える。いま、現在のヘリの水平位置 A および目標水平位置 T を座標系 G で表した量をそれぞれ  $(p_{GAX}, p_{GAY})$  および  $(p_{GTX}, p_{GTY})$  とする。座標系 G における位置の追従偏差  $(e_{GX}, e_{GY})$  [deg] は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} e_{GX} &= p_{GRX} - p_{GAX} \\ e_{GY} &= p_{GTY} - p_{GTY} \end{aligned} \quad (3.19)$$

これを距離変換定数により座標系 O での表現  $(e_{OX}, e_{OY})$  [m] に直すと

$$\begin{aligned} e_{OX} &= C_{Plat} e_{GX} \\ e_{OY} &= C_{Plon} e_{GY} \end{aligned} \quad (3.20)$$

となる。座標系 A の X-Y 平面と座標系 O の X-Y 平面とが空間上で平行であると仮定し、座標系 O に対する座標系 A の座標軸の回転角度すなわち機首方位を  $\psi_{OA}$  とする。これを使って、位置追従偏差を座標系 A での表現  $(e_{AX}, e_{AY})$  に変換すると、次式となる。

$$\begin{bmatrix} e_{AX} \\ e_{AY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi_{OA} & \sin \psi_{OA} \\ -\sin \psi_{OA} & \cos \psi_{OA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{OX} \\ e_{OY} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

飛行実験を行う際は、この  $(e_{AX}, e_{AY})$  をそれぞれ前後方向、左右方向の水平位置補償器  $K_{px}$ ,  $K_{py}$  に位置追従偏差として与え、水平位置制御の演算を行う。なお、本論文中に示す実験データは、緯度経度により表現すると分かりにくいいため、特に断りの無い限りは基本的に座標系 O での表現、もしくは  $(e_{AX}, e_{AY})$  で表示するものとする。

### 3.3.5 機首方位制御と磁気方位センサの補正

本章の主たる内容からは外れるが、機首方位の制御に関して説明しておく。

機首方位は、機体にラジコン用レートジャイロ安定化装置が組み込まれているため、元々かなり安定である。そこで、単純に目標値と観測出力の差に P ゲインをかけてフィードバックする手法とした。設計には特にモデルは用いず、飛行実験を繰り返して調整した。試行錯誤の結果、P ゲインは 12 とした。

絶対方位の計測は、水平 2 軸の磁気センサによって行っている。磁気センサを使って方位を計測する場合は、常に 2 軸が水平面内になくはないが、ヘリは姿勢変動するため、その状態を保つことができない。その結果、磁気センサが鉛直方向の磁界を拾ってしまい、方位に大きな狂いが生じる。ヘリには磁気方位センサの他に、3 軸姿勢センサが装備されている。磁気センサを搭載していないため、絶対方位の計測はできないものの、電源を ON にした場所を基準とした方位角度を出力することができる。そこで、磁気センサにより計測された方位角度を  $\psi_{OAC}$ 、姿勢センサにより計測された方位角度を  $\psi_{OAG}$  とし、Fig.3.29 のようなフィードバック構造を持つ方位角度補正アルゴリズムを考案した。これは、 $\psi_{OAC}$  を目標値とみなし、補償ブロック  $K_{fy}$  により  $\psi_{OAG}$  に補正值を加算し、 $\psi_{OA}$  を目標値に追従させる一種の制御を行っていると考えればよい。 $\psi_{OAG}$  は絶対方位に対して一定値のオフセットを持つため、 $K_{fy}$  の出力はそのオフセットを打ち消す値となればよく、この DC 成分を除く

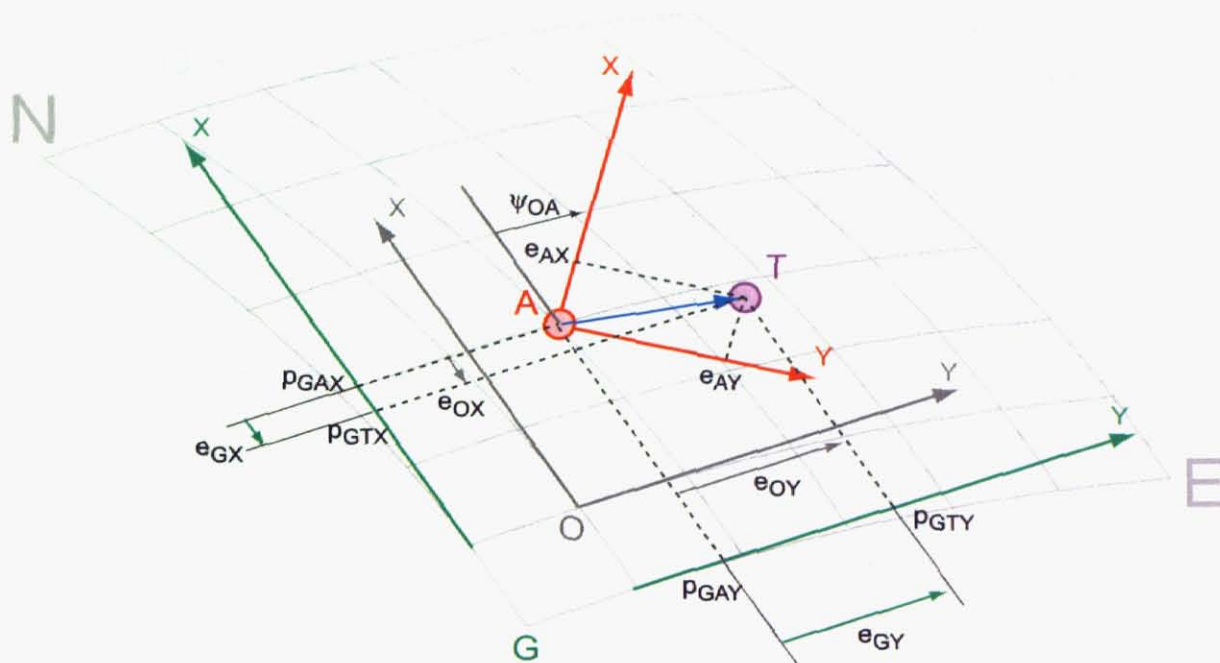


Fig. 3.28: Rotational conversion of the position errors

周波数成分に関しては  $\psi_{OAG}$  を信頼できるものと考えている。  $K_{fy}$  は試行錯誤の結果、以下のようなカットオフ周波数の低い伝達関数とした。

$$K_{fy} = \frac{0.8}{s + 0.01} \quad (3.22)$$

また、姿勢変動時の対策として、ロール姿勢角度  $\phi_{OA}$  およびピッチ姿勢角度  $\theta_{OA}$  の絶対値がともに 5 [deg] 未満の場合にのみ  $K_{fy}$  の演算を行い、それ以外の場合  $K_{fy}$  は最後の状態を保持して演算を一時停止するようにした。このようにすることで、姿勢が水平付近のときは常に磁気方位センサを使って補正結果  $\psi_{OA}$  にドリフトが生じないようにし、姿勢変動時は姿勢センサ側のみを使って機首方位角度  $\psi_{OA}$  を計算することとなる。以上のようにして前述の磁気センサの問題を対策した。

### 3.4 飛行実験による制御性能の検証

ここでは、設計された制御系の性能を検証するための飛行実験について述べる。まず、基本的な制御実験として 2 点間移動とホバリングに対して公称性能の評価を行う。続けて、異なる条件で行った実験の結果を説明し、設計した制御系がどの程度まで適用できるのかを明らかにし、制御系のロバスト性の確認を行った。

#### 3.4.1 実験 1: 好天下における水平四角形移動とホバリング

一辺約 15 [m] の正方形を描くように機体を水平移動させつつ端点でホバリングさせる制御を行った。本実験では、ここまで述べた制御系以外に、機首方位を P 制御で固定する制御系を使用した。高度方向は手動操縦とした。実験時の天候は曇天弱風であった。

Fig.3.30(a) は上空から見た時の移動軌跡である。目標位置は図上の黒地白抜き数字の順に四角形の 4 つの端点にのみ与え、その途中の軌道は与えていない。機首  $x$  軸は、目標位置 1 ~ 3 番では北基準で西寄り 13 [deg]、3 ~ 5 番では真北となっている。与えられた目標位置への移動は問題なく行えている。移動途中はやや曲線軌道となっているが、これは今回考慮していない連成の影響や機体の高度変化の影響によるものと考えられる。Fig.3.30(b) は目標位置 5 における定点ホバリングの軌跡を拡大したものである。ヘリの移動範囲は直径 1 [m] の円に収まる程

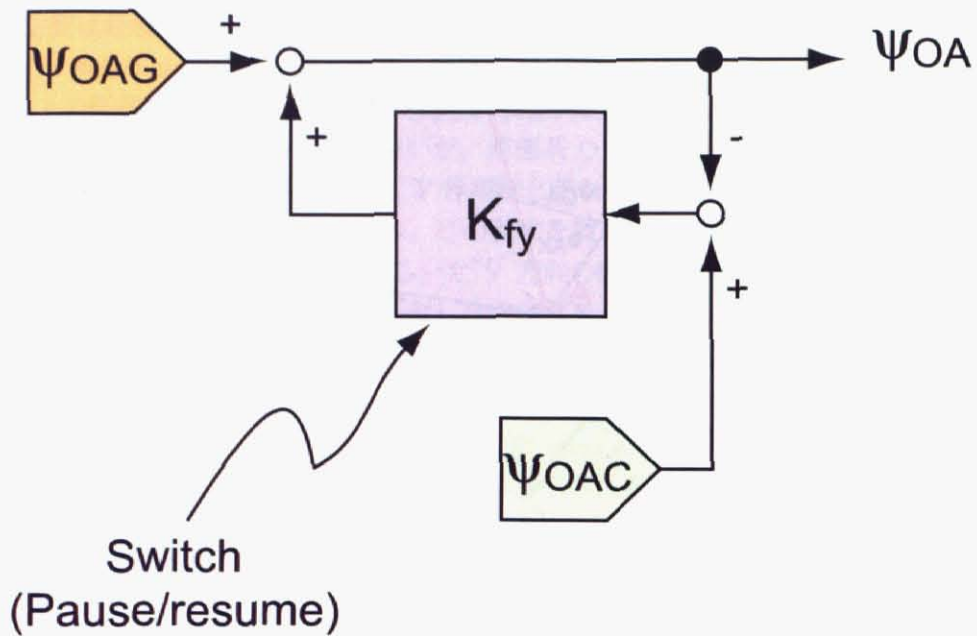


Fig. 3.29: Block diagram of the heading angle compensator with a feedback loop

度であり、数 [m] 離れたところから機体を目視しても動いているのが分からないくらい良好である。Fig.3.31(a), 3.31(b) は水平位置の時間応答である。目標値変化時の過渡応答はシミュレーションとよく合っており、目標値一定時の振動的な応答にやや違いが見られる程度である。Fig.3.32(a), 3.32(b) は水平速度の時間応答である。目標値に対する応答の遅れはシミュレーションとほぼ同じであったが、オーバーシュートは実験の方が大きく、これは位置制御性能を劣化させる 1 つの原因になると考えられる。オーバーシュートについては、外乱だけでなく GPS の持つ長いサンプルホールドとむだ時間も関わっていることを確認している。いずれにしても、位置制御の性能向上には、応答速度の改善も含めてより一層の  $H_\infty$  水平速度制御の性能向上が必要である。Fig.3.33(a), 3.33(b) は姿勢角度の時間応答であり、こちらはかなり良い目標値追従性を示している。

ヘリはそれ自身がメインロータにより乱れた気流という外乱を常に発生させ続けている。そのため、シミュレーションの時間応答を実験結果のそれと比較する場合、シミュレーションにもある程度の外乱を加えておいた方が良いと考えられる。本節の各図におけるシミュレーションの波形は、以下のようにして計算した外乱を加えたものである。

ロール軸に関して考える。姿勢角速度モデルが制御入力端に外乱  $d_{ail}$  を受ける場合、その入出力関係は次式のように表される。

$$\Omega'_{OAX} = P_{arr} \left( u_{ail} + \frac{d_{ail}}{k_{d_{ail}}} \right) \quad (3.23)$$

ここで、 $k_{d_{ail}}$  は外乱のゲインを調整するために設けた定数である。この式を変形すると、次式が導かれる。

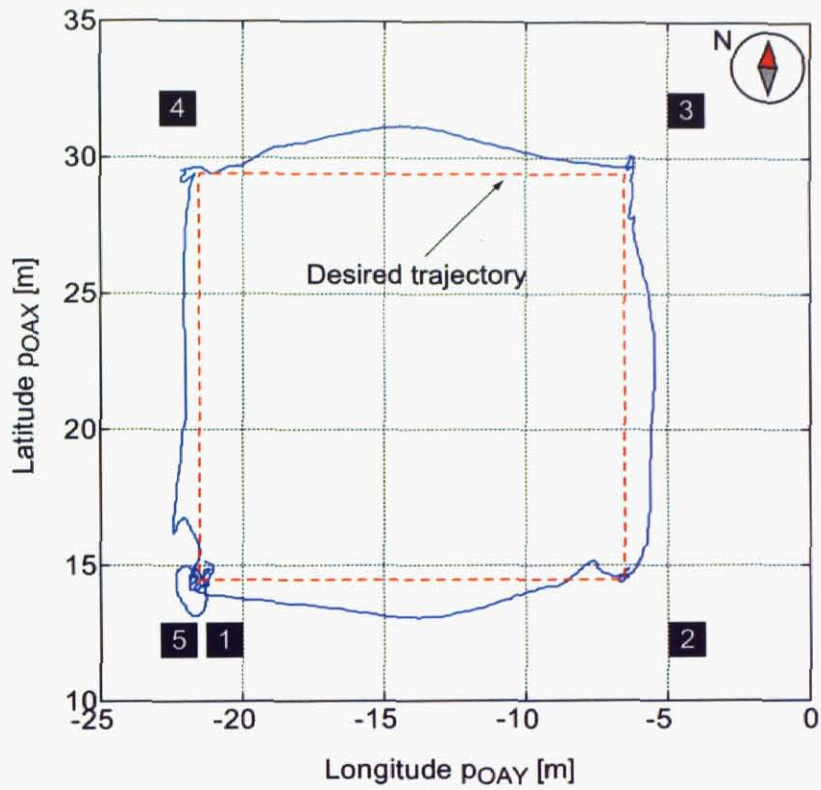
$$d_{ail} = k_{d_{ail}} (P_{arr}^{-1} \Omega'_{OAX} - u_{ail}) \quad (3.24)$$

この式の  $\Omega'_{OAX}$  および  $u_{ail}$  の部分にそれぞれの実験結果を入れることで外乱を導きたいわけであるが、数学モデル  $P_{arr}$  の逆関数  $P_{arr}^{-1}$  はプロパーではないため実現できない。そこで、1) 高域の特性を無視するため低域通過フィルタ  $G_{dipf}$  を導入し、2)  $P_{arr}$  を DC ゲイン  $\|P_{arr}(0)\|$  で代用することとした。すなわち、次式である。

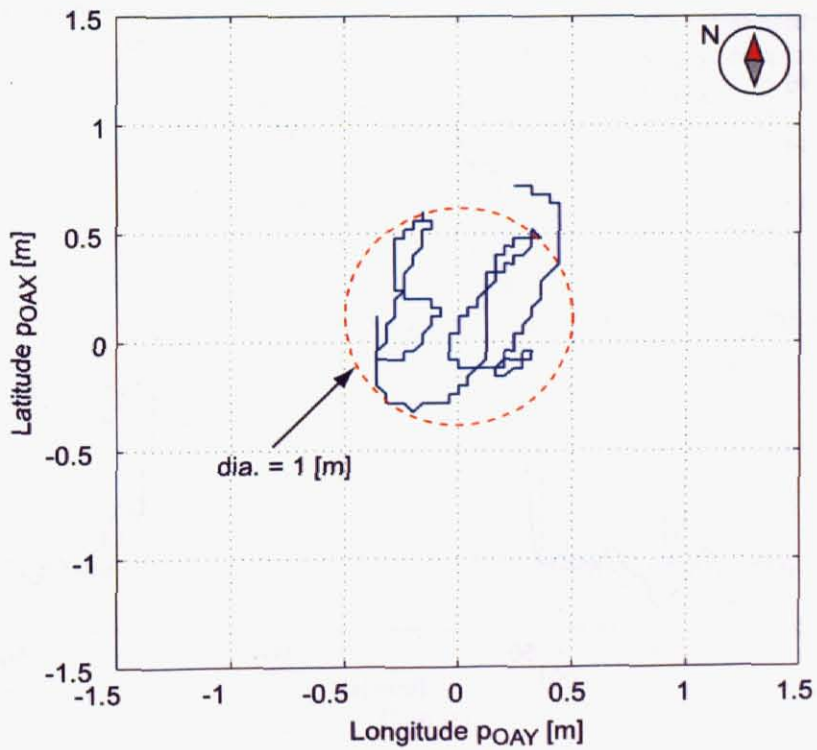
$$d_{ail} = k_{d_{ail}} G_{dipf} \left( \frac{1}{\|P_{arr}(0)\|} \Omega'_{OAX} - u_{ail} \right) \quad (3.25)$$

同様にピッチ軸に対しても、外乱ゲイン調整用定数  $k_{d_{ele}}$  を用い、次式のように外乱  $d_{ele}$  を導いた。

$$d_{ele} = k_{d_{ele}} G_{dipf} \left( \frac{1}{\|P_{arp}(0)\|} \Omega'_{OAY} - u_{ele} \right) \quad (3.26)$$

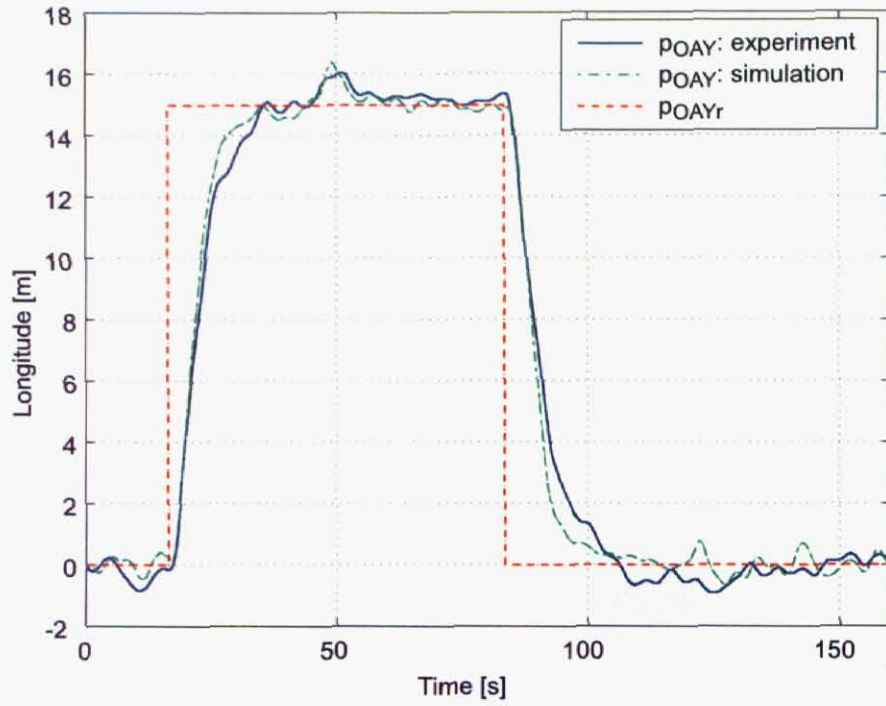


(a) The entire trajectory

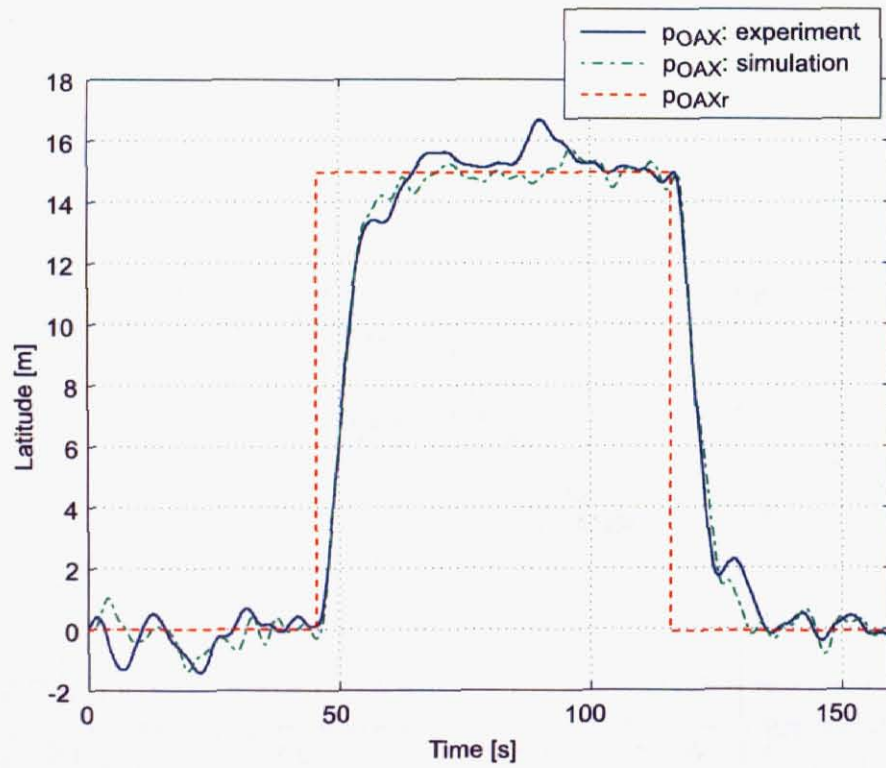


(b) The trajectory around point No.5

Fig. 3.30: The horizontal flight trajectory in experiment No.1

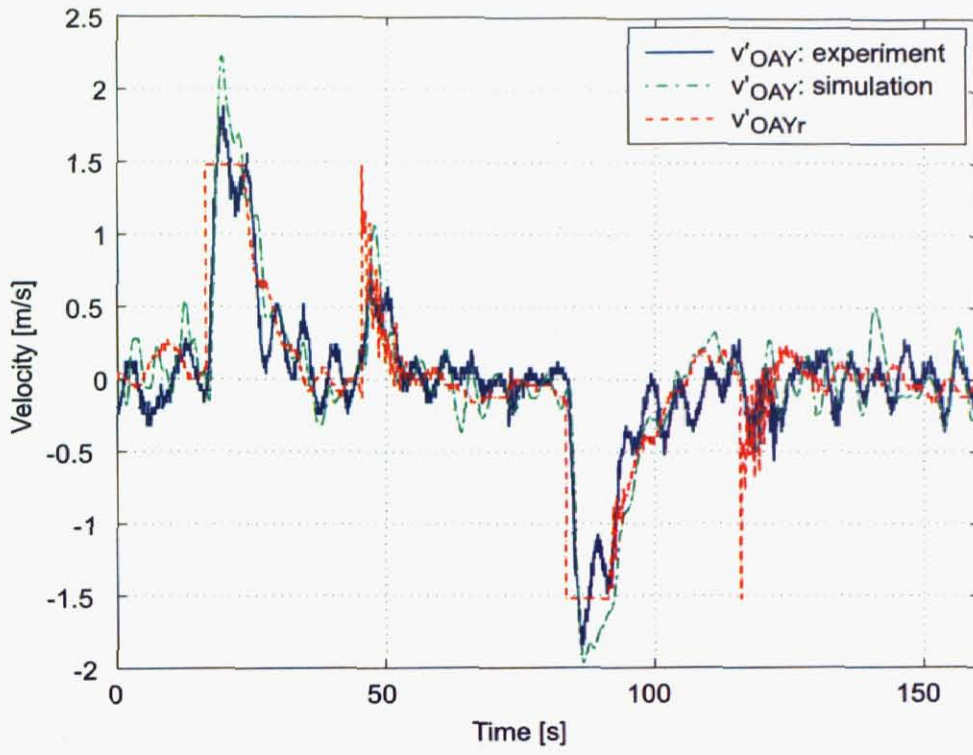


(a) The east-west position

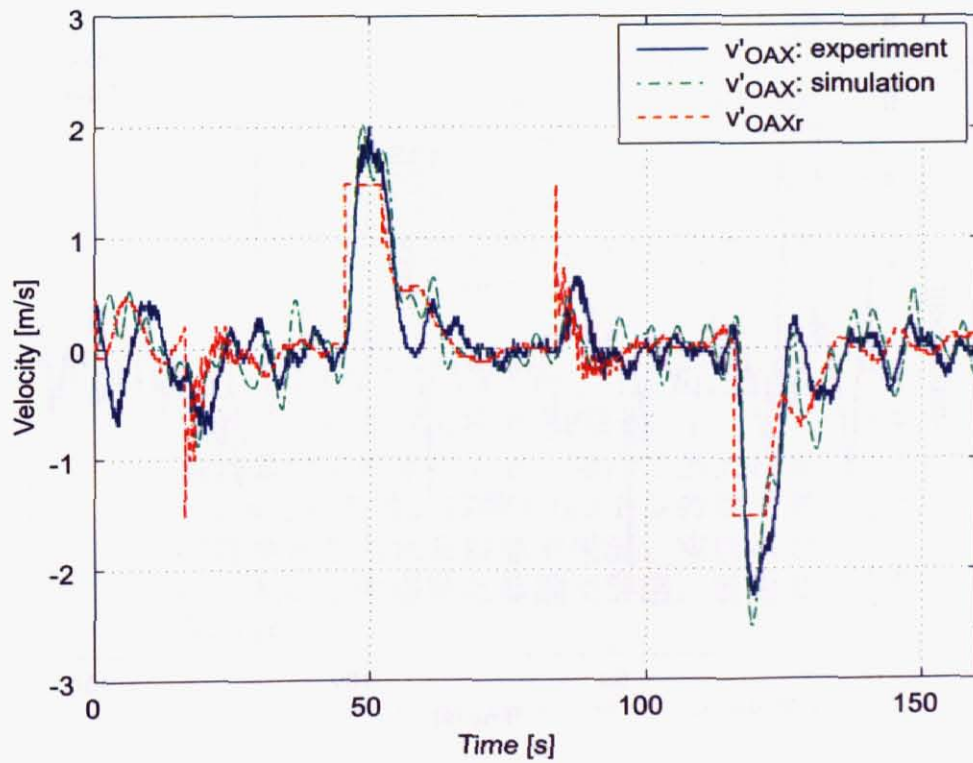


(b) The north-south position

Fig. 3.31: The time historical results of the horizontal positions in experiment No.1



(a)  $v'_{OAY}$



(b)  $v'_{OAX}$

Fig. 3.32: The time historical results of the horizontal velocities in experiment No.1

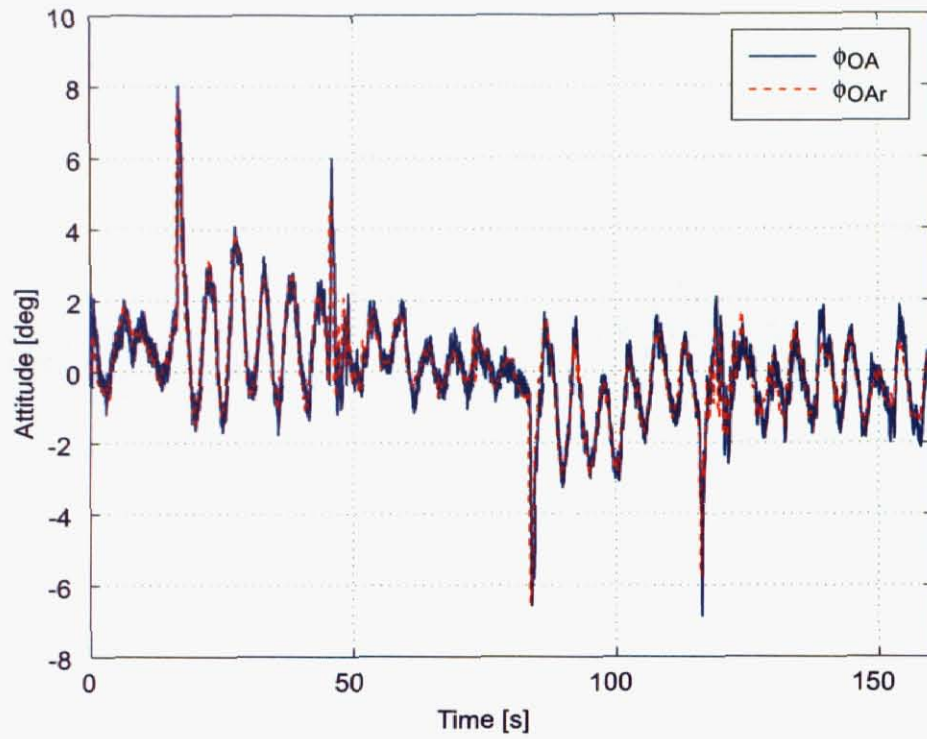
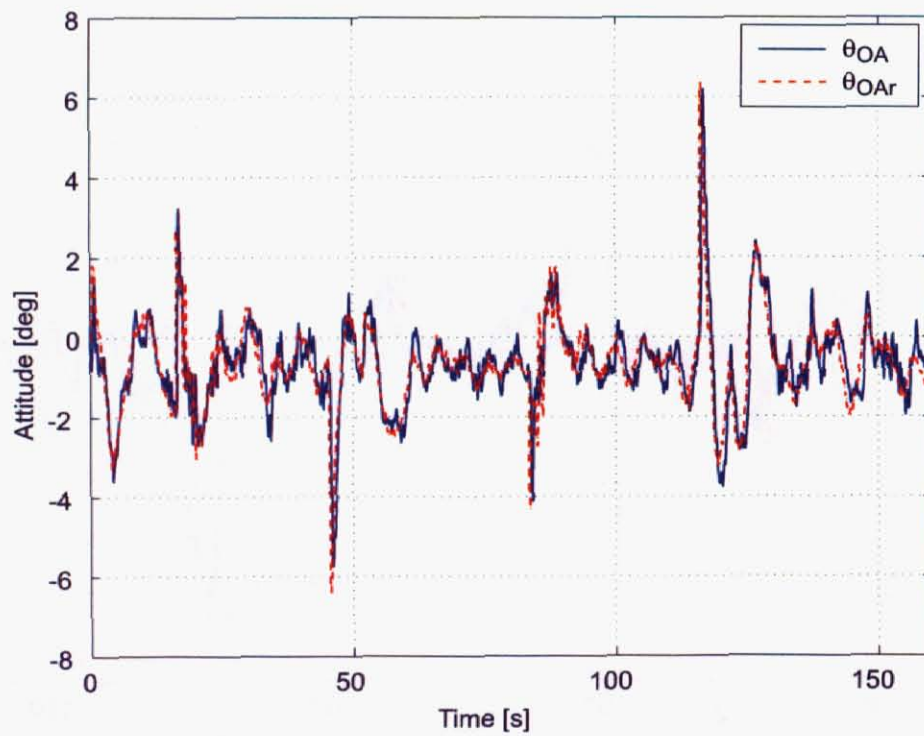
(a)  $\phi_{OA}$ (b)  $\theta_{OA}$ 

Fig. 3.33: The time historical results of the attitudes in experiment No.1

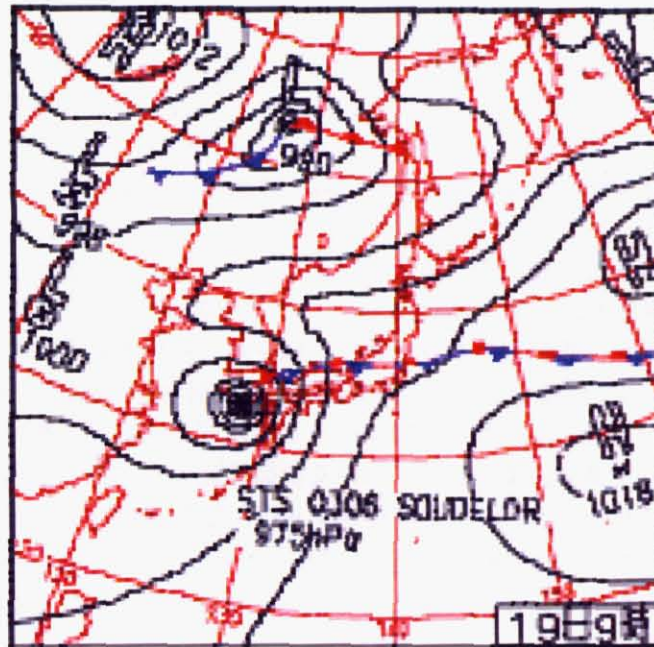
$k_{d_{ait}}$ ,  $k_{d_{ete}}$ ,  $G_{dlpf}$  は試行錯誤で次のように定めた。

$$k_{d_{ait}} = 2, \quad k_{d_{ete}} = 2, \quad G_{dlpf} = \frac{1}{0.5s+1} \quad (3.27)$$

式 (3.25), (3.26) の導出にあたっては、姿勢角速度モデル  $P_{arr}$ ,  $P_{arp}$  のモデル化誤差は一切考慮していない。すなわち、これらモデルを十分正確と仮定し、入出力誤差に相当する分はすべて外乱によるものとみなした場合の式である。また、ここでは姿勢変動を発生させる外乱についてのみ考えたが、実際には機体を真横に押すなど姿勢変動に影響しない種類の外乱も存在すると考えられるため、式 (3.25), (3.26) によって必ずしも全ての外乱を表現できるわけではないことに注意されたい。

### 3.4.2 実験 2: 強風下における水平四角形移動とホバリング

一辺約 15 [m] の正方形を描くように機体を水平移動させつつ端点でホバリングさせる制御を行った。本実験では、ここまで述べた制御系以外に、機首方位を P 制御で固定する制御系を使用した。高度方向は手動操縦とした。実験時の天候は、台風が接近していたためかなりの強風であり、推定で平均風速約 8 [m/s]、時折突風が吹く状態であった。参考として、当日の天気図を Fig.3.34 に示す。



**19日(休)台風第6号対馬通過**  
 長崎県が暴風域に入り、福江で最大瞬間  
 41.2m/sを記録。宮崎では3トンの保冷車  
 が竜巻と見られる強風で横転。東日本では  
 台風からの暖気と日照で昇温、各地で  
 真夏日。

Fig. 3.34: The weather chart on the day of experiment No.2

Fig.3.35(a) は上空から見た時の移動軌跡である。目標位置は図上の黒地白抜きの数字の順に四角形の 4 つの端点である。機首方位は常に真北とした。2 点間移動については、強風下であるにもかかわらず、問題なく行うことができた。Fig.3.35(b) は目標位置 1 における定点ホバリングの軌跡を拡大したものである。端点ホバリングでは強風に煽られたことによる性能劣化がはっきり現れるが、それでも終始発散することなく、ヘリの移動範囲が直径 2.3 [m] の円に収まる程度に収束させることができた。Fig.3.36(a), 3.36(b) は水平位置の時間応答である。目標値

変化時の過渡応答はシミュレーションとよく合っている。なお、この実験のときは、目標位置を与える際、プログラムの都合上一度に 15 [m] の移動を指定できず、代わりに 1 [m] 移動の指示をすばやく 15 回与えたため、目標値の縦の線が若干斜めになっている。Fig.3.37(a), 3.37(b) は水平速度の時間応答である。目標値への追従はほぼ行えているものの、全体的にオーバーシュートが大きいことが分かる。Fig.3.38(a), 3.38(b) は姿勢角度の時間応答であり、こちらは非常に良い目標値追従性を示している。本実験を通じて、設計した制御系がある程度の風外乱的环境下でも小型無人ヘリを安定化でき、その意味でのロバスト性が実験的に示されたと考える。

### 3.4.3 実験 3: 単独測位 GPS による制御

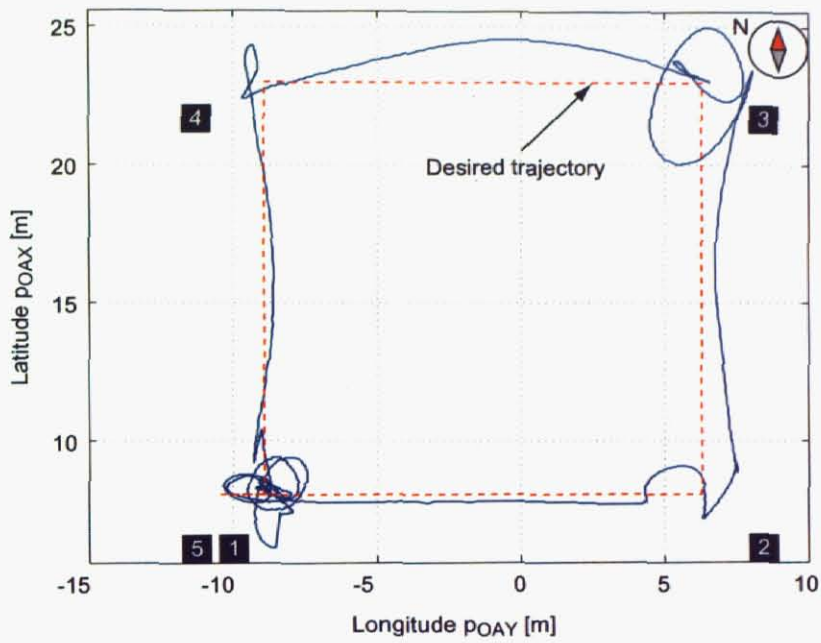
実験では、ヘリの位置や速度を計測するのに GPS (= 全地球測位システム、Global Positioning System) を用いている。最新の RTK (= Real-Time Kinematic) 方式の GPS を用いると、最高で位置の計測精度が 2 [cm] 以下の標準偏差となる。本研究では基本的に RTK 方式を使用することを前提としている。しかし、RTK 方式では、ヘリ搭載の GPS 移動局の他に地上固定の GPS 基準局が必要で、GPS 受信機が合計 2 台必要になり、また、基準局により移動局の測位精度を補正するため、その間の通信手段も確保しなくてはならない。実用の面を考えると、移動局のみで済む単独測位の方が有利である。ただ、単独測位では、どんなに条件の良い場合でも、位置の計測精度が 2 [m] 程度の標準偏差となる。ホバリング時のように移動局が静止状態に入った場合は、特に計測精度が悪化する。この実験では、GPS を単独測位モードにし、その場合にホバリングや誘導制御が可能であるか、制御性能がどの程度劣化するかを確かめた。比較のため、RTK 方式でも同様の実験を行った。Fig.3.39 は単独測位の場合、Fig.3.40 は RTK の場合で、いずれも時刻歴応答である。GPS の測位状態、機体の状態、気象条件等をあわせるため、2 つの実験は同一の場所、同一の日、かつ時間的に連続して行った。この実験では、著者の研究グループのメンバが開発した最適制御による高度制御を実装しており、全軸制御となっている。一辺 20 [m] の水平の四角形を描き、端点でホバリングさせた。一部高度変化も行っている。単独測位における位置の測位精度を見ると、水平位置は多少ノイズが含まれる程度で、波形を見る限り測位精度、制御性能ともにほとんど劣化がないように見える。しかし、姿勢を見ると、RTK の場合に比べてかなり振動的になっていることが分かる。これは、前述の水平位置のノイズ成分が水平位置制御の微分要素で増幅され、結果的に姿勢制御に対し振幅が大きくかつ振動的な姿勢目標値が入ってしまっていることによる。位置制御と姿勢制御の間には  $H_\infty$  の水平速度補償器があり、設計では高周波領域でゲインを落とすような周波数整形をしたはずであるが、微分により増幅されたノイズを防ぎきることはできていないわけであり、単独測位における制御性能の向上には位置制御の再検討も必要と考えられる。ただ、2 点間移動制御やホバリング制御そのものは RTK 方式の場合と同様に問題なく行うことができた。

(注) 今のところ GPS 以外にヘリの位置を知る手段がないため、図に表示したヘリの位置データは真のヘリの軌跡であるとは限らないが、少なくともこの実験においてヘリを目視した限りでは図に表示した位置データはかなり信頼できるものと考えられる。

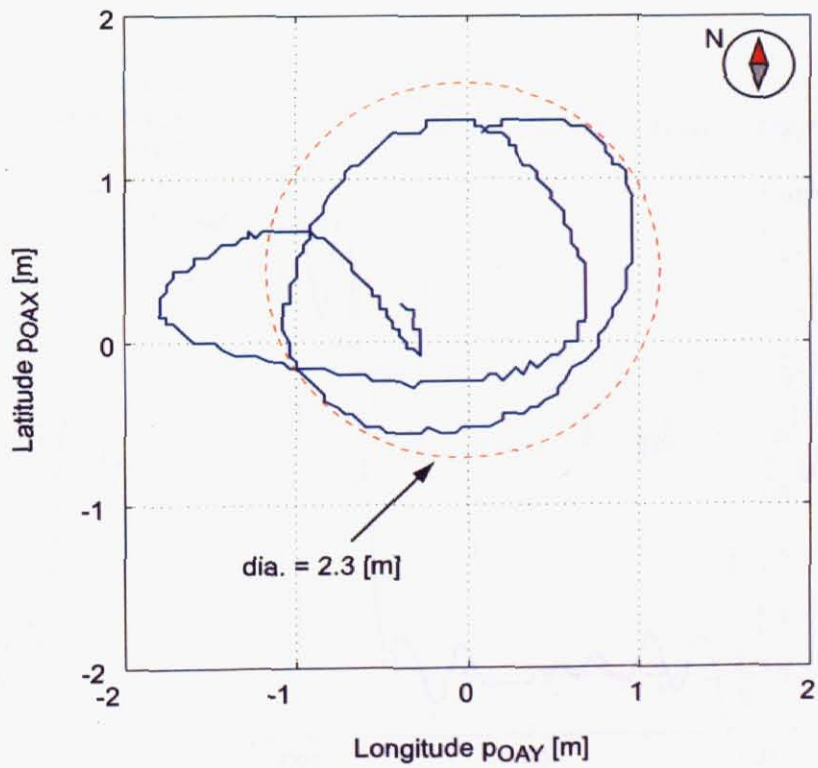
### 3.4.4 実験 4: 高速移動制御

ホバリング制御や誘導制御では、水平速度補償器に入る目標値を低く抑えることで、ヘリが静安定を保った動きとなるようにしているが、ここでは前進方向に大きな水平速度目標値を与え、高速飛行時に所望の制御となるかどうかを確かめる実験を行った。

制御開始直後はその場でホバリングさせる水平位置制御を行い、途中で前進方向に一定の水平速度目標値  $v'_{OAXr}$  を与えた。この目標値を与えた瞬間、水平位置制御  $K_{py}$ ,  $K_{px}$  はいずれも OFF にし、左右方向の水平速度目標値  $v'_{OAYr}$  には 0 を与えた。 $v'_{OAXr}$  を 5, 7, 15 [m/s] と変えて 3 回実験を行った。実験の結果をそれぞれ Fig.3.41, 3.42, 3.43 に示す。図は上から水平前後の速度応答、水平左右の速度応答、高度となっている。前進飛行は機体が有視界範囲もしくは実験場からはみ出す直前まで行うものとし、その後自律制御を打ち切って手動操縦で機体を回収した。なお、15 [m/s] の場合は途中で高度が急降下し、水平飛行距離も飛行可能な範囲の限界に到達したため、前進速度が目標値に達する前にやむなく実験を中断した。

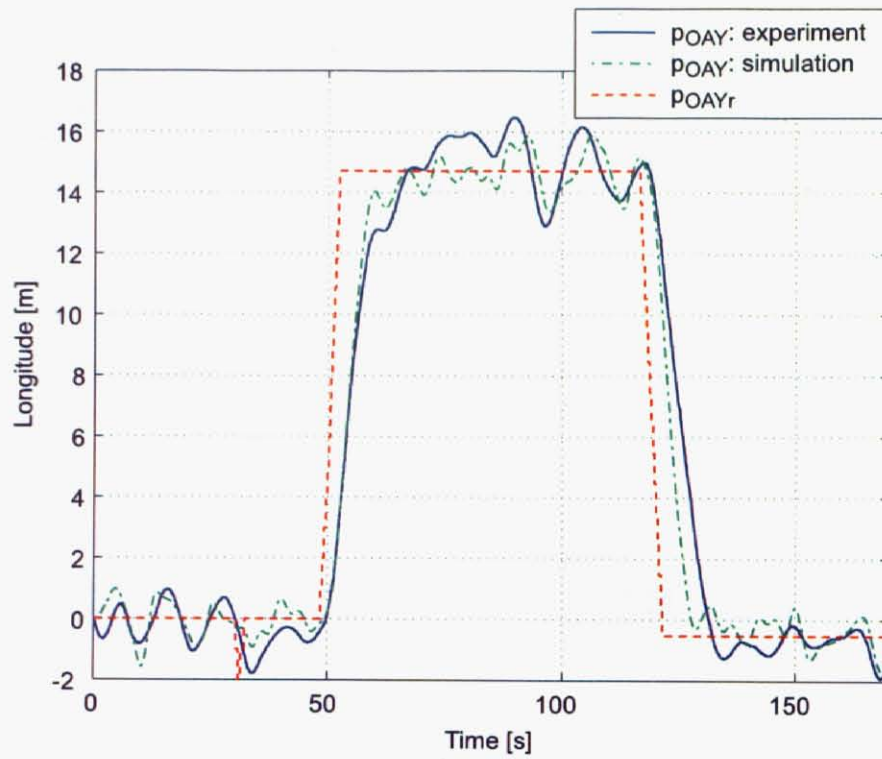


(a) The entire trajectory

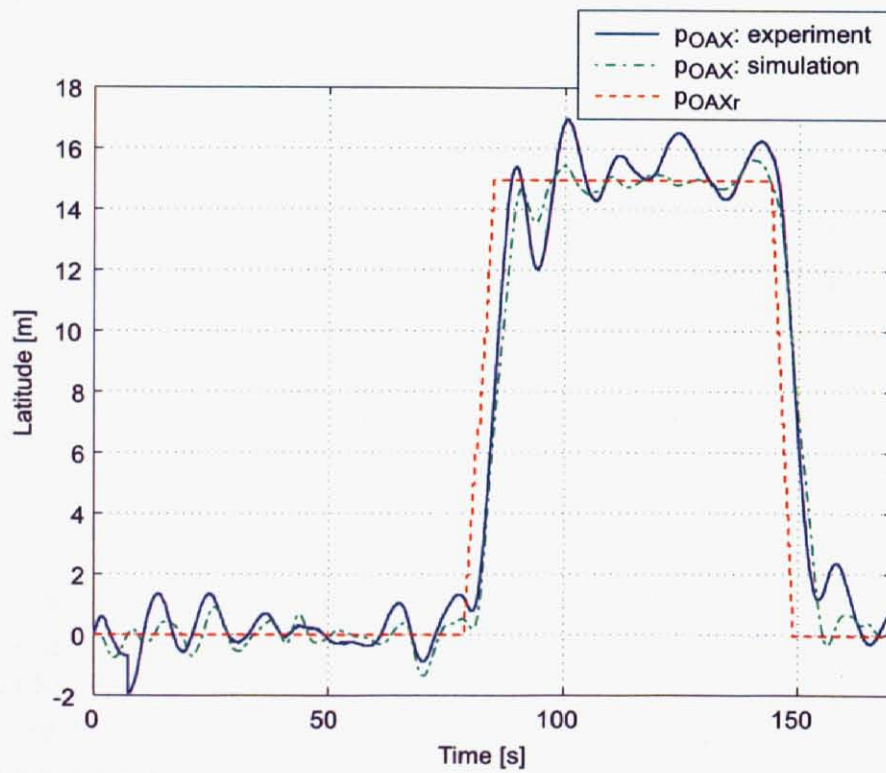


(b) The trajectory around point No.5

Fig. 3.35: The horizontal flight trajectory in experiment No.2

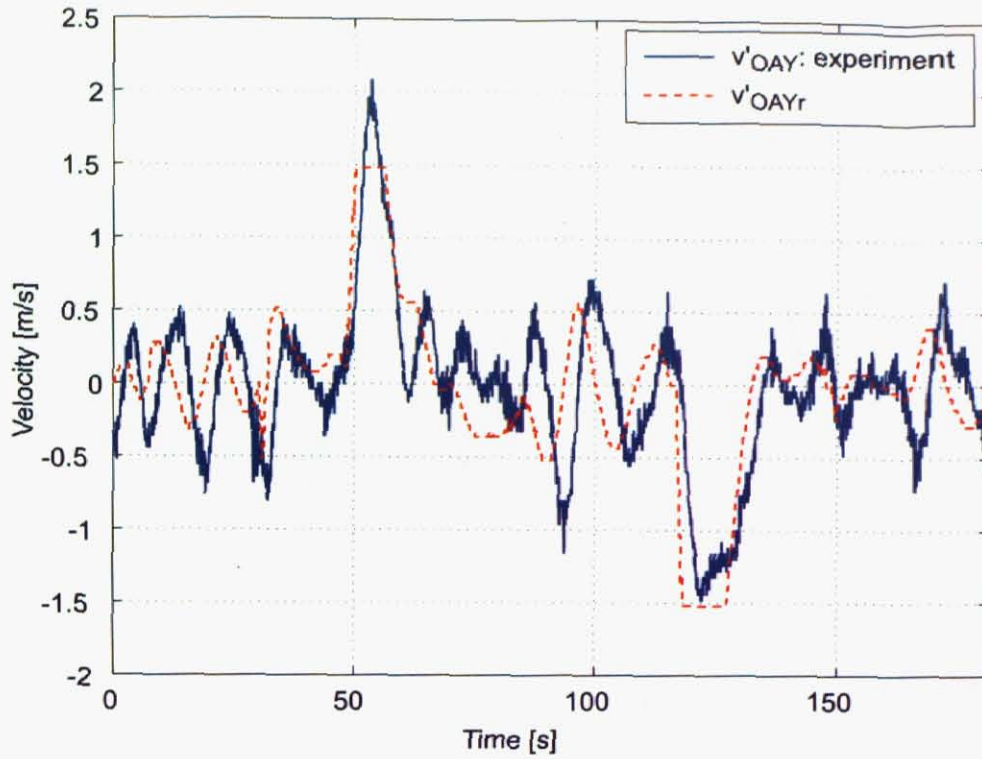


(a) The east-west position

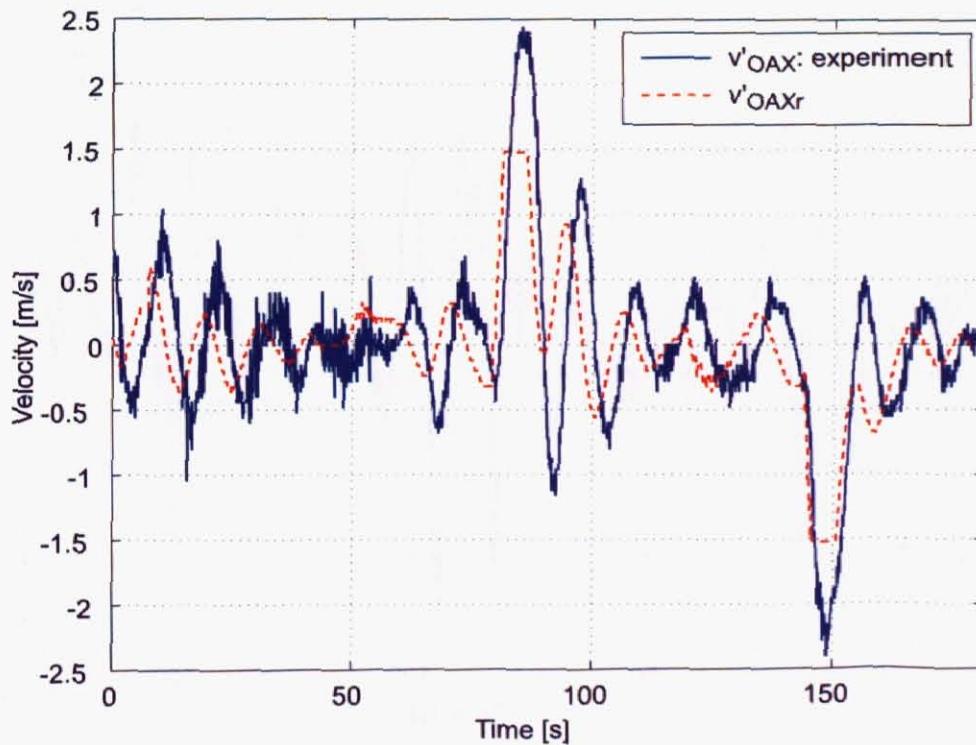


(b) The north-south position

Fig. 3.36: The time historical results of the horizontal positions in experiment No.2



(a)  $v'_{OAY}$



(b)  $v'_{OAX}$

Fig. 3.37: The time historical results of the horizontal velocities in experiment No.2

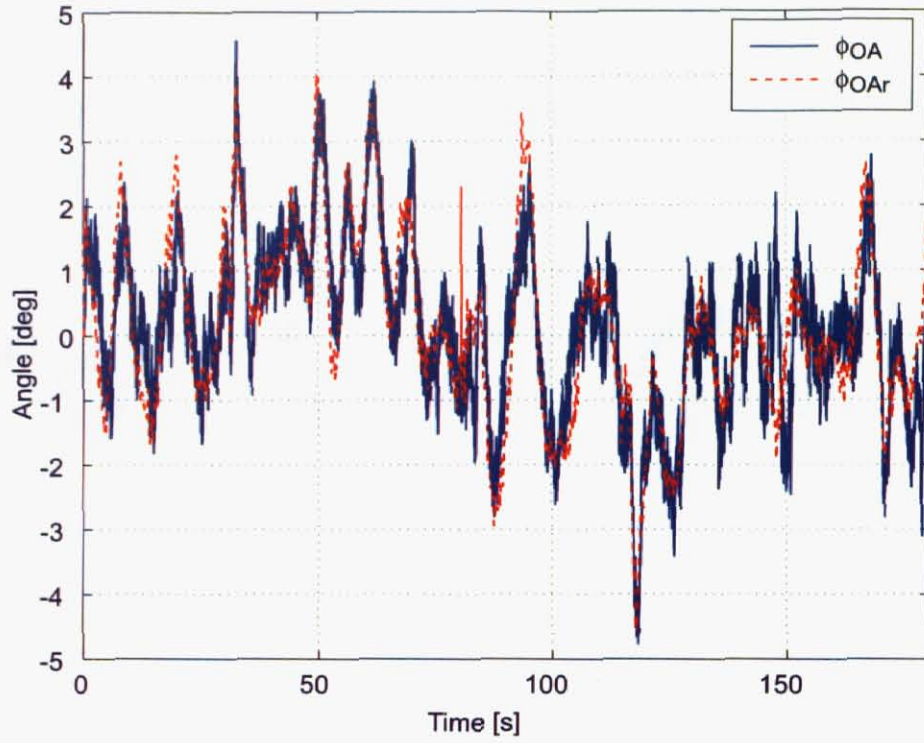
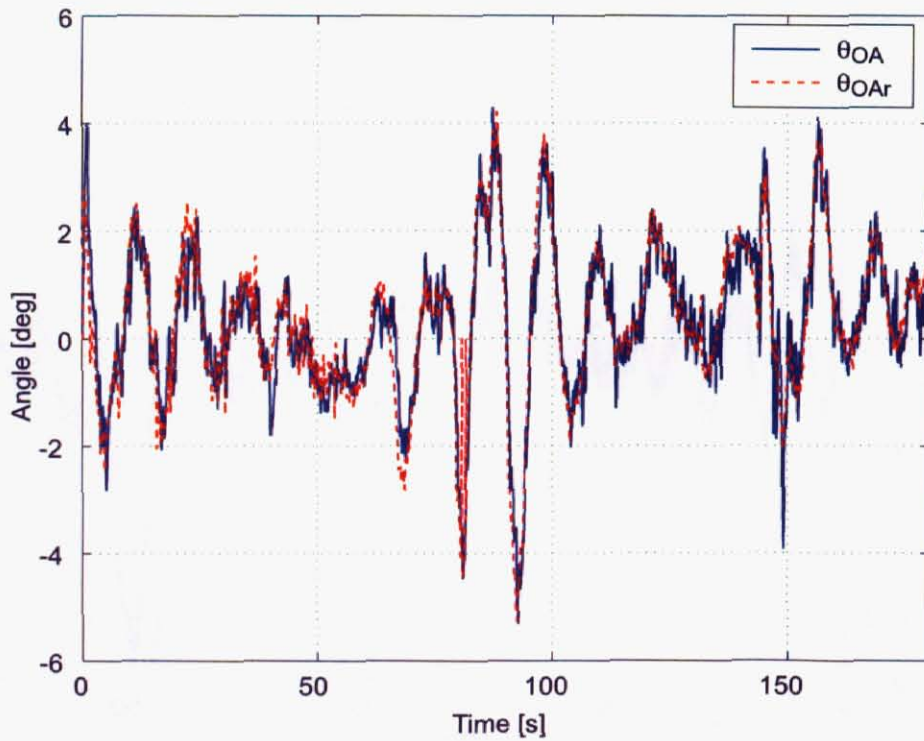
(a)  $\phi_{OA}$ (b)  $\theta_{OA}$ 

Fig. 3.38: The time historical results of the attitudes in experiment No.2

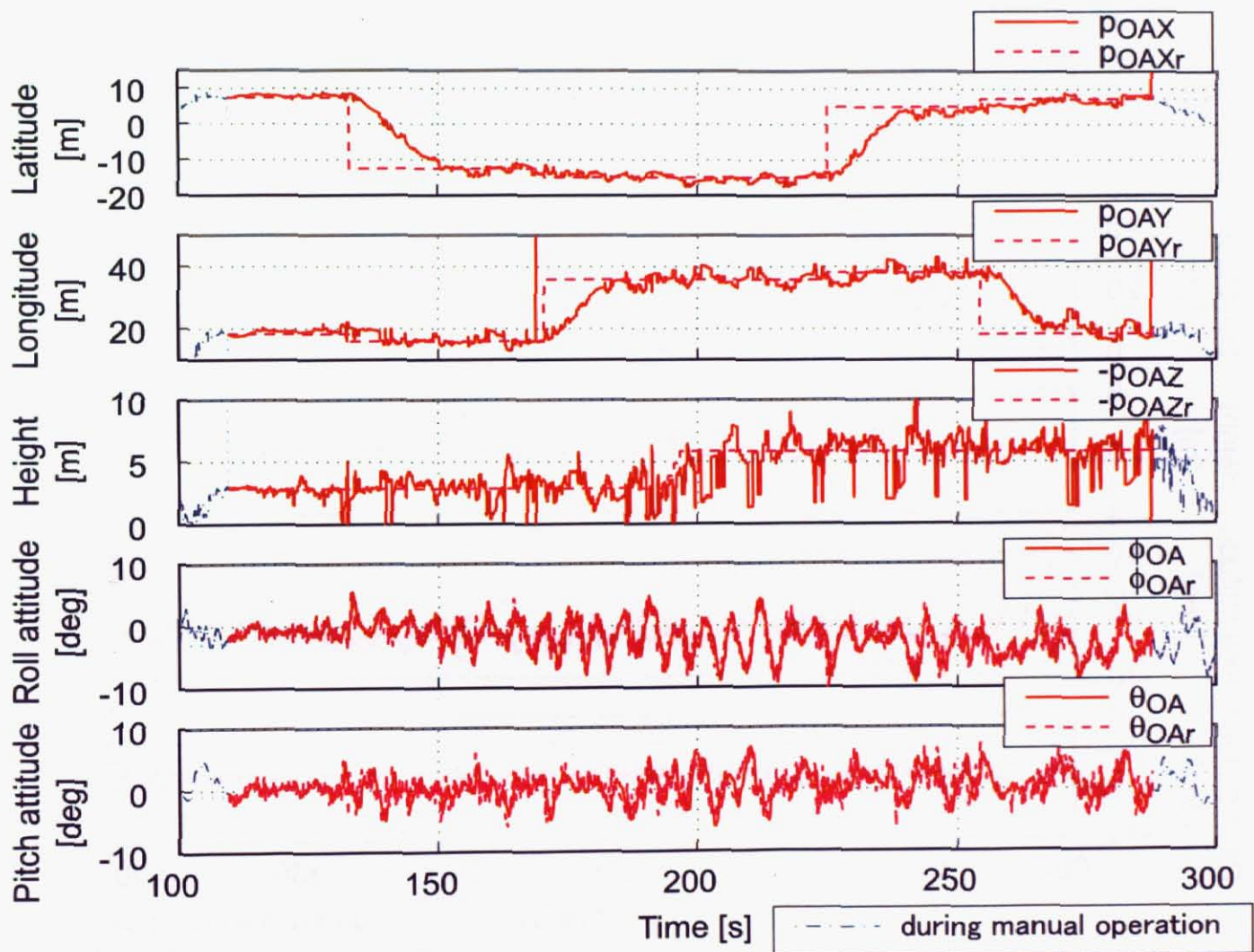


Fig. 3.39: Time historical result of the flight experiment in experiment No.3, GPS = single mode

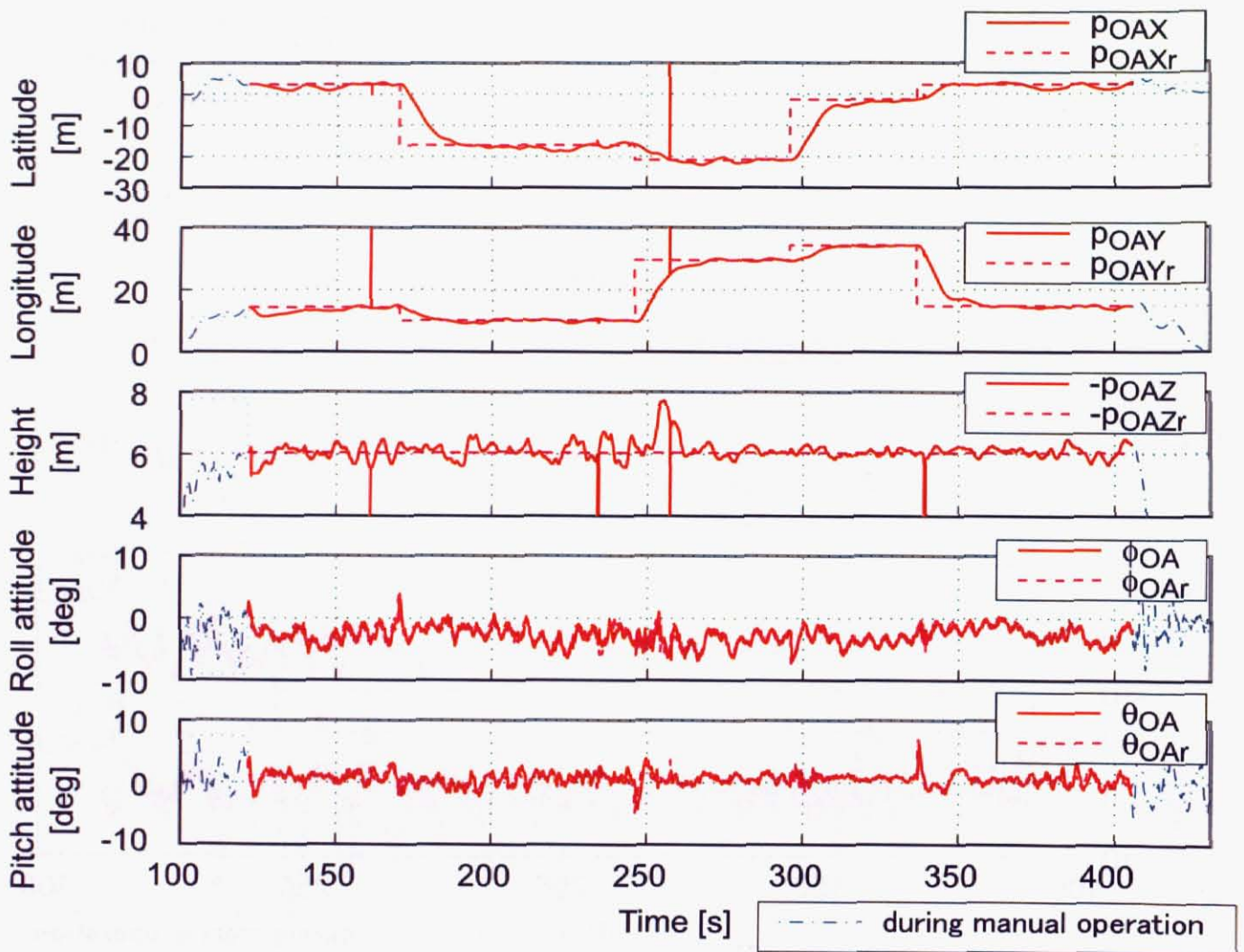


Fig. 3.40: Time historical result of the flight experiment in experiment No.3, GPS = RTK mode

$v'_{OAXr} = 5$  [m/s] および  $7$  [m/s] では、機体速度を目標値に収束させようとする動作が見られ、 $15$  [m/s] では左右速度  $v'_{OAY}$  に大きな追従偏差が発生した。この部分だけに注目すれば  $v'_{OAXr} = 5$  [m/s] および  $7$  [m/s] の制御性能は良好とも考えられる。しかし、いずれの結果を見ても、前進加速中は左右速度  $v'_{OAY}$  に追従偏差が発生していることが分かる。前進加速中はピッチ姿勢角度目標値  $\theta_{OAr}$  が範囲制限  $\pm 8$  [deg] により飽和状態となっていて、だいたい一定の加速度に到達している。また、風の抵抗は風速すなわち相対的には前進速度に比例するとされている。したがって、前進加速中は風外乱がランプ状に増加し、1型のサーボ系として設計した  $H_\infty$  水平速度制御が外乱を打ち消せず定常偏差が残った、ということが有力な原因と考えられる。実際、 $v'_{OAXr} = 5$  [m/s] および  $7$  [m/s] のデータにおいて、前進加速が終了した後は左右速度が徐々に目標値付近に収束していることが分かる。前進加速中も水平速度の目標値追従性を保証したいなら、制御系設計において2型のサーボ系を組むなどの対策が必要であると考えられる。ただ、本実験の  $5$  [m/s],  $7$  [m/s] の場合のように前進加速が早く終了するようにしたり、左右方向の偏差を許容する飛行計画を行うなど、運用面での工夫をすれば、本制御系でもある程度は問題ないと予想される。ただし、いずれの場合についても、モデリングにおいてホバリング近傍の飛行状態という仮定を立てた提案手法を使う限りにおいては、制御性能を必ずしも保証しきれないので注意が必要である。

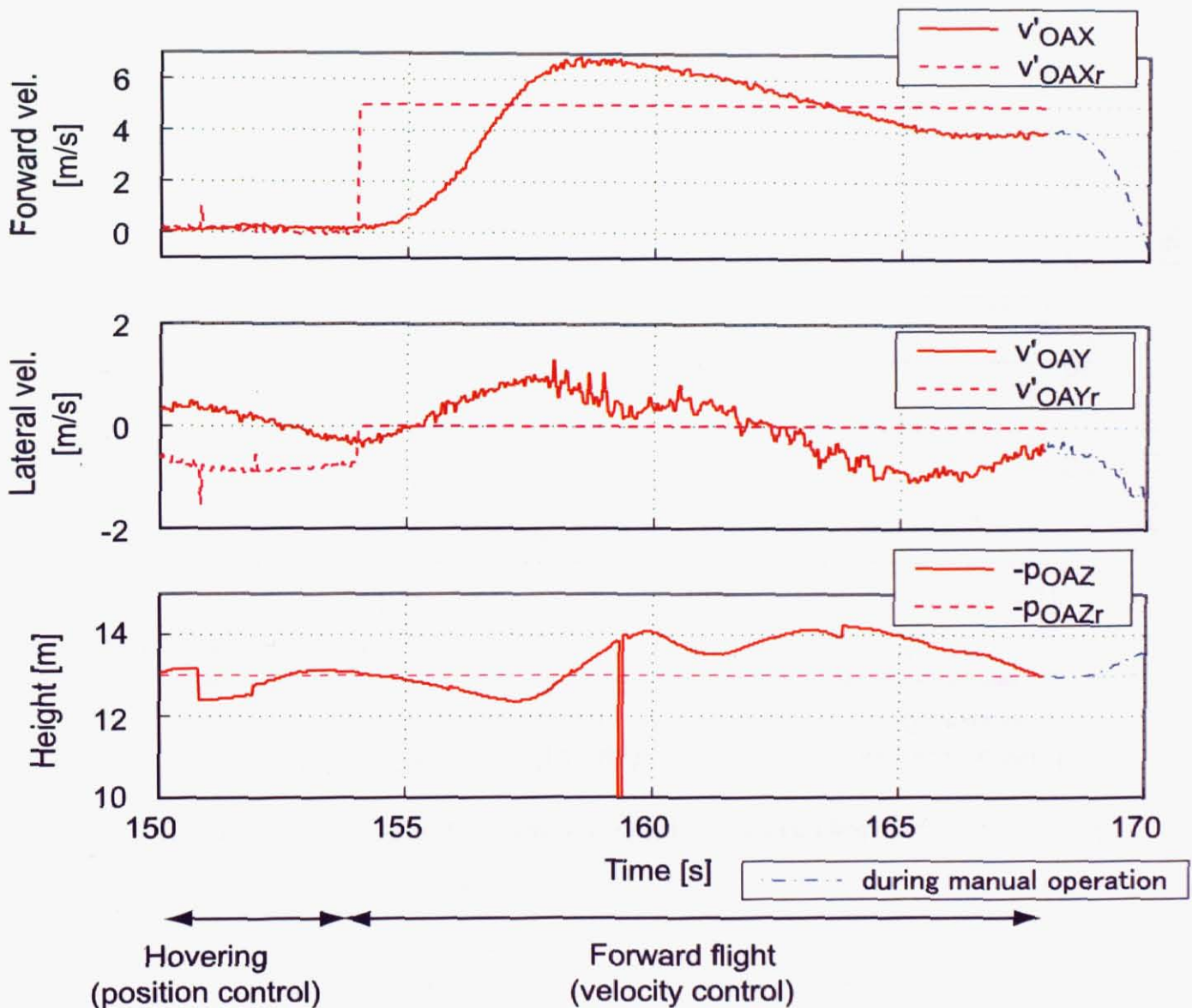


Fig. 3.41: Time historical result of the flight experiment in experiment No.4,  $v'_{OAXr} = 5$  [m/s]

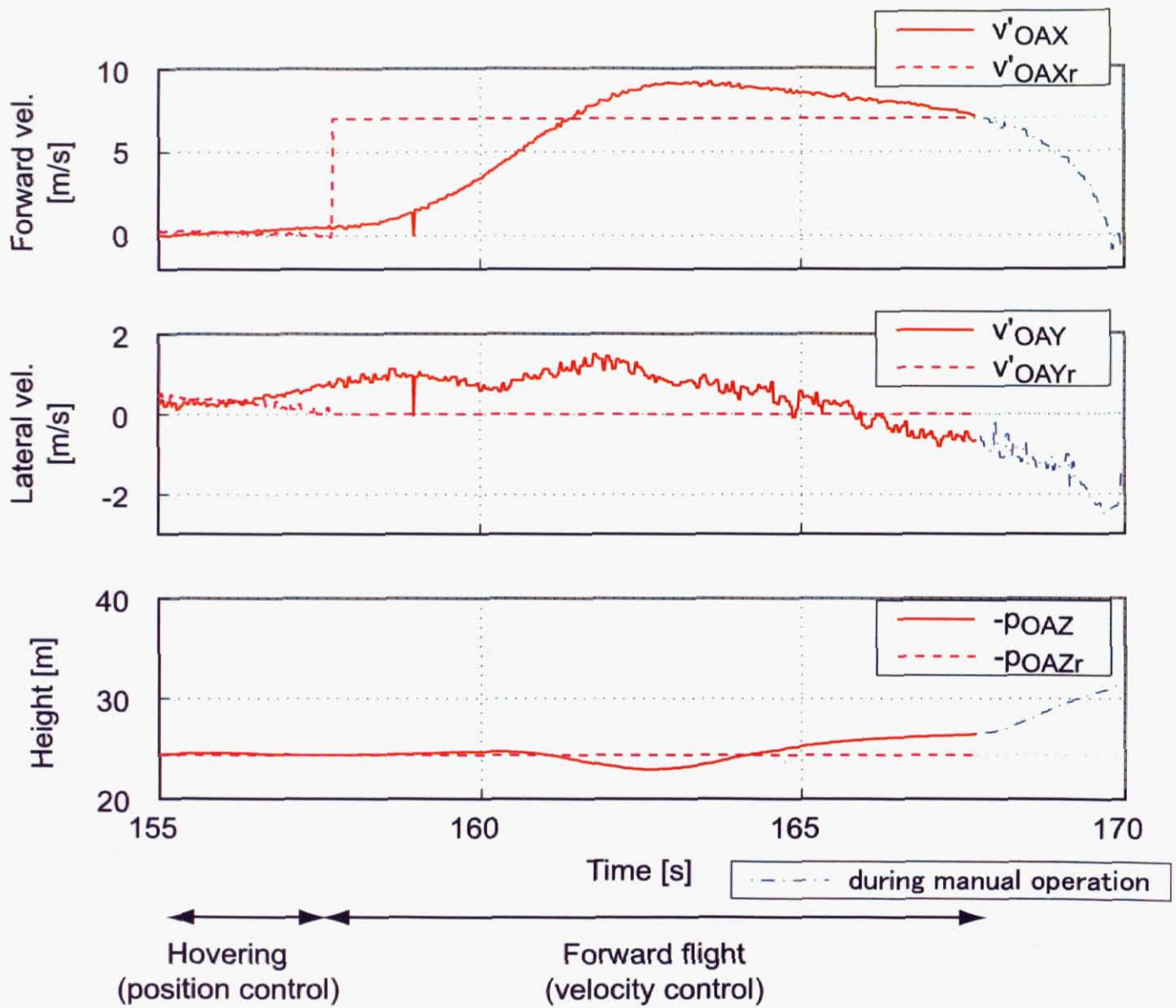


Fig. 3.42: Time historical result of the flight experiment in experiment No.4,  $v'_{OAXr} = 7$  [m/s]

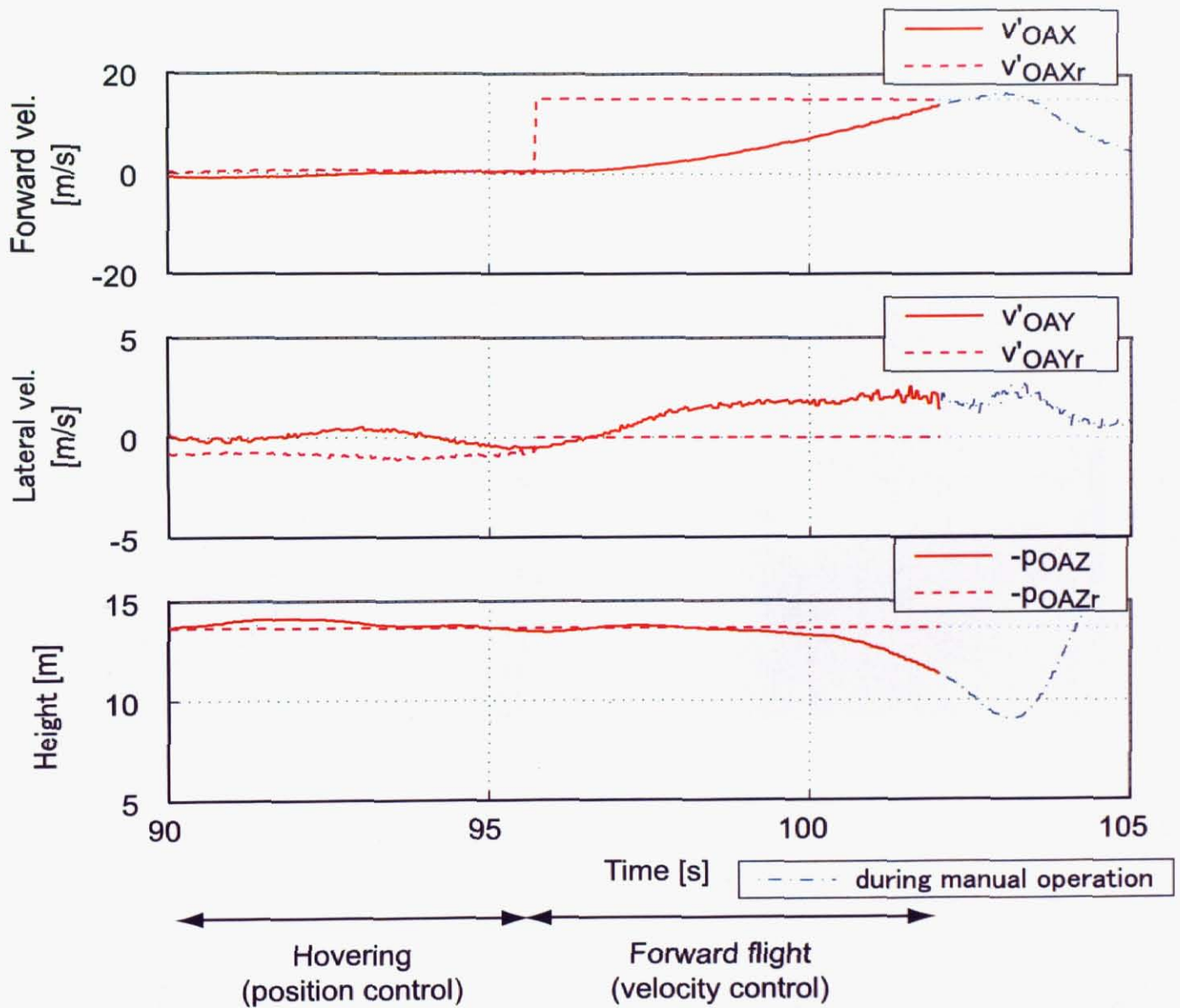


Fig. 3.43: Time historical result of the flight experiment in experiment No.4,  $v'_{OAXr} = 15$  [m/s]

### 3.4.5 実験 5: 異なる機体に対する制御

一辺約 20 [m] の正方形を描くように機体を水平移動させつつ端点でホバリングさせる制御を行った。本実験では、機首方位を P 制御で固定する制御系を、高度を最適制御で固定する制御系を適用し、全軸制御とした。使用した機体は、同定モデルが対象としていた機体である SF40 ではなく、産業用自律ヘリとしての実用化を意識して開発された新しい機体 SF125 である。SF125 の写真を Fig.3.44 に、SF40 との比較を Table 3.1 に、それぞれ示す。本実験は SF40 向けに設計した制御系のロバスト性を確かめるという意味合いのもので、補償器は一切 SF125 に対する調整を施さずに実装した。また、GPS は基地局を使用しないことを本産業用自律ヘリシステムの開発の前提としているため、単独測位とした。実験時の天候は晴天弱風であった。



Fig. 3.44: HIROBO SF125

Table 3.1: Comparison sheet between the SF40 and the SF125

	SF40	SF125	Comparison
Main rotor diameter [mm]	1,850	2,500	× 1.35
Fuselage length [mm]	1,467	2,410	× 1.64
Gross weight [gf]	14,500	48,000	× 3.31
Main rotor speed [rpm]	1,460	1,200	× 0.822
Engine type	2-stroke, single-cylinder, 40cc gasoline engine	2-stroke, 2-cylinder, 125cc gasoline engine	× 3.13 (volume)
Engine maximum rating [HP]	3	12	× 4

Fig.3.45(a) は上空から見た時の移動軌跡である。目標位置は図上の黒地白抜き数字の順に四角形の 4 つの端点である。機首方位は常に真北とした。2 点間移動については問題なく行うことができ、各端点における定点ホバリングに関しても、SF40 の場合と比べて遜色ない結果となった。実線の軌跡が北東←→南西方向に頻繁に飛ん

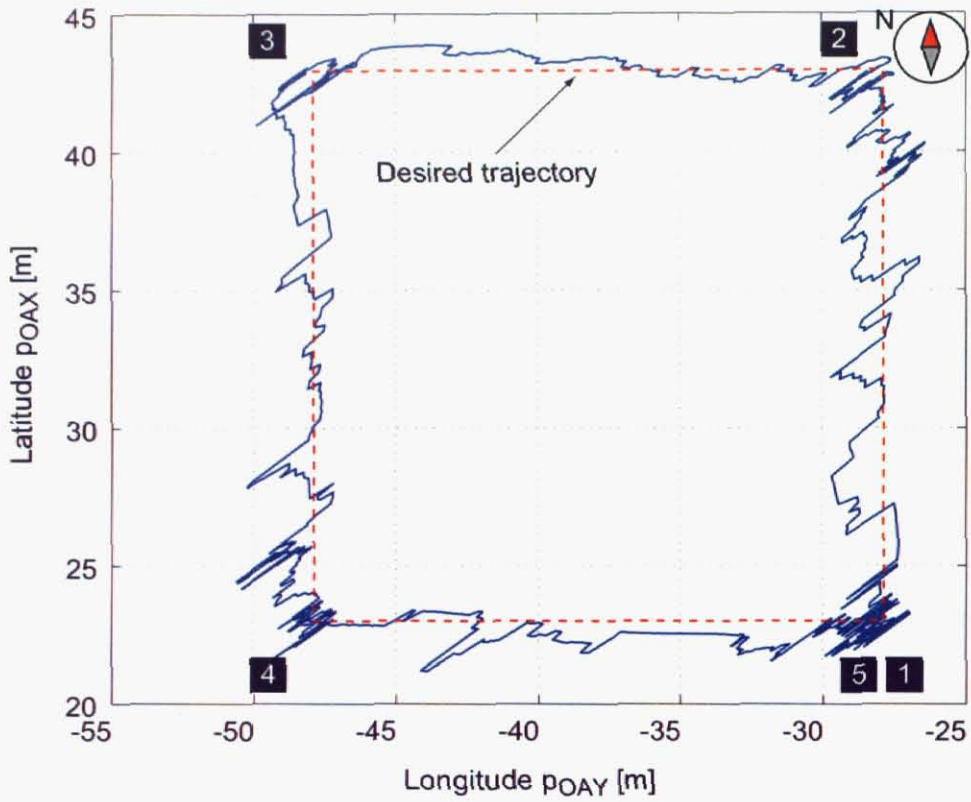
でいるのは、GPS が単独測位であることによるものであり、このような飛びは実際のヘリの軌道ではない。GPS を除いてヘリの位置を計測する手段が他にないため、真のヘリの軌道を定量的に示すことはできないが、目視した限りでは十分安定していた。Fig.3.45(b) は水平位置の時間応答である。Fig.3.46, 3.46 は姿勢、水平速度、位置追従偏差、および制御指令値の時間応答である。位置にのみ注目すると、SF40 の場合と遜色ないくらい良好である。しかし、水平速度目標値  $v'_{OAYr}$ ,  $v'_{OAXr}$  に非常に大きなノイズが入っている。これは、GPS が単独測位でありその位置計測結果が頻繁に飛ぶため、水平位置制御の微分要素でそれを増幅してしまうためである。このノイズは最終的に制御指令値  $u_{ail}$ ,  $u_{ele}$  にまで影響を及ぼしているため、単独測位 GPS を使うことを前提にするのであれば制御系設計を再検討する必要があると考えられる。姿勢については、低周波の大きな振動がある。これは、姿勢運動のゲインが SF40 よりも低いためと考えられる。いずれにしても、提案手法の制御系は機体規模の違いに対するロバスト性を持つことが実験的に示されたと考えられる。ただし、このことは安全な飛行という観点からその制御性能を保証するというを言っているわけでは決してなく、制御対象とする機体の規模が明らかに異なる場合は、当該機体をシステム同定し、それにあわせて制御系を再設計するというのが当然である。

### 3.4.6 実験 6: 操縦者アシスト制御

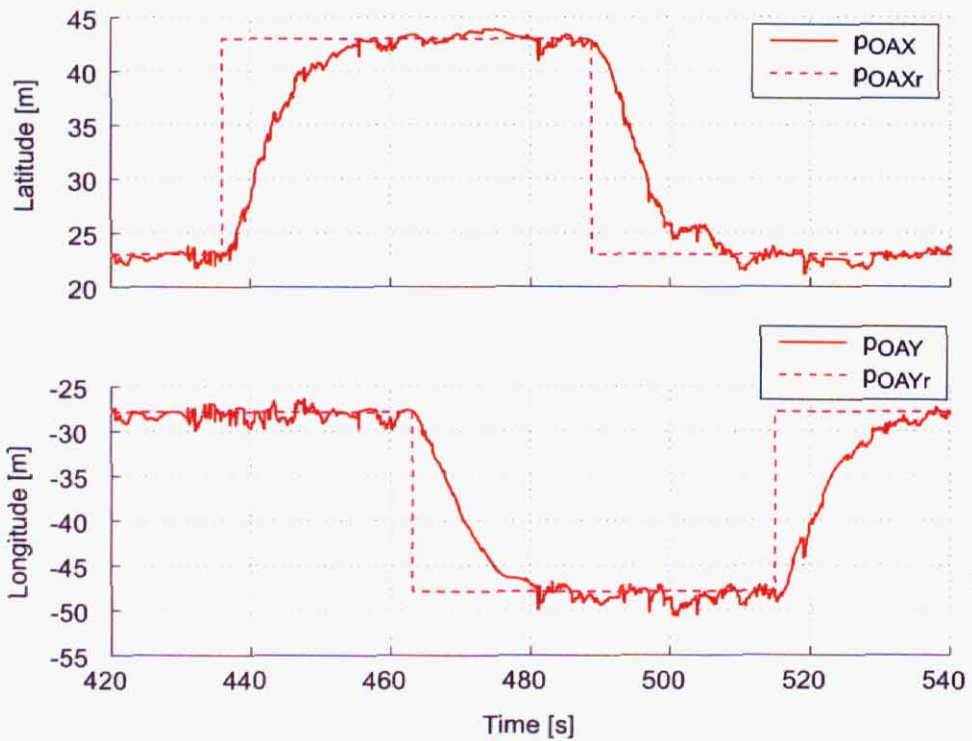
手動操縦の場合、操縦者はサーボモータへの制御指令値を手で作り出すが、このような完全手動の操縦は非常に難易度が高く、習得に時間がかかる。ここで説明する操縦者アシスト制御は、ヘリを予め最低限速度制御レベルの制御系で自律制御しておき、操縦者の操作を補助するものである。すなわち、操縦者は移動の目標値のみ与え、サーボモータを直接操作することはないため、ヘリを容易に操作できるようになる。ハードウェアの構成としては Fig.3.48 を想定している。通常は手動操縦に使うラジコン送信機を、アシスト制御中は目標値指示器として使用する。スティック操作は制御装置に送られ、ヘリを移動させるための目標値に変換される。地上局の PC は必須ではないが、位置や速度の目標値を与えるために使うことが可能である。制御装置では受け取った目標値指示やヘリの飛行状態に応じて、適切な制御モードを選択し、ヘリを自律制御する。このような操縦者アシスト制御は、小型無人ヘリの使用者が自律制御による恩恵を最も身近に感じられる技術開発の成果であり、できるだけ早い実用化が望まれる技術の一つである。本実験は、水平位置制御の切り離しによる制御系のロバスト性を検証するためのものであると同時に、自律制御ハードウェア等システムの動作検証も兼ねており、自律ヘリが実際に実用的な産業用途で使われることを想定した提案型の実験でもある。

Fig.3.49 をもとに、前述の制御モードの選択について説明する。地上局の PC から位置の目標値が指示された場合は、通常の自律飛行と同じくそれに従って飛行する。地上局の PC から速度の目標値が指示された場合は、位置制御補償器  $K_{py}$ ,  $K_{px}$  を OFF にし、指示された目標値を直接速度制御系に入力して飛行する。操縦者がラジコン送信機のスティックを操作した場合は、位置制御補償器  $K_{py}$ ,  $K_{px}$  を OFF にし、スティック操作量に比例する速度目標値を作ってそれを速度制御系に入力して飛行する。この状態がアシストモードである。なお、アシストモード中にオペレータがスティックから指を離し、スティック位置が中央に戻ると、速度目標値は 0 [m/s] となる。この後、ヘリの速度が 0 [m/s] 近傍に収束すると、その時の位置を目標値にしてホバリング制御（位置制御）を復帰させる。速度制御のみでは外乱で流されることがあるが、提案手法では位置制御をオンデマンドで OFF/ON に切り替えることができるため、風に流されたりせず、ヘリはホバリング位置を保つことができる。ここまでの説明は水平方向に対するもので、機首方位はスティック操作時のみ制御 OFF、高度方向は水平方向と似ているが、もっと簡単な方法となっている。本実験において操縦者がスティック操作で与える速度の目標値は、スティックが最大操作量の 1/2 の位置において、水平方向  $v'_{OAYr}$ ,  $v'_{OAXr}$  が  $\pm 1.5$  [m/s]、鉛直方向  $v'_{OAZr}$  が  $\pm 1.0$  [m/s] となるようにし、これよりも大きな操作量は飽和させた。

本実験では操縦者アシスト制御の実用的な用途を考慮し、山岳地帯におけるビデオカメラによる空中撮影というミッションを設けて飛行を行った。飛行時の 3 次元の軌跡を Fig.3.50 に、機首方位と位置の時刻歴応答を Fig.3.51 に、水平速度、姿勢、制御指令値の時刻歴応答を Fig.3.52 に、それぞれ示す。実験は起伏が激しく周囲に高い木々が生い茂った山中で行った。無線通信状態が悪かったため取得した実験データに異常が見られるが、Fig.3.51 のみ見やすくするため無線途絶が原因の異常値を修正してある。黒地白抜きの数字は、ミッション中の制御の動作を示している。以後、本節の本文中では "1" などと示す。本実験では、離着陸場から手動操縦で飛行開始し、"1" に



(a) The entire trajectory



(b) The time historical results

Fig. 3.45: The horizontal flight trajectory and the position responses in experiment No.5

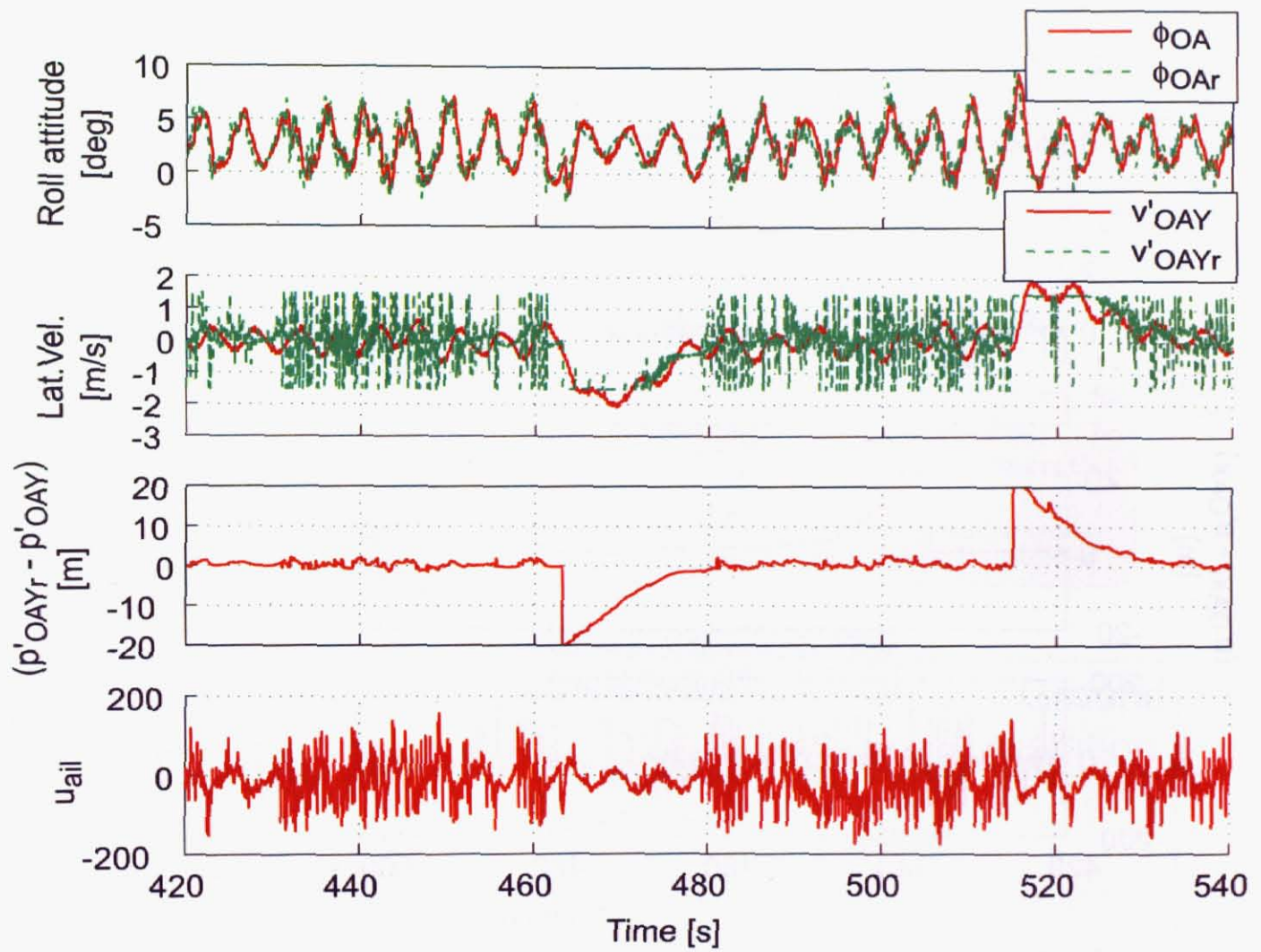


Fig. 3.46: Time historical result of the flight experiment in experiment No.5 (for lateral direction)

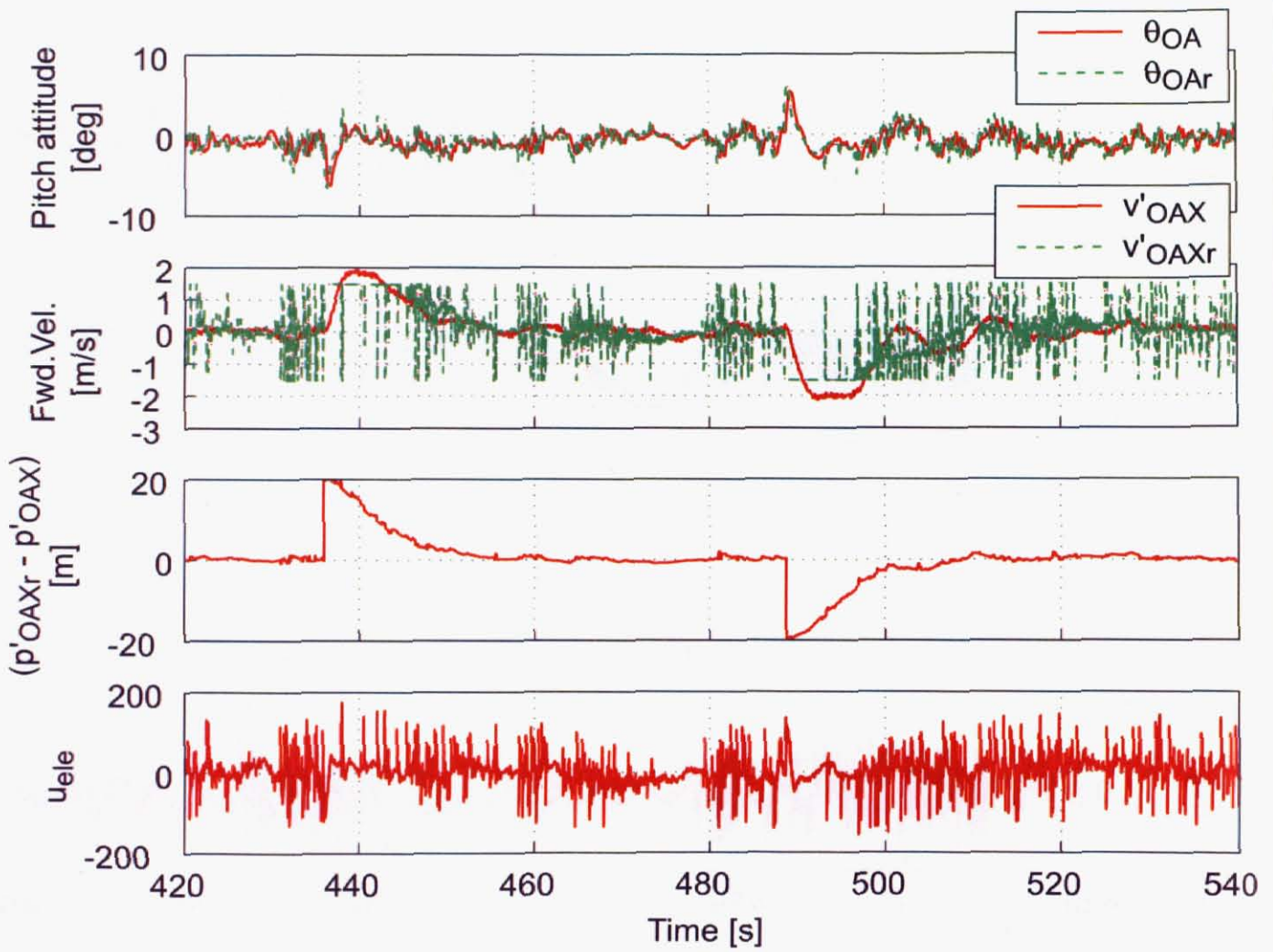


Fig. 3.47: Time historical result of the flight experiment in experiment No.5 (for longitudinal direction)

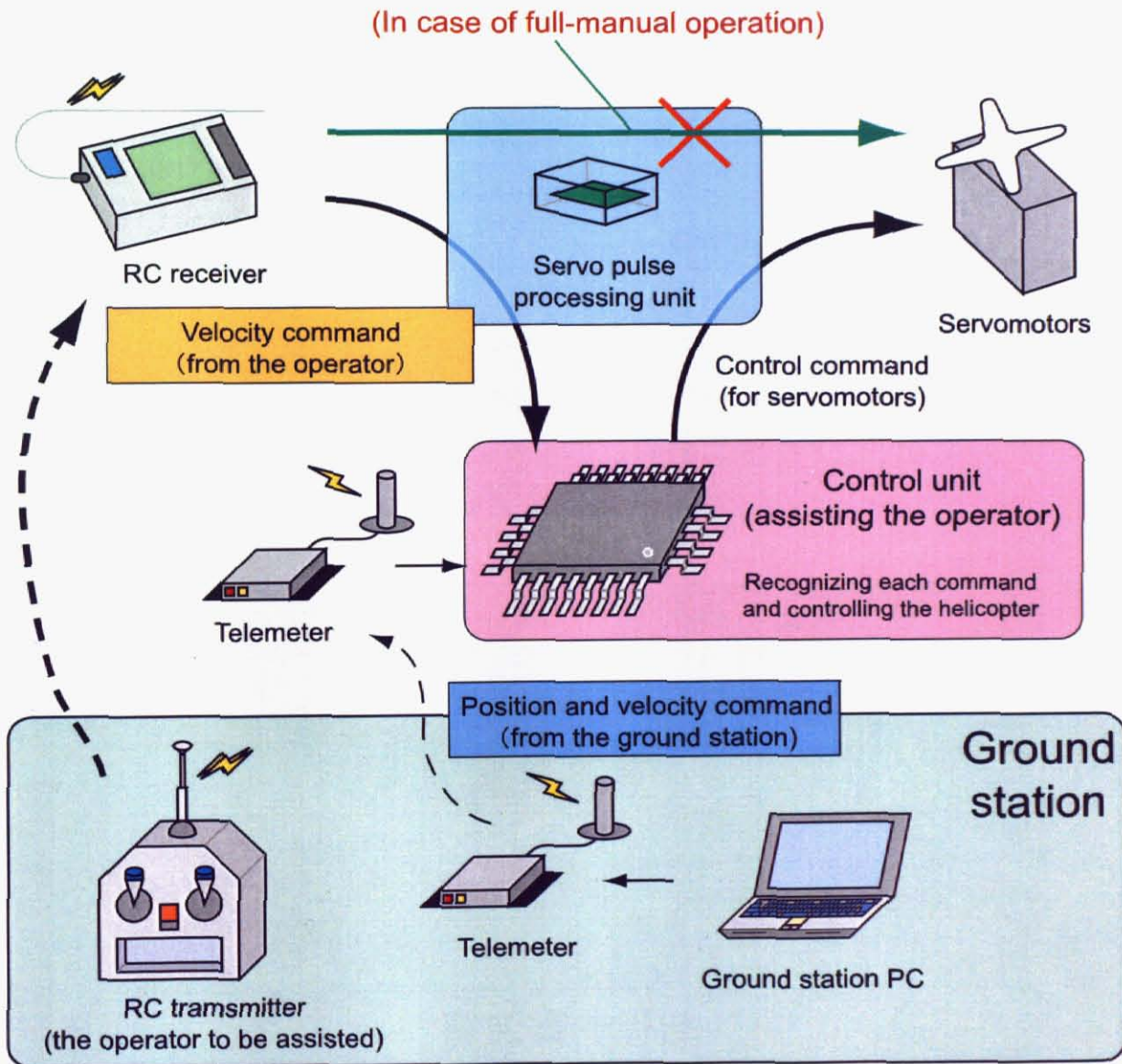


Fig. 3.48: Hardware for the operator assisted control

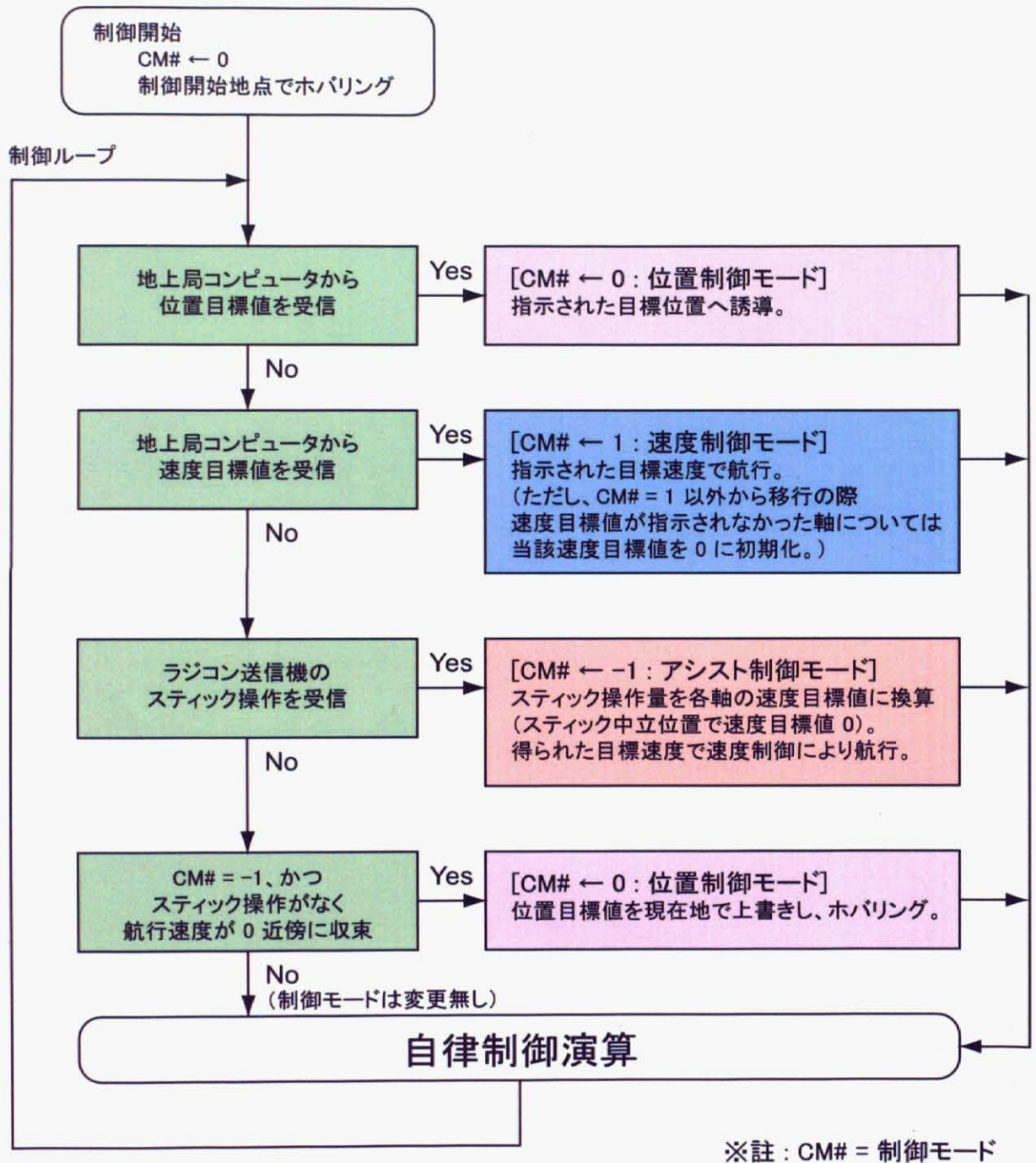
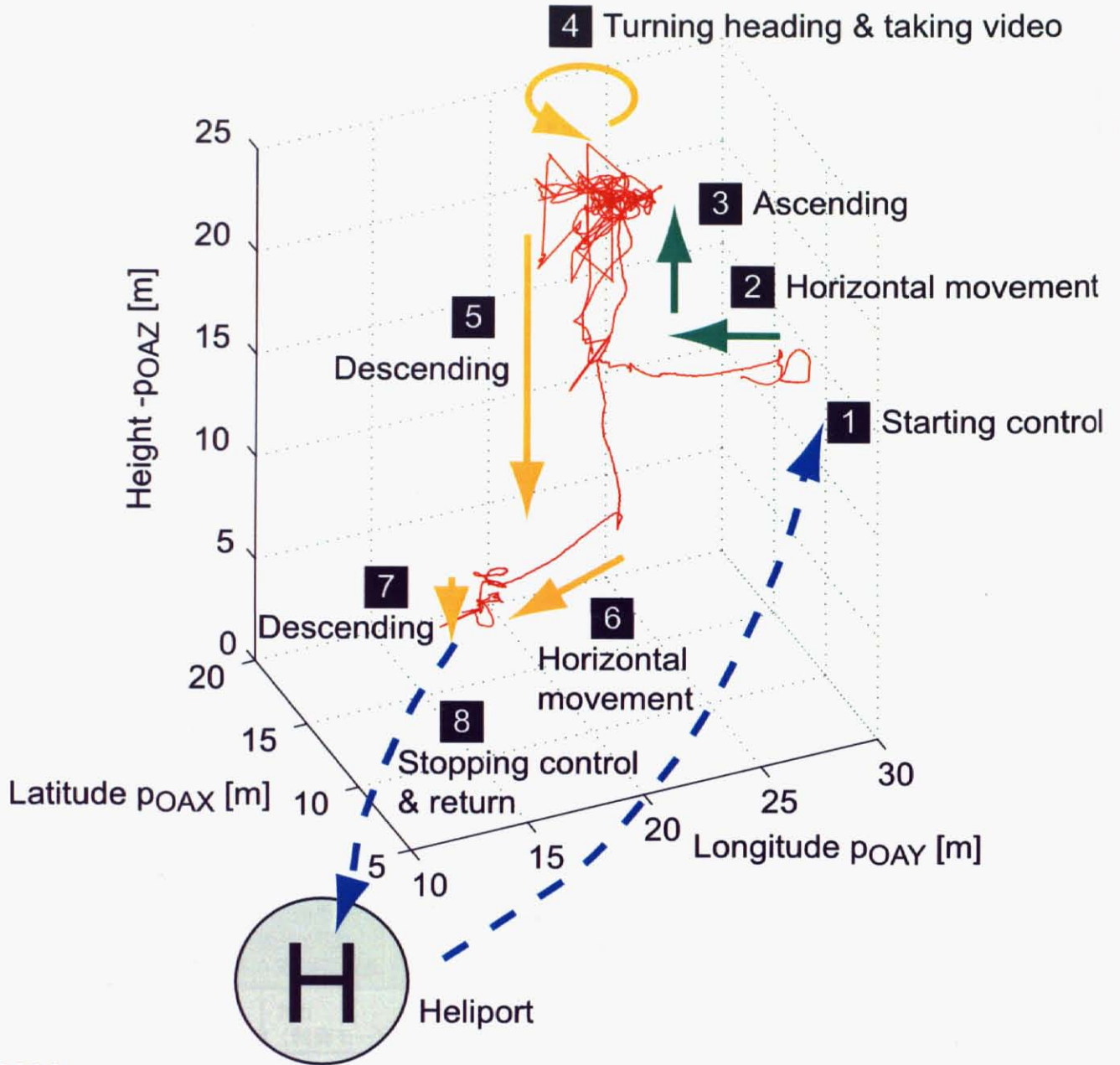


Fig. 3.49: Control mode transition in the operator assisted experiment

て制御開始の後、“2”、“3”として地上局のPCから位置目標値を与えた。“4”～“7”はすべて操縦者の指示による目標値である。“2”、“3”は与えた目標値に対して応答が追従していく通常の制御である。しかし、“5”、“6”などは一時的に位置制御を切り、速度制御となっているため、位置応答のグラフが特徴的である。例えば、Fig.3.51の“5”や“6”の表示のある部分では、位置が目標値から次第に離れていき、あるところで目標値が変化しているが、この間が速度制御の操縦者アシストモードで、その前後は位置制御によるホバリング状態である。 $H_\infty$  水平速度制御に関して見ると、“6”における水平位置制御のOFF/ONに対しても、水平速度制御系はそれ自身単独で安定に動作し、ヘリを操縦者の所望の方向（西南西方向へ前進）へ動かすことができている。また、山中特有の強風やGPS測位精度の悪さといった問題があったにもかかわらず、安定に制御できた。例えば、210[s]付近でロールの姿勢 $\phi_{OA}$ およびその目標値 $\phi_{OAr}$ が正方向にオフセットしているのは風外乱が機体から見て左方向に強く吹いていたのを抑えようとしている働きであると考えられ、サーボ系である $H_\infty$  水平速度制御の外乱抑制が効果的に働いたものである。（本実験では、強風対策として姿勢目標値 $\phi_{OAr}$ 、 $\theta'_{OAr}$ に対する飽和を $\pm 12$  [deg]に緩和した。）参考として、実験場の周辺環境の様子、地上局の設備、機体、およびヘリ搭載のカメラで撮影したビデオ画像の一部をFig.3.53に示す。



Cases:




	Issuing a command from the operator (operator assisted mode)
	Issuing a command from the ground station
	Full-manual operation

Fig. 3.50: 3D trajectory in the experiment No.6

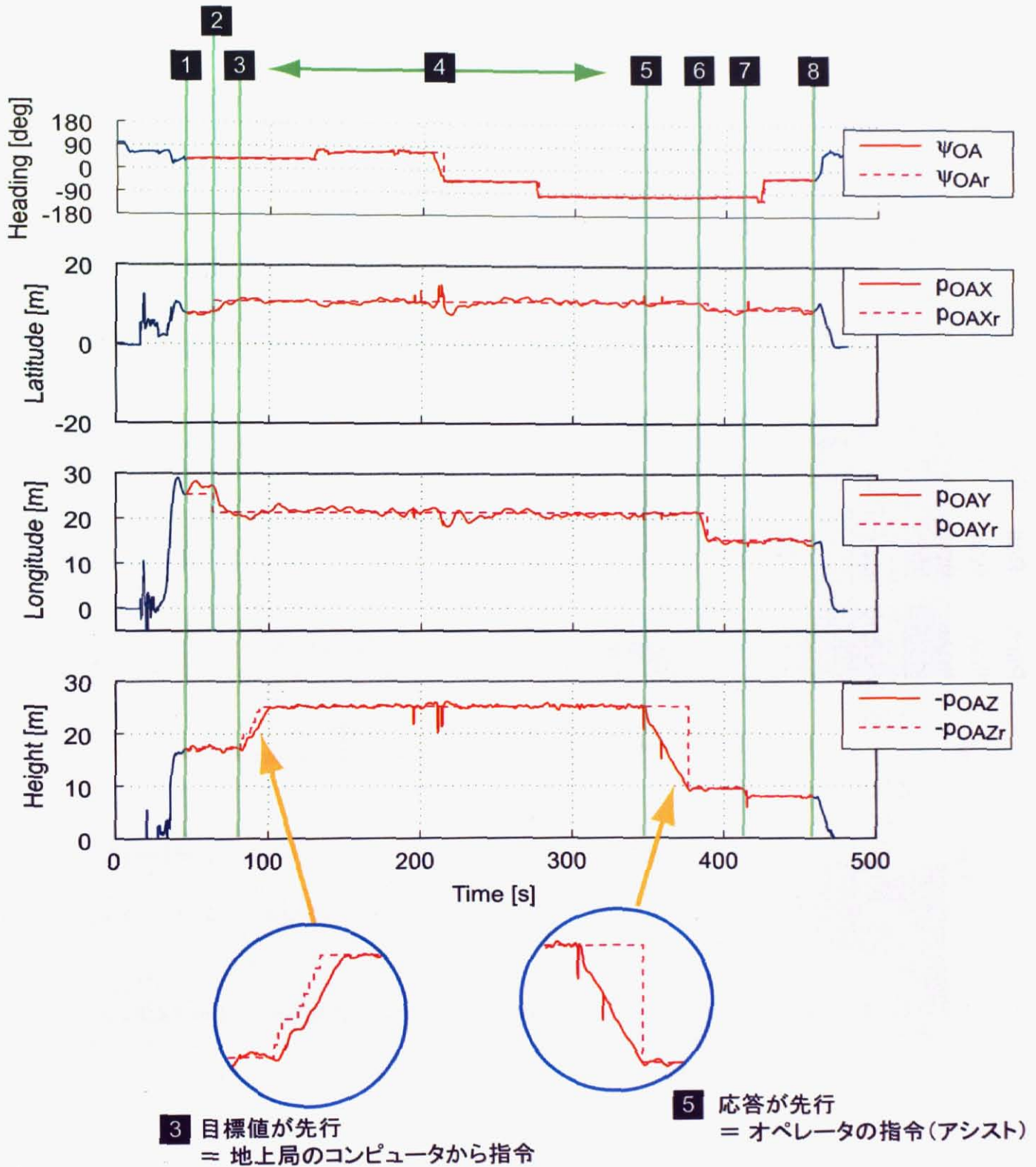


Fig. 3.51: Time historical result of the experiment No.6 (position)

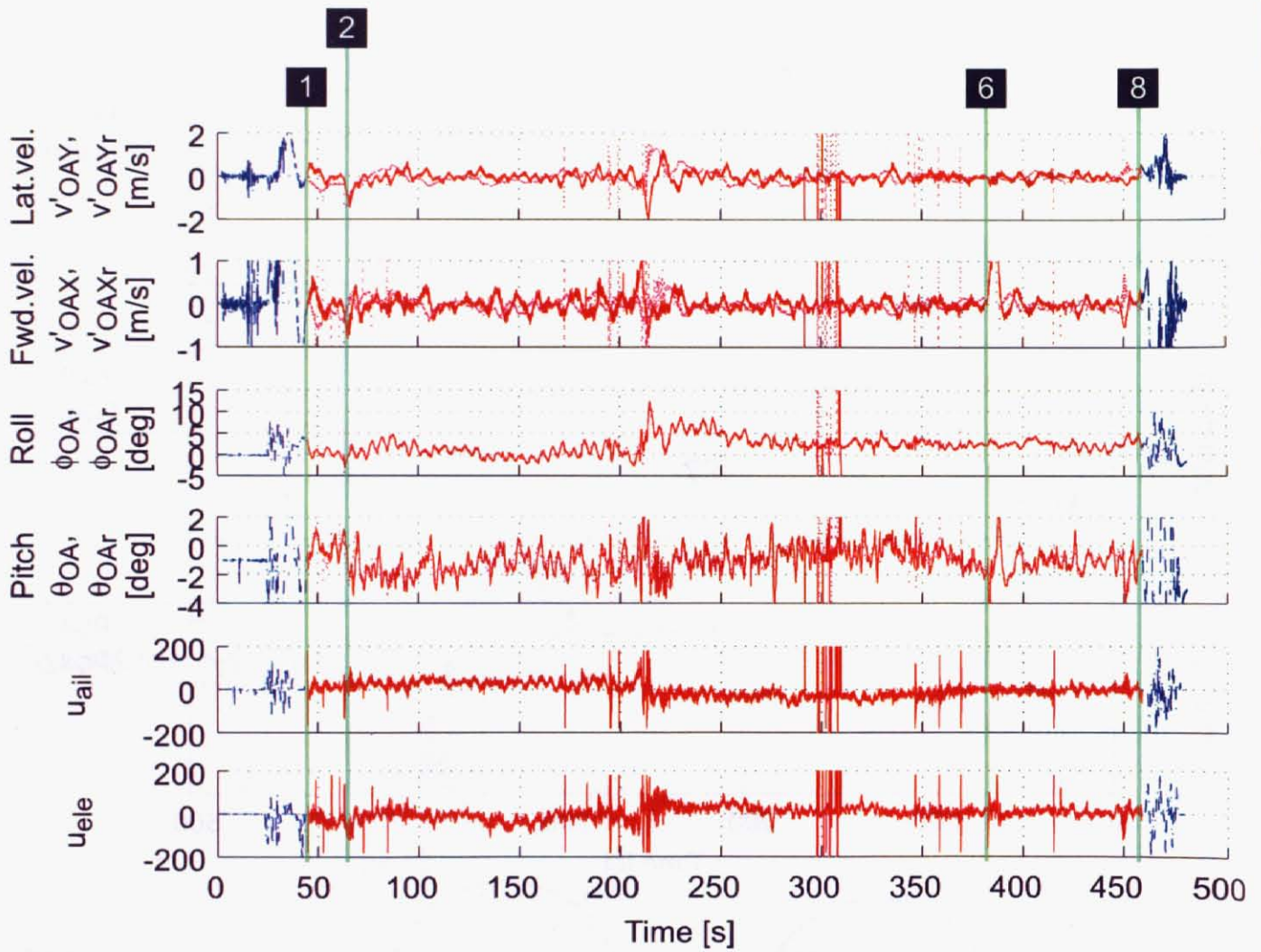


Fig. 3.52: Time historical result of the experiment No.6 (velocity, attitude and control command)



フライトの様子 (オペレータアシスト制御による空撮ミッション)



離着陸地点



基地局機材



SF40 自律空撮仕様



鉄塔と送電線

基地局



ヘリ搭載カメラの映像

Fig. 3.53: Pictures taken in the experiment No.6

### 3.5 結論

本章では、数学モデルへの依存度が高い先端的制御を小型無人ヘリコプタの水平方向の自律制御系設計に適用することを考え、従来の研究よりもできる限り簡単な方法で数学モデルを導出し、設計した制御系の性能を飛行実験により確認するという観点で行った研究について述べた。その中で得られた成果と結論は次の通りである。

#### 1. 数学モデルの構築

- 先端的制御の適用においては、その設計は数学モデルの精度に大きく左右される。従来の力学的解析を伴う手法を用いて手間と時間をかけて導出したからといって、必ずしも必要とされる精度に到達できるとは限らない。本研究では、無人機という制御対象の特長を生かし、単純なシステム同定によるモデリング手法を提案した。これは、モデリングの労力および時間の大幅削減と、対象の動特性の良好なモデル化との両立を狙ったものである。
- モデリングするヘリの動特性について、ヘリがホバリングしている状態を基準に考えることで連成を無視し、動特性を姿勢運動と水平運動に分け、さらにそれぞれを細分化して一部を1階の積分で近似し、残りの部分をシステム同定により求めた。同定については、動特性の内部構造を一切仮定しない最も簡単な手法（いわゆるブラックボックス的手法）を適用した。同定用モデルとしては、パラメトリックモデルの一種であるARXモデルを用いた。同定データの選定については、同定入力の変動成分と出力相関値を参考とした。
- 姿勢角速度モデルの同定に関しては、システム同定実験を行い、周波数変化型信号による加振と補正舵による安全の確保により良質の入出力データを長時間採取することに成功した。取得した入出力データは、周波数成分や相関値から、同定データとして問題ないものであることを示した。本モデルの同定では、最低限1次共振モードまではしっかり同定するという考えで、同定データの前処理やARXモデルのシフトオペレータの次数の決定を行った。
- 水平加速度モデルの同定に関しては、安全面から同定実験は行わなかったが、過去のフライトデータの中から同定用データを選択し、前述のように周波数成分や相関値を見ることで、同定データとして使えるものであることを確認した。
- 得られたモデルを使ってクロスバリデーションのシミュレーションを行い、その結果から同定モデルは実際のヘリの動特性をよく反映するものであることを確認した。
- 力学的解析を導入して求めたモデルと比較してどうであるかという点については、今後検討の余地があると考えられる。本研究の制御対象のように非常に小さなヘリに関しては未だ確立したモデルが得られていないため、今後少々時間と手間をかけて検討することが必要である。
- 水平加速度モデルを同定するための十分なデータが手元にない場合、同定データをどのように得ればよいかについては、今回研究項目とはしなかった。安全上問題のない上手な同定実験の手法を考案する必要がある。

#### 2. 自律飛行制御の設計

- 60クラス規模のヘリで未だ飛行実証例がない先端的制御の適用による水平方向の自律飛行の実現を目標に掲げ、 $H_\infty$ 制御によるホバリングや水平移動といった基本的自律飛行の制御系設計を行った。
- 制御系はロール・左右方向とピッチ・前後方向とに分けて考え、姿勢角度を制御量とする姿勢制御、水平速度を制御量とする水平速度制御、水平位置を制御量とする水平位置制御を互いに入れ子状に構成する方法を提案した。これは、外側ループの制御演算結果が内側ループへの目標値となり、この目標値に飽和を設けることで、自律飛行時の姿勢や水平速度の許容範囲を独立かつ任意に直接指定できるという点で有効な方法であり、安全な自律飛行の実現にも寄与するものである。
- オンボードコンピュータの演算性能の制約と、水平位置制御をオンデマンドで切り離して自律飛行させる場合を想定し、常に演算される中で最外周ループに位置する水平速度制御を $H_\infty$ 制御で構成することで、水平速度に対してロバスト性の高い制御系を構築することを考えた。

- 姿勢制御は PI フィードバックに D とノッチフィルタによるフィードフォワードを追加する方式とし、姿勢センサのノイズに対処しつつ目標値追従性の大幅向上を図った。ノッチフィルタは閉ループ伝達関数のボード線図に基づいて調整し、制御対象の共振モードを励起しないような設計とした。姿勢制御を PID で構成することは、制御系全体の次数の低減という観点から有効な方法である。開ループ特性のゲイン交差周波数が多少低くても、外乱抑制性能に問題はなく、フィードフォワードブロックの追加で大変良好な目標値追従性能が得られることを示した。
- 水平速度制御には  $H_{\infty}$  制御を適用した。2 入力 2 出力の一般化制御対象を構築し、4 つの閉ループ伝達関数に対して外乱抑制・目標値追従やオーバーシュート抑制・高周波ノイズ除去といった基本的な制御仕様を周波数領域で指定し、閉ループの周波数整形問題に帰着させ、重み関数を設定した。さらに、飛行実験を前提とした微調整を行うため、ステップ目標値応答とステップ外乱応答の 2 種類の時刻歴応答に対して時間領域の制御仕様を指定し、それを満たすように重み関数の調整と補償器の再設計を繰り返し行って、制御系を最適化した。
- 水平位置制御は PD 制御により構成した。微分は位置応答の収束を良好にするために導入したものである。水平位置制御を状態変数を持たない PD 制御で構成することは、これをオンデマンドで切り離し・復帰できるという点、および制御系全体の次数の低減という観点から有効な方法である。
- $H_{\infty}$  制御は一般化制御対象の構成の仕方や重み関数の与え方など、設計自由度が非常に大きい。本研究のような制御系の構成であれば、基本的に通常良く使われる設計手法をそのまま適用できるため、例えばモデル化誤差やパラメータ変動を見積もることができればロバスト安定保証も可能になると考えられる。今後さまざまな方法を試して制御性能の比較検討を行うとよいと思われる。

### 3. 自律飛行実験と各種考察

- 自律飛行実験は、制御性能を実証するという目的であるのはもちろん、実験データのシミュレーションとの比較によるモデリングの妥当性の検証という目的も兼ねるものである。また、様々な条件下での飛行実験を行うことで、提案する自律制御系の適用範囲や適用可否を検証することが可能である。
- ヘリの操縦・制御で最も難しいのはホバリングと言われており、水平位置制御の性能に関しては何よりもまず定点ホバリングの性能を定量的に検証することが重要である。2 点間誘導はホバリング位置を変更するという指示を行うことに等価であるため、ホバリングの特殊な場合と言えるが、水平速度制御や姿勢制御の目標値追従性能を見るのには適している。以上から、ホバリングと 2 点間誘導制御を両方含む水平四角形移動制御の実験を行うと、基本的飛行性能を効率的に検証できると考えられる。
- 実験 1 では、ほぼ無風かつ GPS 測位精度も良好という好条件を設定し、最も基本的な飛行実験として、一辺約 15 [m] の正方形を描くような 2 つの端点間の水平移動および各端点における定点ホバリングを行い、公称性能を検証した。ホバリングについては直径 1 [m] の円内に収束させる高い性能を達成した。2 点間誘導制御についても良好な実験結果を得られ、水平位置制御を必ずしもサーボ系としなくても十分な水平位置追従性能が得られることを確認した。実験の応答をシミュレーションと比較し、両波形が良く一致することを確認し、モデリングの妥当性を裏付けた。このシミュレーションでは、姿勢モデルと実験データから外乱を推定し、それを制御入力端に印加するという方法を取り、実験データとの比較という観点でシミュレーションの精度を高めることができた。
- 実験 2 以降では、様々な条件下での自律飛行実験を行った。強風下での飛行、GPS 測位精度を落とした場合の飛行、高速前進飛行、異なる規模の機体を用いた飛行、操縦者アシストによる飛行と画像取得の実験を行った。いずれの場合も、制御性能が劣化する場合もあったが、ほとんどの場合発散せず安定に制御可能であった。
- 高速飛行時は、前進加速中に左右速度が追従偏差を持つという現象が確認された。高速飛行で加速が長時間続く条件下では、外乱の影響等により設計時の制御性能が発揮されない場合があり、本制御系の適用には注意が必要であることが確認された。
- 規模の大きい機体に対する自律制御では、定点ホバリングや 2 点間誘導制御において発散などを起こすことなく良好に制御可能であったが、機体がやや振動的となった。サイクリックモーメントの違いや慣

性モーメントの違いなどが考えられ、制御性能を向上させるなら機体に合わせた制御の再調整が必要であると考えられる。

- GPS の測位精度を落とし、単独測位の状態で飛行させた場合は、位置計測データに大きなノイズを含むようになり、水平位置制御の微分ゲインがそのノイズを増幅させることで水平速度目標値に非常に大きなノイズが混入する。 $H_\infty$  補償器の高周波ノイズ低減特性によりこのノイズは除去することができ、単独測位の場合でも比較的安定な飛行が可能となることが確認された。ただ、当初の想定外とはいえ、このノイズの増幅については別途対策が必要であると考えられる。
- 操縦者アシストと画像取得ミッションについては、ハードウェアシステムの動作検証を兼ねたものであり、実際の産業用小型無人ヘリとして使うことを想定した。重量増加や環境的悪条件があっても安定に制御でき、画像についても比較的良好的なものが撮影できるレベルに達していることを確認した。(メインロータやエンジンの振動に対するカメラの制振は別途必要である。)
- モデリングに関しては、ホバリング状態を基準とし、その状態から大きく外れない範囲の自律制御を行うことを前提とするなら、本提案手法で十分精度の高いモデルを得ることができる。
- ヘリの飛行状態が公称(理想)状態から外れる主な原因としては、強風や突風、加速や高速の飛行、積荷の変化、GPS 測位状態の悪化、などが考えられる。本研究で行ったいくつかの実験は、これらに対する制御のロバスト性を示すのに有効である。想定外の条件で飛行を行うと、当初の設計時の制御性能を発揮できない場合がある。なお、工夫によってはもう少し効率の良い実験手段が考えられるかもしれないので、実験方法に検討の余地はある。
- ヘリの自律飛行を実用化の観点から実験することは、自律ヘリ実用化の要求が高いことを考えれば、実用化のためにどのような制御が望ましいかを明らかにするという点で大変重要なことである。本研究では、水平速度の存在の有無における制御性能の変化を確かめることを兼ねて、山岳地帯における空中撮影のミッションを設けた操縦者アシスト制御という形の実験を行い、自律制御の一応用例としての提案を行った。現在著者らのグループでは、共同研究の開発課題となっている送電線点検ヘリの実現に向けた自律飛行実験を行っているところであり、このような実際の現場に即した飛行実験も数をこなしていく必要がある。

## 第4章 スタビライザの挙動に関する動特性解析および検証実験

### 4.1 緒論

無人ヘリコプタの自律制御の研究と言えば、その大半がヘリの姿勢運動や並進運動などのモデリング、ホバリングや軌道追従などを実現するための制御系設計と実験、および飛行軌道の計画法、といったあたりに集中している。自律制御システムを構成するハードウェアに対して研究の目を向けるということは非常に少なく、制御の対象である機体そのものを自律制御の観点から考察している例はほとんど見られない。唯一、ごく最近の文献 [16] は無人ヘリコプタ R-50 の動特性についてある程度の動的構造を与えて状態方程式を導いたという意味で意義深いものである。ヘリコプタの動特性は非線形要素や不安定要素を含み、非常に複雑なものとなっていることが知られている。自律制御を開発するという観点から、機体の特性を把握し理解を深めること、自律制御に対する機体の適性を探ること、そして、場合によっては今よりもさらに自律制御に適した機体の構造を見つけ出して新たな機体を開発する、という考え方があってもよいのではないかと考える。本章で述べる研究は、このことを踏まえて遂行されたものである。

ヘリコプタはその大きなメインロータで浮上、降下、姿勢変動を通じて 3 次元の移動を行う航空機であるが、ロータヘッドは回転体であること、機械力学的な現象のみならず空気力学・流体力学的な現象も取り扱わなくてはならないこと、さらには、構造材料に非常に大きな力が加わることから厳密には材料力学的な現象も存在すること、などの要因により、解析は非常に困難を極める。そこで、本研究では、メインロータの中でも、小型無人ヘリコプタには必ずと言っていいほど装備されているスタビライザにのみ注目することとする。

スタビライザは直線配置された 2 枚のメインブレードに直交するように配置されたバーと小さいブレードからなるシーソー機構であり、有人機にも使われている場合があるが、現在は航空電子工学の発展によりだいぶその数は減り、小型無人機特有とも言える存在になりつつあるものである。定性的には、動的遅れを持つ系で、外乱による姿勢変動の影響を打ち消すスカイフックであると同時に、操舵時には機体姿勢を安定に保ちながら可能な限り大きなサイクリックピッチ角を引き出すものであると理解される。ここで、この遅れ特性がシステム同定の精度や自律制御の性能に対して何らかの影響を与えているのではないかと、また、現在の小型無人ヘリコプタはホビー用ラジコンヘリコプタそのものであり、手動操縦に適した運動特性になるようロータヘッドがチューニングされていることは確かだが、それが自動制御に適していると言えるのかどうか、などということが常に疑問として持たれていた。ただ、これに関して、著者の知る限り詳細な解析をした報告はなく、定量的な理解には至っていない。文献 [16] では近似式と同定によって得られたパラメータ値のみ示されていて、スタビライザ単独の特性を裏付けるには至っていない。

本研究では、前述のスタビライザについて、これの挙動を力学解析し、運動特性に与える影響を考察する。最初に、スタビライザのフラッピング運動方程式を導出する。4.2 節で準備として座標系と回転姿勢の基礎について説明した後、4.3 節で運動方程式の左辺にあたる慣性項を導出、続く 4.4 節で運動方程式の右辺にあたる外力項を導出し、4.5 節で慣性項と外力項とをあわせたスタビライザの方程式を状態方程式の形で得た。この解析にあたっては、運動方程式の導出および記号の表記方法は文献 [66] を、導出過程での各種確認や空気力学的な部分の考慮は文献 [40], [41], [68] を、それぞれ参考にした。4.6 節では、パラメータの物理量の理論値を示し、フラッピングの挙動を確かめる簡単なシミュレーションを行った。

次に、導いた理論的な解析式を変更することを行う。4.7 節では固有値を解析的に求め、低次元化の方法を説明し、低次元化手法の妥当性を固有値の比較で検証する。4.8 節では、スタビライザに仮想的なばねとダンパを付加

し、式の調整の自由度を高める。

4.9 節では、スタビライザを構成する重要な要素であるベルミキサについて、その仕組みを説明し、定数ブロックによるモデリングを行い、パラメータの理論値を与える。

本章の後半では、スタビライザ解析式の妥当性の検証について述べるとともに、スタビライザの役割を定量的に考察する。4.10 節において、どのように妥当性を実証すればよいかについて述べる。4.11 節では、専用に開発した実験機材について紹介する。解析式の妥当性を検証するための道具として、スタビライザを省略した小型無人ヘリコプタ（スタビレスヘリ）の実機を試作した。実機の試作に当たっては、今まで以上に飛行実験が危険を伴うことから、安全面を考慮してハードウェアを専用に全て新規開発し直した。また、スタビレスヘリによる実験において考慮しなければならない制御用機材の持つ遅れ特性について考察を行った。4.12 節では、スタビライザ付きの機体を用いたスタビライザの挙動観察実験について述べ、考察を加える。並行して、4.13 節ではスタビレスヘリの姿勢運動のシステム同定について述べる。4.14 節ではスタビライザの挙動観察実験の結果を踏まえて解析式のパラメータを調整した上で、この解析式とベルミキサモデルおよびスタビレスヘリのモデルとを用いて、スタビライザ付きのモデルとの比較による解析式の妥当性の検証と裏付け、開ループ特性、時間応答の様子を説明する。さらに、スタビライザの有無によるヘリの運動特性の違いをを明らかにするため、2 者の動特性をボード線図に描いて比較しながら特徴を抽出し、両機体の自律制御への適性を考察する。そして最後に 4.15 節で、スタビライザの解析式とベルミキサモデルの組み合わせである仮想スタビライザによりスタビレスヘリを制御する仮想スタビライザ制御実験について述べる。この仮想スタビライザ制御実験は、解析式の妥当性を裏付けるもう一つの手段として行ったものである。

## 4.2 準備（座標系と回転姿勢）

以下使用する三次元座標系は 3 つあり、いずれも右手系とする。1 つ目は座標系 O であり、慣性系であるが地球固定座標系として考える。例えば、任意の地表面のある点に原点 O を固定し、X 軸正方向を北に、Y 軸正方向を東に、Z 軸正方向を鉛直真下に向けてとる。2 つ目は座標系 A で、ヘリコプタの機体上に固定され、機体の姿勢変化とともに回転するものである。X 軸正方向を前方向、Y 軸正方向を右方向、Z 軸正方向をメインマストに平行かつ真下方向にとる。3 つ目は座標系 S で、ロータ（スタビライザパーおよびブレード）に固定され、それとともに回転するものである。ロータの中心に固定し、X 軸正方向を長手方向（スタビライザの場合はどちらのブレードを正方向に持ってきてもよい）、Y 軸正方向をロータ回転面内かつ X 軸と直交する方向（翼弦方向、ブレード零揚力線方向）、Z 軸正方向をロータ回転面に垂直かつロータの回転が右ねじを進行させる方向（ホビー用ラジコンヘリの場合は通常下向き）にとる。全ての座標系（座標軸）が同じ方向を向いている場合を基準にして回転姿勢を考える。

各座標系間の座標変換行列  $C$  を次のように定義する。

$$v_O = C_{OA}v_A \quad (4.1)$$

$$v_A = C_{AS}v_S \quad (4.2)$$

ここで、 $v_O, v_A, v_S$  はある幾何ベクトルをそれぞれ座標系 O, A, S で表現した代数ベクトル ( $3 \times 1$  の列行列) とする。座標変換はいずれも正規直交であり

$$v_A = C_{OA}^T v_O \quad (4.3)$$

$$v_S = C_{AS}^T v_A \quad (4.4)$$

が成り立つものとする。

各座標系間の変換を表すためにオイラ角を用いる。以下用いるオイラ角は 3-2-1 系もしくは Z-Y-X 系と称されるもので、航空工学で一般的に用いられるものである。これは、座標系を Z 軸まわりに角度  $\psi \rightarrow Y$  軸まわりに角度  $\theta \rightarrow X$  軸まわりに角度  $\phi$  の順に回転させるという定義になっており、これらの角度  $\psi, \theta, \phi$  をそれぞれヨー

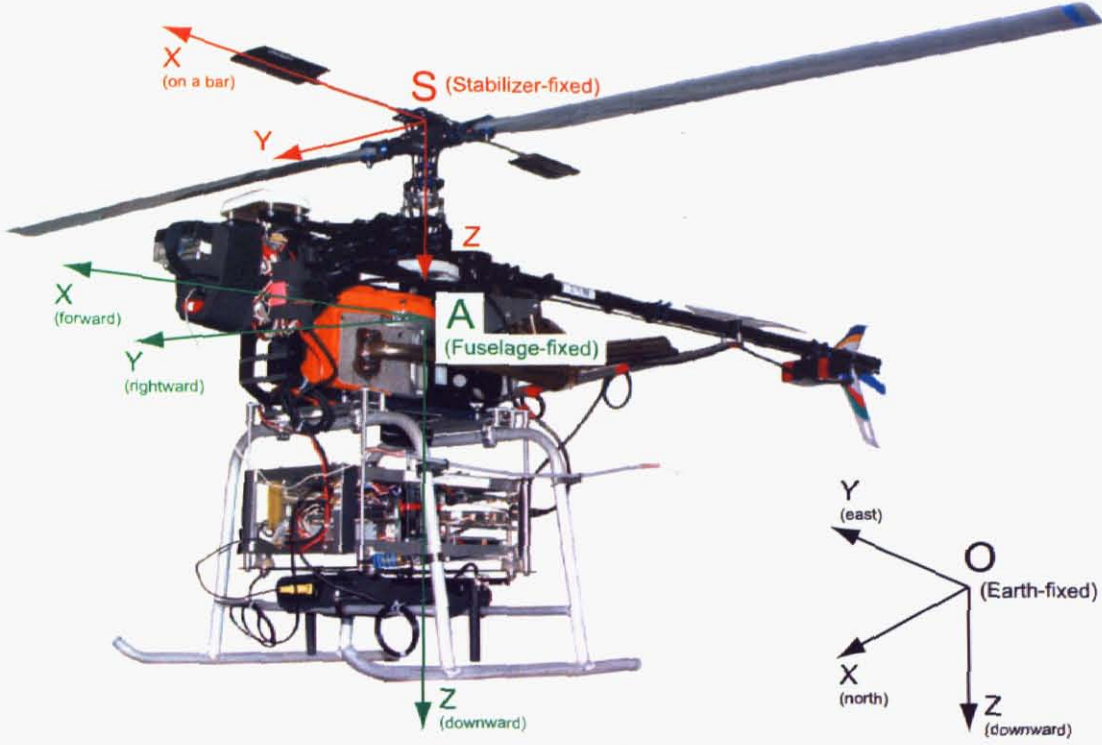


Fig. 4.1: A helicopter and the coordinates for the analysis of the stabilizer

角、ピッチ角、ロール角と呼ぶ。さて、これらを用いて座標変換行列の中身を具体的に議論する。上の定義に従い、座標系  $O$  から座標系  $A$  への変換を 3 段階に分割し、それぞれの座標変換行列を  $C_{OA_1}$ ,  $C_{A_1A_2}$ ,  $C_{A_2A}$  とする。ここで

$$C_{OA} = C_{OA_1} C_{A_1A_2} C_{A_2A} \quad (4.5)$$

もしくは

$$C_{OA}^T = C_{A_2A}^T C_{A_1A_2}^T C_{OA_1}^T \quad (4.6)$$

である。オイラ角を添字を付してそれぞれ  $\psi_{OA}$ ,  $\theta_{OA}$ ,  $\phi_{OA}$  と書くと、次式が定義される。

$$C_{OA_1}^T = \begin{bmatrix} \cos\psi_{OA} & \sin\psi_{OA} & 0 \\ -\sin\psi_{OA} & \cos\psi_{OA} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$C_{A_1A_2}^T = \begin{bmatrix} \cos\theta_{OA} & 0 & -\sin\theta_{OA} \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta_{OA} & 0 & \cos\theta_{OA} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$C_{A_2A}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi_{OA} & \sin\phi_{OA} \\ 0 & -\sin\phi_{OA} & \cos\phi_{OA} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

しかるに

$$C_{OA}^T = \begin{bmatrix} \cos\theta_{OA}\cos\psi_{OA} & \cos\theta_{OA}\sin\psi_{OA} & -\sin\theta_{OA} \\ \sin\phi_{OA}\sin\theta_{OA}\cos\psi_{OA} - \cos\phi_{OA}\sin\psi_{OA} & \sin\phi_{OA}\sin\theta_{OA}\sin\psi_{OA} + \cos\phi_{OA}\cos\psi_{OA} & \sin\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \\ \cos\phi_{OA}\sin\theta_{OA}\cos\psi_{OA} + \sin\phi_{OA}\sin\psi_{OA} & \cos\phi_{OA}\sin\theta_{OA}\sin\psi_{OA} - \sin\phi_{OA}\cos\psi_{OA} & \cos\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

座標系 A と S との間の変換も同様で、オイラ角を添字を付してそれぞれ  $\psi_{AS}$ ,  $\theta_{AS}$ ,  $\phi_{AS}$  と書くと、次式で定義される。

$$C_{AS}^T = \begin{bmatrix} \cos\theta_{AS}\cos\psi_{AS} & \cos\theta_{AS}\sin\psi_{AS} & -\sin\theta_{AS} \\ \sin\phi_{AS}\sin\theta_{AS}\cos\psi_{AS} - \cos\phi_{AS}\sin\psi_{AS} & \sin\phi_{AS}\sin\theta_{AS}\sin\psi_{AS} + \cos\phi_{AS}\cos\psi_{AS} & \sin\phi_{AS}\cos\theta_{AS} \\ \cos\phi_{AS}\sin\theta_{AS}\cos\psi_{AS} + \sin\phi_{AS}\sin\psi_{AS} & \cos\phi_{AS}\sin\theta_{AS}\sin\psi_{AS} - \sin\phi_{AS}\cos\psi_{AS} & \cos\phi_{AS}\cos\theta_{AS} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

各座標系の回転角速度とオイラ角との間の関係を定める。座標系 O から見た座標系 A の回転角速度を座標系 A の座標軸成分で表現した代数ベクトルを  $\Omega'_{OA}$  ( $3 \times 1$  の列行列) で表す。成分に分解すると

$$\Omega'_{OA} = \begin{bmatrix} \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \Omega'_{OAZ} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

と書ける。オイラ角速度 (オイラ角の時間微分) については

$$\frac{d}{dt}\psi_{OA} = \dot{\psi}_{OA} \quad (4.13)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_{OA} = \dot{\theta}_{OA} \quad (4.14)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{OA} = \dot{\phi}_{OA} \quad (4.15)$$

と書く。座標変換の定義に従い、また、角速度は幾何ベクトル上で合成可能であることを考慮すると、次のように導かれる。

$$\begin{aligned} \Omega'_{OA} &= C_{A_2A}^T C_{A_1A_2}^T \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi}_{OA} \end{bmatrix} + C_{A_2A}^T \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_{OA} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{OA} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\theta_{OA} & 0 & -\sin\theta_{OA} \\ \sin\phi_{OA}\sin\theta_{OA} & \cos\phi_{OA} & \sin\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \\ \cos\phi_{OA}\sin\theta_{OA} & -\sin\phi_{OA} & \cos\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi}_{OA} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi_{OA} & \sin\phi_{OA} \\ 0 & -\sin\phi_{OA} & \cos\phi_{OA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_{OA} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{OA} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\sin\theta_{OA} \\ \sin\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \\ \cos\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \end{bmatrix} \dot{\psi}_{OA} + \begin{bmatrix} 0 \\ \cos\phi_{OA} \\ -\sin\phi_{OA} \end{bmatrix} \dot{\theta}_{OA} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{\phi}_{OA} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta_{OA} \\ 0 & \cos\phi_{OA} & \sin\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \\ 0 & -\sin\phi_{OA} & \cos\phi_{OA}\cos\theta_{OA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{OA} \\ \dot{\theta}_{OA} \\ \dot{\psi}_{OA} \end{bmatrix} \\ &= R_{OA} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{OA} \\ \dot{\theta}_{OA} \\ \dot{\psi}_{OA} \end{bmatrix} \quad (4.16) \end{aligned}$$

なお、 $C_{OA}$  の場合とは異なり  $R_{OA}$  は一般に正規直交行列にはならない。(正規直交行列の和は一般に正規直交行列とはならない。)

$R_{OA}$  の逆行列も求めておく。行列  $R_{OA}$  が正則であるとする

$$R_{OA}^{-1} = \frac{\text{adj} R_{OA}}{\det R_{OA}} \quad (4.17)$$

である。右辺を計算すると

$$\begin{aligned} \det R_{OA} &= \cos^2 \phi_{OA} \cos \theta_{OA} + \sin^2 \phi_{OA} \cos \theta_{OA} \\ &= (\cos^2 \phi_{OA} + \sin^2 \phi_{OA}) \cos \theta_{OA} \\ &= \cos \theta_{OA} \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\text{adj} R_{OA} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{OA} & 0 & 0 \\ \sin \phi_{OA} \sin \theta_{OA} & \cos \phi_{OA} \cos \theta_{OA} & \sin \phi_{OA} \\ \cos \phi_{OA} \sin \theta_{OA} & -\sin \phi_{OA} \cos \theta_{OA} & \cos \phi_{OA} \end{bmatrix}^T \quad (4.19)$$

よって

$$R_{OA}^{-1} = \frac{1}{\cos \theta_{OA}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{OA} & \sin \phi_{OA} \sin \theta_{OA} & \cos \phi_{OA} \sin \theta_{OA} \\ 0 & \cos \phi_{OA} \cos \theta_{OA} & -\sin \phi_{OA} \cos \theta_{OA} \\ 0 & \sin \phi_{OA} & \cos \phi_{OA} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

となる。この式から明らかなように、特異姿勢は  $\theta_{OA} = \pm 90$  度の時である。

座標系 A と S との間も全く同様であり、添字を OA から AS に変えるだけである。座標系 A から見た座標系 S の回転角速度を座標系 S の座標軸成分で表現した代数ベクトルを  $\Omega'_{AS}$  ( $3 \times 1$  の列行列) で表す。成分に分解すると

$$\Omega'_{AS} = \begin{bmatrix} \Omega'_{ASX} \\ \Omega'_{ASY} \\ \Omega'_{ASZ} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

と書ける。オイラ角速度については

$$\frac{d}{dt} \psi_{AS} = \dot{\psi}_{AS} \quad (4.22)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_{AS} = \dot{\theta}_{AS} \quad (4.23)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{AS} = \dot{\phi}_{AS} \quad (4.24)$$

と書く。角速度の関係は次式で表される。

$$\begin{aligned} \Omega'_{AS} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta_{AS} \\ 0 & \cos \phi_{AS} & \sin \phi_{AS} \cos \theta_{AS} \\ 0 & -\sin \phi_{AS} & \cos \phi_{AS} \cos \theta_{AS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{AS} \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \\ &= R_{AS} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{AS} \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.25)$$

また、 $R_{AS}$  の逆行列は次式で表される。

$$R_{AS}^{-1} = \frac{1}{\cos \theta_{AS}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{AS} & \sin \phi_{AS} \sin \theta_{AS} & \cos \phi_{AS} \sin \theta_{AS} \\ 0 & \cos \phi_{AS} \cos \theta_{AS} & -\sin \phi_{AS} \cos \theta_{AS} \\ 0 & \sin \phi_{AS} & \cos \phi_{AS} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

座標変換の時間微分については、詳細は省略するが、次式で表される。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} C_{OA} &= \dot{C}_{OA} = C_{OA} \tilde{\Omega}'_{OA} \\ \frac{d}{dt} C_{AS} &= \dot{C}_{AS} = C_{AS} \tilde{\Omega}'_{AS} \end{aligned} \quad (4.27)$$

ここで、 $\tilde{\cdot}$ は外積オペレータと呼び、 $3 \times 1$ の列行列から次式のような $3 \times 3$ の交代行列を作るものである。

$$\tilde{\Omega}'_{OA} = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega'_{OAZ} & \Omega'_{OAY} \\ \Omega'_{OAZ} & 0 & -\Omega'_{OAX} \\ -\Omega'_{OAY} & \Omega'_{OAX} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\tilde{\Omega}'_{AS} = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega'_{ASZ} & \Omega'_{ASY} \\ \Omega'_{ASZ} & 0 & -\Omega'_{ASX} \\ -\Omega'_{ASY} & \Omega'_{ASX} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

座標系 O と座標系 S との関係は、座標系 O と座標系 A との関係および座標系 A と座標系 S との関係の合成として表すことが出来る。座標変換行列を  $C_{OS}$  とすれば

$$C_{OS} = C_{OA}C_{AS} \quad (4.30)$$

であり、 $C_{OA}$  および  $C_{AS}$  がともに正規直交行列であるため  $C_{OS}$  も正規直交行列となる。オイラ角、角速度、オイラ角速度については添字を OS に変えて表す。このうち、角速度  $\Omega'_{OS}$  は

$$\Omega'_{OS} = C_{AS}^T \Omega'_{OA} + \Omega'_{AS} \quad (4.31)$$

である。座標変換行列  $C_{OS}$  の微分については

$$\dot{C}_{OS} = C_{OS} \tilde{\Omega}'_{OS} \quad (4.32)$$

である。

### 4.3 慣性項の導出

本節では、運動方程式の左辺にあたる慣性項の導出を行う。本節の内容は、純粹に機械力学のみによる解析となる。

#### 4.3.1 基礎方程式の導出

スタビライザを剛体として考え、その角運動量の時間微分を求めることで回転の運動方程式の導出を行い、スタビライザの場合も一般のオイラの運動方程式と同様の形に書けることを示す。

スタビライザ上の任意の 1 点 P を考える。座標系 O から見た点 P の位置を幾何ベクトルで  $\vec{r}_{OP}$  と表し、これを座標系 O の成分で表した代数ベクトルを  $r_{OP}$ 、座標系 S の成分で表した代数ベクトルを  $r'_{OP}$  (いずれも  $3 \times 1$  の列行列) と表す。表記を同様に考え、 $r_{OA}$  を座標系 O の原点から見た座標系 A の原点の位置を座標系 O の成分で表した代数ベクトル、 $r_{AS}$  を座標系 A の原点から見た座標系 S の原点の位置を座標系 A の成分で表した代数ベクトル、 $r_{SP}$  を座標系 S の原点から見た点 P の位置を座標系 S の成分で表した代数ベクトルと定義すれば、 $r_{OP}$  は次式で表される。

$$r_{OP} = r_{OA} + C_{OA}r_{AS} + C_{OA}C_{AS}r_{SP} \quad (4.33)$$

ここで、式 (4.30) を式 (4.33) に代入すると

$$r_{OP} = r_{OA} + C_{OA}r_{AS} + C_{OS}r_{SP} \quad (4.34)$$

である。 $r_{OP}$  の時間微分は次式で表される。

$$\dot{r}_{OP} = \dot{r}_{OA} - C_{OA}\tilde{r}_{AS}\Omega'_{OA} - C_{OS}\tilde{r}_{SP}\Omega'_{OS} \quad (4.35)$$

$$\dot{r}_{OP} = \dot{r}_{OA} - C_{OA}\tilde{\Omega}'_{OA}\tilde{r}_{AS}\Omega'_{OA} - C_{OA}\tilde{r}_{AS}\Omega'_{OA} - C_{OS}\tilde{\Omega}'_{OS}\tilde{r}_{SP}\Omega'_{OS} - C_{OS}\tilde{r}_{SP}\Omega'_{OS} \quad (4.36)$$

なお、式 (4.35), (4.36) を導く際、次の仮定を利用している。

<b>仮定 1</b> $r_{AS}$ および $r_{SP}$ は運動しないので一定と考え、それらの時間微分 $\dot{r}_{AS}$ , $\ddot{r}_{AS}$ , $\dot{r}_{SP}$ , $\ddot{r}_{SP}$ は零とみなす。
---

点 P の座標系 S の原点まわりの、単位質量あたりの角運動量の時間微分は、式 (4.36) の左から  $\tilde{r}_{sp}C_{OS}^T$  をかけて、次式となる。

$$\begin{aligned}\tilde{r}_{sp}C_{OS}^T\ddot{r}_{OP} &= \tilde{r}_{sp}C_{OS}^T(\ddot{r}_{OA} - C_{OA}\tilde{\Omega}'_{OA}\tilde{r}_{AS}\Omega'_{OA} - C_{OA}\tilde{r}_{AS}\dot{\Omega}'_{OA}) - \tilde{r}_{sp}\tilde{\Omega}'_{OS}\tilde{r}_{SP}\Omega'_{OS} - \tilde{r}_{sp}\tilde{r}_{SP}\dot{\Omega}'_{OS} \\ &= \tilde{r}_{sp}C_{OS}^T(\ddot{r}_{OA} - C_{OA}\tilde{\Omega}'_{OA}\tilde{r}_{AS}\Omega'_{OA} - C_{OA}\tilde{r}_{AS}\dot{\Omega}'_{OA}) + \tilde{\Omega}'_{OS}\tilde{r}_{sp}^T\tilde{r}_{SP}\Omega'_{OS} + \tilde{r}_{sp}^T\tilde{r}_{SP}\dot{\Omega}'_{OS}\end{aligned}\quad (4.37)$$

なお、( ) の次の項の変形には以下の公式を用いた。

$$\tilde{a}\tilde{b}\tilde{a}\tilde{b} = \tilde{b}\tilde{a}\tilde{a}\tilde{b}\quad (4.38)$$

点 P 付近の微小質量を、密度  $\rho(r_{SP})$  を用いて

$$\rho(r_{SP})dr_{SPX}dr_{SPY}dr_{SPZ}\quad (4.39)$$

と表すと、微小質量 P の角運動量  $d\dot{h}$  は式 (4.37) を用いて次のように書ける

$$\begin{aligned}d\dot{h} &= \tilde{r}_{SP}C_{OS}^T\ddot{r}_{OP}\rho(r_{SP})dr_{SPX}dr_{SPY}dr_{SPZ} \\ &= -\tilde{r}_{SP}^T\rho(r_{SP})dr_{SPX}dr_{SPY}dr_{SPZ}C_{OS}^T(\ddot{r}_{OA} - C_{OA}\tilde{\Omega}'_{OA}\tilde{r}_{AS}\Omega'_{OA} - C_{OA}\tilde{r}_{AS}\dot{\Omega}'_{OA}) \\ &\quad + \tilde{\Omega}'_{OS}\tilde{r}_{sp}^T\rho(r_{SP})\tilde{r}_{SP}dr_{SPX}dr_{SPY}dr_{SPZ}\Omega'_{OS} \\ &\quad + \tilde{r}_{sp}^T\rho(r_{SP})\tilde{r}_{SP}dr_{SPX}dr_{SPY}dr_{SPZ}\dot{\Omega}'_{OS}\end{aligned}\quad (4.40)$$

上式は剛体全体に渡って積分すると、剛体の重心と座標系 S の原点が一致するため第 1 項が消え、結局次式となる。

$$\dot{h} = \tilde{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\Omega'_{OS} + J'_{OS}\dot{\Omega}'_{OS} = N'_{OS}\quad (4.41)$$

ここで  $J'_{OS}$  は慣性行列（剛体 S の慣性モーメントおよび慣性乗積を座標系 S の成分で表した対称行列）であり

$$\begin{aligned}J'_{OS} &= \iiint \tilde{r}_{SP}^T\rho(r_{SP})\tilde{r}_{SP}dr_{SPX}dr_{SPY}dr_{SPZ} \\ &= \begin{bmatrix} J'_{OSXX} & J'_{OSXY} & J'_{OSXZ} \\ J'_{OSXY} & J'_{OSYY} & J'_{OSYZ} \\ J'_{OSXZ} & J'_{OSYZ} & J'_{OSZZ} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (4.42)$$

で、また、 $\dot{\Omega}'_{OS}$  は

$$\dot{\Omega}'_{OS} = -\tilde{\Omega}'_{AS}C_{AS}^T\Omega'_{OA} + C_{AS}^T\dot{\Omega}'_{OA} + \dot{\Omega}'_{AS}\quad (4.43)$$

で、それぞれ表される。 $N'_{OS}$  は剛体 S に働く力のモーメントを座標系 S の成分で表した代数ベクトルである。式 (4.41) はオイラーの運動方程式そのものである。（剛体の重心が座標系 S の原点に一致しない場合は式 (4.40) の第 1 項も含めて導出すればよい。）

以上の結果より、剛体 1 つに対して座標変換が複数含まれる 3 つの座標系を扱う場合においても、オイラーの運動方程式と同じ形の運動方程式に帰着されることが示された。

### 4.3.2 慣性項の成分ごとの分解

前節で導かれた運動方程式の左辺を成分ごとに展開する。慣性行列について、次の仮定を置く。

## 仮定 2a

スタビライザは座標系 S の X 軸に沿った細長い棒と XY 平面内の薄翼から構成されるとし

$$J'_{OSXX} + J'_{OSYY} = J'_{OSZZ} \quad (4.44)$$

が成り立つものとする。

## 仮定 2b

スタビライザは座標系 S の YZ 投影面および ZX 投影面における各軸について対称であるとし

$$J'_{OSYZ} = 0 \quad (4.45)$$

$$J'_{OSXZ} = 0 \quad (4.46)$$

とする。また、XY 投影面については完全な対称ではないがそれに近いとし

$$J'_{OSXY} \approx 0 \quad (4.47)$$

とみなす。

座標系 A と座標系 S との間のオイラ角  $\psi_{AS}$ ,  $\theta_{AS}$ ,  $\phi_{AS}$  について、次の仮定を置く。

## 仮定 3a

メインロータ回転角速度  $\dot{\psi}_{AS}$  は一定、すなわち

$$\ddot{\psi}_{AS} \equiv 0 \quad (4.48)$$

とみなす。

## 仮定 3b

一般にフラッピング角度  $\theta_{AS}$  のとり得る値の範囲は小さい。すなわち

$$\theta_{AS} \ll 1 \quad (4.49)$$

また、三角関数について

$$\sin\theta_{AS} \equiv \theta_{AS} \quad (4.50)$$

$$\cos\theta_{AS} \equiv 1 \quad (4.51)$$

と近似する。

## 仮定 3c

一般にフェザリング角度  $\phi_{AS}$  のとり得る値の範囲は小さい。解析の簡単化のため

$$\phi_{AS} \approx 0 \quad (4.52)$$

$$\dot{\phi}_{AS} \equiv 0 \quad (4.53)$$

$$\ddot{\phi}_{AS} \equiv 0 \quad (4.54)$$

とする。また、三角関数について

$$\sin\phi_{AS} \equiv 0 \quad (4.55)$$

$$\cos\phi_{AS} \equiv 1 \quad (4.56)$$

とする。ただし、この仮定は空気力項においては適用しない。(別途仮定を設ける。)

以上の仮定を用いると、式 (4.11) の座標系 A と座標系 S との間の変換行列  $C_{AS}^T$  は次式のように簡単化される。

$$C_{AS}^T = \begin{bmatrix} \cos\psi_{AS} & \sin\psi_{AS} & -\theta_{AS} \\ -\sin\psi_{AS} & \cos\psi_{AS} & 0 \\ \theta_{AS}\cos\psi_{AS} & \theta_{AS}\sin\psi_{AS} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

角速度の関係式 (4.25) も次式のように簡単化される。

$$\Omega'_{AS} = R_{AS} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{AS} \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\theta_{AS} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

$\Omega'_{AS}$  の時間微分については次式となる。

$$\begin{aligned} \dot{\Omega}'_{AS} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\dot{\theta}_{AS} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\dot{\theta}_{AS}\theta_{AS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\theta_{AS} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \ddot{\theta}_{AS} \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\dot{\theta}_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\ \ddot{\theta}_{AS} \\ -\dot{\theta}_{AS}\theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.59)$$

ここで角速度の関係式を書いたのは、角速度のうち  $\Omega'_{AS}$  についてはオイラ角速度を使って表現したいためである。スタビライザの挙動を表現するには最終的にオイラ角で表現する方が理解しやすい。さらに、角速度  $\Omega'_{OS}$  は以下のように展開される。

$$\begin{aligned} \Omega'_{OS} = \begin{bmatrix} \Omega'_{OSX} \\ \Omega'_{OSY} \\ \Omega'_{OSZ} \end{bmatrix} &= C_{AS}^T \Omega'_{OA} + \Omega'_{AS} \\ &= C_{AS}^T \begin{bmatrix} \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \Omega'_{OAZ} \end{bmatrix} + R_{AS} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{AS} \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \Omega'_{OAX}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\sin\psi_{AS} - \Omega'_{OAZ}\theta_{AS} - \theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\ -\Omega'_{OAX}\sin\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\cos\psi_{AS} + \dot{\theta}_{AS} \\ \Omega'_{OAX}\theta_{AS}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\theta_{AS}\sin\psi_{AS} + \Omega'_{OAZ} + \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.60)$$

角加速度  $\dot{\Omega}'_{OS}$  は式 (4.43) から展開されるが、ここで、第 1 項の  $\tilde{\Omega}'_{AS}$  について

$$\tilde{\Omega}'_{AS} = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega'_{ASZ} & \Omega'_{ASY} \\ \Omega'_{ASZ} & 0 & -\Omega'_{ASX} \\ -\Omega'_{ASY} & \Omega'_{ASX} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\psi}_{AS} & \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} & 0 & \theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\ -\dot{\theta}_{AS} & -\theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

であり

$$\begin{aligned} \dot{\Omega}'_{OS} &= - \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\psi}_{AS} & \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} & 0 & \theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\ -\dot{\theta}_{AS} & -\theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\psi_{AS} & \sin\psi_{AS} & -\theta_{AS} \\ -\sin\psi_{AS} & \cos\psi_{AS} & 0 \\ \theta_{AS}\cos\psi_{AS} & \theta_{AS}\sin\psi_{AS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \Omega'_{OAZ} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \cos\psi_{AS} & \sin\psi_{AS} & -\theta_{AS} \\ -\sin\psi_{AS} & \cos\psi_{AS} & 0 \\ \theta_{AS}\cos\psi_{AS} & \theta_{AS}\sin\psi_{AS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAZ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\dot{\theta}_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\ \ddot{\theta}_{AS} \\ -\dot{\theta}_{AS}\theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} \\ -\Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} - \Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} \\ \Omega'_{OAX}\dot{\theta}_{AS}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\dot{\theta}_{AS}\sin\psi_{AS} - \Omega'_{OAZ}\theta_{AS}\dot{\theta}_{AS} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\dot{\Omega}'_{OAX}\theta_{AS}\dot{\theta}_{AS}\cos\psi_{AS} - \dot{\Omega}'_{OAY}\theta_{AS}\dot{\theta}_{AS}\sin\psi_{AS} - \dot{\Omega}'_{OAZ}\dot{\theta}_{AS} \\
& -\dot{\Omega}'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS}^2\cos\psi_{AS} - \dot{\Omega}'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS}^2\sin\psi_{AS} \\
& -\dot{\Omega}'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS}\sin\psi_{AS} + \dot{\Omega}'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS}\cos\psi_{AS} \\
& +\dot{\Omega}'_{OAX}\cos\psi_{AS} + \dot{\Omega}'_{OAY}\sin\psi_{AS} - \dot{\Omega}'_{OAZ}\theta_{AS} \quad -\dot{\theta}_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\
& -\dot{\Omega}'_{OAX}\sin\psi_{AS} + \dot{\Omega}'_{OAY}\cos\psi_{AS} \quad +\ddot{\theta}_{AS} \\
& +\dot{\Omega}'_{OAX}\theta_{AS}\cos\psi_{AS} + \dot{\Omega}'_{OAY}\theta_{AS}\sin\psi_{AS} + \dot{\Omega}'_{OAZ} \quad -\dot{\theta}_{AS}\theta_{AS}\dot{\psi}_{AS}
\end{aligned} \quad (4.62)$$

さらに、 $\tilde{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\Omega'_{OS}$  の 2 行目は (以後便宜上 2 行目であることを示すため  $(\tilde{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\Omega'_{OS})_{12}$  などという表記を用いる)

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\Omega'_{OSZ} & \Omega'_{OSY} \\ \Omega'_{OSZ} & 0 & -\Omega'_{OSX} \\ -\Omega'_{OSY} & \Omega'_{OSX} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J'_{OSXX} & 0 & 0 \\ 0 & J'_{OSYY} & 0 \\ 0 & 0 & J'_{OSZZ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega'_{OSX} \\ \Omega'_{OSY} \\ \Omega'_{OSZ} \end{bmatrix} \\
& = (J'_{OSXX} - J'_{OSZZ})\Omega'_{OSX}\Omega'_{OSZ} \\
& = -J'_{OSYY}\Omega'_{OSX}\Omega'_{OSZ} \quad (4.63) \\
& = -J'_{OSYY}(\Omega'_{OAX}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\sin\psi_{AS} - \Omega'_{OAZ}\theta_{AS} - \theta_{AS}\dot{\psi}_{AS})(\Omega'_{OAX}\theta_{AS}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\theta_{AS}\sin\psi_{AS} \\
& \quad + \Omega'_{OAZ} + \dot{\psi}_{AS}) \\
& = -J'_{OSYY}(\Omega'^2_{OAX}\theta_{AS}\cos^2\psi_{AS} + \Omega'_{OAX}\Omega'_{OAY}\theta_{AS}\sin\psi_{AS}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAX}\Omega'_{OAZ}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} \\
& \quad + \Omega'_{OAX}\Omega'_{OAY}\theta_{AS}\sin\psi_{AS}\cos\psi_{AS} + \Omega'^2_{OAY}\theta_{AS}\sin^2\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\Omega'_{OAZ}\sin\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} \\
& \quad - \Omega'_{OAX}\Omega'_{OAZ}\theta_{AS}\cos\psi_{AS} - \Omega'_{OAY}\Omega'_{OAZ}\theta_{AS}\sin\psi_{AS} - \Omega'^2_{OAZ}\theta_{AS} - \Omega'_{OAZ}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS} \\
& \quad - \Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS}\cos\psi_{AS} - \Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS}\sin\psi_{AS} - \Omega'_{OAZ}\dot{\psi}_{AS}\theta_{AS} - \dot{\psi}_{AS}^2\theta_{AS}) \quad (4.64)
\end{aligned}$$

ここで、式の簡単化のために次の仮定を置く。

#### 仮定 4

まず、 $\Omega'_{OS}$  の正規化を考える。ここでは  $\dot{\psi}_{AS}$  で割ることで正規化する。正規化後の  $\Omega'_{OS}$  に含まれる要素のうち、次の物理量を一次の微小量と仮定する。

$$\theta_{AS}, \quad \frac{\dot{\theta}_{AS}}{\dot{\psi}_{AS}}, \quad \frac{\Omega'_{OAX}}{\dot{\psi}_{AS}}, \quad \frac{\Omega'_{OAY}}{\dot{\psi}_{AS}}, \quad \frac{\Omega'_{OAZ}}{\dot{\psi}_{AS}} \quad (4.65)$$

ここで、 $\theta_{AS}$  は元々  $\sin\theta_{AS}$  であるためすでに無次元量であり、仮定 3b を考慮し単独で微小量の扱いをする。また、 $\dot{\theta}_{AS}/\dot{\psi}_{AS}$  を一次の微小量として扱うことの正当性については、 $\theta_{AS}$  を

$$\theta_{AS} = \bar{\theta}_{AS}e^{j\psi_{AS}t} \quad (4.66)$$

と置くことで

$$\dot{\theta}_{AS} = \bar{\theta}_{AS}j\dot{\psi}_{AS}e^{j\psi_{AS}t} \quad (4.67)$$

が得られ、位相要素  $j$  を 1 に置き換えるとともに最初の式を代入することで

$$\theta_{AS} = \frac{\dot{\theta}_{AS}}{\dot{\psi}_{AS}} \quad (4.68)$$

となるが、 $\theta_{AS}$  は微小量という仮定を置いているので上式右辺も微小量となる。

以上をもとに、 $\tilde{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\Omega'_{OS}$  について、高次の微小量を含む項を省略する。一方、 $\Omega'_{OS}$  は角加速度である  $\dot{\psi}_{AS}^2$  で割っても次元として [1/角度] が残ってしまうため完全な正規化にはならないが、前者と同様に扱うものとする。以上から、次式が得られる。

$$(\tilde{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\Omega'_{OS})_{12} = -J'_{OSYY}(\Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} - \dot{\psi}_{AS}^2\theta_{AS}) \quad (4.69)$$

$$(J'_{OS}\dot{\Omega}'_{OS})_{l2} = J'_{OSYY}(-\dot{\Omega}'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} - \dot{\Omega}'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} - \dot{\Omega}'_{OAX}\sin\psi_{AS} + \dot{\Omega}'_{OAY}\cos\psi_{AS} + \ddot{\theta}_{AS}) \quad (4.70)$$

ここで、最終的に得られる式を分かりやすく表現するため、以下の仮定を置く。

#### 仮定 5

求めたい  $\theta_{AS}$  の挙動は、次式に従うものと仮定する。

$$\theta_{AS} = a_{\theta 0} + a_{\theta 1}\cos\psi_{AS} + b_{\theta 1}\sin\psi_{AS} \quad (4.71)$$

すなわち、 $\psi_{AS}$  に対する 2 次以上のハーモニクスは考えないものとする。

上式の時間微分は次式で表される。

$$\dot{\theta}_{AS} = \dot{a}_{\theta 0} + (\dot{a}_{\theta 1} + b_{\theta 1}\dot{\psi}_{AS})\cos\psi_{AS} + (\dot{b}_{\theta 1} - a_{\theta 1}\dot{\psi}_{AS})\sin\psi_{AS} \quad (4.72)$$

$$\ddot{\theta}_{AS} = \ddot{a}_{\theta 0} + (\ddot{a}_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 1} + 2\dot{\psi}_{AS}\dot{b}_{\theta 1})\cos\psi_{AS} + (\ddot{b}_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS}^2 b_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{a}_{\theta 1})\sin\psi_{AS} \quad (4.73)$$

仮定した解を代入すると次式が得られる。

$$(\ddot{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\dot{\Omega}'_{OS})_{l2} = -J'_{OSYY}\{-\dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 0} + (-\dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 1} + \dot{\Omega}'_{OAX}\dot{\psi}_{AS})\cos\psi_{AS} + (-\dot{\psi}_{AS}^2 b_{\theta 1} + \dot{\Omega}'_{OAY}\dot{\psi}_{AS})\sin\psi_{AS}\} \quad (4.74)$$

$$(J'_{OS}\dot{\Omega}'_{OS})_{l2} = J'_{OSYY}\{\ddot{a}_{\theta 0} + (\ddot{a}_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 1} + 2\dot{\psi}_{AS}\dot{b}_{\theta 1} - \dot{\Omega}'_{OAX}\dot{\psi}_{AS} + \dot{\Omega}'_{OAY})\cos\psi_{AS} + (\ddot{b}_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS}^2 b_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{a}_{\theta 1} - \dot{\Omega}'_{OAY}\dot{\psi}_{AS} - \dot{\Omega}'_{OAX})\sin\psi_{AS}\} \quad (4.75)$$

したがって、運動方程式の左辺 2 行目は次のように整理される。

$$(\ddot{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\dot{\Omega}'_{OS})_{l2} + (J'_{OS}\dot{\Omega}'_{OS})_{l2} = J'_{OSYY}\{(\ddot{a}_{\theta 0} + \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 0}) + (\ddot{a}_{\theta 1} + 2\dot{\psi}_{AS}\dot{b}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAX} + \dot{\Omega}'_{OAY})\cos\psi_{AS} + (\ddot{b}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{a}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAY} - \dot{\Omega}'_{OAX})\sin\psi_{AS}\} \quad (4.76)$$

## 4.4 外力項の導出

ここでは、前章で導出された運動方程式の左辺 2 行目に対応する外力項である、座標系 S の Y 軸まわりの力のモーメントを求める。基礎的な空気力学を用いた解析を行う。

### 4.4.1 考慮すべき外力

#### 仮定 6

外力としてはブレードに働く空気力による力のモーメントのみを考える。スタビライザの Y 軸まわりに働く力のモーメントとしてはこのほかにスワッシュプレート動作に関するものとメインブレードのピッチングモーメントが挙げられるが、これらは無視する。特に後者について、一般に翼のモーメント係数の変化は迎角の変化に対してごく小さいことが知られており、2 枚のメインブレードで等大逆方向となるため打ち消しあうとみなす。

### 4.4.2 空気相対速度

剛体上のある点 P の絶対速度  $\dot{r}_{OP}$  は、式 (4.31) と式 (4.30) を式 (4.35) へ代入して次式となる。

$$\dot{r}_{OP} = \dot{r}_{OA} - C_{OA}\bar{r}_{AS}\dot{\Omega}'_{OA} - C_{OA}C_{AS}\bar{r}_{SP}C_{AS}^T\dot{\Omega}'_{OA} - C_{OA}C_{AS}\bar{r}_{SP}\dot{\Omega}'_{AS} \quad (4.77)$$

空気力を考える場合は座標系 S で表現する方が便利である。そこで、上式を座標系 S で表現するため左から  $C_{AS}^T C_{OA}^T$  をかけて得られる次式を  $\dot{r}'_{OP}$  と表記する。

$$\dot{r}'_{OP} = C_{AS}^T C_{OA}^T \dot{r}_{OA} - C_{AS}^T \bar{r}_{AS} \Omega'_{OA} - \bar{r}_{SP} C_{AS}^T \Omega'_{OA} - \bar{r}_{SP} \Omega'_{AS} \quad (4.78)$$

第1項の機体運動に起因する点 P の速度が座標系 A 上での表現

$$\dot{r}'_{OA} = C_{OA}^T \dot{r}_{OA} \quad (4.79)$$

で計測できるものとする、これを代入して次式が得られる。

$$\dot{r}'_{OP} = C_{AS}^T \dot{r}'_{OA} - C_{AS}^T \bar{r}_{AS} \Omega'_{OA} - \bar{r}_{SP} C_{AS}^T \Omega'_{OA} - \bar{r}_{SP} \Omega'_{AS} \quad (4.80)$$

点 P の周囲の空気が座標系 O に対して静止していれば、点 P の空気相対速度は  $-\dot{r}'_{OP}$  となる。ここで、ロータ周囲の空気の速度を座標系 A で表現した代数ベクトル  $\nu'_{OA}$  を導入すると、点 P の合計の空気相対速度（これを  $-U'_{OP}$  とする）は次式で表される。

$$\begin{aligned} -U'_{OP} &= -\dot{r}'_{OP} + C_{AS}^T \nu'_{OA} \\ &= -C_{AS}^T \dot{r}'_{OA} + C_{AS}^T \bar{r}_{AS} \Omega'_{OA} + \bar{r}_{SP} C_{AS}^T \Omega'_{OA} + \bar{r}_{SP} \Omega'_{AS} + C_{AS}^T \nu'_{OA} \end{aligned} \quad (4.81)$$

ここで、次の仮定をおく。

<p>仮定 7</p> <p>座標系 A の原点と座標系 S の原点は一致しているものとする。すなわち</p> $r_{AS} \equiv 0 \quad (4.82)$ <p>とする。</p>
--

この仮定から、次式が得られる。

$$-U'_{OP} = -C_{AS}^T \dot{r}'_{OA} + \bar{r}_{SP} C_{AS}^T \Omega'_{OA} + \bar{r}_{SP} \Omega'_{AS} + C_{AS}^T \nu'_{OA} \quad (4.83)$$

#### 4.4.3 揚力とモーメント

翼素理論によれば、微小幅  $dr$  の二次元翼素にはたらく微小揚力  $dL$  は、空気密度  $\rho$ 、二次元空気相対速度  $V_r$ 、揚力係数  $C_l$ 、翼弦長  $c$  を用いて、次式で表される。

$$dL = \frac{1}{2} \rho V_r^2 C_l c dr \quad (4.84)$$

ここで、二次元揚力傾斜  $a$ 、フェザリング角度  $\phi$ （後縁下げを正）、 $\phi = 0$  の時の二次元空気相対速度  $V_r$  の上方向成分  $U_P$  および後縁方向成分  $U_T$  を用い、揚力係数  $C_l$  を次式で近似する。

$$C_l = a \left( \phi + \frac{U_P}{U_T} \right) \quad (4.85)$$

これにより、次式を得る。

$$dL = \frac{1}{2} \rho a (U_T^2 \phi + U_P U_T) c dr \quad (4.86)$$

ただし、上式に関して次の仮定を置いている。

<p>仮定 8</p> <p><math>U_P \ll U_T</math> とする。<math>V_r^2 \approx U_T^2</math> とみなす。</p> <p><math>dL</math> と <math>V_r</math> (<math>U_P, U_T</math>) および <math>\phi</math> との間の動特性は無視できるものとする。</p>
--

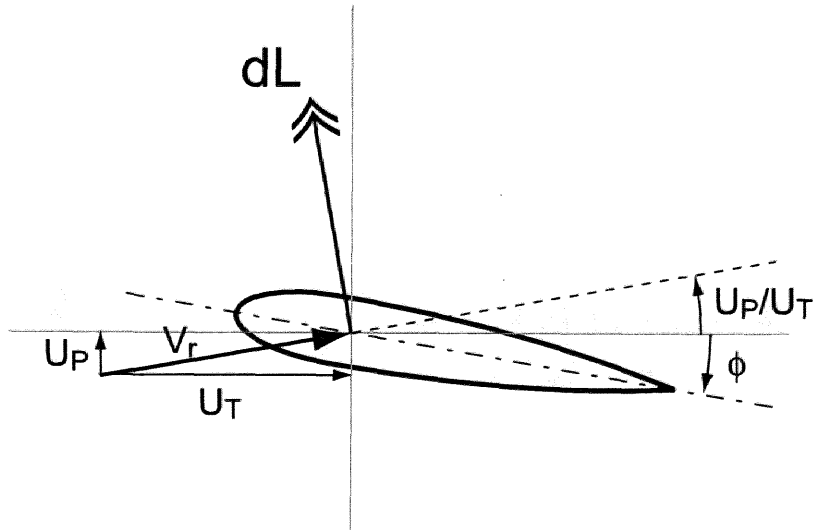


Fig. 4.2: A blade and the applied lift

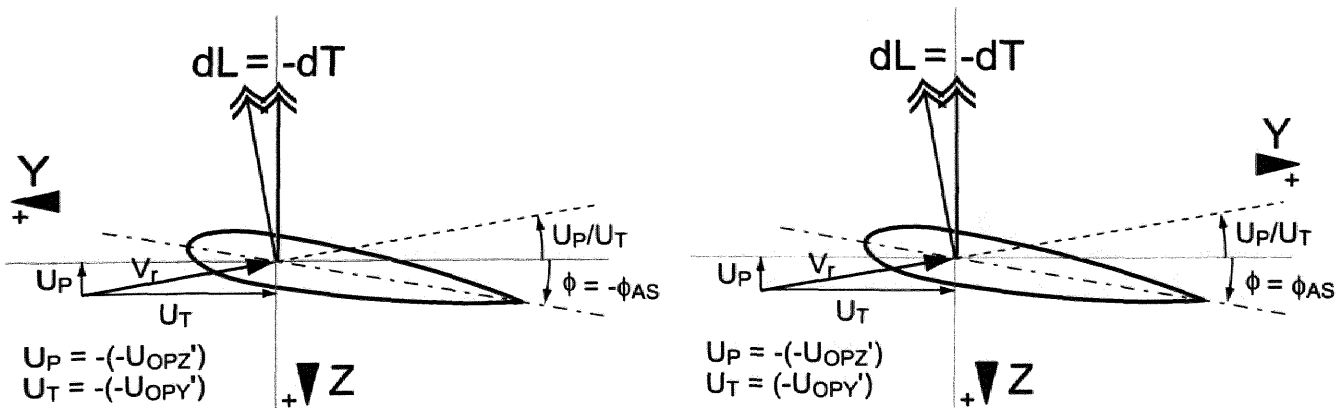
上の揚力の式は、ある一つの翼について特定の座標系を与えた場合の式である。ところが、現在考えているスタビライザーに関しては、取り付け方向の異なる2枚のブレードがあるにもかかわらず座標系はS唯一つで扱っている。そのため、翼上の点Pに関し、上式に含まれる $\phi, U_P, U_T$ は、点Pの座標系SのX座標値が正の場合と負の場合とで表現を変えなければならない。そこで、以下のように場合分けを行う。まずは、次の仮定を置く。

仮定 3c' (仮定 3c への追加)

フェザリング角度  $\phi_{AS}$  は空気力項にのみ寄与するものとする。すなわち、本来  $\phi_{AS}$  は記号表記上座標系 A と座標系 S との回転姿勢の関係を表すものであるが、実際には  $\phi_{AS}$  によって座標系の回転は起こらないものとする。

仮定 9

仮定 3c および仮定 8 より、一様流方向に直角な揚力  $dL$  (上向きが正) の負値  $-dL$  は座標系 S の Z 軸方向推力  $dT$  にほぼ等しいとする。



(a) In case of  $r_{SPX} \geq 0$

(b) In case of  $r_{SPX} < 0$

Fig. 4.3: The lift applied to a blade at each end

点 P の座標系 S における座標値  $r_{SP}$  を

$$r_{SP} = \begin{bmatrix} r_{SPX} \\ r_{SPY} \\ r_{SPZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{SPX} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.87)$$

と置き、揚力変化への寄与は翼幅方向  $r_{SPX}$  のみで考え

$$dr \equiv dr_{SPX} \quad (4.88)$$

とする。翼の空気相対速度  $-U'_{OP}$  の各成分は次のように表すものとする。

$$U'_{OP} = \begin{bmatrix} U'_{OPX} \\ U'_{OPY} \\ U'_{OPZ} \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

$r_{SPX} \geq 0$  の場合、以下が成り立つ。

$$\phi \equiv -\phi_{AS} \quad , \quad U_P \equiv U'_{OPZ} \quad , \quad U_T \equiv U'_{OPY} \quad (4.90)$$

したがって、このときの  $dT$  を  $dT_+$  とすると

$$dT_+ = -\frac{1}{2}\rho a(-U'^2_{OPY}\phi_{AS} + U'_{OPZ}U'_{OPY})cdr_{SPX} \quad (4.91)$$

となる。一方、 $r_{SPX} < 0$  の場合、以下が成り立つ。

$$\phi \equiv \phi_{AS} \quad , \quad U_P \equiv U'_{OPZ} \quad , \quad U_T \equiv -U'_{OPY} \quad (4.92)$$

したがって、このときの  $dT$  を  $dT_-$  とすると

$$dT_- = \frac{1}{2}\rho a(-U'^2_{OPY}\phi_{AS} + U'_{OPZ}U'_{OPY})cdr_{SPX} \quad (4.93)$$

となる。また、 $r'_{SPX}$  の正負に関わらず  $dT$  による座標系 S の Y 軸まわりの力のモーメントへの寄与  $dN'_{OSY}$  は次式である。

$$dN'_{OSY} = -r'_{SPX}dT \quad (4.94)$$

翼幅  $b > 0$ 、ロータ最外周半径  $R_o > 0$  とすると、ブレード全体に渡っての積分は次式で表される。

$$N'_{OSY} = \int_{-R_o}^{-(R_o-b)} -r_{SPX}dT_- + \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}dT_+ \quad (4.95)$$

#### 4.4.4 空気相対速度の展開

$U'_{OP}$  の各項を展開する。

$$\begin{aligned} C_{AS}^T \dot{r}'_{OA} &= \begin{bmatrix} \cos\psi_{AS} & \sin\psi_{AS} & -\theta_{AS} \\ -\sin\psi_{AS} & \cos\psi_{AS} & 0 \\ \theta_{ASC}\cos\psi_{AS} & \theta_{ASS}\sin\psi_{AS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{r}'_{OAX} \\ \dot{r}'_{OAY} \\ \dot{r}'_{OAZ} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \dot{r}'_{OAX}\cos\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAY}\sin\psi_{AS} - \dot{r}'_{OAZ}\theta_{AS} \\ -\dot{r}'_{OAX}\sin\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAY}\cos\psi_{AS} \\ \dot{r}'_{OAX}\theta_{ASC}\cos\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAY}\theta_{ASS}\sin\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAZ} \end{bmatrix} \quad (4.96) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{SP} C_{AS}^T \Omega'_{OA} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_{SPX} \\ 0 & r_{SPX} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\psi_{AS} & \sin\psi_{AS} & -\theta_{AS} \\ -\sin\psi_{AS} & \cos\psi_{AS} & 0 \\ \theta_{ASC}\cos\psi_{AS} & \theta_{ASS}\sin\psi_{AS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \Omega'_{OAZ} \end{bmatrix} \\ &= r_{SPX} \begin{bmatrix} 0 \\ -\Omega'_{OAX}\theta_{ASC}\cos\psi_{AS} - \Omega'_{OAY}\theta_{ASS}\sin\psi_{AS} - \Omega'_{OAZ} \\ -\Omega'_{OAX}\sin\psi_{AS} + \Omega'_{OAY}\cos\psi_{AS} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.97)$$

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{SP} \Omega'_{AS} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_{SPX} \\ 0 & r_{SPX} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\theta_{AS}\dot{\psi}_{AS} \\ \dot{\theta}_{AS} \\ \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \\ &= r_{SPX} \begin{bmatrix} 0 \\ -\dot{\psi}_{AS} \\ \dot{\theta}_{AS} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.98)$$

$$\begin{aligned} C_{AS}^T \nu'_{OA} &= \begin{bmatrix} \cos\psi_{AS} & \sin\psi_{AS} & -\theta_{AS} \\ -\sin\psi_{AS} & \cos\psi_{AS} & 0 \\ \theta_{ASC}\cos\psi_{AS} & \theta_{ASS}\sin\psi_{AS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu'_{OAX} \\ \nu'_{OAY} \\ \nu'_{OAZ} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \nu'_{OAX}\cos\psi_{AS} + \nu'_{OAY}\sin\psi_{AS} - \nu'_{OAZ}\theta_{AS} \\ -\nu'_{OAX}\sin\psi_{AS} + \nu'_{OAY}\cos\psi_{AS} \\ \nu'_{OAX}\theta_{ASC}\cos\psi_{AS} + \nu'_{OAY}\theta_{ASS}\sin\psi_{AS} + \nu'_{OAZ} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.99)$$

したがって、 $U'_{OP}$  の中身は次式に展開される。

$$U'_{OP} = \begin{bmatrix} \dot{r}'_{OAX}\cos\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAY}\sin\psi_{AS} - \dot{r}'_{OAZ}\theta_{AS} \\ -\dot{r}'_{OAX}\sin\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAY}\cos\psi_{AS} + r_{SPX}\Omega'_{OAX}\theta_{ASC}\cos\psi_{AS} + r_{SPX}\Omega'_{OAY}\theta_{ASS}\sin\psi_{AS} + r_{SPX}\Omega'_{OAZ} \\ \dot{r}'_{OAX}\theta_{ASC}\cos\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAY}\theta_{ASS}\sin\psi_{AS} + \dot{r}'_{OAZ} + r_{SPX}\Omega'_{OAX}\sin\psi_{AS} - r_{SPX}\Omega'_{OAY}\cos\psi_{AS} \\ -\nu'_{OAX}\cos\psi_{AS} - \nu'_{OAY}\sin\psi_{AS} + \nu'_{OAZ}\theta_{AS} \\ +r_{SPX}\dot{\psi}_{AS} + \nu'_{OAX}\sin\psi_{AS} - \nu'_{OAY}\cos\psi_{AS} \\ -r_{SPX}\dot{\theta}_{AS} - \nu'_{OAX}\theta_{ASC}\cos\psi_{AS} - \nu'_{OAY}\theta_{ASS}\sin\psi_{AS} - \nu'_{OAZ} \end{bmatrix} \quad (4.100)$$

#### 4.4.5 外力項の計算

まず  $-U'_{OPY}\phi_{AS} + U'_{OPZ}U'_{OPY}$  の部分を計算する。ここで、仮定 4 の場合と同様に以下の仮定を置く。

##### 仮定 10

まず、 $U'_{OP}$  の正規化を考える。ここでは翼先端線速度  $\dot{\psi}_{AS}R_o$  ( $R_o$  は翼先端までの半径) で割ることで正規化する。翼幅  $b$  は小さいとし、正規化後の  $U'_{OP}$  に含まれる要素のうち、次の物理量を一次の微小量と仮定する。

$$\begin{aligned} \frac{\dot{r}'_{OAX}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{\dot{r}'_{OAY}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{\dot{r}'_{OAZ}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{r_{SPX}\Omega'_{OAX}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{r_{SPX}\Omega'_{OAY}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{r_{SPX}\Omega'_{OAZ}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{r_{SPX}\dot{\theta}_{AS}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \\ \frac{\nu'_{OAX}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{\nu'_{OAY}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \frac{\nu'_{OAZ}}{\dot{\psi}_{AS}R_o}, \quad \theta_{AS}, \quad \phi_{AS} \end{aligned} \quad (4.101)$$

ここで、 $\theta_{AS}$  および  $\phi_{AS}$  は元々  $\sin\theta_{AS}$  および  $\sin\phi_{AS}$  であるためすでに無次元量であり、仮定 3b および仮定 3c を考慮し単独で微小量の扱いをする。以上をもとに、 $-U'_{OPY}\phi_{AS}$  と  $U'_{OPZ}U'_{OPY}$  について、高次の微小量を含む項を省略する。

したがって

$$-U'_{OPY}\phi_{AS} = -r_{SPX}^2\dot{\psi}_{AS}^2\phi_{AS} \quad (4.102)$$

$$\begin{aligned}
U'_{OPZ}U'_{OPY} &= r_{SPX}r'_{OAZ}\dot{\psi}_{AS} + r_{SPX}^2\Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} - r_{SPX}^2\Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} \\
&\quad - r_{SPX}^2\dot{\psi}_{AS}\dot{\theta}_{AS} - r_{SPX}r'_{OAZ}\dot{\psi}_{AS}
\end{aligned} \tag{4.103}$$

が得られる。さらに、この結果を使って  $N'_{OSY}$  を求めるが、積分に際し、次の仮定を置く。

仮定 11

空気密度  $\rho$ 、二次元揚力傾斜  $\alpha$ 、フェザリング角  $\phi_{AS}$ 、翼弦長  $c$  は翼幅方向変数  $r_{SPX}$  に対して一定とする。

この仮定から、 $N'_{OSY}$  計算時の被積分関数に含まれる量の中で  $r_{SPX}$  に依存するのは  $r_{SPX}$  のみになり、式 (4.91), (4.93), (4.95), (4.100) を見れば明らかに  $r_{SPX}$  の多項式として扱うことが出来る。そこで、式 (4.95) は、 $dT_-$  および  $dT_+$  の  $r_{SPX}$  の偶数乗項 ( $r_{SPX}^0, r_{SPX}^2, \dots$ ) および奇数乗項 ( $r_{SPX}^1, r_{SPX}^3, \dots$ ) をそれぞれ添字  $e$  および  $o$  で表すことで、次のように書き換えることができる。

$$\begin{aligned}
N'_{OSY} &= \int_{-R_o}^{-(R_o-b)} -r_{SPX}dT_-(r_{SPX}, dr_{SPX}) + \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}dT_+(r_{SPX}, dr_{SPX}) \\
&= -\int_{-(R_o-b)}^{-R_o} -r_{SPX}dT_-(r_{SPX}, dr_{SPX}) + \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}dT_+(r_{SPX}, dr_{SPX}) \\
&= \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}dT_-(-r_{SPX}, -dr_{SPX}) + \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}dT_+(r_{SPX}, dr_{SPX}) \\
&= -\int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}dT_-(-r_{SPX}, dr_{SPX}) + \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}dT_+(r_{SPX}, dr_{SPX}) \\
&= \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}\{-dT_-(-r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_+(r_{SPX}, dr_{SPX})\} \\
&= \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}\{-dT_{-e}(-r_{SPX}, dr_{SPX}) - dT_{-o}(-r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_{+e}(r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_{+o}(r_{SPX}, dr_{SPX})\} \\
&= \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}\{-dT_{-e}(r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_{-o}(r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_{+e}(r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_{+o}(r_{SPX}, dr_{SPX})\} \\
&= \int_{R_o-b}^{R_o} -r_{SPX}\{dT_{+e}(r_{SPX}, dr_{SPX}) - dT_{+o}(r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_{+e}(r_{SPX}, dr_{SPX}) + dT_{+o}(r_{SPX}, dr_{SPX})\} \\
&= -2 \int_{R_o-b}^{R_o} r_{SPX}dT_{+e}(r_{SPX}, dr_{SPX})
\end{aligned} \tag{4}$$

したがって、次式が得られる。

$$\begin{aligned}
N'_{OSY} &= -2 \int_{R_o-b}^{R_o} r_{SPX} \left\{ -\frac{1}{2}\rho\alpha(-U_{OPY}^2\phi_{AS} + U'_{OPZ}U'_{OPY})_e cdr_{SPX} \right\} \\
&= 2 \times \frac{1}{2}\rho\alpha c \int_{R_o-b}^{R_o} r_{SPX}(-U_{OPY}^2\phi_{AS} + U'_{OPZ}U'_{OPY})_e dr_{SPX} \\
&= 2 \times \frac{1}{2}\rho\alpha c \int_{R_o-b}^{R_o} r_{SPX} \left( -r_{SPX}^2\dot{\psi}_{AS}^2\phi_{AS} + r_{SPX}^2\Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} - r_{SPX}^2\Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} \right. \\
&\quad \left. - r_{SPX}^2\dot{\psi}_{AS}\dot{\theta}_{AS} \right) dr_{SPX} \\
&= 2 \times \frac{1}{2}\rho\alpha c \int_{R_o-b}^{R_o} \left( -r_{SPX}^3\dot{\psi}_{AS}^2\phi_{AS} + r_{SPX}^3\Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} - r_{SPX}^3\Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} \right. \\
&\quad \left. - r_{SPX}^3\dot{\psi}_{AS}\dot{\theta}_{AS} \right) dr_{SPX} \\
&= 2 \times \frac{1}{2}\rho\alpha c \left[ -\frac{1}{4}r_{SPX}^4\dot{\psi}_{AS}^2\phi_{AS} + \frac{1}{4}r_{SPX}^4\Omega'_{OAX}\dot{\psi}_{AS}\sin\psi_{AS} - \frac{1}{4}r_{SPX}^4\Omega'_{OAY}\dot{\psi}_{AS}\cos\psi_{AS} - \frac{1}{4}r_{SPX}^4\dot{\psi}_{AS}\dot{\theta}_{AS} \right] \\
&= 2 \times \frac{1}{8}\rho\alpha c \{R_o^4 - (R_o - b)^4\} \dot{\psi}_{AS} \left( -\dot{\psi}_{AS}\phi_{AS} + \Omega'_{OAX}\sin\psi_{AS} - \Omega'_{OAY}\cos\psi_{AS} - \dot{\theta}_{AS} \right)
\end{aligned} \tag{4}$$

ここで

$$\gamma \equiv \frac{\rho ac \{R_o^4 - (R_o - b)^4\}}{J'_{OSYY}} \quad (4.106)$$

と置き、さらに、フェザリング入力を

$$\phi_{AS} = a_{\phi 0} + a_{\phi 1} \cos \psi_{AS} + b_{\phi 1} \sin \psi_{AS} \quad (4.107)$$

と与え、 $\dot{\theta}_{AS}$  として式 (4.72) を与えると、次式が導かれる。

$$\begin{aligned} N'_{OSY} &= 2 \times \frac{1}{8} \gamma J'_{OSYY} \dot{\psi}_{AS} \left\{ -\dot{\psi}_{AS} a_{\phi 0} - \dot{\psi}_{AS} a_{\phi 1} \cos \psi_{AS} - \dot{\psi}_{AS} b_{\phi 1} \sin \psi_{AS} \right. \\ &\quad \left. + \Omega'_{OAX} \sin \psi_{AS} - \Omega'_{OAY} \cos \psi_{AS} - \dot{a}_{\theta 0} - (\dot{a}_{\theta 1} + b_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) \cos \psi_{AS} - (b_{\theta 1} - a_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) \sin \psi_{AS} \right\} \\ &= 2 \times \frac{1}{8} \gamma J'_{OSYY} \dot{\psi}_{AS} \left\{ (-\dot{a}_{\theta 0} - \dot{\psi}_{AS} a_{\phi 0}) + (-\dot{a}_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS} b_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS} a_{\phi 1} - \Omega'_{OAY}) \cos \psi_{AS} \right. \\ &\quad \left. + (-b_{\theta 1} + \dot{\psi}_{AS} a_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS} b_{\phi 1} + \Omega'_{OAX}) \sin \psi_{AS} \right\} \end{aligned} \quad (4.108)$$

#### 4.4.6 高速前進飛行における外力

前後方向に高速飛行する場合を考える。ここで言う前後方向とは、機体/ロータ座標系 A の X 軸に平行な方向である。本節の場合、前節の仮定 10 を以下のように修正する必要がある。

仮定 10' (仮定 10 の修正)	
仮定 10 において	
$\frac{\dot{r}'_{OAX}}{\dot{\psi}_{AS} R_o}$	(4.109)
を一次の微小量から除外する。	

このとき

$$-U'^2_{OPY} \phi_{AS} = -(r'^2_{SPX} \dot{\psi}_{AS}^2 + \dot{r}'^2_{OAX} \sin^2 \psi_{AS} - 2r_{SPX} \dot{r}'_{OAX} \dot{\psi}_{AS} \sin \psi_{AS}) \phi_{AS} \quad (4.110)$$

$$\begin{aligned} U'_{OPZ} U'_{OPY} &= r_{SPX} \dot{r}'_{OAZ} \dot{\psi}_{AS} + r'^2_{SPX} \Omega'_{OAX} \dot{\psi}_{AS} \sin \psi_{AS} - r'^2_{SPX} \Omega'_{OAY} \dot{\psi}_{AS} \cos \psi_{AS} \\ &\quad - r'^2_{SPX} \dot{\psi}_{AS} \dot{\theta}_{AS} - r_{SPX} \nu'_{OAZ} \dot{\psi}_{AS} \\ &\quad - \dot{r}'^2_{OAX} \theta_{AS} \sin \psi_{AS} \cos \psi_{AS} - \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \\ &\quad - r_{SPX} \dot{r}'_{OAX} \Omega'_{OAX} \sin^2 \psi_{AS} + r_{SPX} \dot{r}'_{OAX} \Omega'_{OAY} \sin \psi_{AS} \cos \psi_{AS} \\ &\quad + r_{SPX} \dot{r}'_{OAX} \dot{\theta}_{AS} \sin \psi_{AS} + \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \sin \psi_{AS} + r_{SPX} \dot{r}'_{OAX} \theta_{AS} \dot{\psi}_{AS} \cos \psi_{AS} \end{aligned} \quad (4.111)$$

が得られる。前節にも現れた項を先頭に書き、本節で新たに生じた項をその後ろに続けて書いている。この結果を使って  $N'_{OSY}$  を求めるが、積分に際しては本節においても仮定 11 をそのまま適用する。 $r_{SPX}$  に関する偶数乗項を取り出すと次式である。

$$\begin{aligned} (-U'^2_{OPY} \phi_{AS} + U'_{OPZ} U'_{OPY})_e &= -r'^2_{SPX} \dot{\psi}_{AS}^2 \phi_{AS} - \dot{r}'^2_{OAX} \phi_{AS} \sin^2 \psi_{AS} \\ &\quad + r'^2_{SPX} \Omega'_{OAX} \dot{\psi}_{AS} \sin \psi_{AS} - r'^2_{SPX} \Omega'_{OAY} \dot{\psi}_{AS} \cos \psi_{AS} - r'^2_{SPX} \dot{\psi}_{AS} \dot{\theta}_{AS} \\ &\quad - \dot{r}'^2_{OAX} \theta_{AS} \sin \psi_{AS} \cos \psi_{AS} - \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} \sin \psi_{AS} + \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \end{aligned} \quad (4.112)$$

新たに追加された項は全て  $r^0_{SPX}$  となっていることが分かる。これに対し前節から引き続き現れている項は全て  $r^2_{SPX}$  である。以上から、 $N'_{OSY}$  は以下のように求められる。

$$N'_{OSY} = -2 \int_{R_o-b}^{R_o} r_{SPX} \left\{ -\frac{1}{2} \rho a (-U'^2_{OPY} \phi_{AS} + U'_{OPZ} U'_{OPY})_e c dr_{SPX} \right\}$$

$$\begin{aligned}
&= 2 \times \frac{1}{2} \rho ac \int_{R_o-b}^{R_o} r_{SPX} (-U_{OPY}^{\prime 2} \phi_{AS} + U_{OPZ}^{\prime} U_{OPY}^{\prime}) e dr_{SPX} \\
&= 2 \times \frac{1}{2} \rho ac \int_{R_o-b}^{R_o} r_{SPX} \left( -r_{SPX}^2 \dot{\psi}_{AS}^2 \phi_{AS} - \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \phi_{AS} \sin^2 \psi_{AS} \right. \\
&\quad \left. + r_{SPX}^2 \Omega'_{OAX} \dot{\psi}_{AS} \sin \psi_{AS} - r_{SPX}^2 \Omega'_{OAY} \dot{\psi}_{AS} \cos \psi_{AS} - r_{SPX}^2 \dot{\psi}_{AS} \dot{\theta}_{AS} \right. \\
&\quad \left. - \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \theta_{AS} \sin \psi_{AS} \cos \psi_{AS} - \dot{r}_{OAX}^{\prime} \dot{r}'_{OAZ} \sin \psi_{AS} + \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \right) dr_{SPX} \\
&= 2 \times \frac{1}{2} \rho ac \int_{R_o-b}^{R_o} \left( -r_{SPX}^3 \dot{\psi}_{AS}^2 \phi_{AS} - r_{SPX} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \phi_{AS} \sin^2 \psi_{AS} \right. \\
&\quad \left. + r_{SPX}^3 \Omega'_{OAX} \dot{\psi}_{AS} \sin \psi_{AS} - r_{SPX}^3 \Omega'_{OAY} \dot{\psi}_{AS} \cos \psi_{AS} - r_{SPX}^3 \dot{\psi}_{AS} \dot{\theta}_{AS} \right. \\
&\quad \left. - r_{SPX} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \theta_{AS} \sin \psi_{AS} \cos \psi_{AS} - r_{SPX} \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} \sin \psi_{AS} + r_{SPX} \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \right) dr_{SPX} \\
&= 2 \times \frac{1}{2} \rho ac \left[ -\frac{1}{4} r_{SPX}^4 \dot{\psi}_{AS}^2 \phi_{AS} - \frac{1}{2} r_{SPX}^2 \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \phi_{AS} \sin^2 \psi_{AS} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{4} r_{SPX}^4 \Omega'_{OAX} \dot{\psi}_{AS} \sin \psi_{AS} - \frac{1}{4} r_{SPX}^4 \Omega'_{OAY} \dot{\psi}_{AS} \cos \psi_{AS} - \frac{1}{4} r_{SPX}^4 \dot{\psi}_{AS} \dot{\theta}_{AS} \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{2} r_{SPX}^2 \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \theta_{AS} \sin \psi_{AS} \cos \psi_{AS} - \frac{1}{2} r_{SPX}^2 \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} \sin \psi_{AS} + \frac{1}{2} r_{SPX}^2 \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \right]_{R_o-b}^{R_o} \\
&= 2 \times \frac{1}{8} \rho ac \{ R_o^4 - (R_o - b)^4 \} \dot{\psi}_{AS} \left( -\dot{\psi}_{AS} \phi_{AS} + \Omega'_{OAX} \sin \psi_{AS} - \Omega'_{OAY} \cos \psi_{AS} - \dot{\theta}_{AS} \right) \\
&\quad + 2 \times \frac{1}{4} \rho ac \{ R_o^2 - (R_o - b)^2 \} \left( -\dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \phi_{AS} \sin^2 \psi_{AS} - \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} \theta_{AS} \sin \psi_{AS} \cos \psi_{AS} - \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \right. \\
&\quad \left. + \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \right) \tag{4.113}
\end{aligned}$$

ここで

$$\gamma_2 = \frac{\rho ac \{ R_o^2 - (R_o - b)^2 \}}{J'_{OSYY}} \tag{4.114}$$

と置き、 $\phi_{AS}$  を式 (4.107) で、 $\theta_{AS}$  および  $\dot{\theta}_{AS}$  を式 (4.71) および (4.72) でそれぞれ置き換え、さらに高次の調和関数を以下の公式

$$\sin \theta \cos \theta = \frac{1}{2} \sin 2\theta \tag{4.115}$$

$$\sin^2 \theta = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\theta) \tag{4.116}$$

$$\cos^2 \theta = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\theta) \tag{4.117}$$

$$\sin^3 \theta = \frac{1}{4} (3 \sin \theta - \sin 3\theta) \tag{4.118}$$

$$\sin^2 \theta \cos \theta = \frac{1}{4} (\cos \theta - \cos 3\theta) \tag{4.119}$$

$$\sin \theta \cos^2 \theta = \frac{1}{4} (\sin \theta + \sin 3\theta) \tag{4.120}$$

$$\cos^3 \theta = \frac{1}{4} (3 \cos \theta + \cos 3\theta) \tag{4.121}$$

で置き換えると、次式を得る。

$$\begin{aligned}
N'_{OSY} &= 2 \times \frac{1}{8} \gamma J'_{OSYY} \dot{\psi}_{AS} \left\{ -\dot{\psi}_{AS} a_{\phi 0} - \dot{\psi}_{AS} a_{\phi 1} \cos \psi_{AS} - \dot{\psi}_{AS} b_{\phi 1} \sin \psi_{AS} \right. \\
&\quad \left. + \Omega'_{OAX} \sin \psi_{AS} - \Omega'_{OAY} \cos \psi_{AS} - \dot{a}_{\theta 0} - (\dot{a}_{\theta 1} + b_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) \cos \psi_{AS} - (b_{\theta 1} - a_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) \sin \psi_{AS} \right\} \\
&\quad + 2 \times \frac{1}{4} \gamma_2 J'_{OSYY} \left\{ -\frac{1}{2} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} a_{\phi 0} (1 - \cos 2\psi_{AS}) - \frac{1}{4} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} a_{\phi 1} (\cos \psi_{AS} - \cos 3\psi_{AS}) \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{4} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} b_{\phi 1} (3 \sin \psi_{AS} - \sin 3\psi_{AS}) - \frac{1}{2} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} a_{\theta 0} \sin 2\psi_{AS} - \frac{1}{4} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} a_{\theta 1} (\sin \psi_{AS} + \sin 3\psi_{AS}) \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{4} \dot{r}_{OAX}^{\prime 2} b_{\theta 1} (\cos \psi_{AS} - \cos 3\psi_{AS}) - \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} \sin \psi_{AS} + \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \sin \psi_{AS} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= 2 \times \frac{1}{16} J'_{OSYY} \left\{ -2\gamma\dot{\psi}_{AS}a_{\theta 0} + (-2\gamma\dot{\psi}_{AS}^2 - 2\gamma_2\dot{r}'_{OAX})a_{\phi 0} \right\} \\
&\quad + \left\{ -2\gamma\dot{\psi}_{AS}\dot{a}_{\theta 1} + (-2\gamma\dot{\psi}_{AS}^2 - \gamma_2\dot{r}'_{OAX})b_{\theta 1} + (-2\gamma\dot{\psi}_{AS}^2 - \gamma_2\dot{r}'_{OAX})a_{\phi 1} - 2\gamma\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAY} \right\} \cos\psi_{AS} \\
&\quad + \left\{ -2\gamma\dot{\psi}_{AS}\dot{b}_{\theta 1} + (2\gamma\dot{\psi}_{AS}^2 - \gamma_2\dot{r}'_{OAX})a_{\theta 1} + (-2\gamma\dot{\psi}_{AS}^2 - 3\gamma_2\dot{r}'_{OAX})b_{\phi 1} + 2\gamma\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAX} \right. \\
&\quad \left. - 4\gamma_2\dot{r}'_{OAX}\dot{r}'_{OAZ} + 4\gamma_2\dot{r}'_{OAX}\nu'_{OAZ} \right\} \sin\psi_{AS} + O(2\psi_{AS}) \tag{4.122}
\end{aligned}$$

ここで  $O(2\psi_{AS})$  は 2 次以上の調和関数が含まれる項をまとめて示したものである。

## 4.5 動特性の導出

ここまでの結果を結合して、スタビライザのフラッピング運動の動特性を状態方程式の形式で求める。

### 4.5.1 機体速度が小さい場合

前章までで

$$(\tilde{\Omega}'_{OS}J'_{OS}\Omega'_{OS})_{l2} + (J'_{OS}\tilde{\Omega}'_{OS})_{l2} = N'_{OSY} \tag{4.123}$$

の各辺の要素が求まった。ここでは左辺と右辺を比較することで、スタビライザのフラッピングの動特性を導出する。

まず、 $\psi_{AS}$  非依存項は次の通りである。

$$J'_{OSYY}(\ddot{a}_{\theta 0} + \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 0}) = 2 \times \frac{1}{8} \gamma J'_{OSYY} \dot{\psi}_{AS} (-\dot{a}_{\theta 0} - \dot{\psi}_{AS} a_{\phi 0}) \tag{4.124}$$

整理すると

$$\ddot{a}_{\theta 0} = -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 0} - \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 0} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\phi 0} \tag{4.125}$$

が得られる。ただし、通常  $a_{\phi 0} = 0$  であり、この式の固有値は安定であるため、 $a_{\theta 0}$  の挙動は解析の対象としないのが普通である。

$\cos\psi_{AS}$  依存項は次の通りである。

$$J'_{OSYY}(\ddot{a}_{\theta 1} + 2\dot{\psi}_{AS}\dot{b}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAX} + \dot{\Omega}'_{OAY}) = 2 \times \frac{1}{8} \gamma J'_{OSYY} \dot{\psi}_{AS} (-\dot{a}_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS}b_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS}a_{\phi 1} - \dot{\Omega}'_{OAY}) \tag{4.126}$$

整理すると

$$\ddot{a}_{\theta 1} = -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 b_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{b}_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\phi 1} + 2\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAX} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAY} - \dot{\Omega}'_{OAY} \tag{4.127}$$

が得られる。 $\sin\psi_{AS}$  依存項は次の通りである。

$$J'_{OSYY}(\ddot{b}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{a}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAY} - \dot{\Omega}'_{OAX}) = 2 \times \frac{1}{8} \gamma J'_{OSYY} \dot{\psi}_{AS} (-\dot{b}_{\theta 1} + \dot{\psi}_{AS}a_{\theta 1} - \dot{\psi}_{AS}b_{\phi 1} + \dot{\Omega}'_{OAX}) \tag{4.128}$$

整理すると

$$\ddot{b}_{\theta 1} = 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 1} + 2\dot{\psi}_{AS}\dot{a}_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{b}_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 b_{\phi 1} + 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAX} + 2\dot{\psi}_{AS}\dot{\Omega}'_{OAY} + \dot{\Omega}'_{OAX} \tag{4.129}$$

が得られる。 $a_{\theta 1}$ ,  $b_{\theta 1}$ ,  $\dot{a}_{\theta 1}$ ,  $\dot{b}_{\theta 1}$  の 4 つを状態変数とし、 $a_{\phi 1}$ ,  $b_{\phi 1}$ ,  $\dot{\Omega}'_{OAX}$ ,  $\dot{\Omega}'_{OAY}$ ,  $\dot{\Omega}'_{OAX}$ ,  $\dot{\Omega}'_{OAY}$  の 6 つを入力とすると、状態方程式は次式で表される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} & -2\dot{\psi}_{AS} \\ 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 & 0 & 2\dot{\psi}_{AS} & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 & 0 & 2 \dot{\psi}_{AS} & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 & 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} & 2 \dot{\psi}_{AS} & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.130)$$

#### 4.5.2 機体前進速度が大きい場合

前節と同様の方法により導出する。但し、2次以上の調和関数が含まれる項は無視する。まず、 $\psi_{AS}$  非依存項は次の通りである。

$$J'_{OSYY}(\ddot{a}_{\theta 0} + \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 0}) = 2 \times \frac{1}{16} J'_{OSYY} \left\{ -2\gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 0} + (-2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 - 2\gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) a_{\phi 0} \right\} \quad (4.131)$$

整理すると以下ようになる。

$$\ddot{a}_{\theta 0} = -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 0} - \dot{\psi}_{AS}^2 a_{\theta 0} - 2 \times \frac{1}{8} (\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + \gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) a_{\phi 0} \quad (4.132)$$

$\cos \psi_{AS}$  依存項は次の通りである。

$$\begin{aligned} & J'_{OSYY}(\ddot{a}_{\theta 1} + 2\dot{\psi}_{AS} \dot{b}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAX} + \dot{\Omega}'_{OAY}) \\ = & 2 \times \frac{1}{16} J'_{OSYY} \left\{ -2\gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 1} + (-2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 - \gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) b_{\theta 1} + (-2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 - \gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) a_{\phi 1} - 2\gamma \dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAY} \right\} \end{aligned} \quad (4.133)$$

整理すると以下ようになる。

$$\begin{aligned} \ddot{a}_{\theta 1} = & -2 \times \frac{1}{16} (2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + \gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) b_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS} \dot{b}_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{16} (2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + \gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) a_{\phi 1} \\ & + 2\dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAX} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAY} - \dot{\Omega}'_{OAY} \end{aligned} \quad (4.134)$$

$\sin \psi_{AS}$  依存項は次の通りである。

$$\begin{aligned} & J'_{OSYY}(\ddot{b}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 1} - 2\dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAY} - \dot{\Omega}'_{OAX}) \\ = & 2 \times \frac{1}{16} J'_{OSYY} \left\{ -2\gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{b}_{\theta 1} + (2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 - \gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) a_{\theta 1} + (-2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 - 3\gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) b_{\phi 1} + 2\gamma \dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAX} \right. \\ & \left. - 4\gamma_2 \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} + 4\gamma_2 \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \right\} \end{aligned} \quad (4.135)$$

整理すると以下ようになる。

$$\begin{aligned} \ddot{b}_{\theta 1} = & 2 \times \frac{1}{16} (2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 - \gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) a_{\theta 1} + 2\dot{\psi}_{AS} \dot{a}_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \dot{b}_{\theta 1} - 2 \times \frac{1}{16} (2\gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + 3\gamma_2 \dot{r}'_{OAX}) b_{\phi 1} \\ & + 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAX} + 2\dot{\psi}_{AS} \Omega'_{OAY} + \dot{\Omega}'_{OAX} - 2 \times \frac{1}{4} \gamma_2 \dot{r}'_{OAX} \dot{r}'_{OAZ} + 2 \times \frac{1}{4} \gamma_2 \dot{r}'_{OAX} \nu'_{OAZ} \end{aligned} \quad (4.136)$$

$\dot{r}'_{OAX}$  を定数とみなせば、線形時不変の状態方程式となる。

## 4.6 シミュレーションと考察

スタビライザのフラッピング運動のみに関して、簡単なシミュレーションと考察を行う。

Table 4.1: The physical parameters (theoretical values)

名称	記号	単位	値	備考
空気密度	$\rho$	[kg/m <sup>3</sup> ]	1.2039	1 気圧、摂氏 20 度、乾燥
空気動粘性係数	$\nu$	[m <sup>2</sup> /sec]	$15.15 \times 10^{-6}$	1 気圧、摂氏 20 度、乾燥
二次元揚力傾斜	$a$	[1/rad]	$\frac{0.5}{4} \times \frac{360}{2\pi}$	NACA 0013-63、 $Re = 2.0 \times 10^5$
翼幅	$b$	[m]	0.11	
翼弦長	$c$	[m]	0.06	
慣性モーメント	$J'_{OSYY}$	[kgm <sup>2</sup> ]	$1.6 \times 5.89 \times 10^{-3}$	1.6 倍は CAD 計算値の補正
ロータ最外周半径	$R_o$	[m]	0.34	
ロータ回転角速度	$\psi_{AS}$	[rad/s]	$1500 \times \frac{2\pi}{60}$	

## 4.6.1 物理量

物理量を Table 4.1 に示す。二次元揚力傾斜  $a$  は翼設計用 CAD である DesignFoil (試用版: Fig.4.4) にスタビライザブレードの形状 (NACA 0013-63 相当) を入力し、 $Re = 2.0 \times 10^5$  の条件で導いたものである。慣性モーメント  $J'_{OSYY}$  は 3 次元 CAD ソフトウェア Pro/ENGINEER 上で構築されたヘリコプタ機体 SF40 の質量密度特性付きの精密な設計図から得たものであるが、設計図の一部に誤りがあったため若干値を修正 (1.6×) した。

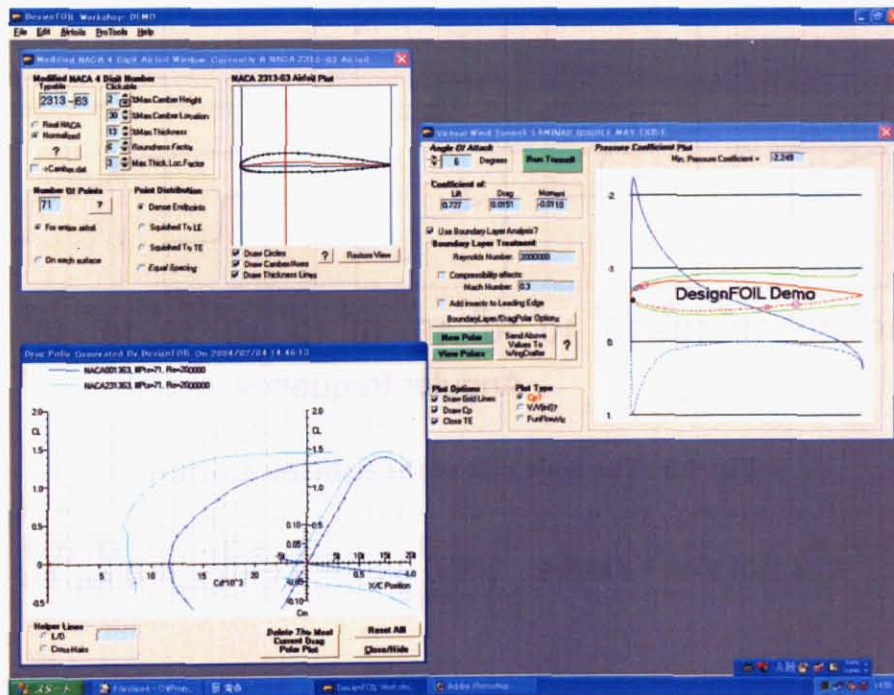


Fig. 4.4: DesignFOIL workshop (demo)

これらの物理量から、代表速度  $\bar{u} = \psi_{AS} R_o$ 、代表長さ  $d = c$  とし、レイノルズ数  $Re$  は

$$\begin{aligned}
 Re &= \frac{\bar{u}d}{\nu} = \frac{\psi_{AS} R_o c}{\nu} \\
 &= 2.115 \times 10^5
 \end{aligned}
 \tag{4.137}$$

となる。また、 $\gamma$  は

$$\gamma = \frac{\rho a c \{R_o^4 - (R_o - b)^4\}}{J'_{OSYY}}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1.2039 \times \left(\frac{0.5}{4} \times \frac{360}{2\pi}\right) \times 0.06 \times \{0.34^4 - (0.34 - 0.11)^4\}}{1.6 \times 5.89 \times 10^{-3}} \\
 &\approx 0.580
 \end{aligned}
 \tag{4.138}$$

となる。

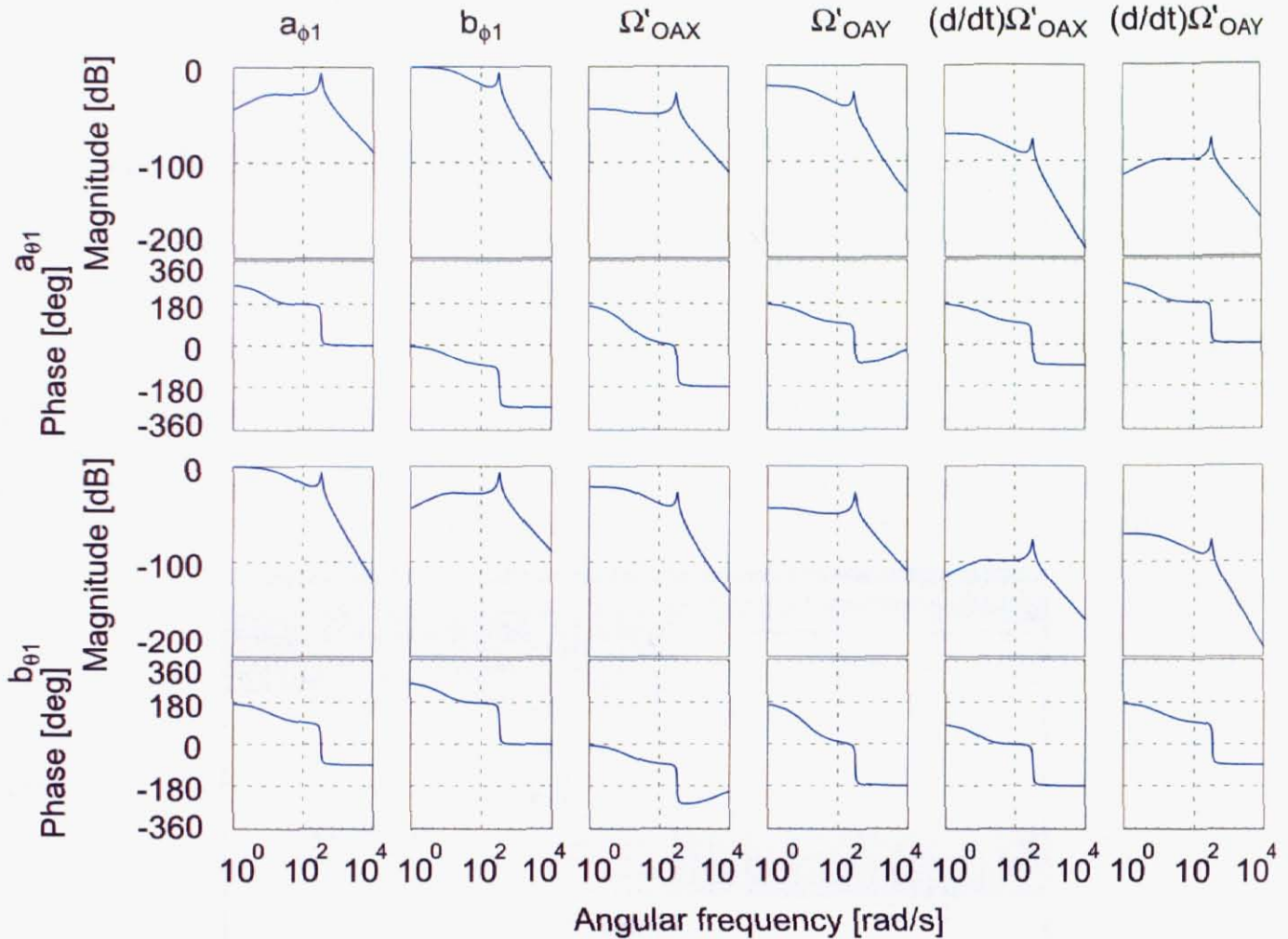


Fig. 4.5: The bode plot of the stabilizer equation

Fig.4.5 に示すのは、式 (4.130) のボード線図を、本節のパラメータを用い、出力  $a_{\theta 1}$ ,  $b_{\theta 1}$  について描いたものである。

### 4.6.2 シミュレーション

前節までの結果を用いて、単位ステップ応答のシミュレーションを行った。結果を Fig.4.6 に示す。出力はスタビライザバーのフラッピング角度  $a_{\theta 1}$  と  $b_{\theta 1}$  にとる。入力スタビライザブレードのサイクリックピッチ角度  $a_{\phi 1}$  と  $b_{\phi 1}$ 、機体の姿勢角速度  $\Omega'_{OAX}$  と  $\Omega'_{OAY}$ 、機体の姿勢角速度  $\dot{\Omega}'_{OAX}$  と  $\dot{\Omega}'_{OAY}$  の計 6 つとした。

極は次の 4 つである。

$$\begin{aligned}
 &-11.39 \pm 0.41i \\
 &-11.39 \pm 313.75i
 \end{aligned}$$

最初の 2 つはほぼ実軸上に存在するもので、時定数 0.0878 秒の動的遅れである。あとの 2 つは周波数約 50 [Hz]

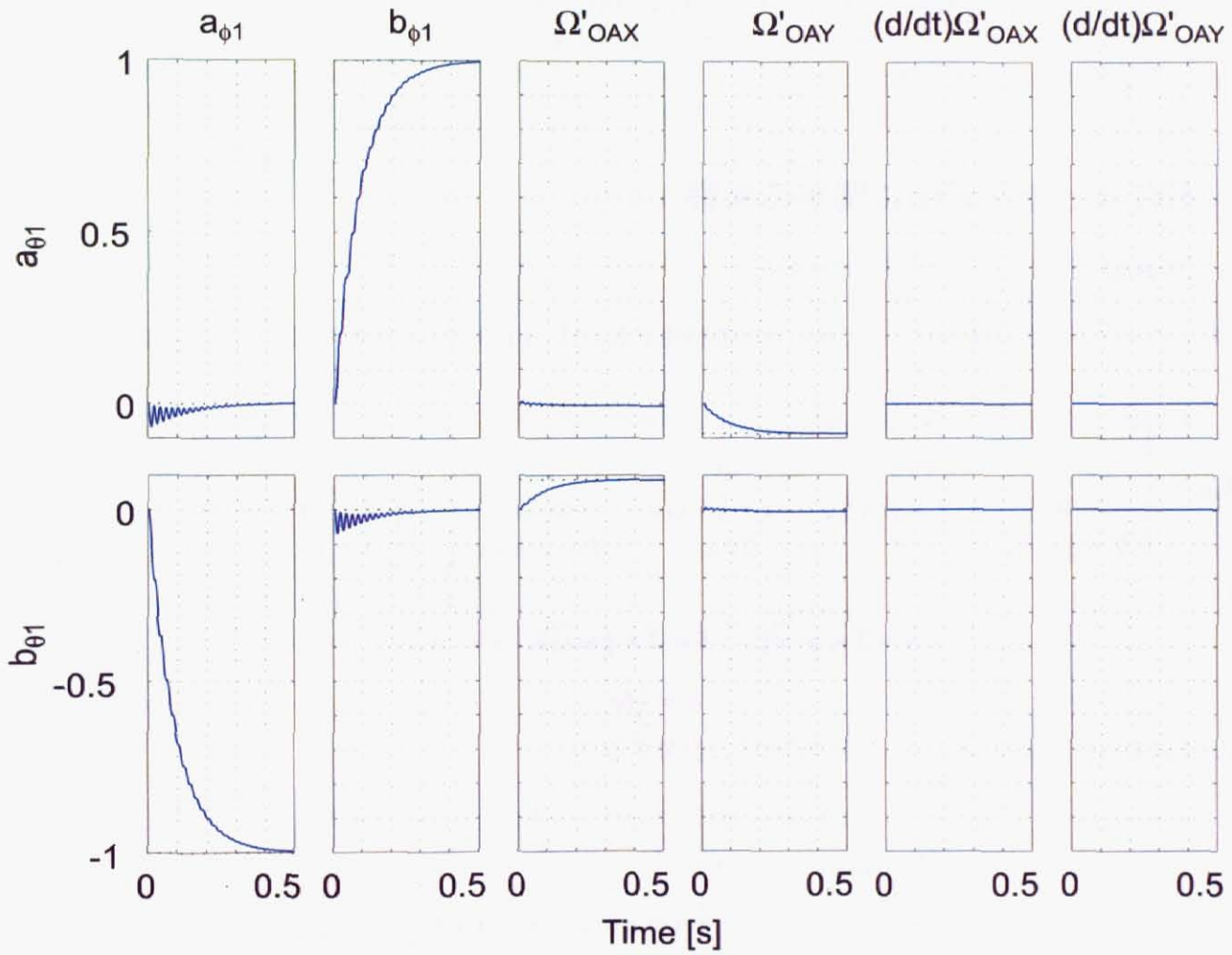


Fig. 4.6: The simulated result of step responses of the stabilizer equation

の2次振動モードである。振動モードは減衰こそ弱い、周波数が高く振幅が小さいので、実際にはほとんど影響して来ない。これら両者の中間の周波数にモードは存在しない。固有値の詳細については、別途後の章で述べる。

姿勢角加速度である  $\dot{\Omega}'_{OAX}$  および  $\dot{\Omega}'_{OAY}$  は  $a_{\theta 1}$  や  $b_{\theta 1}$  へほとんど寄与していないことが分かる。 $a_{\theta 1}$  に寄与するのは  $b_{\phi 1}$  および  $\dot{\Omega}'_{OAY}$ 、 $b_{\theta 1}$  に寄与するのは  $a_{\phi 1}$  および  $\dot{\Omega}'_{OAX}$  である。前者はピッチ軸・エレベータ操舵軸方向に関するもののみ、後者はロール軸・エルロン操舵軸方向に関するもののみで構成されていて、連成項はほとんど影響がないとみなせる。

ここで、最大サイクリック操舵時のスタビライザバーのフラッピング角度の定常値を考察する (HIROBO SF40 の場合)。例えば、 $b_{\theta 1}$  については、 $a_{\phi 1}$  の最大操舵角が約 20 度であり、これによる  $b_{\theta 1}$  への寄与は図よりそれと同じ 20 度となる。一方、機体の姿勢角速度  $\dot{\Omega}'_{OAX}$  は最大操舵時毎秒約 120 度であり、これによる  $b_{\theta 1}$  への寄与は図より大雑把にその 10 [%] 程度とすれば -12 度である。結局、最大サイクリック操舵時のスタビライザバーのフラッピング角度は  $20 - 12 =$  約 8 度となる。フラッピング角度の機構的限界は約 15 度であるため、この値は妥当な範囲に収まっていると言える。

## 4.7 固有値と低次元化に関する考察

### 4.7.1 固有値

機体の前進速度が小さい場合のスタビライザの動特性である式 (4.130) の  $A$  行列の固有値を求める。この行列を  $A_{stb}$  とし

$$A_{stb} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} & -2 \dot{\psi}_{AS} \\ 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 & 0 & 2 \dot{\psi}_{AS} & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a & -b & -c \\ a & 0 & c & -b \end{bmatrix} \quad (4.139)$$

ここで

$$a = 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2, \quad b = 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}, \quad c = 2 \dot{\psi}_{AS} \quad (4.140)$$

$$a = \frac{1}{2} bc \quad (4.141)$$

である。上式を用いて  $\det(\lambda I - A_{stb})$  を次のように計算する。

$$\begin{aligned} \det(\lambda I - A_{stb}) &= \det \begin{bmatrix} \lambda & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & -1 \\ 0 & a & \lambda + b & c \\ -a & 0 & -c & \lambda + b \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{a^2} \det \begin{bmatrix} \lambda & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & -1 \\ 0 & 1 & \frac{\lambda + b}{a} & \frac{c}{a} \\ -1 & 0 & -\frac{c}{a} & \frac{\lambda + b}{a} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{a^2} \det \begin{bmatrix} \lambda & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & -1 \\ 0 & 0 & \frac{\lambda + b}{a} & \frac{c}{a} + \frac{1}{\lambda} \\ 0 & 0 & -\frac{c}{a} - \frac{1}{\lambda} & \frac{\lambda + b}{a} \end{bmatrix} \\ &= \det \begin{bmatrix} \lambda & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & -1 \\ 0 & 0 & \lambda + b & c + \frac{a}{\lambda} \\ 0 & 0 & -c - \frac{a}{\lambda} & \lambda + b \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$= \det \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} \det \begin{bmatrix} \lambda + b & c + \frac{a}{\lambda} \\ -c - \frac{a}{\lambda} & \lambda + b \end{bmatrix} \quad (4.142)$$

ただし、上式導出に際しては次の仮定を置いている。

仮定 12

行列  $A_{stb}$  の固有値  $\lambda$  はいずれも 0 ではないとする。また、 $A_{stb}$  の要素  $a$  もまた 0 ではないとする。

式 (4.142) のそれぞれの  $\det$  を計算する。前者については

$$\det \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} = \lambda^2 \quad (4.143)$$

となるが、この式を 0 と置いて固有値  $\lambda$  を求めると  $\lambda = 0$  となり、仮定 12 に矛盾する。したがって、これは当該システムの固有値ではない。次に、式 (4.142) の 2 番目の  $\det$  を計算する。

$$\begin{aligned} \det \begin{bmatrix} \lambda + b & c + \frac{a}{\lambda} \\ -c - \frac{a}{\lambda} & \lambda + b \end{bmatrix} &= \lambda^2(\lambda + b)^2 + (c\lambda + a)^2 \\ &= \{\lambda(\lambda + b) + (c\lambda + a)i\}\{\lambda(\lambda + b) - (c\lambda + a)i\} \\ &= \{\lambda^2 + (b + ci)\lambda + ai\}\{\lambda^2 + (b - ci)\lambda - ai\} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.144)$$

この式から、1 元 2 次方程式の解の公式を利用して、次のように固有値  $\lambda$  を求める。1 番目の因数に対して

$$\lambda = \frac{-(b + ci) \pm \sqrt{(b + ci)^2 - 4ai}}{2} = \frac{-(b + ci) \pm \sqrt{b^2 - c^2}}{2} = \frac{-b + (-c \pm \sqrt{c^2 - b^2})i}{2} \quad (4.145)$$

2 番目の因数に対して

$$\lambda = \frac{-(b - ci) \pm \sqrt{(b - ci)^2 + 4ai}}{2} = \frac{-(b - ci) \pm \sqrt{b^2 - c^2}}{2} = \frac{-b + (c \pm \sqrt{c^2 - b^2})i}{2} \quad (4.146)$$

となり、これらをあわせると

$$\lambda = \frac{-b + (\pm c \pm \sqrt{c^2 - b^2})i}{2} \quad (4.147)$$

となり、4 つの固有値が求まった。なお、上式の 2 乗根の部分については

- $\frac{\gamma}{8} \leq 1$  のとき  $(c^2 - b^2) \geq 0$   
これは空気力よりも慣性力の寄与が大きい場合すなわちスタビライザが重い場合に該当。
- $\frac{\gamma}{8} > 1$  のとき  $(c^2 - b^2) < 0$   
これは慣性力よりも空気力の寄与が大きい場合すなわちスタビライザが軽い場合に該当。

となるので注意が必要である。固有値マップを Fig.4.7 に示す。なお、通常  $\gamma$  や  $\psi_{AS}$  は 0 以上の実数値であることに注目すると、これらがいかなる値をとっても固有値が複素平面の右半平面に出ることはないことが分かる。

ここで具体例を示す。Table 4.1 の数値例を使うと、次のように各値が求められる。

$$a = 7127.8, \quad b = 22.7, \quad c = 314 \quad (4.148)$$

$$\lambda = -11.35 \pm i, \quad -11.35 \pm 313i \quad (4.149)$$

固有値に関して、前者はほとんど実軸上に乗る固有値であり、後者は逆に非常に振動的な特性を示す固有値である。

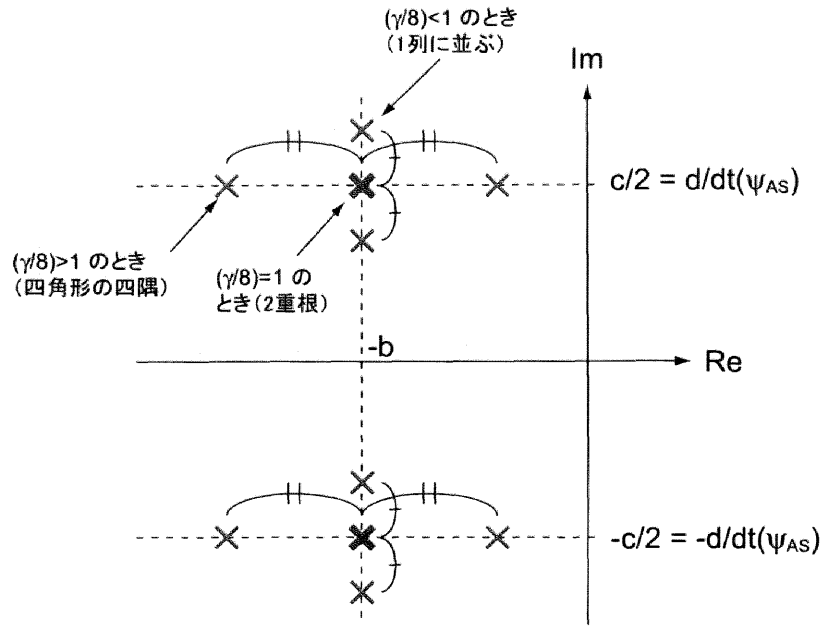


Fig. 4.7: The eigenvalue locations of the stabilizer dynamics

### 4.7.2 低次元化

機械的なシステムにおいては、その固有値が各周波数ごとに分布していることが多く、解析等の簡単化のため、通常高次モードを切り捨てることによる低次元化が図られる。すなわち、 $A_{stb}$  をモードごとに分解し、高次モードに対応する状態量を削除すれば低次元化される。モード分解を行うには各固有値に対応した固有ベクトルが必要であり、それによって構成された固有行列で元の行列を変換することになる。全ての固有値が共役複素数で成される場合は固有行列は実数要素のみを含む行列となるはずであるが、現実には数値計算の誤差により固有行列の中に複素数の要素が現れる場合がある。このような場合はモード分解による高次モードの削除と低次元化は不可能となる。

ここで、前節の数値例で見ると明らかだが、スタビライザの固有値に関しては、いくつかは虚数部がほとんど零に近く、残りは虚数部が非常に大きい、といった特徴がある。これを踏まえて、以下のような低次元化手法を試みる。

前節の式 (4.140) で示した  $a, b, c$  を用いると、機体の前進速度が小さい場合のスタビライザの状態方程式 (4.130) は次のように書くことができる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a & -b & -c \\ a & 0 & c & -b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a & 0 & c & -b & 0 & -1 \\ 0 & -a & b & c & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.150)$$

上式は 4 次であるが、次の仮定

仮定 13

スタビライザのフラッピング運動は緩やかであるとし、 $\ddot{a}_{\theta 1}$  および  $\ddot{b}_{\theta 1}$  を零とみなす。

を置くことによって次数を 2 次に落とすことを考える。低次元化した状態方程式の状態変数を  $[a_{\theta 1} \ b_{\theta 1}]^T$  と

する場合、 $A_{stb}$  の右下の

$$\begin{bmatrix} -b & -c \\ c & -b \end{bmatrix} \quad (4.151)$$

を対角化する必要があるため、そこで、次のような変形を行う。

1. 第3行に  $b$ 、第4行に  $-c$  をそれぞれかけて加算すると

$$0 = \begin{bmatrix} -ac & -ab & -b^2 - c^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -ab & ac & 0 & -b^2 - c^2 & -c & -b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.152)$$

2. 第3行に  $c$ 、第4行に  $b$  をそれぞれかけて加算すると

$$0 = \begin{bmatrix} ab & -ac & 0 & -c^2 - b^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -ac & -ab & c^2 + b^2 & 0 & b & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.153)$$

ここで、式(4.141) および仮定 12 から  $b^2 + c^2 \neq 0$  であるから、低次元化した状態方程式は次のように書くことができる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-ac}{b^2+c^2} & \frac{-ab}{b^2+c^2} \\ \frac{ab}{b^2+c^2} & \frac{-ac}{b^2+c^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-ab}{b^2+c^2} & \frac{ac}{b^2+c^2} & 0 & -1 & \frac{-c}{b^2+c^2} & \frac{-b}{b^2+c^2} \\ \frac{-ab}{b^2+c^2} & \frac{-ab}{b^2+c^2} & 1 & 0 & \frac{b}{b^2+c^2} & \frac{-c}{b^2+c^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.154)$$

上式の  $A$  行列に相当する行列を、以後  $A_{stbr}$  と書くことにする。

次に、この低次元化手法が妥当かどうかを、元の式との固有値の比較を通じて検証する。まず、低次元化式(4.154)の固有値を求める。

$$\begin{aligned} \det(\lambda I - A_{stbr}) &= \det \begin{bmatrix} \lambda + \frac{ac}{b^2+c^2} & \frac{ab}{b^2+c^2} \\ -\frac{ab}{b^2+c^2} & \lambda + \frac{ac}{b^2+c^2} \end{bmatrix} \\ &= \left( \lambda + \frac{ac}{b^2+c^2} \right)^2 + \left( \frac{ab}{b^2+c^2} \right)^2 \\ &= \left( \lambda + \frac{ac}{b^2+c^2} + \frac{ab}{b^2+c^2}i \right) \left( \lambda + \frac{ac}{b^2+c^2} - \frac{ab}{b^2+c^2}i \right) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.155)$$

より

$$\lambda = -\frac{ac}{b^2+c^2} \pm \frac{ab}{b^2+c^2}i \quad (4.156)$$

式(4.141) を使って  $a$  を消去すると

$$\lambda = -\frac{b}{2} \frac{c^2}{b^2+c^2} \pm \frac{ci}{2} \frac{b^2}{b^2+c^2} \quad (4.157)$$

となる。さらに簡単化するため、次の仮定を置く。

<b>仮定 14</b> $\frac{1}{8}\gamma$ が十分小さい値であれば $b$ を $c$ に対して十分小さい値であるとみなすことができる。すなわち $\frac{b}{c}$ を微小量とし、高次の微小量を省略する。
--

すると

$$\begin{aligned}\frac{b^2}{b^2+c^2} &= \frac{\left(\frac{b}{c}\right)^2}{\left(\frac{b}{c}\right)^2+1} \approx 0 \\ \frac{c^2}{b^2+c^2} &= \frac{1}{\left(\frac{b}{c}\right)^2+1} \approx 1\end{aligned}\quad (4.158)$$

となるので、結局

$$\lambda \approx -\frac{b}{2} \quad (4.159)$$

の重複根に近似される。ここで、これと低次元化前の固有値である式 (4.147) との比較を行う。式 (4.147) に仮定 14 を適用すると次のように変形される。

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{-b + (\pm c \pm \sqrt{c^2 - b^2})i}{2} \\ &= -\frac{b}{2} + \frac{\pm c \pm \sqrt{c^2 - b^2}}{2}i \\ &= -\frac{b}{2} + \frac{\pm c \pm c\sqrt{1 - \left(\frac{b}{c}\right)^2}}{2}i \\ &\approx -\frac{b}{2} + \frac{\pm c \pm c}{2}i\end{aligned}\quad (4.160)$$

このうち、虚部が大きい高次モードを無視すると、結局

$$\lambda \approx -\frac{b}{2} \quad (4.161)$$

の重複根となり、低次元化した式の固有値に一致する。したがって、本低次元化手法によって得られた式は低次元化前の式に対して良い近似となっていることが示された。

仮定 14 に基づいて式 (4.154) を書き換える。

$$\frac{ab}{b^2+c^2} \approx \frac{b^2}{2c}, \quad \frac{ac}{b^2+c^2} \approx \frac{b}{2}, \quad \frac{b}{b^2+c^2} \approx \frac{b}{c^2}, \quad \frac{c}{b^2+c^2} \approx \frac{1}{c} \quad (4.162)$$

と近似されるため、最終的に次式のようになる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{b}{2} & -\frac{b^2}{2c} \\ \frac{b^2}{2c} & -\frac{b}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{b^2}{2c} & \frac{b}{2} & 0 & -1 & -\frac{1}{c} & -\frac{b}{c^2} \\ -\frac{b}{2} & -\frac{b^2}{2c} & 1 & 0 & \frac{b}{c^2} & -\frac{1}{c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.163)$$

## 4.8 外力項の追加による解析式の調整

スタビライザの解析式では、外力項としてスタビライザブレードに働く揚力のみを考えていた。しかも、それはブレードサイクリックピッチ角との間に動特性を一切考慮しない、単純な仮定に基づくものであった。実際にはスタビライザにはさまざまな外力が働いていると考えられるが、それらを全て正確にモデリングすることは困難である。例えば、文献 [41] の第 2 章では航空機に働く空気力について詳細に述べられていて、例えば、ブレードピッチ角の変化と揚力との間の動特性や、調和関数で振動する翼（ヘリコプタのブレードのサイクリックピッチ

変化も含まれると考えられる)に働く非定常空気力について具体的な記述があるが、非線形かつ特殊な関数(例えば Theodorsen 関数や Bessel 関数等)を含むなど計算は難しく、モデルに取り込むことは難しい。一方、初等解析のみでは、実際のスタビライザの挙動に近づけるために調整できるパラメータが少なく、応用範囲が限られてしまう。

ここでは、これらの不確かな要素を再現する一つの手段として、スタビライザに仮想的な外力項を付加することを考える。利用する解析式については、機体前進速度が小さい場合のもののみを対象とする。

#### 4.8.1 仮想ダンパおよび仮想ばねの追加

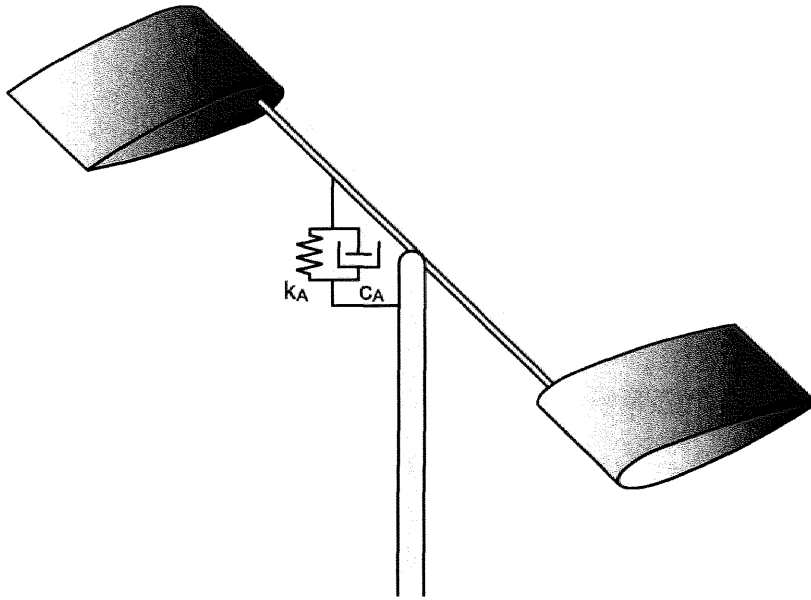


Fig. 4.8: The schematic figure of a stabilizer that has a virtual stiffness and a virtual damper

Fig.4.8 に示すように、スタビライザとメインマスト(機体)との間に仮想的な減衰要素(減衰係数  $c_A$ ) およびばね要素(ばね定数  $k_A$ ) を付加することを考える。このとき、式(4.108) で表される外力モーメント  $N'_{OSY}$  に新たな外力項が追加されるが、追加分を  $N'_{OSY2}$  とすると、式(4.71), (4.72) を考慮し、次式で表される。

$$\begin{aligned}
 N'_{OSY2} &= -c_A \dot{\theta}_{AS} - k_A \theta_{AS} \\
 &= -c_A \dot{a}_{\theta 0} - c_A (\dot{a}_{\theta 1} + b_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) \cos \psi_{AS} - c_A (b_{\theta 1} - a_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) \sin \psi_{AS} \\
 &\quad - k_A a_{\theta 0} - k_A a_{\theta 1} \cos \psi_{AS} - k_A b_{\theta 1} \sin \psi_{AS} \\
 &= -(c_A \dot{a}_{\theta 0} + k_A a_{\theta 0}) - \{c_A (\dot{a}_{\theta 1} + b_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) + k_A a_{\theta 1}\} \cos \psi_{AS} - \{c_A (b_{\theta 1} - a_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) + k_A b_{\theta 1}\} \sin \psi_{AS}
 \end{aligned} \tag{4.164}$$

上式は、 $\cos$  も  $\sin$  もつかない項、 $\cos$  の項、 $\sin$  の項の、大きく分けて3つの項に分けられ、それぞれに  $c_A$  および  $k_A$  が入っている。調整できるパラメータを増やすため、これらの  $c_A$  および  $k_A$  に、それぞれの項に応じて添え字を付加し、分けることを考える。すなわち、最初の項については  $c_{A0}$ ,  $k_{A0}$ 、2番目の項については  $c_{A11}$ ,  $k_{A11}$ 、3番目の項については  $c_{A12}$ ,  $k_{A12}$  のようにそれぞれ変更する。特に、 $\cos$  の項と  $\sin$  の項とでパラメータを分けることは、ロール/エルロン軸とピッチ/エレベータ軸とでそれぞれ独立したパラメータ調整ができるようになることを意味する。結果的に、次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 N'_{OSY2} &= -(c_{A0} \dot{a}_{\theta 0} + k_{A0} a_{\theta 0}) \\
 &\quad - \{c_{A11} (\dot{a}_{\theta 1} + b_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) + k_{A11} a_{\theta 1}\} \cos \psi_{AS} - \{c_{A12} (b_{\theta 1} - a_{\theta 1} \dot{\psi}_{AS}) + k_{A12} b_{\theta 1}\} \sin \psi_{AS}
 \end{aligned} \tag{4.165}$$

ここで得られた外力項を  $N'_{OSY}$  に追加すると、状態方程式 (4.130) は次式のように書き換えられる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{k_{A11}}{J'_{OSYY}} & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 - \frac{c_{A11} \dot{\psi}_{AS}}{J'_{OSYY}} \\ 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + \frac{c_{A12} \dot{\psi}_{AS}}{J'_{OSYY}} & -\frac{k_{A12}}{J'_{OSYY}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} - \frac{c_{A11}}{J'_{OSYY}} & -2 \dot{\psi}_{AS} \\ 2 \dot{\psi}_{AS} & -2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} - \frac{c_{A12}}{J'_{OSYY}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.166)$$

#### 4.8.2 数値例による減衰力の考察

$c_{A1}$  ( $c_{A11}$ ,  $c_{A12}$ ) がどの程度の値でどの程度の減衰力となるかを考察し、目安を与える。4.6.1 節の数値例を用いると

$$2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} = 22.7, \quad \frac{1}{J'_{OSYY}} = 106 \quad (4.167)$$

となる。式 (4.166) の  $A$  行列中の要素に注目し、仮想ダンパの発生させる減衰が空気力項による減衰と等しいとする場合すなわち

$$2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} = \frac{c_{A1}}{J'_{OSYY}} \quad (4.168)$$

を仮定すると

$$c_{A1} = 0.214 [N/(rad/s)] \quad (4.169)$$

となる。 $c_{A1}$  が十分小さいならば空気力の方が支配的であるが、 $c_{A1}$  が上記の値よりも十分大きい場合は仮想ダンパ = 空気力以外の減衰要素により発生させる減衰力の方が支配的であることになる。

#### 4.8.3 固有値と低次元化に関する考察

式 (4.166) において  $k_{A11} = k_{A12} = 0$  かつ  $c_{A11} = c_{A12} = c_{A1}$  であれば

$$a_d = 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + \frac{c_{A1} \dot{\psi}_{AS}}{J'_{OSYY}}, \quad b_d = 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} + \frac{c_{A1}}{J'_{OSYY}} \quad (4.170)$$

として 4.7.1 節の内容を  $a \rightarrow a_d$ ,  $b \rightarrow b_d$  と置き換えて適用し、固有値を求めることができる。

次に、低次元化について考察する。まず、以下の式を与える。

$$\begin{aligned} a_{d1} &= 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + \frac{c_{A1} \dot{\psi}_{AS}}{J'_{OSYY}}, & a_{d2} &= 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS}^2 + \frac{c_{A12} \dot{\psi}_{AS}}{J'_{OSYY}} \\ b_{d1} &= 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} + \frac{c_{A11}}{J'_{OSYY}}, & b_{d2} &= 2 \times \frac{1}{8} \gamma \dot{\psi}_{AS} + \frac{c_{A12}}{J'_{OSYY}} \\ b_{s1} &= \frac{k_{A11}}{J'_{OSYY}}, & b_{s2} &= \frac{k_{A12}}{J'_{OSYY}} \end{aligned} \quad (4.171)$$

$$a_{d1} = \frac{1}{2} b_{d1} c, \quad a_{d2} = \frac{1}{2} b_{d2} c \quad (4.172)$$

これらを用いて式 (4.166) を書き換えると次式となる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -b_{s1} & -a_{d1} & -b_{d1} & -c \\ a_{d2} & -b_{s2} & c & -b_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a & 0 & c & -b & 0 & -1 \\ 0 & -a & b & c & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.173)$$

4.7.2 節の場合と同様に仮定 13 を用いて 2 次に低次元化することを考える。

1. 第 3 行に  $b_{d2}$ 、第 4 行に  $-c$  をそれぞれかけて加算すると

$$0 = \begin{bmatrix} -(a_{d2}c + b_{d2}b_{s1}) & -(a_{d1}b_{d2} - b_{s2}c) & -(b_{d1}b_{d2} + c^2) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -ab_{d2} & ac & (b_{d2} - b)c & -(bb_{d2} + c^2) & -c & -b_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.174)$$

2. 第 3 行に  $c$ 、第 4 行に  $b_{d1}$  をそれぞれかけて加算すると

$$0 = \begin{bmatrix} a_{d2}b_{d1} - b_{s1}c & -(a_{d1}c + b_{d1}b_{s2}) & 0 & -(b_{d1}b_{d2} + c^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -ac & -ab_{d1} & bb_{d1} + c^2 & (b_{d1} - b)c & b_{d1} & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.175)$$

ここで、式 (4.141), (4.172) を使って  $a, a_{d1}, a_{d2}$  を消去すると、低次元化した状態方程式は次のように書くことができる。

$$\begin{bmatrix} b_{d1}b_{d2} + c^2 & 0 \\ 0 & b_{d1}b_{d2} + c^2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{b_{d2}c^2}{2} + b_{d2}b_{s1}\right) & -\left(\frac{b_{d1}b_{d2}c}{2} - b_{s2}c\right) \\ \frac{b_{d1}b_{d2}c}{2} - b_{s1}c & -\left(\frac{b_{d1}c^2}{2} + b_{d1}b_{s2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{bb_{d2}c}{2} & \frac{bc^2}{2} & (b_{d2} - b)c & -(bb_{d2} + c^2) & -c & -b_{d2} \\ -\frac{bc^2}{2} & -\frac{bb_{d1}c}{2} & bb_{d1} + c^2 & (b_{d1} - b)c & b_{d1} & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.176)$$

なお、MATLAB と Mu-Analysis and Synthesis Toolbox を用いることができる場合は、式 (4.176) のような面倒な式を使わなくても、関数 `fitsys` を用いることで容易に低次元化が可能である。`fitsys` は周波数応答のカーブフィットを指定した次数で行うことのできる関数で、対象として単一入力多出力系 (SIMO) もしくは多入力単一出力系 (MISO) に用いることが条件とされている。そこで、出力方程式を

$$\begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix} \quad (4.177)$$

と置き、1 番目の出力と 2 番目の出力のそれぞれに対して次数 1 次を指定して `fitsys` を適用する。カーブフィットする周波数帯域に関して、下限は低次モードよりも十分低い周波数とし、上限は高次モードよりも低い周波数とする。

これら低次元化した系を使う場合は、事前に、この式の固有値が式 (4.166) の固有値と近いかどうかを数値計算によって確かめ、ステップ応答などの時刻歴応答が十分類似しているかどうかをシミュレーションによって確かめておく必要がある。

## 4.9 ミキシング機構

ここまでは、スタビライザバー単体のフラッピング運動に関してさまざまな解析や考察を行ってきた。ここでは、メインブレードのサイクリックピッチ角を発生させるミキシング機構に焦点を当て、サイクリック操舵であるエルロンやエレベータの操作によってスウォッシュプレートを傾けると、どのようにメインブレードのサイクリックピッチ角の変化につながっていくかについて述べる。スタビライザバーのフラッピング運動は、このミキシング機構によりメインブレードのサイクリックピッチ角と深く関わっている。

### 4.9.1 ベルミキサの構造と仕組み

Fig.4.9 は、小型無人ヘリコプタで一般的なロータヘッドの構造を示したものである。記号 1A ~ 2C の 6 箇所を示したのが、メインブレードやスタビライザブレードのピッチ角を制御するロッドであり、矢印はその上端部を指している。このうち、1A/2A および 1B/2B は重要な部品であるミキシングアームと、1C/2C はスタビライザブレードのピッチ角を制御するスタビライザコントロールアームと、それぞれ接続されている。ロッドの下端部については、1A/2A はピッチアームと、1B/2B はスウォッシュプレートと、1C/2C はウォッシュコントロールアームと、それぞれ接続されている。1A ~ 2C および図中の説明でアスタリスクの付いたものは、スタビライザがあることによる特有の部品である。制御入力はスウォッシュプレートを傾けるエルロン入力とエレベータ入力、サーボモータにより駆動される (図に示した範囲よりも下にある)。エルロン/エレベータ操舵によりスウォッシュプレートが傾くと (これを動作 1 とする)、1B/2B が上下し、ミキシングアームの反対側にある 1A/2A が動いてメインブレードのピッチ角を変化させる (これを動作 2 とする)。また、スウォッシュプレートの傾きと同時にウォッシュコントロールアームも傾き、1C/2C が上下してスタビライザブレードのピッチ角が変化し (これを動作 3 とする)、スタビライザバーにフラッピング角度が発生する。スタビライザバーのフラッピング角度によりミキシングアームの中央のジョイントが上下し、それに伴い 1A/2A も上下し、メインブレードに再びピッチ角を発生させる (これを動作 4 とする)。

Fig.4.10 は、上述の各動作を示したブロック線図である。ちょうど、動作 1 ~ 動作 4 が比例定数ブロック  $P_{p1}$  ~  $P_{p4}$  に対応しているものと考えればよい。左端の操舵入力 (もしくはスウォッシュプレートの傾き) からメインブレードのサイクリックピッチ角に至るには 2 つの経路がある。一つは、スウォッシュプレートの傾きが直接メインブレードのサイクリックピッチ角を発生させるもので、 $P_{p2}$  を通る経路であり、途中で動的特性は存在しない。もう一つは、スウォッシュプレートの傾きがスタビライザブレードのサイクリックピッチ角  $a_{\phi 1}$ ,  $b_{\phi 1}$  を発

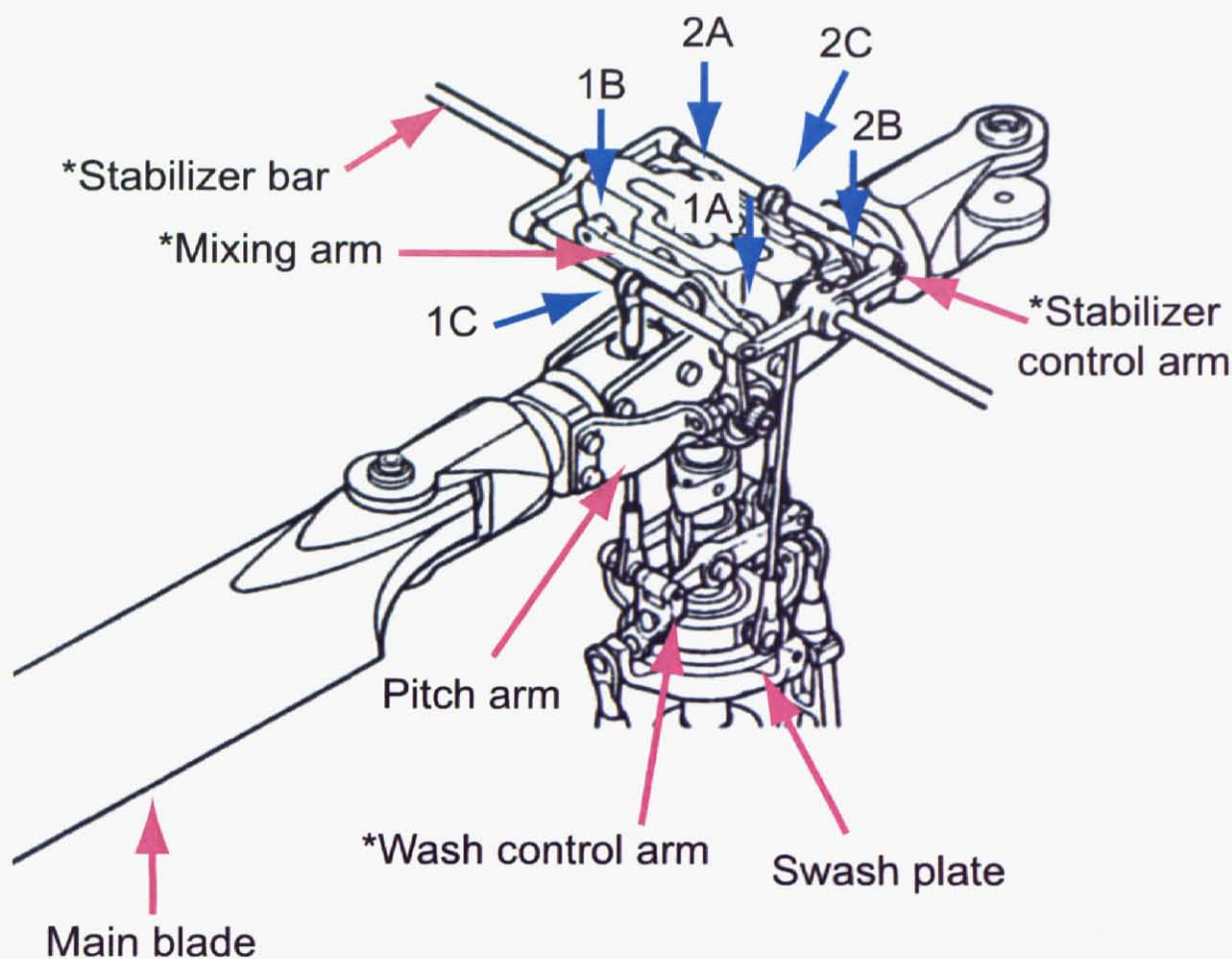


Fig. 4.9: A rotor head with the bell mixer

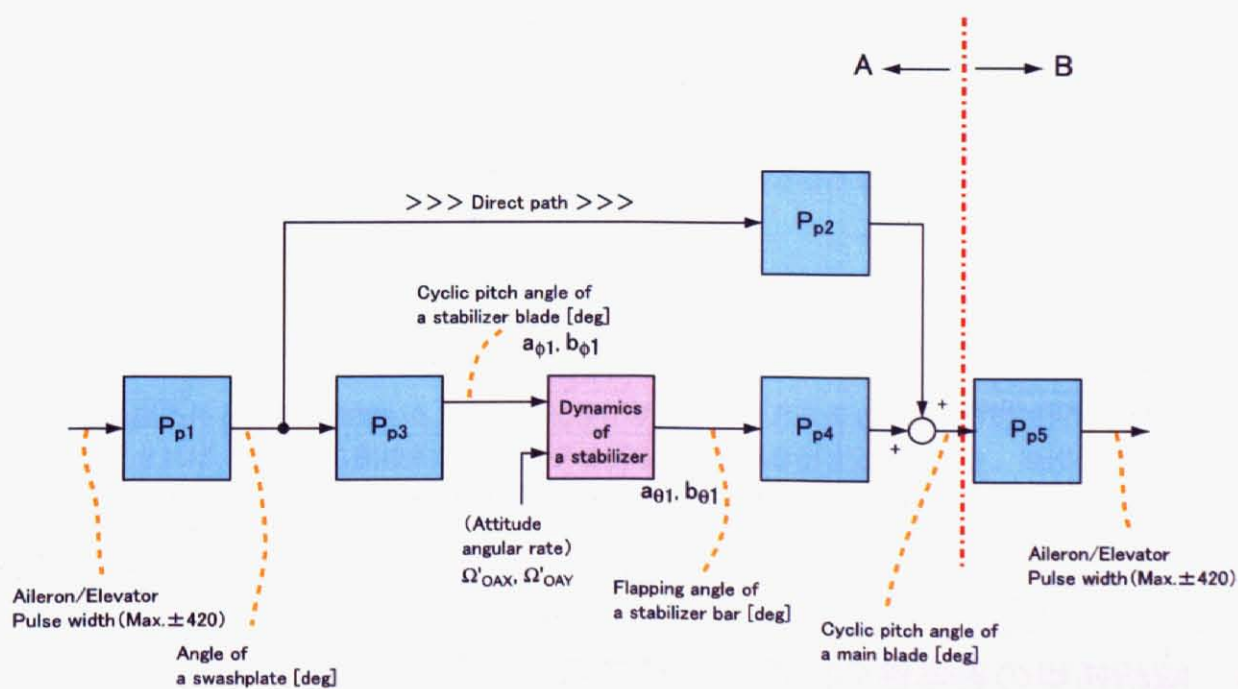


Fig. 4.10: Block diagram of bell mixer

生させ、それによりスタビライザのフラッピング角度  $a_{\theta 1}$ ,  $b_{\theta 1}$  が変化し、それがメインブレードのサイクリックピッチ角の変化につながるもので、 $P_{p3}$  や  $P_{p4}$  を通る経路であり、図中の "Dynamics of a stabilizer" がスタビライザバーのフラッピング運動の解析式が入る部分である。ミキシングというのは、これら2つの経路が最終的に和の形で混合されるような機構となっていることに由来し、このようなミキシング方式を一般にベルミキサと呼んでいる。ここまでは図中の縦の一点鎖線より左側 (A 側) の説明である。一点鎖線より右側 (B 側) は、後にスタビライザバーのない (スタビレス) ロータヘッドのヘリコプタを自動制御して仮想的なスタビライザ効果を実現する実験を行う際、発生させるべきメインブレードのピッチ角からエルロン/エレベータサーボモータへの制御指令値に換算するブロックであり、ベルミキサの構造とは関係ない。

### 4.9.2 数値例

Table 4.2 は、スタビライザ付きの一般的な小型無人ヘリコプタのうち、HIROBO SF40-2 号機に関して  $P_{p1} \sim P_{p4}$  の値を求めた数値例である。 $P_{p1} \sim P_{p3}$  の値は実機に対して直接ピッチゲージなどで実測したものである。 $P_{p4}$  の値はベルヒラー率と呼ばれ、Fig.4.11 のように設計図から算出したものである。残りの  $P_{p5}$  については、後の実験対象となるスタビレスヘリコプタのロータヘッドの調整状態により値が決まるが、通常 ( $P_{p2} \times P_{p1}$ ) の逆数の程度の値を想定すればよい。

Table 4.2: Bell mixer parameters

Block	$P_{p1}$	$P_{p2}$	$P_{p3}$	$P_{p4}$
Value (aileron)	11/420	5/11	20/11	0.715
Value (elevator)	7/420	3/7	15/7	0.715

$$\text{Blade holder angle : Stabilizer bar angle} = 10^\circ : 13.976^\circ = 0.715 : 1$$

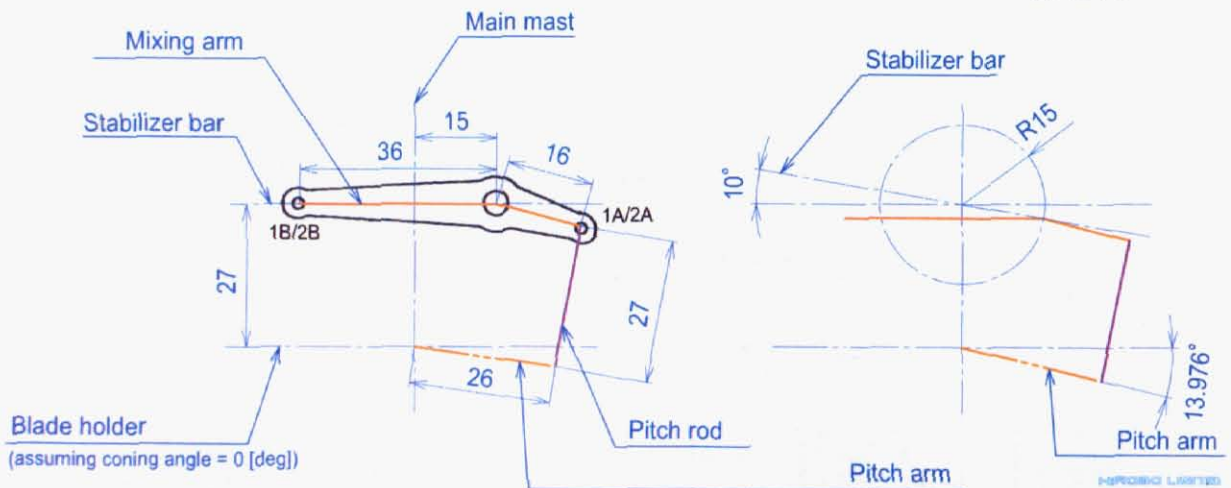


Fig. 4.11: Bell-Hiller ratio  $P_{p4}$  (HIROBO SF40)

## 4.10 解析結果の妥当性の証明法に関する考察

ここまでスタビライザのフラッピング運動およびベルミキサに関する各種の解析や考察を行っているわけであるが、単なる解析や考察だけでは、それが実在のスタビライザと乖離している可能性が払拭できず、無意味なも

のに終わる可能性がある。本研究をより訴求力のある内容にするためにはどのようなことが必要であるか、本節ではそれを考える。論点を以下のように整理する。

1. スタビライザのフラッピング運動の方程式、およびベルミキサのブロックが、正しいものであるかどうかの証明方法はどのようなものか。
2. スタビライザのフラッピング運動の方程式、およびベルミキサのブロックの、各構造に含まれるパラメータを調整するための方法はどのようなものか。

これらの方法を上手い具合に考案することが目的であるが、それに当たって重要なことは次の通りである。

1. 他の不確定要素によって手法そのものに揺るぎが生じないこと。
2. 他の不確定要素によって得られる結果が左右されないこと。

実際には不確定要素を完全に無くすることはできないが、できるだけ少なくするように努力する必要がある。

例えば、文献[16]の手法を見ると、ヘリコプタ全体の動特性すなわち、スタビライザのみならず、メインブレード、機体の姿勢運動、機体の水平移動、機首方位回転、および機体の鉛直移動の全ての要素について構造を導き、あとは同定実験で得られたデータのみをもとにその中のパラメータを決定し、解析結果と比較している。ここで注意すべきは、システム同定では、同定入力と観測出力のみが得られるデータであり、それ以外の信号は観測できない、ということである。すなわち、得られた動特性に対して同定入力を印加し出力が同定実験時のそれと一致するかどうかは明確に分かるが、その途中の内部信号の値まで正しいかどうかを証明する手段はない。本研究のようにターゲットをスタビライザに絞っている場合に本文献と同じ手法をとることについては問題がある。それは以下の理由による。

1. 同定入力と観測出力の間に、スタビライザのみならず、その他の様々な要素が複雑に入り込んでいる。(飛行中にスタビライザのフラッピング角を直接計測し、それを観測出力にとることは技術的にほとんど不可能である。)
2. 上記の「様々な要素」が(少なくとも現時点では)全くの不確定要素である。例えば、メインブレードのフラッピングなどの動特性の構造やパラメータが確定したものではない。

したがって、スタビライザ付きのヘリコプタを使った実験のみでスタビライザの解析の妥当性を裏付けようとしても、必ずその他の不確定要素が入り込んでしまい、目的を達成するには至らない。

不確定要素に依存せずとも本目的を達成できるように、根本的に手法を変える必要があると考えられる。すでに述べた理由により、スタビライザの特性を直接同定によって求めるという手法を取ることはできない。そこで、スタビライザ付きのヘリコプタと全く同じ機体からスタビライザ部分のみを取り除いたスタビレスヘリコプタを併用するという方法を考案した。これは、概念的に

$$\begin{aligned} (\text{スタビライザ付きヘリ}) &= (\text{スタビレスヘリ}) + (\text{スタビライザ}) \\ (\text{スタビライザ}) &= (\text{スタビライザ付きヘリ}) - (\text{スタビレスヘリ}) \end{aligned}$$

という構図を前提条件として考えているが、スタビライザ付きヘリとスタビレスヘリの両方の姿勢運動モデルを求めることができれば、そこから間接的にスタビライザの特性を導き出すことができ、問題の不確定要素の多くを避けることができるという利点がある。

ただし、この手法はどのような場合にでも薦められるというものではなく、特にスタビレスヘリを取り扱うことになるという面について慎重に考えるべきである。市販されているホビー用モデルヘリコプタの中にもスタビレス機は存在するが、それらは通常メインブレードの枚数が3枚以上である。ここで使うスタビレスヘリはあくまでスタビライザの解析の妥当性を裏付けることが目的であり、スタビライザ付きヘリとできるだけ同じロータヘッドであることが望ましく、その場合メインブレードの枚数は2枚のみとなる。通常スタビレスヘリは手動操縦が非常に困難であるが、メインブレードの枚数が2枚のみであるとさらに手動操縦の難易度が増し、結果的に世界のトップレベルのフライヤーでなければ扱うことのできないものとなる。また、フライヤーに恵まれたとし

でも実験の危険度は非常に高いため、その危険性を十分認識し、各実験実施者は、実験に関わる全ての装置について実験の安全性・信頼性を高める作りにしたり動作を十分よく熟知するとともに、人的災害を防ぐよう実験時に取るべき行動についても十分注意し、責任を持たなくてはならない。

## 4.11 実験装置の開発

ここでは、前述の考察に基づき開発した実験装置の概要について述べる。

### 4.11.1 スタビレスヘリ

スタビライザレスヘリコプタについては、著者が通常実験用に用いている HIROBO SF40 ヘリコプタをベースに試作した。機体全体の写真を Fig.4.12 に、ロータヘッド部の拡大写真を Fig.4.13 に、主要諸元を Table 4.3 に、それぞれ示す。



Fig. 4.12: The stabilizer-less helicopter (fuselage: HIROBO SF40)

この機体を製作するに当たって注意した点は、次の通りである。

1. 今回はあくまでスタビライザの解析の妥当性を裏付けることが目的であるため、スタビライザが存在することによる固有の構成部品を除いて、スタビライザ付きヘリとできるだけ同じロータヘッドの構造であることが望ましい。そのため、通常市販されているスタビレスヘリとは異なり、メインブレードの枚数は2枚とした。
2. 操縦の難易度を少しでも軽減できるようにする工夫を行った。スウォッシュプレートの傾きに対するメインブレードのサイクリックピッチ角の比率を調整できるような構造をとっている。また、メインブレードおよびヨーク部のフラッピングの際に、メインブレードのピッチ角を減らす方向にピッチアームが動くよう、ピッチ

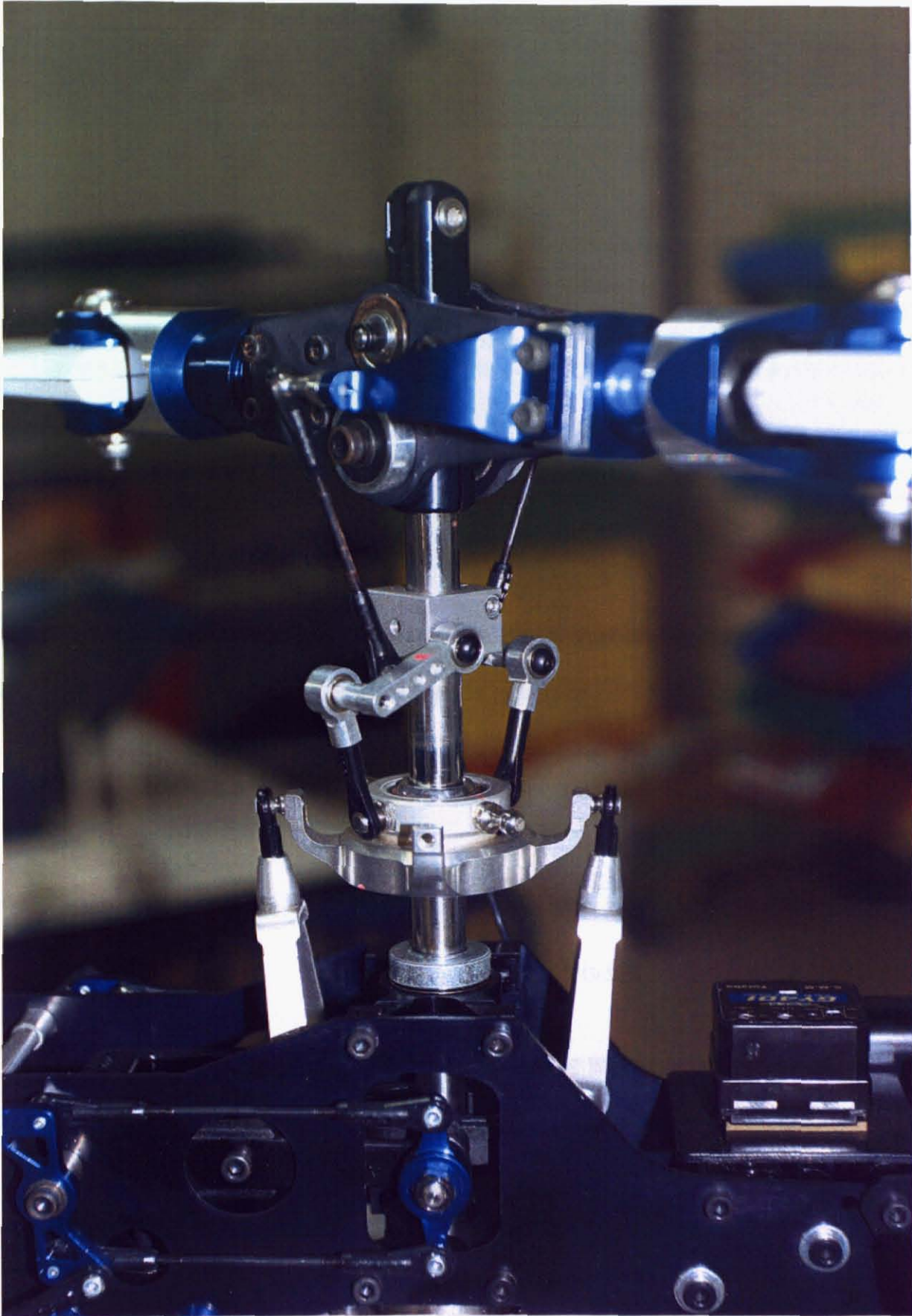


Fig. 4.13: The rotorhead of the stabilizer-less helicopter

Table 4.3: Specifications of the stabilizer-less SF40

機体名称	HIROBO SF40 5号機 スタビレス仕様
エンジン	2サイクル 40 [cc] ガソリンエンジン、チューンアップマフラー装備
メインロータ直径	1,850 [mm] (メインブレード翼端間)
テールロータ直径	273 [mm] (テールブレード翼端間)

アームを前引き（ピッチアームがメインロータの回転方向を向いていること）とし、 $\delta_3$ （デルタスリー）を安定側とした。ちなみに、スタビ付き SF40 はピッチアームが後引きで、 $\delta_3$  は不安定側となっている。

3. 離着陸を多少荒っぽく行っても機体を破損させないように、初心者向けのホビー用ヘリコプタに付属している転倒防止用セーフティスキッドを装着することを最初から前提に考えた。従来は実験装置を機体下部に搭載していたが、それを機体の前後左右に搭載できる構造とし、機体側のスキッドには通常の小型のものを採用した。セーフティスキッドはこの小型スキッドにバンドで巻きつけて留めることができる。

#### 4.11.2 機体搭載制御用機材

機体に搭載する制御用機材には、以下のようなものがある。

- 制御装置  
制御用 CPU、GPS や無線モデムなどの各種基板、電源安定化回路などをひとまとめにした箱状の装置。
- ジャイロセンサ機体の X, Y 軸まわりの角速度を検出するためのセンサ。
- 姿勢センサ機体姿勢のオイラ角を検出するためのセンサ。ジャイロセンサ、加速度センサ、地磁気センサ各 3 個ずつで構成されており、各センサの生の検出値を出力させることもできる。
- SS 無線アンテナ  
制御用 CPU と地上局の PC との通信に使う無線モデムのアンテナ。
- GPS アンテナ  
GPS 衛星からの電波を受けるためのアンテナ。
- リチウムイオンバッテリー  
制御用機材（サーボパルス処理装置を除く）に電源を供給するバッテリー。フル充電で 1 時間程度の稼動が可能。
- サーボパルス処理装置  
手動操縦用プロポや制御装置からの制御指令値を適切な値に変換してサーボモータに出力するための装置。プロポの操縦入力値を制御用 CPU に出力させることもできる。従来のサーボパルス処理装置を多機能化しながらも、ノイズ対策や小型軽量化を施したもので、サイズおよび重量をいずれも半減させた。

制御用機材を搭載した機体の様子を Fig.4.14, 4.15 に示す。SS 無線アンテナは制御装置の真下にある。制御機材のバッテリーは写真とは反対側のスキッド上にあり、左右のウェイトバランスをとっている。また、この状態では期待の前側が重くなるため、燃料タンクの後側（制御装置の裏側）にカウンターウェイトを置いている。重量に関しては、Table 4.4 に示す通りである。制御用機材は合計で 3 [kgf] 未満であり、従来機よりも軽量化されている。

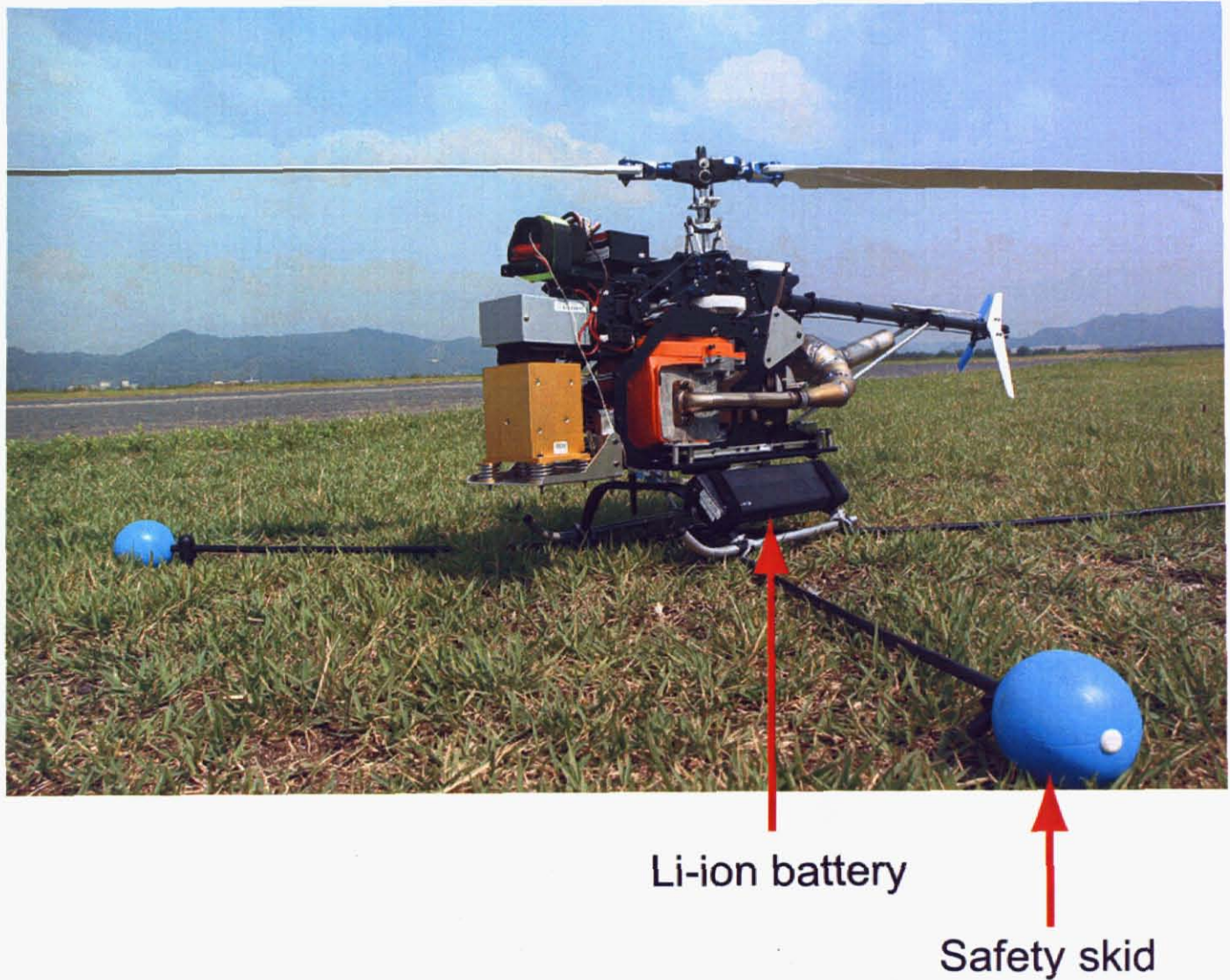


Fig. 4.14: Overview of the stabilizer-less helicopter and equipments

Table 4.4: Weight of the stabilizer-less helicopter and the equipped devices

機材名称	重量 [gf]	個数 [個]	計 [gf]	備考
機体	12,000	1	12,000	機体、ブレード、制御用機材一式
ウェイト	800	2	1,600	前後バランス調整用カウンターウェイト
燃料	420	1	420	満タン時、600 [cc] × 密度 0.7
セーフティスキッド	600	1	600	
合計			14,620	

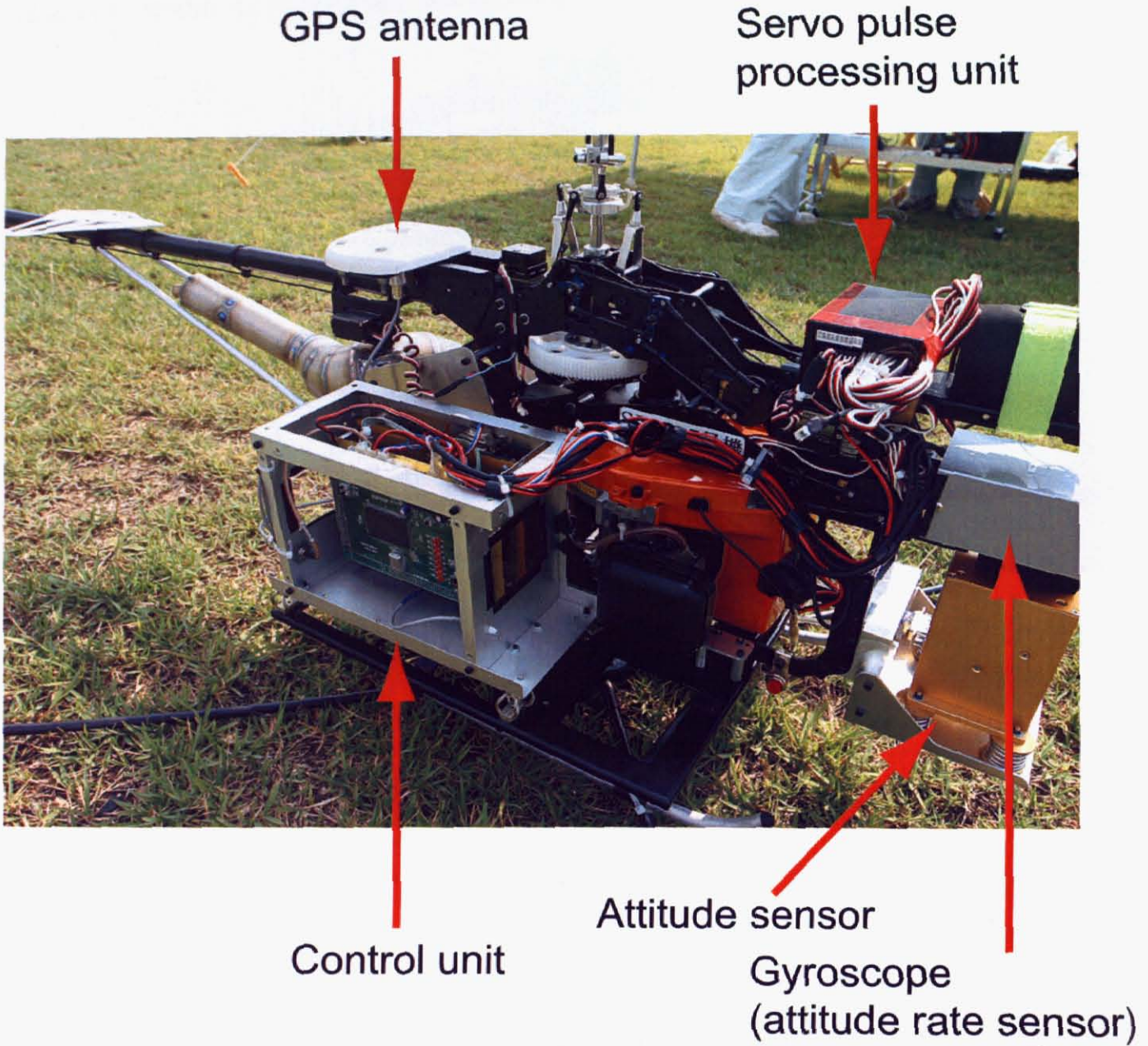


Fig. 4.15: Control devices on the stabilizer-less helicopter

### 4.11.3 機体の調整方法

ロータヘッドに関しては、従来のスタビライザ付きの場合に比べてスウォッシュプレートから上の部分のリンクロッドの本数が6本から2本に減る。ロータヘッドの調整を行う場合、リンクロッドの長さの変化が明らかにメインブレードのサイクリックピッチ角の変化に直結するという意味では単純明快であるが、一方で調整の自由度はかなり落ちる。今までは各部品の加工誤差等がもたらす不釣合いをリンクロッドの調整でごまかすことも不可能ではなかったが、この機体に関してはそれが一切できなくなる。要求される部品の加工精度や組み立て精度がより高いものとなり、ロータヘッドの調整時には、部品の曲げ加工やねじ止めのし直しもしなければならぬ場合があることに注意が必要である。ロータヘッドの調整は、次の点に注意して行う。

- 2枚のメインブレードが、同一の回転位置において、同一のピッチ角となること。
- 機体左右方向から見たときのコレクティブピッチ角が、機体前後方向から見たときのコレクティブピッチ角と同一になること。
- サイクリックピッチ角（エルロン、エレベータそれぞれ）の振幅に関して、正および負の等大逆方向のサイクリック操舵に対して、必ず等大逆方向のピッチ角となること。つまり、中心（サイクリック操舵 = 0の状態）から正負均等に振ること。

最終的に、無風下でのフライト時に、サイクリック操舵のトリムオフセットが中心位置かつスウォッシュプレートが水平となるのが理想である。

さらに、メインブレードのピッチ角の測定についても、スタビライザーを基準にピッチゲージで読み取っていた従来の方法をとることができなくなる。そこで、メインマストに直角に棒を通し、それを基準としてメインブレードのピッチ角を読み取るようにした (Fig.4.16)。ただ、この棒を常にメインマストに対して直角かつメインブレードのヨークに対しても直角となるように固定するのは難しいので注意を要し、また、ピッチゲージの角度の読み取りも難易度が高いので、ピッチゲージの固定場所および読み取る際の視線やブレードフラッピング角（翼端部を持ち上げる高さ）に注意し、周囲の明るさや背景についても見やすくする工夫が必要である。メインブレードのピッチ角としては、コレクティブピッチ角は通常よく測定するが、本研究の場合は機体およびロータの姿勢回転運動が重要であるため、サイクリックピッチ角の測定が欠かせない。これの計測方法は、次のようにすればよい。

1. プロポにて、メインブレードのサイクリックピッチ角およびコレクティブピッチ角に関わるチャンネルのフェイルセーフ機能を一旦 OFF にする。
2. トリムを全て中央に戻す。
3. コレクティブピッチをホバリング位置にし、その場合のピッチ角 (A) を測る。
4. コレクティブピッチが動かないように注意しながら、サイクリックピッチチャンネルを最大に振り、そのままプロポの電源を切り、その時点でのピッチ角 (B1) を測る。
5. 同様に、サイクリックピッチチャンネルを反対側の最大に振り、そのままプロポの電源を切り、その時点でのピッチ角 (B2) を測る。
6. 2つのサイクリックピッチチャンネル（エルロン、エレベータ）の両方について、同様の計測を行う。
7. 計測した角度 (B1) もしくは (B2) に対する (A) との差がサイクリックピッチ角である。
8. 計測が終わったら、フェイルセーフ機能を忘れずに元に戻すこと。

メインブレードのピッチ角の測定結果を Table 4.5 に示す。この結果は、以下の調整を番号順に全て行った後の測定結果である。

#### 1. ピッチのバランス調整

- 2枚のメインブレードが同じ回転位置で同じピッチ角となるよう、ピッチアームのゆがみ矯正とピッチアームにつながっているリンクロッドの長さ調整を実施。

## 2. サイクリックピッチのゼロ調整

トリム中央かつサイクリック操舵 0 の状態でサイクリックピッチ角が 0 (メインブレードをどの回転位置で見てもホバリングコレクティブピッチ角と同じ角度) となるよう、エルロンレバーとスウォッシュプレートとの間のリンケージロッドの長さ調整およびエレベータトルクレバーの回転調整を実施。

## 3. サイクリックピッチの振幅均等化調整

最大サイクリック操舵時のサイクリックピッチ角がホバリングコレクティブピッチ角に対して 4.5 度均等となるよう、サーボパルス処理装置の比例定数調整を実施。

## 4. ガバナ設定

ガバナ ON 時のメインロータ回転数を 1,460 [rpm] (通常時) および 1,500 [rpm] (強風時) に設定。

この調整により、Fig.4.10 のブロック  $P_{p5}$  の値は Table 4.6 に示す通りとなる。

Table 4.5: The pitch angles of the main blade of the stabilizer-less helicopter

種別	ピッチ角 1 [deg]	ピッチ角 2 [deg]	ピッチ角 3 [deg]	視線 (対機体)
コレクティブ	SLOW -1.5	HOV 5.5	FULL-HI 8.5	左から右 (+Y 方向)
サイクリック Aileron	LEFT 1.0 = CENTER(A) - 4.5	CENTER(A) 5.5 = HOV $\pm$ 0.0	RIGHT 10.0 = CENTER(A) + 4.5	後から前 (+X 方向)
サイクリック Elevator	DOWN 1.0 = CENTER(E) - 4.5	CENTER(E) 5.5 = HOV $\pm$ 0.0	UP 10.0 = CENTER(E) + 4.5	左から右 (+Y 方向)

Table 4.6: Bell mixer parameters ( $P_{p5}$ )

Block	$P_{p5}$
Value (aileron)	420/4.5
Value (elevator)	420/4.5

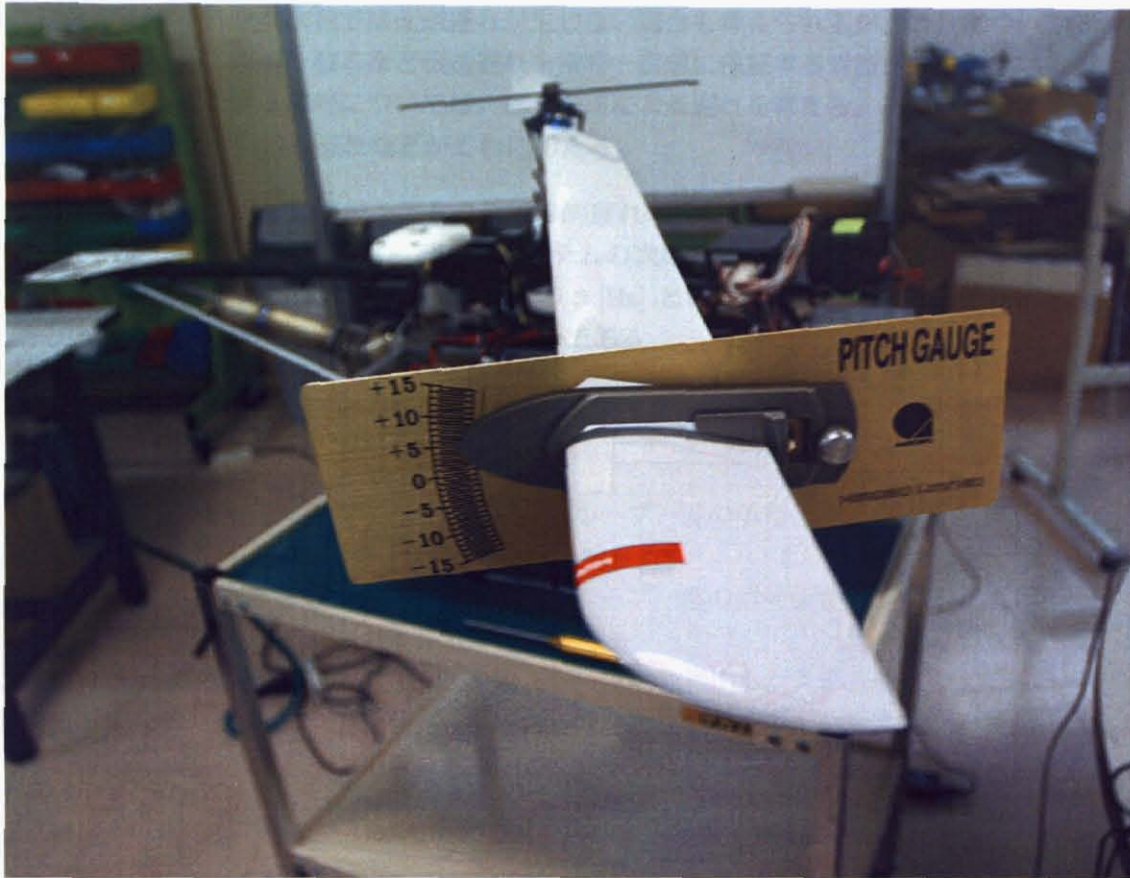
## 4.11.4 制御用機材の持つ遅れ特性に関する考察

後に述べるスタビレス機の姿勢運動のシステム同定や、仮想スタビライザ制御実験においては、制御用機材の持つむだ時間などの遅れ特性を考慮に入れなくてはならない。本節では、これを考察する。

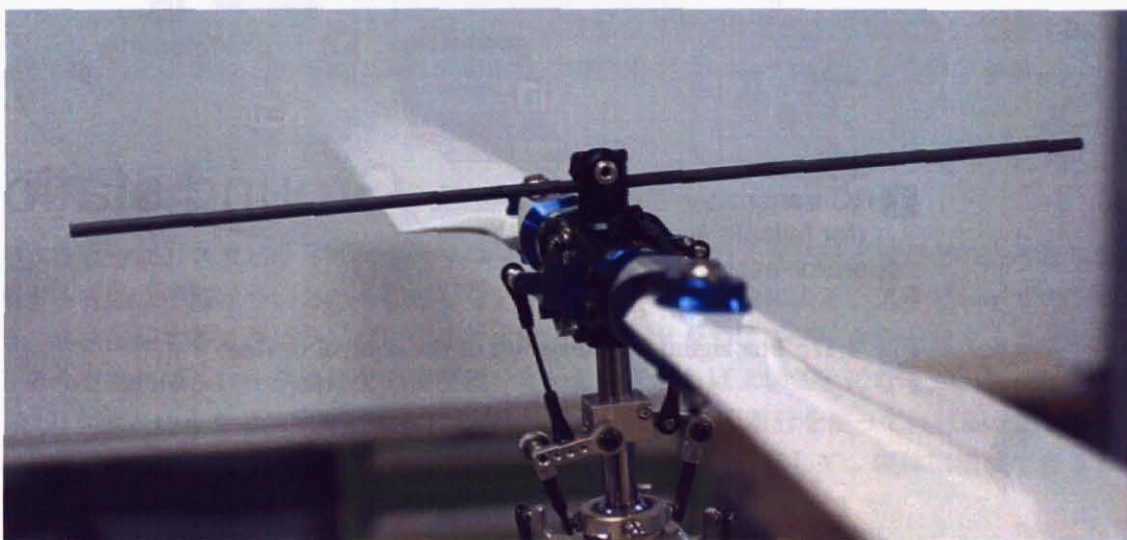
Fig.4.17 は、使用する制御用機材およびその接続に関する模式図であり、黒地白抜き文字は各装置を示す記号であり、赤枠白地の黒文字は各装置間 (黒い矢印) もしくは装置内の入出力間 (赤い矢印) の信号の流れを示す記号である。本節の本文中ではこれらを "A" や "b1" のように表すこととする。

図中の各信号には大なり小なり必ず伝送遅れが存在する。これには、静的な遅れであるむだ時間およびフィルタのような動的な遅れの 2 種類が存在する。また、遅れの程度は、常に同じとなるものもあれば、タイミング等各種条件により変化するものもあり、複雑である。ここでは、次の規則にしたがって考察する。

- 機器の取扱説明書などで遅れの程度が規定されているものについては、基本的にそれに従う。
- 装置内を通る信号については、演算そのものに起因する遅れや演算時間による遅れを考える。



(a) Overview



(b) Around the top of the main mast

Fig. 4.16: The method to measure a cyclic pitch angle of a main blade

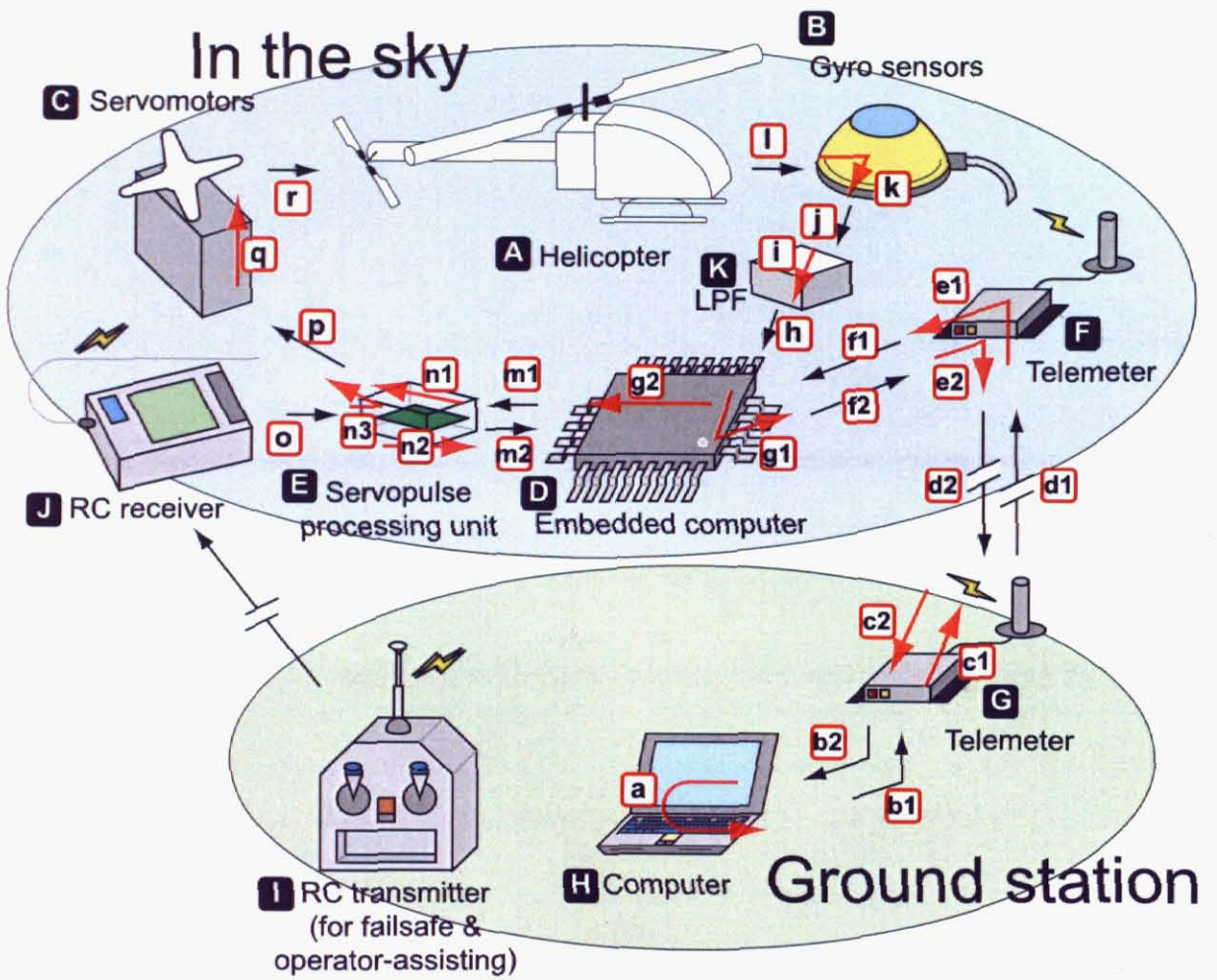


Fig. 4.17: The signal flow diagram of the control devices

- 装置間を通る信号については、信号伝達による遅れを考える。例えば、信号をあるタイミングごとに送出する場合に生じる遅れなどがこれにあたる。
- 信号は送受信のタイミング次第では伝送遅れが生じない場合も考えられるが、これについては一切考慮しないものとする。但し、同期を取るなど伝送遅れを常時一定値に保証する対策が施されている場合は、その限りではない。装置間を通る信号については、信号伝達による遅れを考える。例えば、信号をあるタイミングごとに送出する場合に生じる遅れなどがこれにあたる。
- 動的遅れであっても、周波数帯域を限ることで静的遅れに近似できる場合もある。(ちなみに、パデ近似はこれの逆である。) そこで、後の解析等の際システムの次数を減らすため、動的遅れを持つ系に対しては 3 [Hz] 以下の帯域で静的遅れへの近似を行う。この 3 [Hz] という数字は、スタビライザ付きヘリコプタの姿勢運動の第 1 次共振周波数付近として決めたものである。

以下のパターンを考え、その結果（信号伝達経路および遅れ）を表に示す。

1. ホストベース制御（パターン 1）：Table 4.7

これは、“H”により制御演算を行う場合であり、閉ループ一巡の信号伝達について考察した。

2. 組込制御（パターン 2）：Table 4.8

これは、“D”により制御演算を行う場合であり、閉ループ一巡の信号伝達について考察した。

3. 手動システム同定（パターン 3）：Table 4.9

これは、“I”を用いて制御信号を手動で発生させてデータを取得するシステム同定実験を行う場合である。“I”に到達するセンサデータが、同じく“I”に到達する入力信号に対してどの程度遅れるかを考察した。

パターン 1 およびパターン 2 において、単に入出力信号間の遅れを知りたい場合は、制御演算周期の部分を省いて考えればよい。

## 4.12 スタビライザ挙動観察実験

ここでは、スタビライザ付きヘリコプタを使った、スタビライザの挙動観察実験について述べる。この実験は、スタビライザ解析式に含まれる物理量に関し、おおよその目処をつけるために行うものである。

### 4.12.1 根拠

すでに述べたように、スタビライザ付きヘリコプタの飛行中にそのスタビライザがどのような挙動を示しているかを計測する有効な手段は今のところ存在しない。それは、次の理由による。スタビライザのフラッピング角度を測る際、高速回転するスタビライザに直接角度検出用センサをつけてデータを記録することはほとんど不可能である。そうであれば、ロータ面がどの程度傾いているかを計ればよいことになるが、スタビライザは一種の棒であり、ロータ面というものは実際には存在しない。したがって、距離計を使って回転面を計ろうとしても、棒はある点を一瞬で通り抜けてしまうので、信頼性の高い計測は難しい。まして、機体に搭載できるレベルの機材は現状ではほとんど見つからない。

しかし、空中を飛行していない場合で、かつ、厳密な計測に拘らなければ、その限りではない。そこで、機体を地面に固定して、メインロータを回転させてサイクリック操舵を与えながら、機体の左右もしくは前後からビデオ撮影を行うことにより、スタビライザの挙動を大まかに把握しようと試みた。ここで、この手法でスタビライザの主要な動的モードをしっかりと観察できるのかどうか、という疑問が生じる。本手法が問題ないことの根拠を説明しておく。

例えば、式 (4.130) を見ると

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.178)$$

Table 4.7: The signal route and the time delay (pattern No.1)

信号名	遅れ特性	むだ時間 [ms] (換算値含む)	条件
a	制御演算周期	20	
b1	非同期シリアル通信	1.33	115,200 [bps], 16 [bytes] 仮定
c1	無線送信待機	10	
d1	無線送信	20	仕様が不明のため推定値
e1	バッファ蓄積	0	微小値として無視
f1	非同期シリアル通信	1.33	115,200 [bps], 16 [bytes] 仮定
g2	バッファ蓄積	1	
m1	PPM 信号	20.84	最大パルス幅 2.12 [ms] × 7CH + 6 [ms]
n1	バッファ蓄積	1	
p	サーボパルス信号	14.25	固定周期
q	サーボモータ制御周期	14.25	サーボパルス信号の周期と同じ
r	機械的動作	0	
l	角速度センシング	0	ジャイロセンサ
k	アナログ電圧変換	0	微小値として無視
j	アナログ信号	0	
i	低域通過フィルタ	40	Butterworth, 5 次、約 14 [Hz] として換算
h	アナログ信号	0	
g1	バッファ蓄積 出力タイミング	1 20	固定周期
f2	非同期シリアル通信 遅れ	0.75 1	115,200 [bps], 9 [bytes] 仮定 バッファ内待機や割り込み処理遅延の推定値
e2	無線送信待機	10	
d2	無線送信	20	仕様が不明のため推定値
c2	バッファ蓄積	0	微小値として無視
b2	非同期シリアル通信	0.75	115,200 [bps], 9 [bytes] 仮定
	合計	197.5	

Table 4.8: The signal route and the time delay (pattern No.2)

信号名	遅れ特性	むだ時間 [ms] (換算値含む)	条件
g2	制御演算周期	20	
m1	PPM 信号	20.84	最大パルス幅 2.12 [ms] × 7CH + 6 [ms]
n1	バッファ蓄積	1	
p	サーボパルス信号	14.25	固定周期
q	サーボモータ制御周期	14.25	サーボパルス信号の周期と同じ
r	機械的動作	0	
l	角速度センシング	0	ジャイロセンサ
k	アナログ電圧変換	0	微小値として無視
j	アナログ信号	0	
i	低域通過フィルタ	40	Butterworth, 5 次、約 14 [Hz] として換算
h	アナログ信号	0	
	合計	110.34	

Table 4.9: The signal route and the time delay (pattern No.3)

信号名	遅れ特性	むだ時間 [ms] (換算値含む)	条件
o	サーボパルス信号	14.25	固定周期
n2	バッファ蓄積	1	
m2	非同期シリアル通信	12.5	19,200 [bps], 24 [bytes]
	入力信号合計	27.75	
o	サーボパルス信号	14.25	固定周期
n3	バッファ蓄積	1	
p	サーボパルス信号	14.25	固定周期
q	サーボモータ制御周期	14.25	サーボパルス信号の周期と同じ
r	機械的動作	0	
l	角速度センシング	0	ジャイロセンサ
k	アナログ電圧変換	0	微小値として無視
j	アナログ信号	0	
i	低域通過フィルタ	40	Butterworth, 5 次、約 14 [Hz] として換算
h	アナログ信号	0	
	出力信号合計	83.75	
	合計	56	(出力信号合計) - (入力信号合計)

$$x = \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \\ \dot{a}_{\theta 1} \\ \dot{b}_{\theta 1} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \\ \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \\ \dot{\Omega}'_{OAX} \\ \dot{\Omega}'_{OAY} \end{bmatrix} \quad (4.179)$$

の形になっている。本観察手法では、機体が地面に固定されるため

$$\Omega'_{OAX} = \dot{\Omega}'_{OAX} = \Omega'_{OAY} = \dot{\Omega}'_{OAY} = 0 \quad (4.180)$$

となり、また、観察できる出力は  $a_{\theta 1}$ ,  $b_{\theta 1}$  に限定されるものとする。これに従い、状態方程式と出力方程式を書くとき次の形になる。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B'u' \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (4.181)$$

ただし

$$u' = \begin{bmatrix} a_{\phi 1} \\ b_{\phi 1} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} a_{\theta 1} \\ b_{\theta 1} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.182)$$

であり、 $B'$  は前述の  $B$  のうち  $u'$  に対応する列のみ抜き出した行列である。これら  $A, B', C$  で表される系が可制御かつ可観測であれば、本観察手法により全てのモードを観察できることになる。厳密に解析的に示そうとすると式の変形が非常に面倒になるため、ここではそのような証明方法はとらないが、特定の物理量を代入して数値的に計算し、可制御かつ可観測となることを確認済みである。

なお、ビデオ撮影する場合、市販のビデオカメラではフレームレートの関係上高次モードは実際には観察できない。高次モードはスタビライザの主要な挙動とは無関係とし、無視しても差し支えないと考えられる。

#### 4.12.2 実験装置と実験方法

観察実験の前に、予め次の準備を行っておく。

1. スタビライザブレードのサイクリックピッチ角と、サーボモータへの制御指令値とを対応付けておく (Table 4.10)。

ピッチゲージを使ったスタビライザブレードのサイクリックピッチ角の計測は難しいので、慣れが必要である。スタビライザブレードのサイクリックピッチ角は一般に非常に大きく、ピッチゲージの計測範囲を超えるため、ピッチ角計測時のみプロポのデュアルレート (D/R) を 50 [%] に設定して振幅を半分にし、後でデュアルレート 100 [%] に換算している。CENTER の値は本来 0 になるべきであるが、読み取り誤差やロータヘッ드의調整ずれにより 0 ではない値になっている。重要なのは CENTER 基準の角度であるため、この場合必ずしも 0 でなくてもよい。

2. サイクリック操舵信号を生成しておく。

観察実験ではサイクリック操舵を与え、スタビライザの回転面を傾けるが、プロポを手で操作したのでは正確なピッチ角を出せない、操作に時間がかかる、再現性がない、などの問題を抱える可能性があるため、PC から直接操舵させるようにしたほうが良い。そこで、スタビライザブレードのサイクリックピッチ角の計測結果をもとに、希望するピッチ角に対応するサイクリック操舵信号を予め作っておく。Fig.4.18(a), 4.18(b) に、それぞれエルロン、エレベータのサイクリック操舵信号を示す。上段が所望のサイクリックピッチ角、下段が上段に対応するサーボパルス処理装置への制御指令値である。5 秒毎にピッチ角が変化する階段状信号であり、45 秒で 1 周期を成す。制御スイッチを ON にした際、この信号を制御指令値として入力するよう、制御プログラムを作っておく。

## 3. コレクティブピッチ角 0 度に対するプロポのスティック位置を調べておく。

メインブレードを取り付けた状態で実験を行う場合は、機体の浮き上がりや機材への負荷などを減らすため、コレクティブピッチ角が 0 度の状態で実験を行う。これに対応するプロポのコレクティブのスティック位置を調べておく。

Table 4.10: The pitch angles of the stabilizer blade

Aileron	LEFT [deg]	CENTER(A) [deg]	RIGHT [deg]	視線 (対機体) / 条件
	11.0	0.5	-9.0	前から後 (-X 方向)
	= CENTER(A) + 10.5		= CENTER(A) - 9.5	D/R = 50 [%]
	= CENTER(A) + 21.0		= CENTER(A) - 19.0	D/R = 100 [%] 換算
Elevator	DOWN [deg]	CENTER(E) [deg]	UP [deg]	視線 (対機体) / 条件
	-9.5	-1.0	6.5	左から右 (+Y 方向)
	= CENTER(E) - 8.5		= CENTER(E) + 7.5	D/R = 50 [%]
	= CENTER(E) - 17.0		= CENTER(A) + 15.0	D/R = 100 [%] 換算

次に、実験機材の準備について説明する。

## 1. スタビライザ付きの機体を地面に固定する。

大型のパレットを用意し、それにスキッド部をバンドで固定する。次に、テントを張るときに使う金具などを用いてパレットを地面に対して固定する。実験開始時と終了時にメインロータの回転数を上げ下げする過程で、地面共振の発生する危険周波数を通過しなくてはならないため、機体やパレットが動かないようしっかり固定する。設置場所については、地面の水平な場所、かつ、ビデオ撮影時にスタビライザが見やすい背景となるような場所を選ぶ。風外乱の影響の少ない場所を選べるのであればそのような場所に設置するのが望ましい。

## 2. 機体の準備をする。

ガバナによりメインロータを所定の回転数に持っていくための設定を行う。その他、機体に関して特別に必要な準備があれば行う。なお、メインブレードについては、つけない場合とつけた場合の両方の実験を行うため、必要に応じて取り付け、取り外しを行う。

## 3. ビデオカメラを設置する。

三脚にビデオカメラを固定し、機体から少し離れた場所を選んで、カメラの光軸が水平かつロータヘッド中央部を通るよう、ビデオカメラを設置する。実験はエルロンサイクリック操舵とエレベータサイクリック操舵の 2 回に分けて行うため、前者の場合は機体の前方に設置 (光軸は後方向 (-X 方向))、後者の場合は機体の左方 (光軸は右方向 (+Y 方向)) もしくは右方 (光軸は左方向 (-Y 方向)) に設置する。

## 4. ビデオカメラの撮影画角を調整する。

スタビライザ全体がフレームいっぱい収まるよう、光学ズームを用いてビデオカメラの撮影画角を調整する。このとき、スウォッシュプレートおよびその周辺もフレーム内に入っていることを確認する。

## 5. パルスジェネレータをプロポおよび PC に接続する。

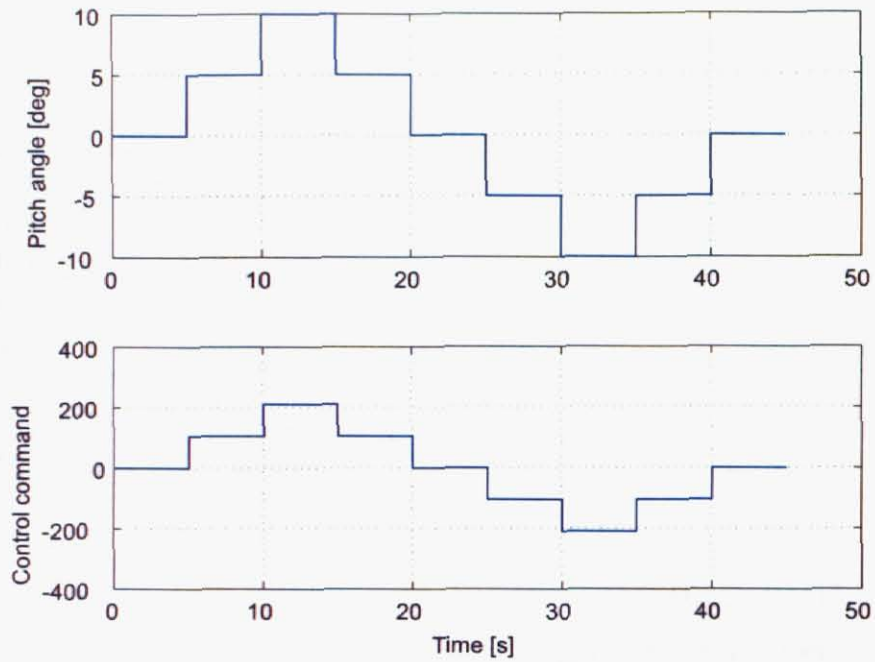
PC からプロポを操作するためのパルスジェネレータ装置を PC とプロポとの間に接続する。プロポ上で、各実験ごとに PC からの信号を受け入れる操舵チャンネルを指定する。

## 6. PC を準備する。

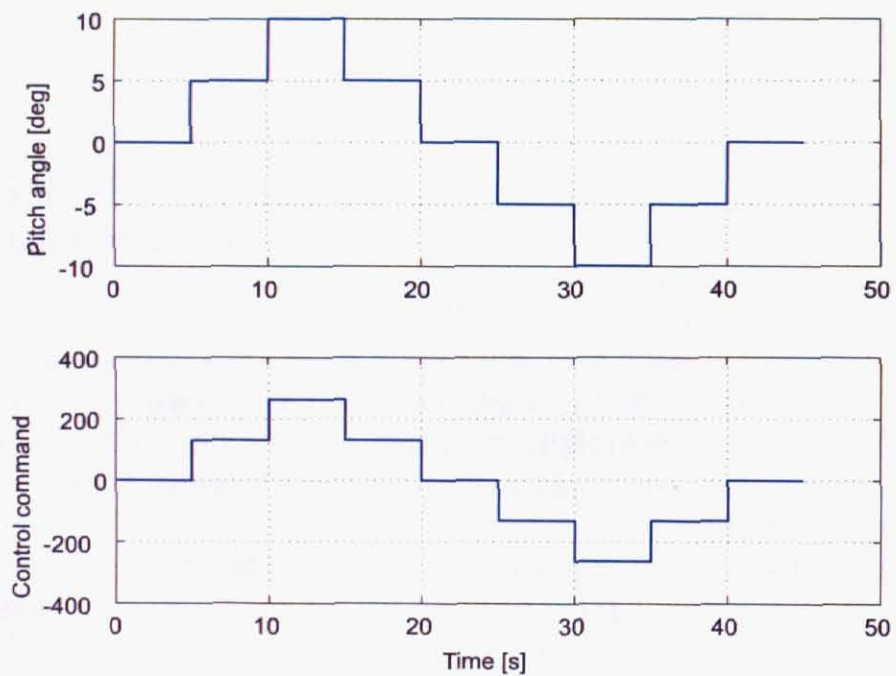
サイクリック操舵を指令するための PC および制御プログラムを立ち上げ、準備する。

## 7. 安全確認を行う。

エンジンをかけ、メインロータを回転させて、手動によりサイクリック操舵を与えてみてスタビライザやメインブレードが機体と衝突しないかどうか、振動が起こらないかどうか、危険回転数通過時の地面共振に耐えられるかどうか、などの安全確認を行う。



(a) The aileron cyclic command



(b) The elevator cyclic command

Fig. 4.18: The cyclic control commands for the stabilizer observation experiments

実験手順は次のようにする。

1. ビデオ撮影を開始する。
2. エンジンを始動し、ガバナを ON にし、メインロータを所定の回転数まで上げる。ガバナが働き始めたら、すぐにコレクティブピッチ角を 0 度付近に調整する。
3. 制御スイッチを ON にする。予め作っておいたサイクリック操舵を 2 周期程度行う。
4. 制御スイッチを OFF にし、続いてガバナを解除、エンジンを停止する。
5. ビデオ撮影を停止する。
6. 上記の手順を、エルロン操舵およびエレベータ操舵の両方に対して 1 回ずつ行う。
7. 上記の手順を、メインブレードをつけない場合とメインブレードをつけた場合との両方に対して 1 回ずつ行う。

### 4.12.3 実験結果

実際に実験においてビデオカメラで撮影した映像の 1 コマを、Fig.4.19, 4.20 に示す。

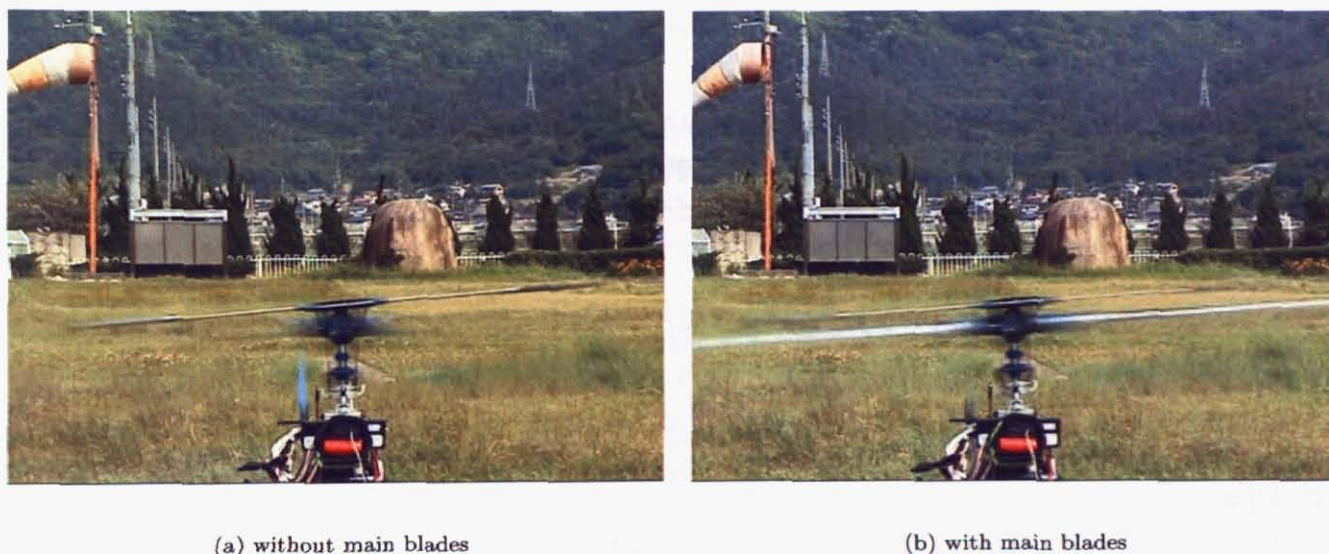


Fig. 4.19: The video frames of the stabilizer observation experiments (aileron)

撮影したビデオは次のようにして解析する。

1. 撮影したビデオを PC に取り込む。  
できるだけ画質が劣化しないように取り込むようにするのが望ましい。
2. ビデオファイルをビデオ編集ソフトに読み込ませる。  
ビデオファイルを読み込み、タイムライン上に配置する。プレビュー画面は大きく広げ、見やすいようにする。
3. サイクリック操舵 0 の画面を表示させ、分度器を調整する。  
スタビライザのフラッピング角を読み取るには分度器を用いる。ロータ回転中でサイクリック操舵が 0 のときのビデオフレームを表示させ、分度器をディスプレイに当て、分度器の中心をスタビライザの中心に、分度器の水平線をスタビライザバーに合うように調整する。調整が終わったら、分度器をその場に固定する。使用するディスプレイはできるだけ画面のフラットなものが望ましい。
4. ビデオを再生し、階段状信号に対するスタビライザのフラッピング最終到達角度を分度器で読み取る。  
階段状のサイクリック操舵信号に対応してスタビライザのフラッピング角度が変化するが、それぞれに対してフラッピング（回転面）の最終到達角度を読み取る。これが、実験で与えたスタビライザブレードのサイクリックピッチ角に対してどの程度の角度となっているかを調べる。

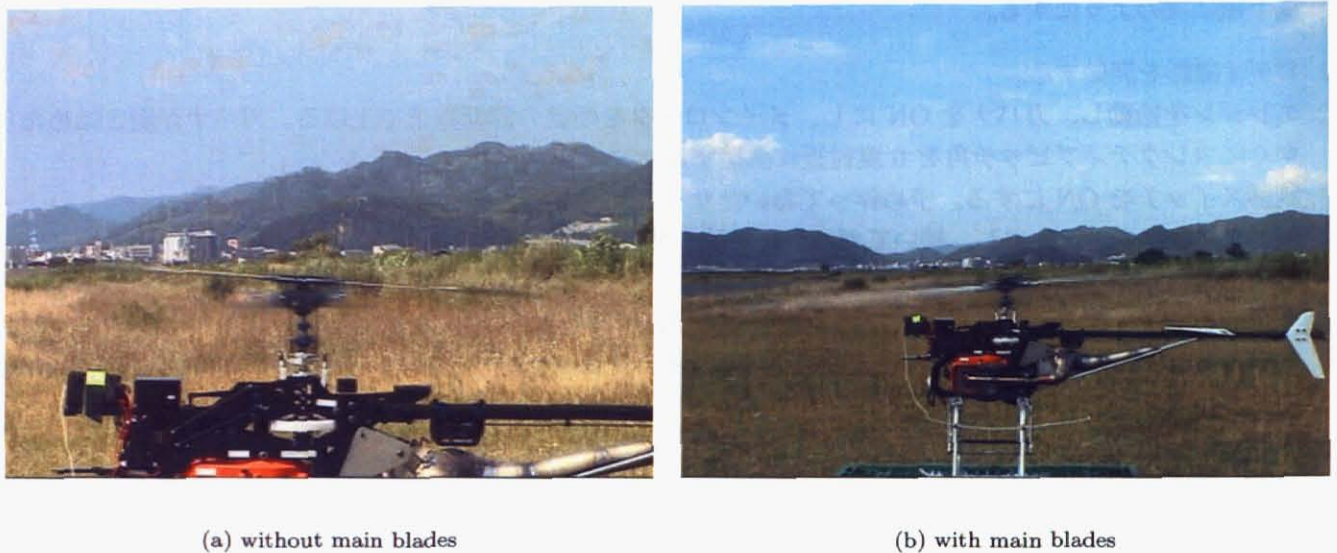


Fig. 4.20: The video frames of the stabilizer observation experiments (elevator)

#### 5. ビデオをコマ送りし、分度器で角度を読み取りながら、時定数を調べる。

スタビライザブレードサイクリックピッチ角の階段状変化が起こった瞬間のビデオの時刻とフレーム番号を調べ、そこからビデオをコマ送りさせながらスタビライザのフラッピング角度（回転面角度）の変化を調べていき、おおよその時定数を調べる。

実験結果は次の通りである。エルロン、エレベータ両方に共通である。

- フラッピング最終到達角度  
スタビライザブレードのサイクリックピッチ角度に対して 80 ~ 90 [%] 程度であった。
- 時定数  
30 [fps] のビデオで、10 [f] (0.33 [s]) ~ 15 [f] (0.5 [s]) となった。
- メインブレードの有無による挙動の変化  
メインブレードの有無に対し、明確な挙動の変化はみられなかった。

本実験はあいにく風外乱の強い条件下で行ったため、スタビライザのフラッピング角度が外乱の影響を受けて変化するのがところどころで見られた。

#### 4.12.4 考察

ここでは、実験結果と解析式による結果との比較を行い、考察を加える。

まず、フラッピング最終到達角度については、4.6.2 節のシミュレーション結果ではサイクリックピッチ角に対して 100 [%] となっている。実験では若干比率が小さいことが確認された。比率を落とすには、4.8.1 節の方法で、仮想ダンパ係数  $c_{A11}$ ,  $c_{A12}$  に正値を与えることで調整することができる。

次に、時定数については、4.7.1 節の計算結果によると 0.088 [s] 程度である。しかし、実験ではこれに比べてかなり大きな値となることが確認された。これについては、次のような原因が考えられる。

##### 1. 慣性モーメントの値が実際と異なる。

Table 4.1 に記載の  $J_{OSYY}$  の値は、スタビライザバー、おもり、スタビライザブレードによる慣性モーメン

トである。実際にはスタビライザは他の部品とつながっているため、全体として慣性モーメントを大きく見積もるべき可能性がある。

#### 2. スタビライザブレードの空気力の見積もり方に問題がある。

解析の際は 2 次元翼という仮定を置いて空気力を見積もっていた。しかし、スタビライザブレードは翼弦長に対して翼幅がかなり短く、翼端部での損失がかなり支配的である可能性があり、その場合上記の仮定が崩れる。実際の翼まわりの流れを厳密に解析するのは難しいが、二次元揚力傾斜  $a$  の値を変化させることである程度調整可能であると考えられる。実験結果を考慮すると、 $a$  の値は Table 4.1 に記載の値よりも大幅に減らさなくてはならない可能性がある。

## 4.13 スタビレスヘリの姿勢運動のシステム同定

ここでは、スタビレスヘリの姿勢運動のシステム同定に関して説明する。ここで同定する動特性は、サイクリック操舵入力（エルロン、エレベータ）から姿勢角速度出力（ $\Omega'_{OAX}$ ,  $\Omega'_{OAY}$ ）までのものである。

### 4.13.1 同定実験

システム同定のための同定実験は、次のようにして行った。まず、プロポ（Fig.4.17 の "P"）を使い、手動で周波数変化型信号を入力した。入力した信号は直接サーボモータへ送らず、一旦地上の PC に送り（Fig.4.17 の "I" → "J" → "E" → "D" → "F" → "G" → "H"）、そこから改めてサーボモータに送るようにした（Fig.4.17 の "H" → "G" → "F" → "D" → "E" → "C"）。同時に、地上の PC でこの入力信号と、ジャイロセンサ（Fig.4.17 の "B"）によって取得された出力信号を記録した。

実験にて取得された時刻歴波形を Fig.4.21(a), 4.21(b) に示す。前者はロール姿勢/エルロンサイクリック操舵の軸に関するもので、後者はピッチ姿勢/エレベータサイクリック操舵の軸に関するものである。いずれも、上段は姿勢角速度（同定出力  $\Omega'_{OAX}$ ,  $\Omega'_{OAY}$ ）、下段はサイクリック操舵（同定入力）であり、中段の姿勢角度（オイラ角…姿勢センサで取得）は参考として示したものである。同定実験は 1 フライトで両方の軸に関して行い、これら全てのデータを同時に記録した。

### 4.13.2 モデルの同定

ここで同定したいのは、スタビレスヘリの純粋な姿勢運動、すなわち、Fig.4.17 の "A" の動特性のみであるが、同定実験で記録した同定出力のデータにはその他の部分の特性も反映されている。これを打ち消すため、データに対して次の手順で前処理を行った。

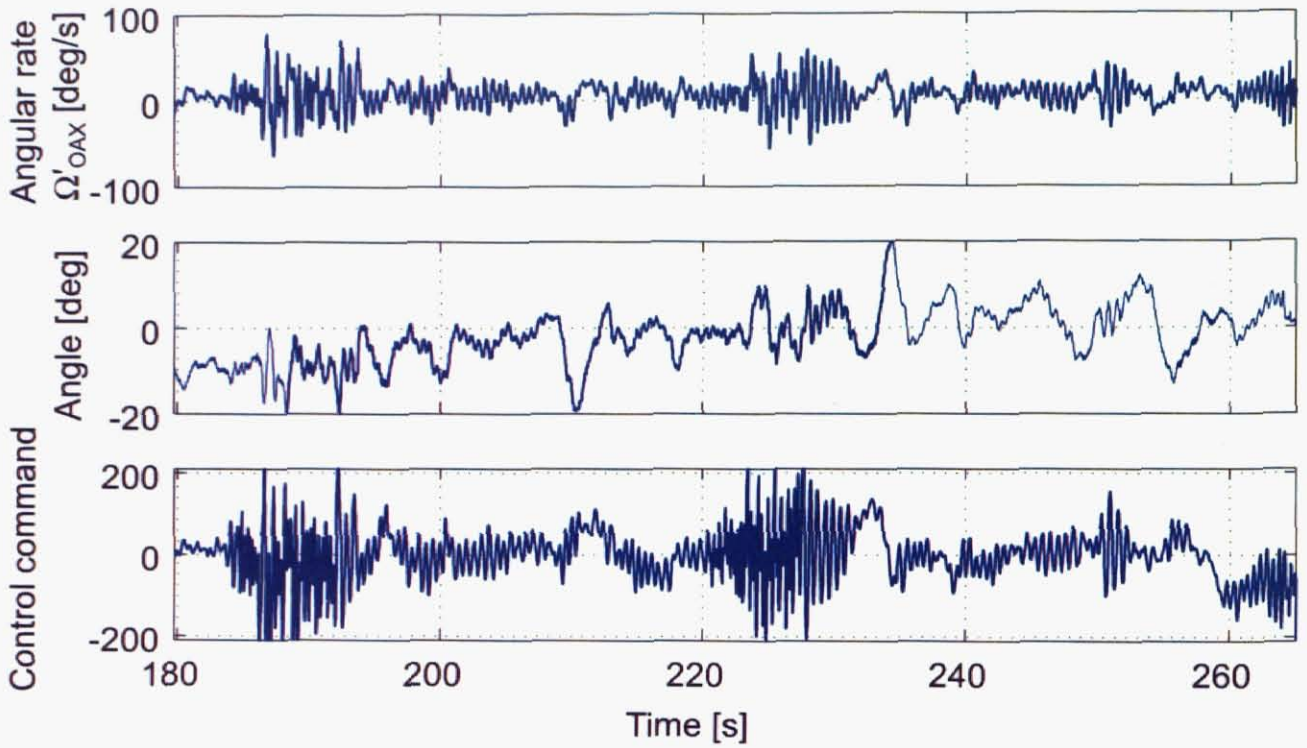
#### 1. 動的遅れの打ち消し

サーボモータ（Fig.4.17 の "C"）の特性（Fig.4.17 の "p" と "q" を合わせたもの）をカットオフ周波数 6 [Hz] の 1 次遅れ系で、低域通過フィルタ（Fig.4.17 の "K"）の特性（Fig.4.17 の "i"）をカットオフ周波数 13.86 [Hz] の 5 次の Butterworth フィルタで、それぞれ近似し、同定入力をこれらの伝達関数に通した。

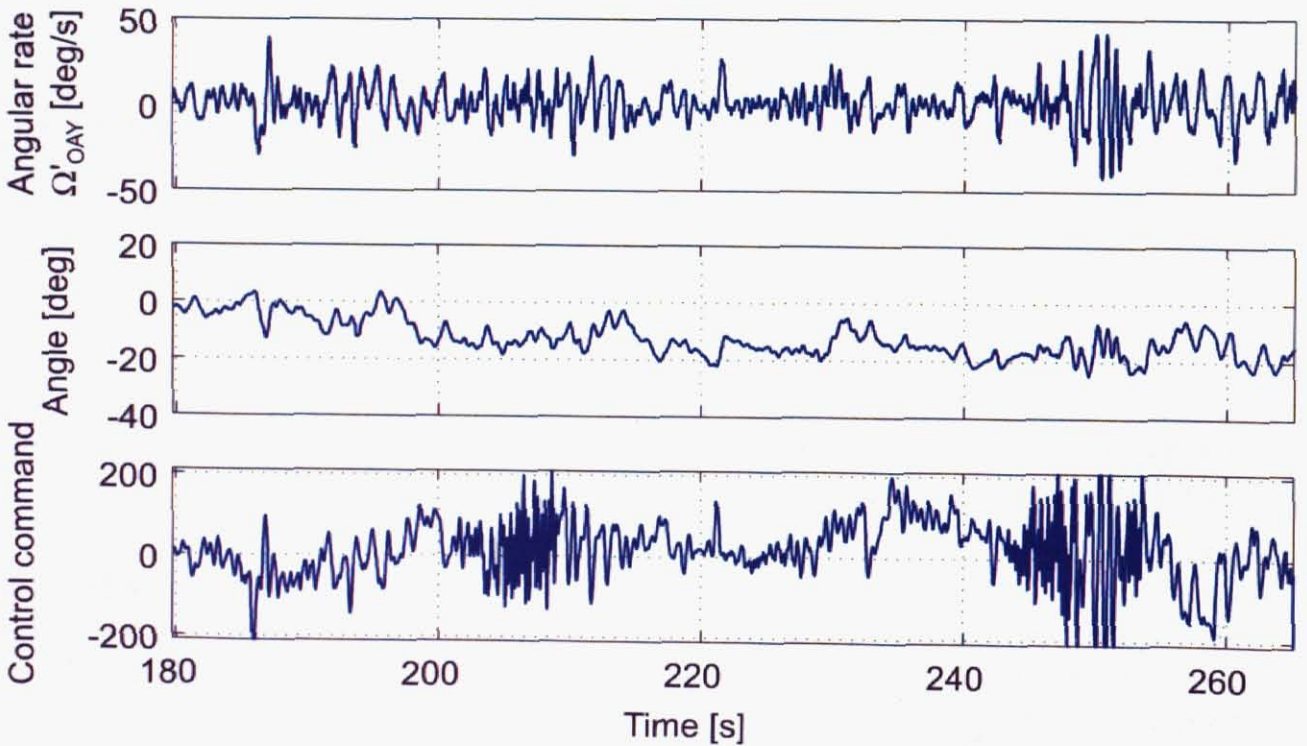
#### 2. 静的遅れ（むだ時間）の打ち消し

Table 4.7 を参考にし、この表中の値のうち制御周期および上記の動的遅れに対応する部分を省き、むだ時間を 5 サンプル分（1 サンプルは 20 [ms]）として見積もり、同定入力をこの分だけ遅らせる方向にシフトさせた。

このように処理したデータに対して、周波数領域での解析を行った結果を Fig.4.22(a), 4.22(b) に示す。前者はロール姿勢/エルロンサイクリック操舵の軸に関するもので、後者はピッチ姿勢/エレベータサイクリック操舵の軸に関するものである。いずれも、上の 2 つは同定出力と同定入力のスペクトルであり、一番下の図は、その



(a) For a roll/aileron axis



(b) For a pitch/elevator axis

Fig. 4.21: The time historical responses of the system identification experiments using the stabilizer-less helicopter

上の2つに対してコヒーレンス（相関）をとったものである。同定入力（手動操縦により発生させたため周波数成分としては偏りがあるが、4 [Hz] 以下は加振できているものと考えられる。コヒーレンスについては、0.5 [Hz] ~ 4 [Hz] 程度について高い値となっており、この周波数領域で精度の高い同定が可能であると考えられる。

この後、前処理を加えたデータに対してさらに DC オフセットの除去、および、0.125 ~ 7.5 [Hz] の帯域通過フィルタを適用し、システム同定用のデータとした。同定には部分空間法 (n4sid) を用い、出力を2つの同定出力（ロール軸姿勢角速度  $\Omega'_{OAX}$ 、ピッチ軸姿勢角速度  $\Omega'_{OAY}$ ）、入力を2つの同定入力（エルロンサイクリック操舵、エレベータサイクリック操舵）とした多入出力系での同定を行った。次数は4次とした。これは、メインブレードのピッチ角変化から空気力発生までの遅れ特性など高周波数領域のモードを無視することで、各軸（ロール/エルロン軸およびピッチ/エレベータ軸）の運動をそれぞれ2次ずつと考えたためである。ブレードに働く空気力の動的特性に関しては、文献 [41] の第2章が参考になる。同定結果として得られたモデルのボード線図を Fig.4.23 に示す。この図に含まれる4つのボード線図のうち、左上と右下は非連成要素、左下と右上は連成要素である。ゲインが低下し始める周波数が6 [rad/s] 前後と低めに出ていて、その理由は今のところ定かではないが、ヨーク部のフラッピングダンパの影響が考えられる。本モデルの連続時間領域における状態空間モデルは次式となった。

$$\begin{aligned}\dot{x}_{sl} &= A_{sl}x_{sl} + B_{sl}u_{sl} \\ y_{sl} &= C_{sl}x_{sl} + D_{sl}u_{sl}\end{aligned}\quad (4.183)$$

ただし

$$\begin{aligned}y_{sl} &= \begin{bmatrix} \Omega'_{OAX} \\ \Omega'_{OAY} \end{bmatrix}, & u_{sl} &= \begin{bmatrix} u_{sl}(ail) \\ u_{sl}(ele) \end{bmatrix}, \\ A_{sl} &= \begin{bmatrix} -3.1836 & 2.6701 & 3.4900 & 7.2906 \\ -1.5320 & -4.1513 & -16.0747 & 5.2083 \\ -0.5709 & 7.8874 & -22.6103 & -6.4921 \\ -2.2694 & -2.5770 & 23.7091 & -27.7126 \end{bmatrix}, & B_{sl} &= \begin{bmatrix} -0.057 & -0.62 \\ -1.43 & -0.068 \\ 0.294 & 0.606 \\ 2.104 & -0.137 \end{bmatrix} \times 10^{-4}, \\ C_{sl} &= \begin{bmatrix} 0.6009 & -2.7229 & -0.2212 & 0.0461 \\ -2.2331 & -0.2168 & 0.0096 & 0.0831 \end{bmatrix} \times 10^4, & D_{sl} &= \begin{bmatrix} -0.0362 & 0.001 \\ -0.0035 & -0.0135 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (4.184)$$

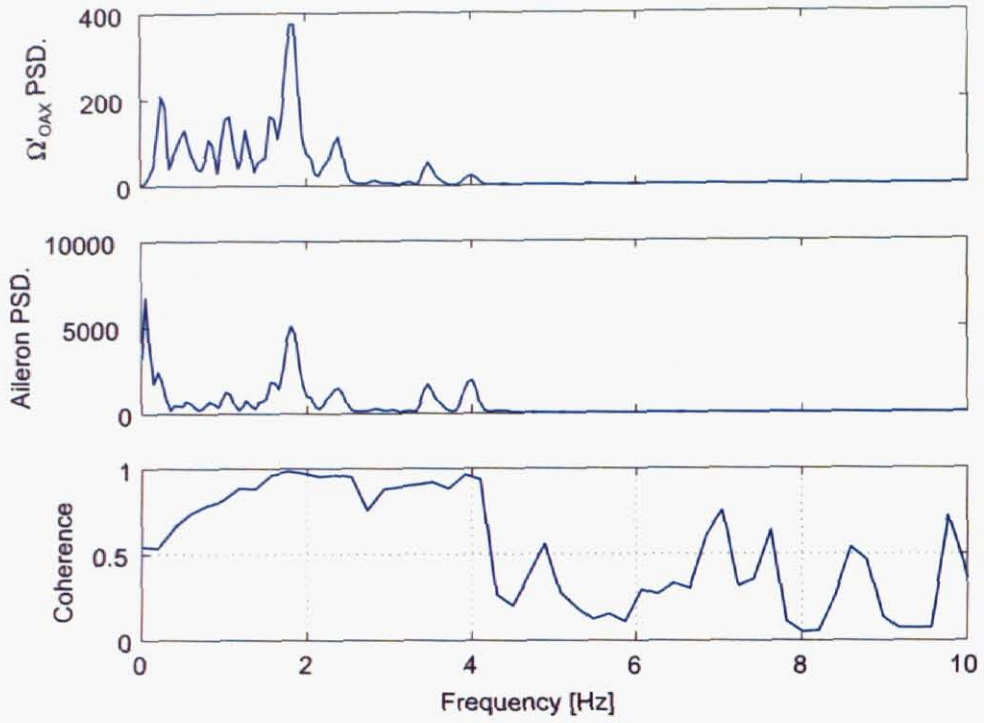
で、 $\Omega'_{OAX}$ 、 $\Omega'_{OAY}$  はそれぞれロールとピッチの姿勢角速度 [deg/s]、 $u_{sl}(ail)$ 、 $u_{sl}(ele)$  はそれぞれエルロンとエレベータのサイクリック操舵指令値（最大操舵時  $\pm 420$  となるような値）である。

### 4.13.3 同定モデルの検証

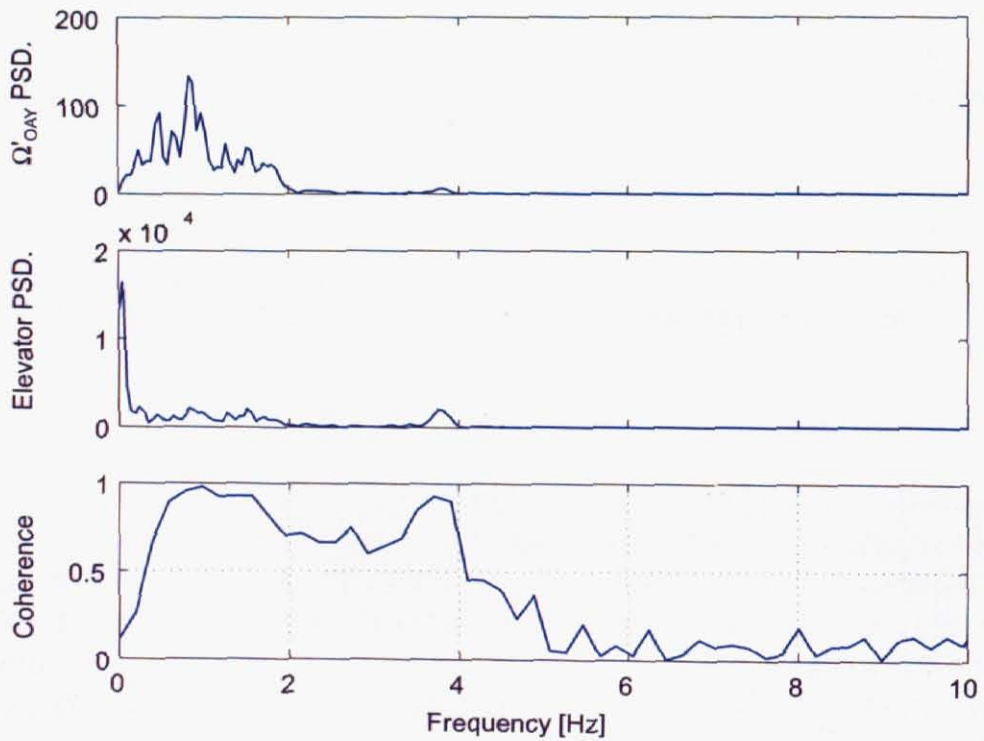
同定したモデルに実験での同定入力を印加し、出力が実験と一致するかどうかを見るクロスバリデーションのシミュレーションを行った。Fig.4.24 がその結果である。図には入力は示していないが、同定に用いた入力 (Fig.4.21(a), 4.21(b) の下段) と同じものをクロスバリデーションにそのまま用いた。本来ならば同定に使った入力とは異なるものを準備できれば良いが、フライヤーに対する長時間の負担を避けるため、同一実験日時、同一条件の下で複数の同定用データを準備できなかったため、1つのデータで済ませている。結果から、シミュレーションと実験の両応答はよく一致しているのが見られる。特に、エルロン加振中のピッチ姿勢角速度の応答など、連成要素が支配的となる部分もよく一致しており、多入出力の同定が有効に働いたことが分かった。

## 4.14 スタビライザ解析式の数値的検証

ここでは、ここまで求められたスタビライザの解析式とスタビレスヘリの姿勢運動モデルを用い、閉ループ特性を計算することで、スタビライザ解析式の妥当性を示す。あわせて、開ループ特性を示し、時刻歴応答のシ



(a) For a roll/aileron axis



(b) For a pitch/elevator axis

Fig. 4.22: The spectrum and the coherence plot of the identification experimental data

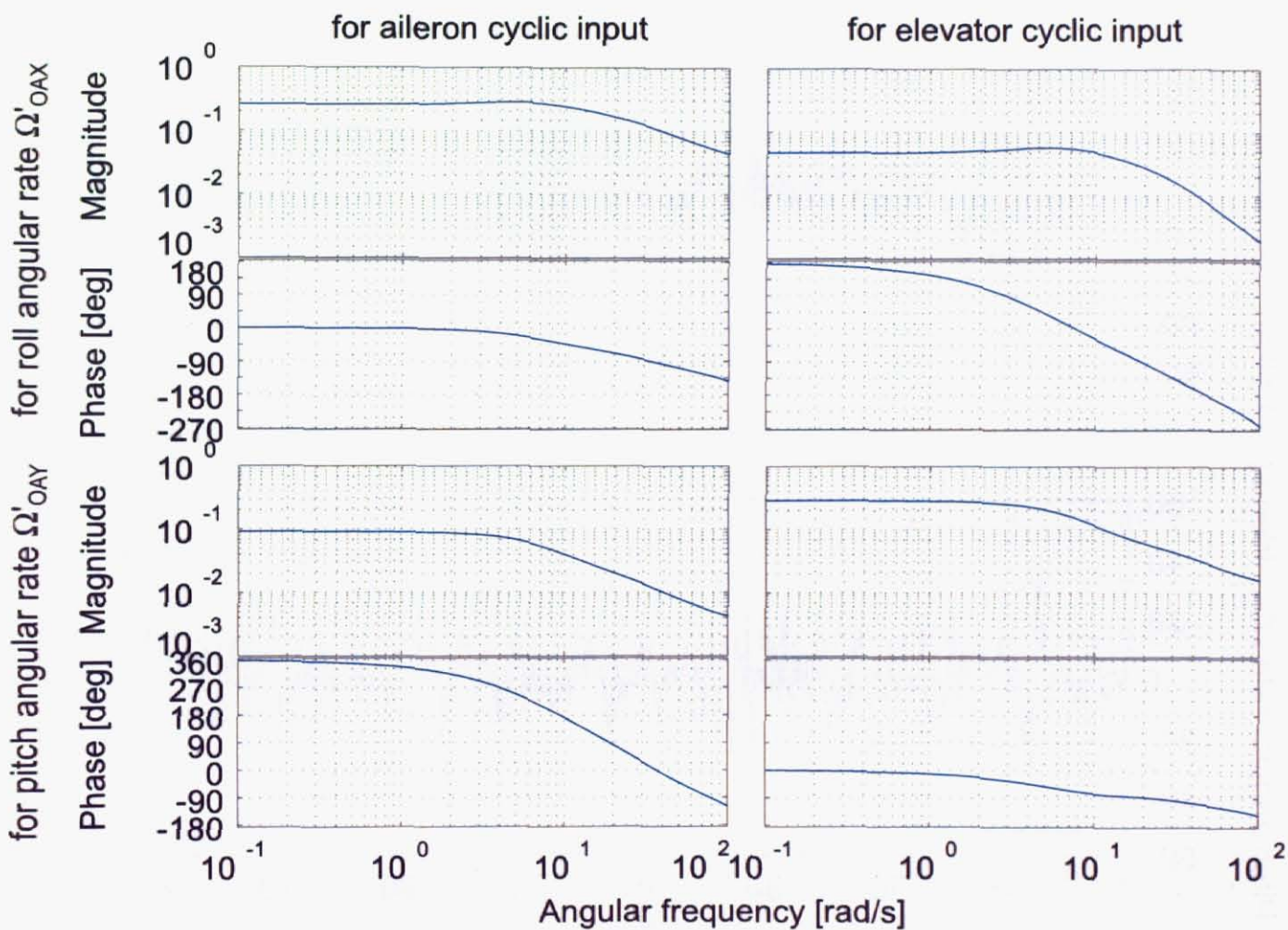


Fig. 4.23: The bode plot of the identified model

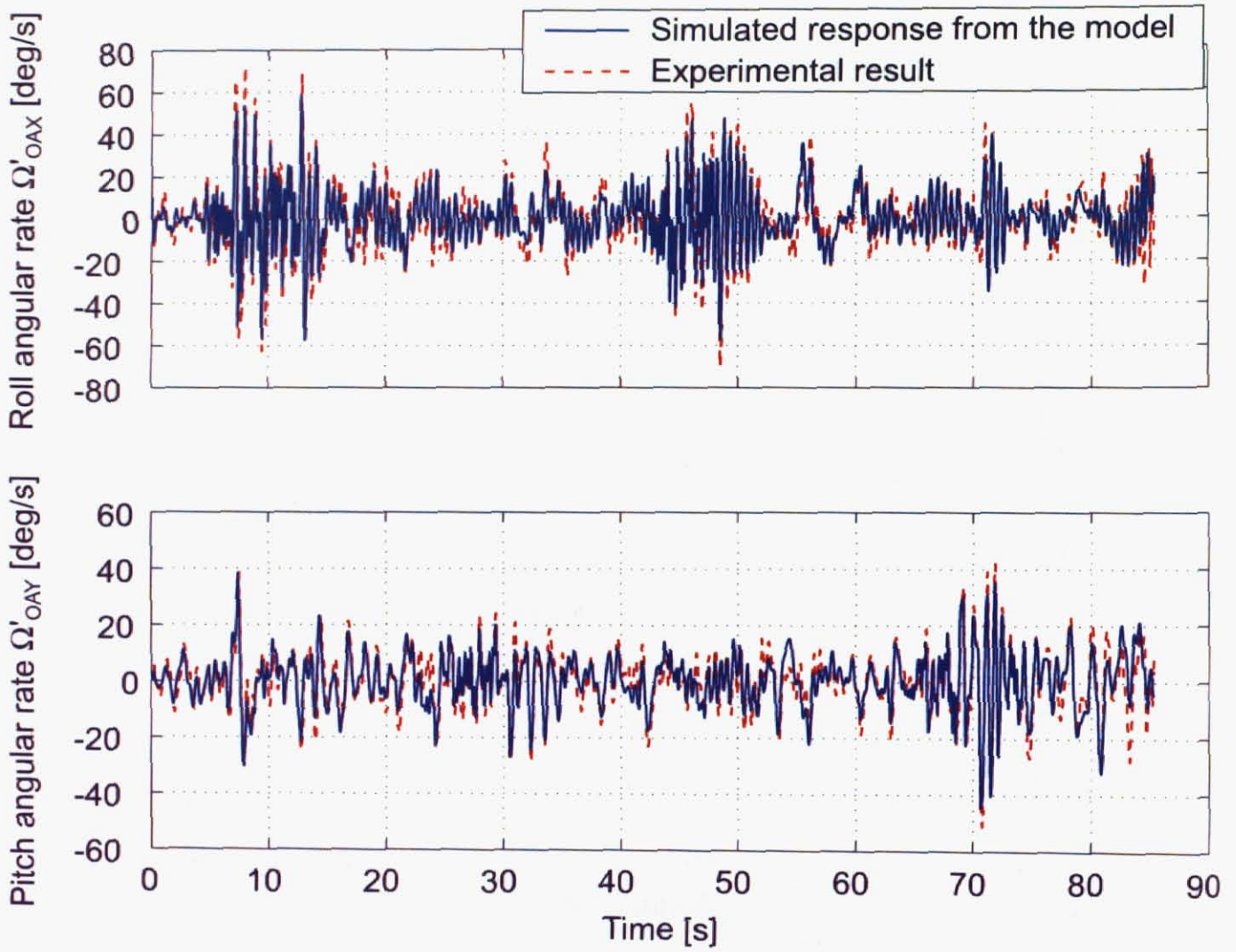


Fig. 4.24: The result of the cross validation for the identified stabilizer-less attitude rate model

ミュレーションによりスタビライザの挙動と役割を定量的に示す。

#### 4.14.1 パラメータの調整

4.12.4 節の考察をもとに、スタビライザの式やそれに含まれるパラメータの調整を行う。まず、スタビライザの状態方程式としては、式 (4.130) に代えて、仮想ばね・ダンパを含む式 (4.166) を使うこととする。次に、それに含まれる物理量などのパラメータについては、Table 4.1 のものに代えて、Table 4.11 に示すものを用いることとした。変更点は、二次元揚力傾斜と慣性モーメントの値の変更、および仮想減衰係数の追加である。これらは、単位ステップ応答のシミュレーション Fig.4.25 を行い、サイクリック操舵入力  $a_{\phi 1}, b_{\phi 1}$  に対する出力  $a_{\theta 1}, b_{\theta 1}$  の時定数および最大到達振幅に関して調整した結果である。固有値  $\lambda$  は次の通りとなった。

$$\lambda = -3.0363 \pm 0.0302i, -3.0363 \pm 305.75i \quad (4.185)$$

時定数は、実軸に近い固有値に関して虚部を無視し絶対値の逆数を取ることで得られる。すなわち

$$\frac{1}{3.0363} = 0.329[s] \quad (4.186)$$

である。以後、この調整済みの状態方程式を記号  $G_1$  で表す。

Table 4.11: The physical parameters (modified values)

名称	記号	単位	値	Table 4.1 からの変更点
空気密度	$\rho$	[kg/m <sup>3</sup> ]	1.2039	
空気動粘性係数	$\nu$	[m <sup>2</sup> /s]	$15.15 \times 10^{-6}$	
二次元揚力傾斜	$a$	[1/rad]	$\frac{0.5}{4} \times \frac{360}{2\pi} \times 0.5$	調整のため 0.5 倍を付加
翼幅	$b$	[m]	0.11	
翼弦長	$c$	[m]	0.06	
慣性モーメント	$J'_{OSYY}$	[kgm <sup>2</sup> ]	$2 \times 1.6 \times 5.89 \times 10^{-3}$	調整のため 2 倍を付加
ロータ最外周半径	$R_o$	[m]	0.34	
ロータ回転角速度	$\psi_{AS}$	[rad/s]	$1460 \times \frac{2\pi}{60}$	
仮想ばね係数	$k_{A11}$	[N/rad]	0	
	$k_{A12}$	[N/rad]	0	
仮想減衰係数	$c_{A11}$	[N/(rad/s)]	0.01	調整のため追加
	$c_{A12}$	[N/(rad/s)]	0.01	調整のため追加

次に、ベルミキサに関して、一部パラメータの調整を行った。ベルミキサとスタビライザ方程式を含めたいわゆる仮想スタビライザのブロックとしては Fig.4.10 をそのまま用いるが、パラメータに関しては、Table 4.2 に代えて Table 4.12 を用いることとする。 $P_{p5}$  の値は、4.11.3 節で提示したものである。ここでの変更点は、操縦者のサイクリック操舵入力にあたる  $P_{p1}$  のゲインを 1.5 倍にしているということである。これは、閉ループの外側でのゲイン調整であり、ループゲインの調整ではない。

Table 4.12: The Bell mixer parameters (modified values)

Block	$P_{p1}$	$P_{p2}$	$P_{p3}$	$P_{p4}$	$P_{p5}$
Value (aileron)	$(11/420) \times 1.5$	5/11	20/11	0.715	420/4.5
Value (elevator)	$(7/420) \times 1.5$	3/7	15/7	0.715	420/4.5

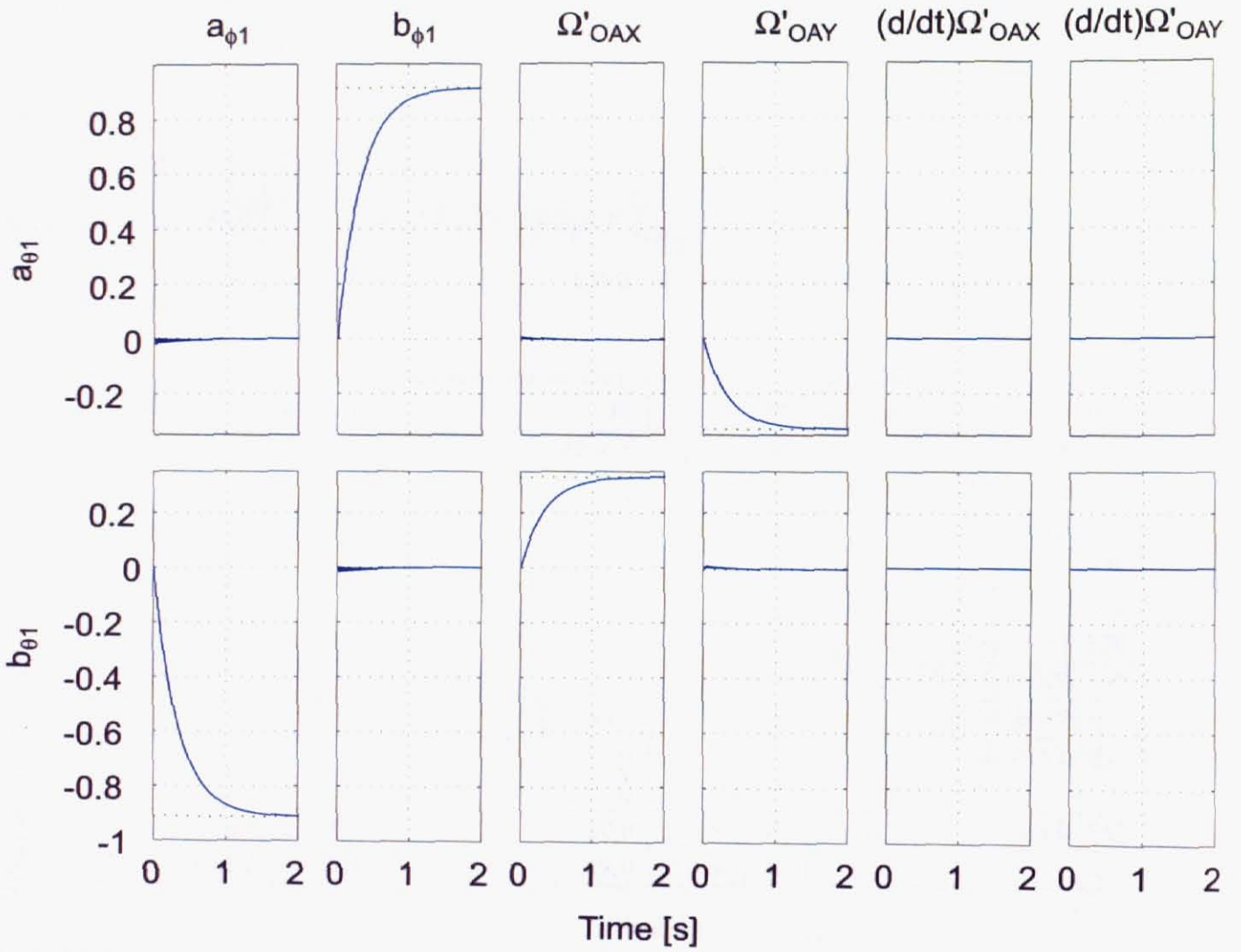


Fig. 4.25: Simulated result of step responses (modified)

## 4.14.2 周波数領域における閉ループ特性の比較

4.13.2 節で求められたスタビレスヘリの姿勢運動モデルを  $G_2$  とし、前節で述べたものと合わせて、Fig.4.26 で示すように閉ループ系を構成した。このブロックは、スタビレスヘリが仮想的なスタビライザを持った格好であり、スタビライザ付きのヘリコプタと等価なものとして与えている。すなわち、入力  $u$  は操縦者によるエルロン、エレベータ両サイクリック操舵である。

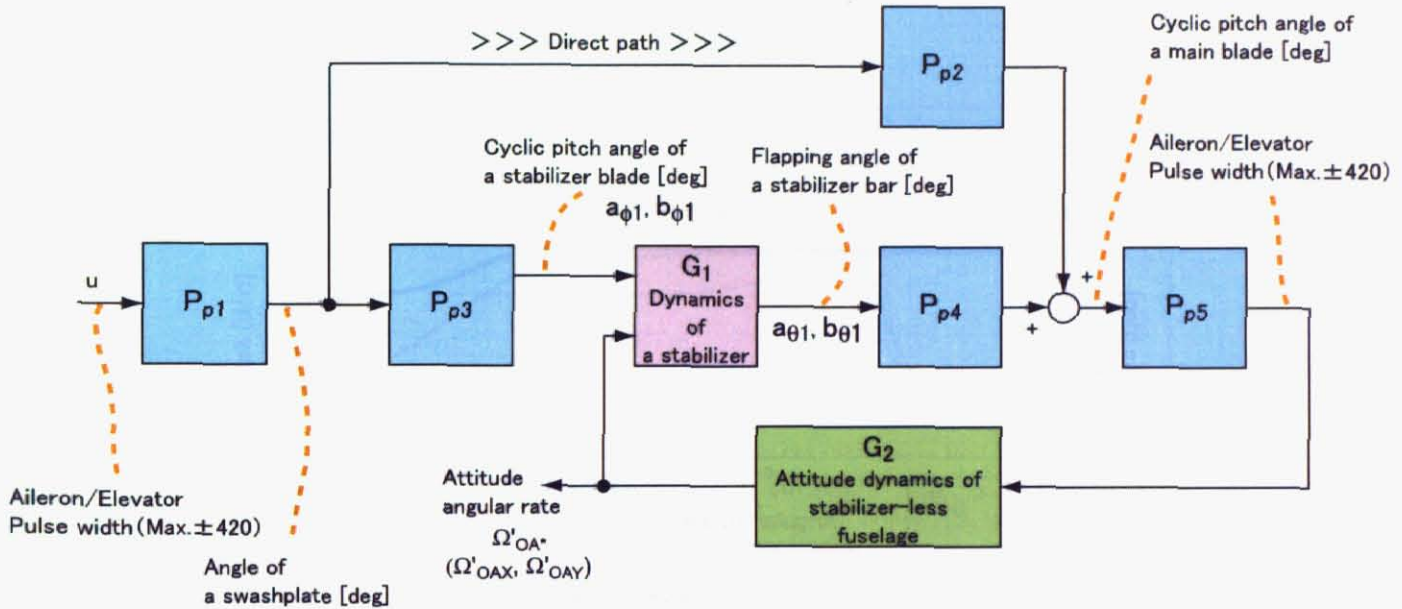


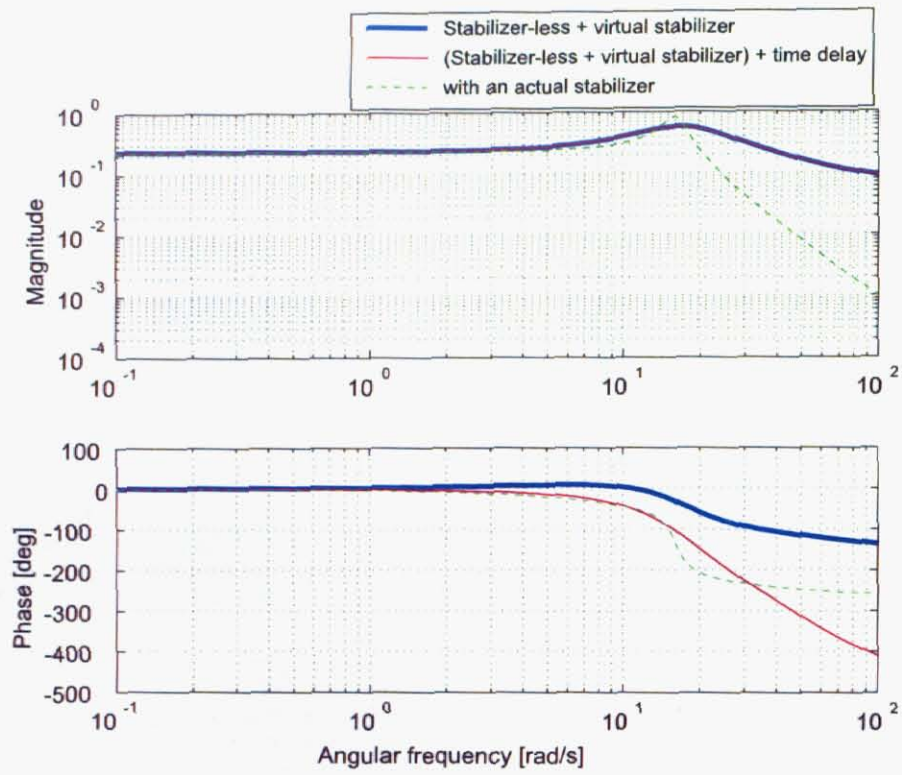
Fig. 4.26: The block diagram of the closed-loop system with a virtual stabilizer and a stabilizer-less model

この閉ループのボード線図のうち、出力をロール姿勢角速度  $\Omega'_{OAX}$  で入力を操縦者のエルロンサイクリック操舵としたものを Fig.4.27(a) に、出力をピッチ姿勢角速度  $\Omega'_{OAY}$  で入力を操縦者のエレベータサイクリック操舵としたものを Fig.4.27(b) に、それぞれ示す。(非連成成分のみ取り出したのは、比較対象となるスタビライザ付きヘリの姿勢運動モデルに関して非連成成分のものしか持ち合わせていないためである。) 太い実線はスタビレス姿勢モデルと仮想スタビライザによる閉ループを、細い破線はスタビライザ付きヘリの姿勢モデル(過去に同定したもの)を、細い実線は細い破線との比較のため、太い実線の伝達関数の出力端にむだ時間 4 サンプル分(80 [ms]、スタビライザ付きヘリの姿勢モデルを同定した際の条件と同じ)を付け加えたものである。注目する部分は、第 1 次共振ピークの周波数と低域ゲインに対するピークゲインの比率、および位相特性であり、比較するのは、細い実線と細い破線である。第 1 次共振ピークの周波数はほぼ合っている。低域ゲインに対するピークゲインは実線の方がやや少なめであるが、大差はない。位相特性については、この共振周波数付近まではほぼ合っていて、良好であると言える。高周波数領域において両者は一致しているとは言えないが、主要な特性については十分再現できたものと考えられる。

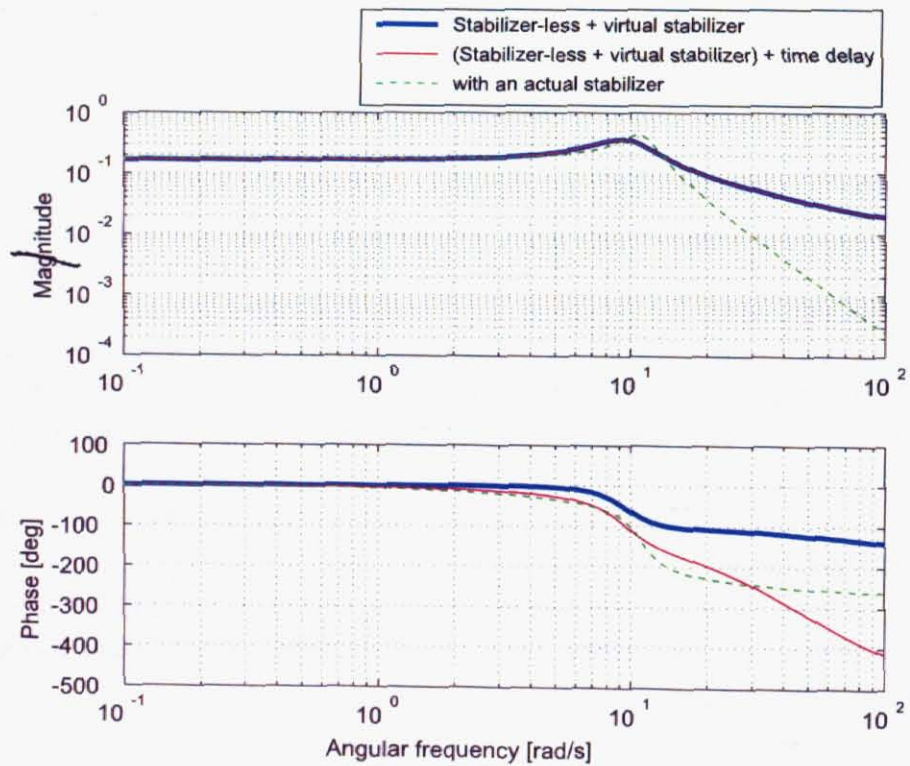
また、同様にして、入力をスタビレスヘリの姿勢モデル  $G_2$  への入力とした場合のボード線図をそれぞれ Fig.4.28(a), 4.28(b) の実線として示す。破線はスタビレスヘリの姿勢モデルそのものである。ここから、スタビライザは低域で外乱を大幅に抑える働きのあることが分かる。

## 4.14.3 周波数領域における開ループ特性の検証

前節で述べた閉ループに対応する開ループ特性について考察する。この開ループのボード線図のうち、出力をロール姿勢角速度  $\Omega'_{OAX}$  で入力を操縦者のエルロンサイクリック操舵としたものを Fig.4.27(a) に、出力をピッチ姿勢角速度  $\Omega'_{OAY}$  で入力を操縦者のエレベータサイクリック操舵としたものを Fig.4.27(b) に、それぞれ示す。また、それぞれの図に対応する安定余有を Table 4.13 に示す。ここから分かるとおり、位相余有に関してはあま

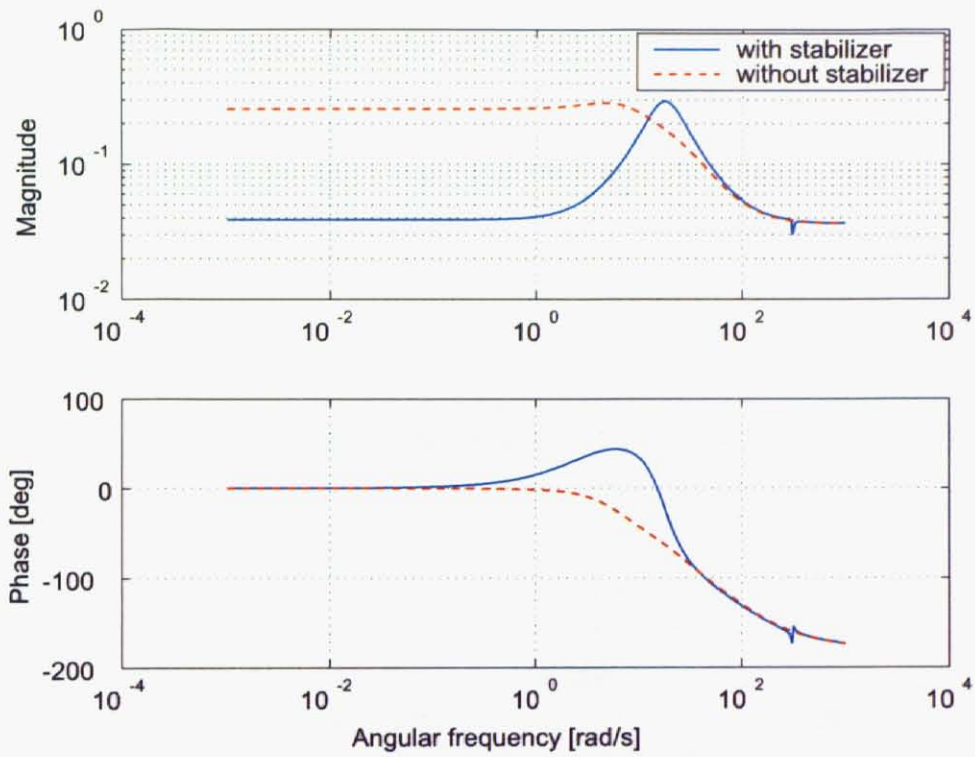


(a) For a roll/aileron axis

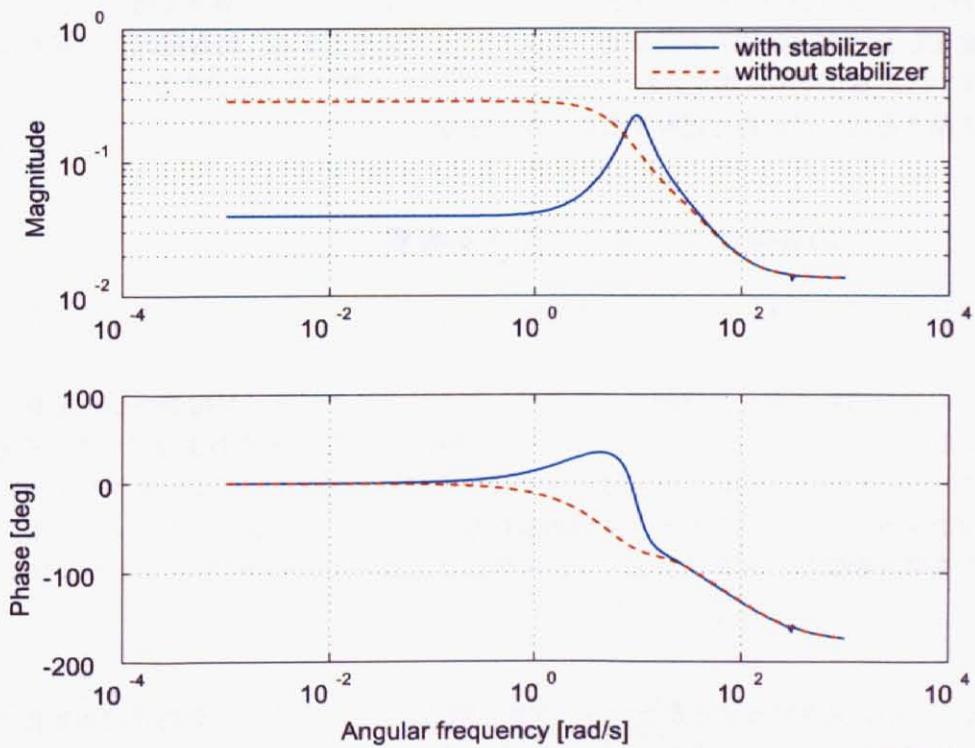


(b) For a pitch/elevator axis

Fig. 4.27: The bode plot of the closed-loop systems compared with the models of the helicopter with an actual stabilizer



(a) For a roll/aileron axis



(b) For a pitch/elevator axis

Fig. 4.28: The bode plot of the closed-loop systems for disturbances

り大きくない。この閉ループをデジタル制御などで実現しようとする場合、80 [ms] 程度のむだ時間が存在しただけで発散してしまう。もちろん、現実のスタビライザは純粋な機械的構造のみで実現されているので、それ自身にむだ時間は存在しない。

Table 4.13: The stability margins of the virtual stabilizer system

軸	位相余有 [deg]	ゲイン交差角周波数 [rad/s]	ゲイン余有	位相交差角周波数 [rad/s]
Roll/aileron	49.0311	13.5595	5.4883	38.6583
Pitch/elevator	38.2951	8.5827	10.376	31.1745

#### 4.14.4 時間領域におけるスタビライザの挙動に関する考察

スタビライザの挙動に関して直感的に理解するため、Fig.4.26 の系に対して、ステップ応答のシミュレーションを行った。Fig.4.30(a) はロール/エルロン軸に関する応答を、Fig.4.30(b) はピッチ/エレベータ軸に関する応答を抜き出したもので、各図とも、1 行目は姿勢角速度出力、2 行目はスタビライザのフラッピング（回転面傾き）角度出力を示し、1 列目は操縦者のサイクリック操舵入力、2 列目はスタビレスヘリの姿勢モデル  $G_2$  への外乱入力を示している。各図の 1 列目の応答より、操縦者がエルロンやエレベータのサイクリック操舵入力を発生させると、スタビライザは最初機体姿勢の傾く方向と同じ方向に傾いて瞬間的に大きなサイクリックピッチ角をメインブレードに発生させることで機体の姿勢をすばやく傾けるようにするが、その後は逆に機体姿勢に対して遅れる方向に傾いてメインブレードが過度のサイクリックピッチ角を発生させ続けることのないように抑え込む働きをすることが分かる。これは、手動操縦者の操縦フィーリングを良好にするための働きであると理解できる。各図の 2 列目の応答より、メインブレードに外乱モーメントが印加されると、機体姿勢は変動するが、スタビライザは機体姿勢の変化した方向とは逆方向に傾き、外乱を打ち消そうとする。絶対座標上で見れば、スタビライザの回転面は短時間ではあるが空中に固定されていることとなり、スタビライザがスカイフックとなって機体の姿勢変動を低減させる働きを持っていると理解することができる。

#### 4.14.5 スタビライザの有無による違いに関する考察

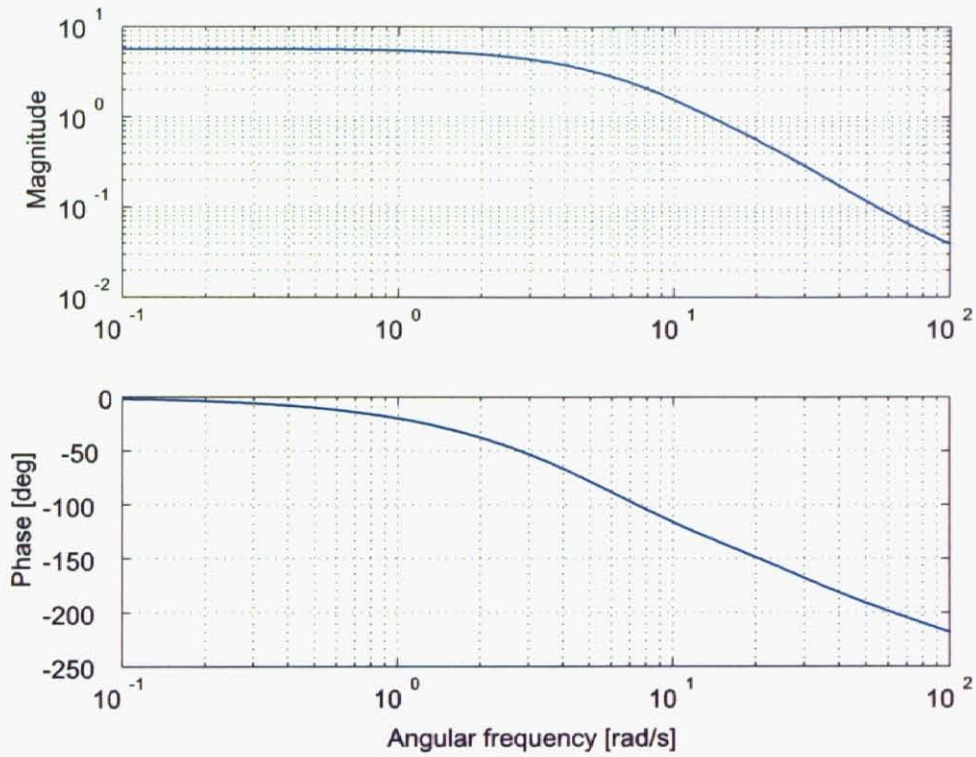
ここでは、スタビライザの有無によるヘリの運動特性の違いを考え、両者の間で異なる性質について自律制御の観点に立って述べる。

Fig.4.31 はヘリの姿勢運動のボード線図で、スタビレスヘリとスタビライザ付きヘリとを並べて表示したものである。入力はエルロンおよびエレベータのサイクリック操舵、出力はロールおよびピッチの姿勢角速度にとってある。図中のスタビライザ付きヘリについては、スタビライザ解析式およびベルミキサモデルによる仮想スタビライザの閉ループをスタビレスヘリのモデルに付加したものである。この図と、本章でこれまで説明してきたこと、その他様々な事項を勘案し、スタビレスヘリとスタビライザ付きヘリの特徴は以下のようにまとめられる。

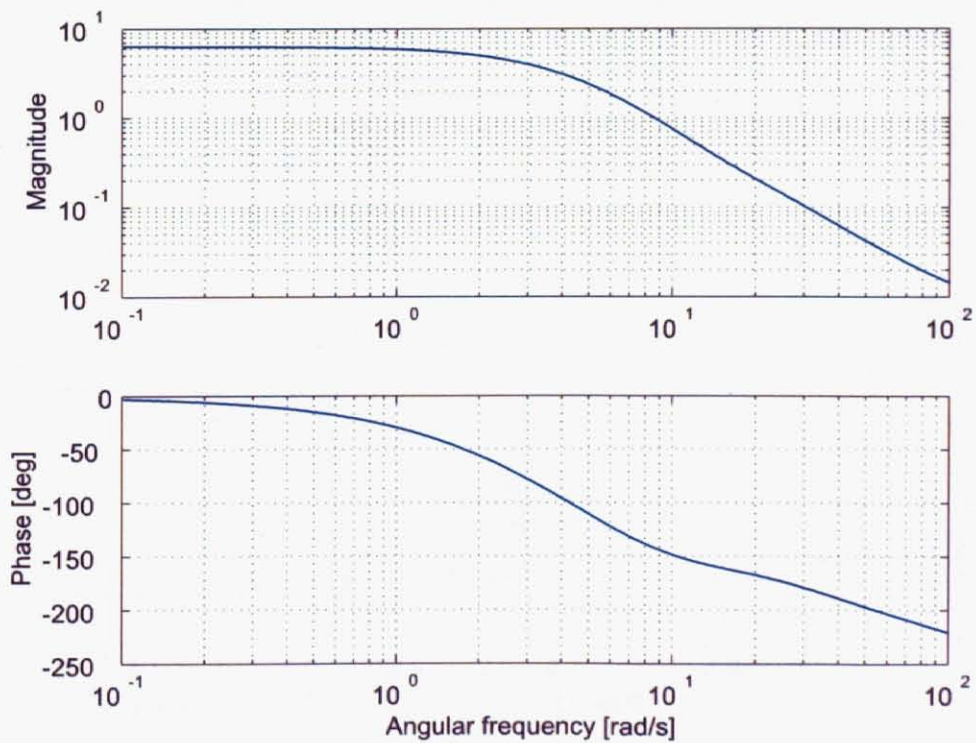
##### 1. スタビレスヘリ

###### (a) 長所

- 次数が小さい。スタビライザがない分、次数は明らかに小さくなる。動特性は単純化され、高周波数領域での位相遅れが少なめになり、この意味でモデル化や制御系設計は幾分容易になると考えられる。
- 大きなサイクリック操舵量を引き出せる。現在スタビレスヘリは手動操縦をしやすくするためサイクリック操舵をかなり抑えていて、最大操舵量は広げることが可能である。また、サーボモータによりメインブレードのサイクリックピッチ角を直接与えることができる。よって、大きなサイクリック操舵量を難なく引き出すことができ、ヘリの持つ運動性能を完全に発揮できる。ただし、サイクリックピッチ角の振幅には、リンケージロッド等機構的部品による限界と、失速などの空力的限界があるため、むや

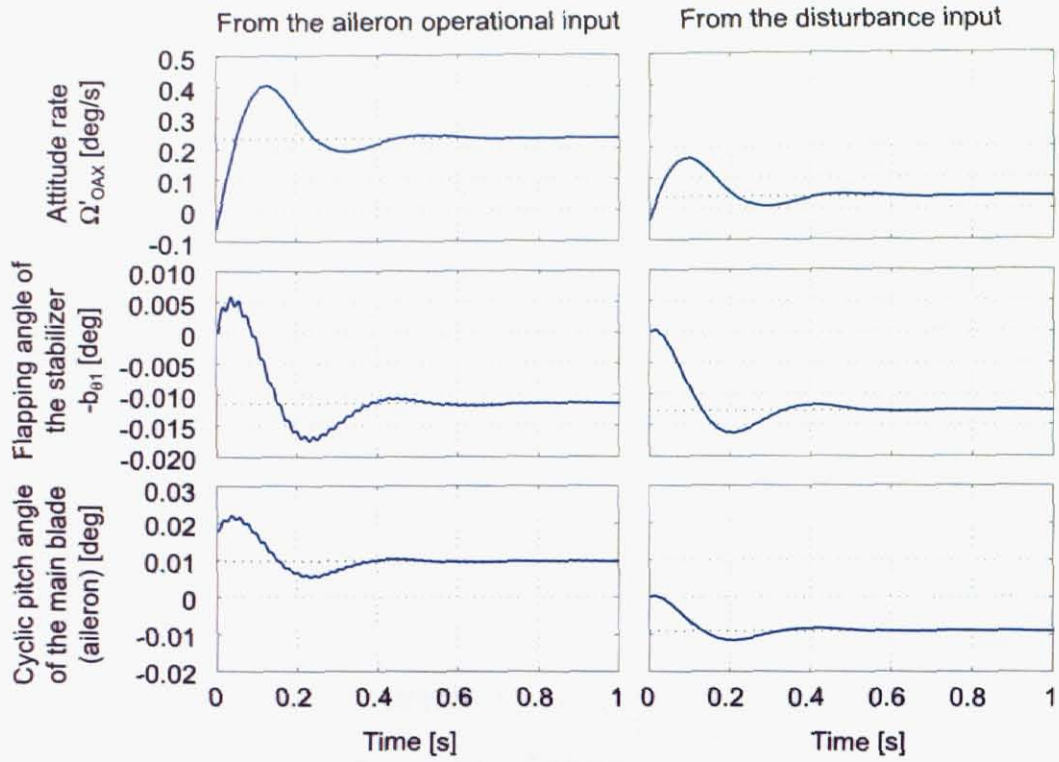


(a) For a roll/aileron axis

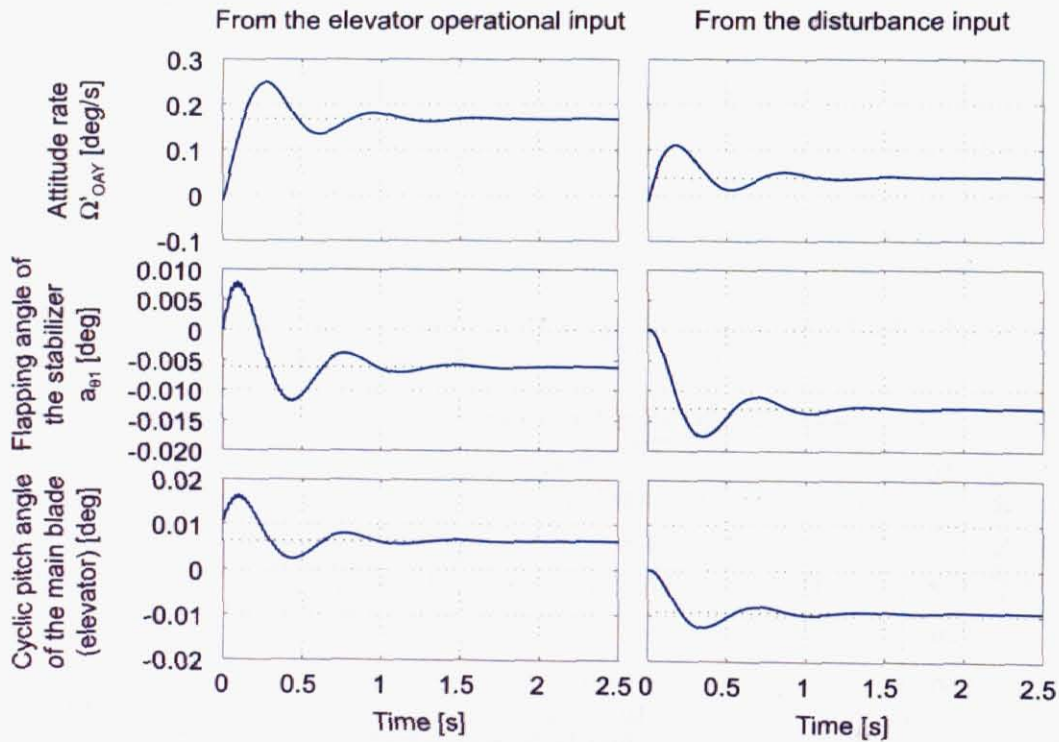


(b) For a pitch/elevator axis

Fig. 4.29: The bode plot of the open-loop systems



(a) For a roll/aileron axis



(b) For a pitch/elevator axis

Fig. 4.30: The time historical responses of the attitude rates, the stabilizer flapping angles, and the cyclic pitch angles of the main blades

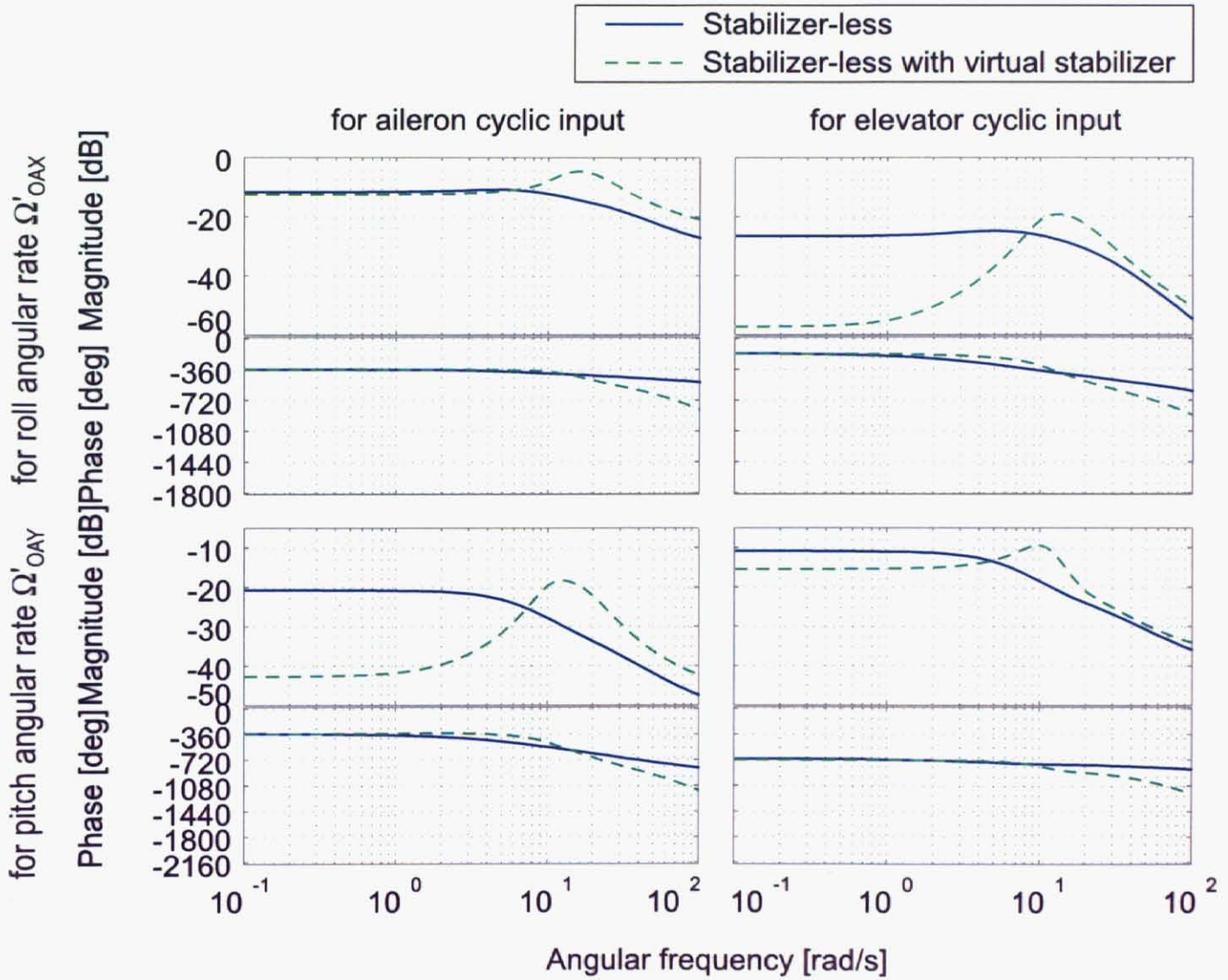


Fig. 4.31: Comparison between the helicopters without/with a stabilizer

みに広げることはいできない。

- ロータヘッドの構造がシンプルである。調整の自由度が低くて扱いにくい面もあるが、メンテナンス性の向上やコストダウンなどが期待できるという点は大きい。

#### (b) 短所

- 手動操縦が非常に難しい。自律飛行中にトラブルが発生した時に手動操縦でリカバリしようとしても、それ自体が困難であり、その意味で安全確保が難しい。
- スタビライザ付きに比べて、外乱の影響を受けやすい。飛行中にトリム位置が頻繁にずれる現象も確認されていて、これは外乱の影響の一つではないかと考えられる。
- 機械式スタビライザがなくなった分を補うような制御が難しい。アクチュエータとして現在ヘリに装備しているホビー用サーボモータは、周波数特性が必ずしも良くなく（高々数 [Hz] 程度の応答帯域である）、サーボホーンの動作角速度に上限があるレートリミッタと呼ばれる非線形特性も存在する。応答性が良く動作の速いサーボモータも存在するが、通常はトルクの小さいラダー制御用であり、大きな負荷のかかるメインブレードピッチ角制御用としては現在用いているもの（双葉電子工業 S9206）が最速の部類に入る。また、制御周期についても、この種のサーボモータでは最短時でもおよそ 14 [ms] (70 [Hz]) となり、やはり厳しい限界がある。小型無人ヘリということで、ペイロードや消費電力の点からも、CPU などの他の制御用機材についても性能的制約がある。メインロータの回転数を考えると、最低限として 1 回転の間に 4 回制御するならばおよそ 10 [ms] という制御周期が要求され、これは現在自律制御で行っているものよりかなり短い。スタビライザ付きのヘリは 6 ~ 20 [rad/s] 付近でゲインを稼いでいるが、これはサーボモータの応答帯域や非線形特性その他を補う役目であるとも考えられる。これらを考慮すると、量子化誤差、サンプリング時間、むだ時間などの制御用機材の呪縛が全くない機械式スタビライザの存在を補うだけの制御をかけることは、現状では難易度が高いものと考えられる。
- 6 [rad/s] の低周波数領域でスタビライザ付きヘリに比べて、姿勢運動の連成が大きく、位相遅れも若干ではあるが大きい。ただし、逆に高い周波数領域では、姿勢運動の連成はスタビライザ付きヘリの場合とそれほど変わらない程度となり、また、次数の関係上位相遅れは逆にスタビライザ付きヘリの場合よりも少なくなる。
- 2 枚翼の小型無人スタビレスヘリに対するノウハウの蓄積が少ない。ホビー用ラジコンヘリの世界にはスタビレスヘリは存在するが、2 枚翼のものとなると全くと言っていいほど存在しない。そのため、制御はもちろんだが、機体そのものに関しても、ヘリコプタメカでさえ機体の設計、組み立て、各種調整その他についてノウハウをほとんど持ち合わせていない。複数翼の機体であればいくつか存在するものの、長所に挙げたロータヘッドの構造のシンプルさという面が損なわれる。

## 2. スタビライザ付きヘリ

### (a) 長所

- 手動操縦がしやすい。自律飛行中にトラブルが発生した時、フライヤの有視界範囲内であれば手動操縦で安全を確保できる。ただし、あくまでスタビレスに比べて手動操縦がしやすいということであり、誰にでも操縦できる程度に簡単というわけではない。ラジコンヘリの手動操縦は元々非常に難易度が高いものであることに注意されたい。
- 外乱の影響を受けにくい。スタビライザの存在により、低周波数領域で外乱の影響を小さくできる。
- 非連成成分が 6 ~ 20 [rad/s] 付近でハイゲインであり、制御しやすい。すでに述べたとおりラジコン用サーボモータをはじめとする制御用機材には様々な制約があり、ヘリ自身がこの周波数領域でハイゲインとなっていることは、制御のしやすさの点で利点と考えられる。
- 6 [rad/s] 以下の低周波数領域でスタビレスヘリに比べて、姿勢運動の連成が小さく、位相遅れも若干ではあるが少ない。ただし、逆に高い周波数領域では、姿勢運動の連成はスタビレスの場合とそれほど変わらない程度となり、また、次数の関係上位相遅れはスタビレスの場合よりも大きくなる。

### (b) 短所

- スタビライザが付いている分、次数が大きい。スタビライザの恩恵こそあるが、動特性は若干複雑である。
- 定常的に大きなサイクリック操舵を行えない。スタビライザは手動操縦の操舵に対し、最初は大きな舵角を引き出すが、その後は過剰な舵角を抑える働きがある。つまり、定常的には手動操縦の操舵を打ち消す方向に作用し、大きなサイクリック操舵を引き出し続けることができない。ヘリの持つ運動性能を制約することで、これと引き換えに外乱抑制などの恩恵にあずかっていると見える。
- ロータヘッドの構造が複雑である。スウォッシュプレートから上のリンケージロッドの本数は、2枚翼スタビレスヘリの場合は2本であるのに対し、スタビ付きヘリの場合は6本となる。調整の自由度が高いため、部品のゆがみに起因する調整不良をごまかすこともある程度可能だが、思い通りに調整できるようにするには熟練を要する。

結局、次のようにまとめられる。

- スタビ付きヘリには、低周波数領域において、外乱の影響の少なさ、連成成分のゲインの低さ、位相遅れの少なさ等の特徴がある。ホバリング中心のフライトで、かつ、現状の性能の制御用機材を使う限りにおいては、スタビ付きの方がフィードバック自律制御に向いていると言える。例えば、連成等を考慮しない単純なモデリングおよび自律制御系設計を適用したい場合や、フィードバックループの安定余有を少しでも多めに確保したい場合などに向いていると考えられる。
- スタビレスヘリには、次数が小さいことと、サイクリック操舵の直接操作が可能であるという特徴がある。現状の制御用機材ではスタビライザがなくなった分の穴埋めをすることは難しいが、機械式スタビライザ付きのヘリとは全く別物と考えれば、従来にはない運動性能を持つ自律ヘリを実現できる可能性は大いにあるし、制御用機材の性能が改良されれば、高周波領域の特性を積極的に用いた制御も可能になると期待できる。機械式スタビライザのまねをするということではなく、むしろアクティブな制御を積極的に用いて色々な飛行を試してみるとよいと思われる。小型無人スタビレスヘリについては、各種ノウハウの蓄積がスタビ付きヘリに比べて大変少なく、このことは、著者が本研究を遂行する過程でたびたび問題となった。この点についても今後並行して経験を積む必要があると考えられる。

## 4.15 仮想スタビライザによるスタビレスヘリの制御実験

ここでは、スタビライザの解析式とベルミキサのブロックをあわせた系を仮想スタビライザと称し、これを使ってスタビレスヘリの姿勢運動を制御しスタビライザの効果を再現する仮想スタビライザ制御について述べる。4.14.5節で述べた問題点はあるものの、どの程度再現できるかを試すという意味も含めて行った。

### 4.15.1 制御実験の問題点

4.14.3節で述べたとおり、仮想スタビライザを制御CPUに実装して制御しようとしても、制御用機材に含まれる遅れ特性がループの位相余有を容易に上回ってしまい、発散を起こすことは明らかである。スタビライザそれ自身は位相進み補償を持たないため、スタビレスヘリの姿勢運動の位相が $-180$ 度となる周波数よりも高い周波数に制御帯域を伸ばすことは不可能である。結局、この問題はスタビライザの特性を忠実に再現しようとする行為そのものに起因する。スタビレスヘリの姿勢運動をデジタル制御により安定化することを目的に考えるならアクティブな制御を積極的に用いるべきであろうが、ここでの目的は、スタビライザの方程式が正しいかどうかの実験的検証である。そこで、別の方法でこの問題を回避する必要が生じるわけである。

### 4.15.2 状態予測制御とスミス法

前節の問題を回避するため、むだ時間補償法の導入を考えた [65]。ここでは2つの手法について説明する。

まず、状態予測法について説明する。制御用機材に含まれる遅れ特性をすべてむだ時間と考え、それが制御対象の入力に集められるものとする。このとき、入力にむだ時間をもつ次のような制御対象が考えられる。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t-L) \quad (4.187)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t-L) \quad (4.188)$$

ただし、 $x$  は状態変数、 $u$  は入力、 $y$  は出力、 $L > 0$  はむだ時間、 $A, B, C, D$  はこの系を状態空間モデルとして表した場合の係数行列である。状態方程式 (4.187) を用いると、時間  $L$  だけ先の状態は

$$x(t+L) = e^{AL}x(t) + \int_{t-L}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (4.189)$$

で与えられる。状態予測制御の場合は、このように求められた状態変数により状態フィードバックをすればよいが、仮想スタビライザの場合は時間  $L$  だけ先の制御対象の出力が必要である。これは、式 (4.188) を使うことで次式のように与えられる。

$$y(t+L) = Cx(t+L) + Du(t) \quad (4.190)$$

本論文では、予測された状態変数ではなく予測された出力を制御に用いる場合も状態予測制御の枠組みに含めるものとする。

式 (4.189) には畳み込み積分が含まれており、オンラインでの計算は面倒である。制御対象が安定である場合に限り、式 (4.189) を制御対象の数式モデルに置き換えることができる。すなわち

$$\begin{aligned} x(t+L) &= e^{AL}x(t) + \int_{t-L}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \\ &= e^{AL}x(t) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau - e^{AL} \int_0^{t-L} e^{A(t-L-\tau)}Bu(\tau)d\tau \end{aligned} \quad (4.191)$$

と展開できるので、状態予測器の状態変数を  $x_M$  と表すと

$$\begin{aligned} \dot{x}_M(t) &= Ax_M(t) + Bu(t) \\ x(t+L) &= x_M(t) - e^{AL}x_M(t-L) + e^{AL}x(t) \end{aligned} \quad (4.192)$$

の計算に代えることができる。

式 (4.189) や式 (4.192) に含まれている状態変数  $x(t)$  を直接観測できない場合は、状態推定器を用いる必要がある。状態推定器の状態変数を  $x_E$ 、フィードバック行列を  $K$  とすると、同一次元の状態推定器は

$$\dot{x}_E(t) = Ax_E(t) + Bu(t-L) + K\{Cx_E(t) - y(t)\} \quad (4.193)$$

と書ける。この式は、実際よりも時間  $L$  だけ遅れた時刻の制御対象の状態変数を求めるものとなっている。これを使って、式 (4.192) を書き換えると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_M(t) &= Ax_M(t) + Bu(t) \\ \dot{x}_E(t) &= Ax_E(t) + Bu(t-L) + K\{Cx_E(t) - y(t)\} \\ x(t+L) &= x_M(t) - e^{AL}x_M(t-L) + e^{AL}x_E(t) \end{aligned} \quad (4.194)$$

上式に現れている時間  $L$  のむだ時間  $(t-L)$  は、該当する変数をメモリに蓄えるか、もしくは、むだ時間の線形近似を計算することで実現する。後者を用いる場合は、次数こそ大きくなるが全ての計算が線形となるため、拡大系を構成して単一の状態方程式、出力方程式にでき、計算を単純化することが可能となる。式 (4.194) および式 (4.190) をブロック線図として表したものを Fig.4.32 に示す。

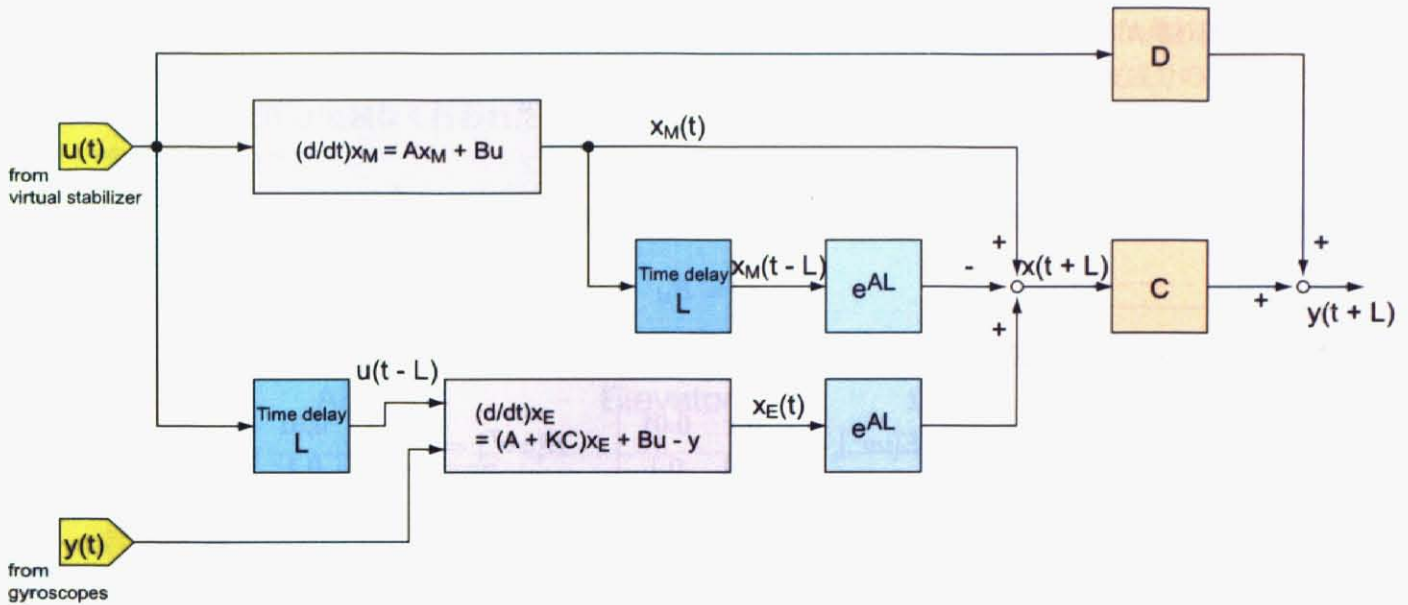


Fig. 4.32: The block diagram of the predicting estimator based on the state predictor method

次に、スミス法について説明する。スミス法は状態予測法よりも単純である。構成は Fig.4.33 に示す通りである。外乱が無い場合、モデルからの出力  $y'(t+L)$  をむだ時間  $L$  だけ遅らせた値  $y'(t)$  と実際の出力  $y(t)$  とは一致するため引き算により打ち消され、むだ時間による遅れの無いモデルからの出力  $y'(t+L)$  のみが残る。この手法は対象が安定系であることが適用条件となるが、状態予測法に比べて次数が少なくて済むことや、実際の出力  $y(t)$  が予測出力  $y(t+L)$  に直接つながるため外乱による影響を予測出力  $y(t+L)$  により直接評価できること、などの特徴がある。

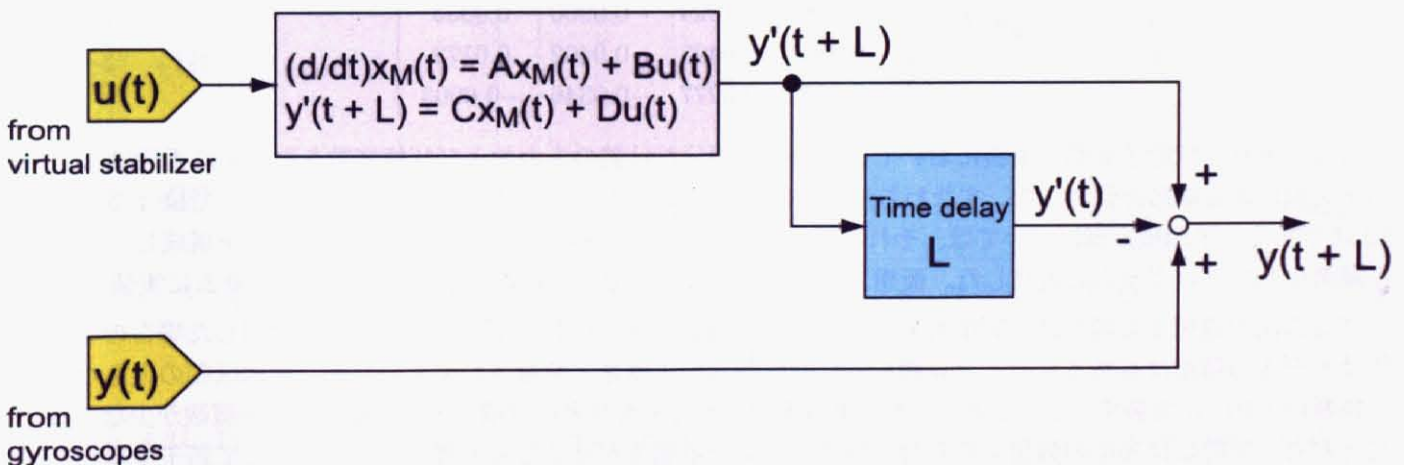


Fig. 4.33: The block diagram of the predicting estimator based on the Smith predictor method

### 4.15.3 予測推定器の設計

状態予測法を適用する場合、状態予測器と状態推定器とから成る予測推定器を設計する。制御対象は式 (4.183) で表されるスタビレスヘリの姿勢運動の同定モデルであり、前節の説明における状態空間の係数行列  $A, B, C, D$  および入出力  $y, u$  についてはそれぞれ  $A_{sl}, B_{sl}, C_{sl}, D_{sl}$  および  $y_{sl}, u_{sl}$  と置き換える。最初に、状態推定器を設計する。今回は同一次元とし、最適状態推定器 (カルマンフィルタ) の設計を MATLAB の lqe コマンドによ

り行った。制御対象が以下のような状態方程式および出力方程式

$$\begin{aligned} \dot{x}_{sl} &= A_{sl}x_{sl} + B_{sl}u_{sl} + Gw \\ y_{sl} &= C_{sl}x_{sl} + D_{sl}u_{sl} + v \end{aligned} \quad (4.195)$$

で表されるとする。但し、 $w$  は入力ノイズ、 $v$  は観測ノイズである。まず上式の  $G$  に関しては

$$G \equiv B_{sl} \quad (4.196)$$

と与え、次に、ノイズ  $w, v$  による共分散については試行錯誤により

$$E[ww^T] = \begin{bmatrix} 10 & 1 \\ 1 & 10 \end{bmatrix}, \quad E[vv^T] = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.01 \\ 0.01 & 0.1 \end{bmatrix}, \quad E[wv^T] = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.01 \\ 0.01 & 0.1 \end{bmatrix} \quad (4.197)$$

と与えた。得られた状態推定ゲイン  $K$  は

$$K = \begin{bmatrix} 0.0398 & -0.463 \\ -1.1 & -0.117 \\ -0.0129 & 0.253 \\ 1.3 & 0.0664 \end{bmatrix} \times 10^{-3} \quad (4.198)$$

となった。次に、状態予測器を設計する。地上の PC に実装することを前提とし、制御用機材の遅れ特性をすべてむだ時間として考え、このむだ時間を Table 4.7 を参考にして見積もった。表中の数値に関して、制御周期については 20 [ms] に変わらないが、プログラム実装の都合上仮想スタビライザと予測推定器を別々に演算するため、制御周期に対応するむだ時間としては倍の 40 [ms] に変更した。このとき、合計のむだ時間は 217.5 [ms] となるが、制御周期 20 [ms] の倍数に最も近いところで  $L = 220$  [ms] に近似し、この値を採用することとした。このとき

$$e^{A_{sl}L} = \begin{bmatrix} 0.3721 & 0.2977 & 0.0438 & 0.1562 \\ -0.1165 & 0.1024 & -0.0900 & 0.0333 \\ -0.0351 & 0.0495 & -0.0402 & 0.0172 \\ -0.0552 & 0.0277 & -0.0346 & -0.0003 \end{bmatrix} \quad (4.199)$$

となる。また、状態予測器の実装においてこのむだ時間分だけ前の入力および状態変数を取得する手段は 3 次のパデ近似による線形近似とした。すなわち、入力に対しては 2 入力のため 6 次、状態変数に対しては 4 次のため 12 次である。予測推定器については、それを構成する要素が全て線形で表されるため、拡大系を構成し、20 [ms] で離散化してプログラムに実装した。仮想スタビライザは単体で 20 [ms] で離散化してプログラムに実装した。

スミス法を適用する場合は、制御対象のモデルさえ用意できていればよい。スミス法を適用した場合の制御性能はモデルの精度はもちろんのこと見積もったむだ時間の正確さに左右されやすいため、無線区間の入らないへり搭載の CPU に実装することを考え、むだ時間を Table 4.8 を参考に見積もった。経由する装置数が少なくなることから、実際には表中の数値よりもむだ時間の短くなる頻度が高くなると考え、公称値として若干少なめかつ制御周期 20 [ms] の倍数の  $L = 100$  [ms] を選んだ。むだ時間要素は 2 次のパデ近似により線形要素として表した。制御対象のモデルとむだ時間要素をあわせて拡大系を構成するが、実際のむだ時間をできるだけ少なくするため仮想スタビライザもこの拡大系に入れ、全体を 1 つの線形系とし、それを 20 [ms] で離散化してプログラムに実装することとした。

#### 4.15.4 仮想スタビライザの低次元化

仮想スタビライザ制御実験は 4.14.1 節で述べた仮想スタビライザを制御アルゴリズムに見立てるものであるが、高域モードは周波数が非常に高く、現在の制御のサンプリング時間やアクチュエータの特性などから見て実現不可能であるため、これを省く低次元化を行った。あわせて、スタビライザの特性の中でもほとんど応答が現れな

い姿勢角加速度  $\dot{\Omega}'_{OAX}$ ,  $\dot{\Omega}'_{OAY}$  の2つの入力を省略した。低次元化は、4.8.3の後半に述べた MATLAB の fitsys を使う方法で行った。Fig.4.34 に、ステップ応答を示す。低次元化前と低次元化後で低周波成分の応答が完全に一致しており、低次元化は問題なく行われたことが分かる。仮想スタビライザ制御実験では、低次元化された仮想スタビライザを用いた。

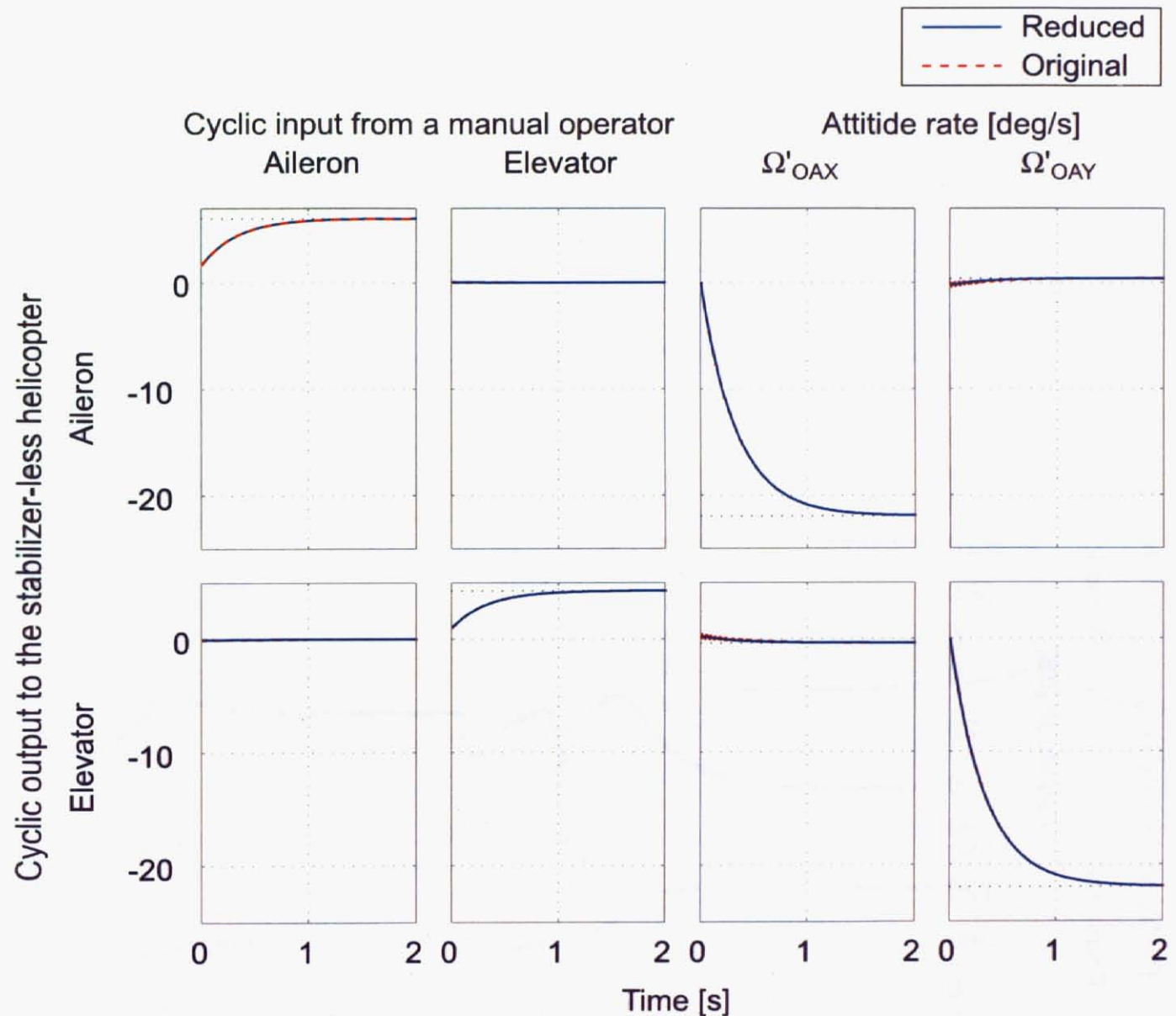


Fig. 4.34: Time historical response of the virtual stabilizer to be implemented for a unity step input

#### 4.15.5 仮想スタビライザ制御実験

制御実験では、予測アルゴリズム付きの仮想スタビライザにより制御されたスタビレスヘリに対し、手動操縦で姿勢運動の加振を行い、この閉ループ全体に対するシステム同定を行った。同定の対象となる系が異なること以外は 4.13 節の場合とほとんど同じ同定方法を取ったため、詳細は省略する。同定結果は、地上 PC による制御かつ状態予測法の場合を Fig.4.35 に、ヘリ搭載 CPU による制御かつスミス法の場合を Fig.4.36 に、ボード線図としてそれぞれ示す。太い実線は同定された実験結果、細い実線はスタビレスヘリの同定モデルに仮想スタビライザを付加した閉ループ系、破線はスタビライザ付きヘリのモデルである。左上および右下は非連成要素、左下

および右上は連成要素である。非連成要素については、ゲイン特性および位相特性の両方について、3者でだいぶ一致している。連成成分は同定精度が必ずしも良好ではなく、ゲイン特性および位相特性に相違点が見られるが、おおまかな傾向は近いものとなっている。全体としておおむね良好な結果が得られており、完全とまでは言えないが、スタビライザの特性は再現できたものと考えられる。操縦に当たったパイロットの話でも、スタビライザ付きヘリを完全に再現しきってはいないが、操縦フィーリングがだいぶそれに近いというコメントを得られている。

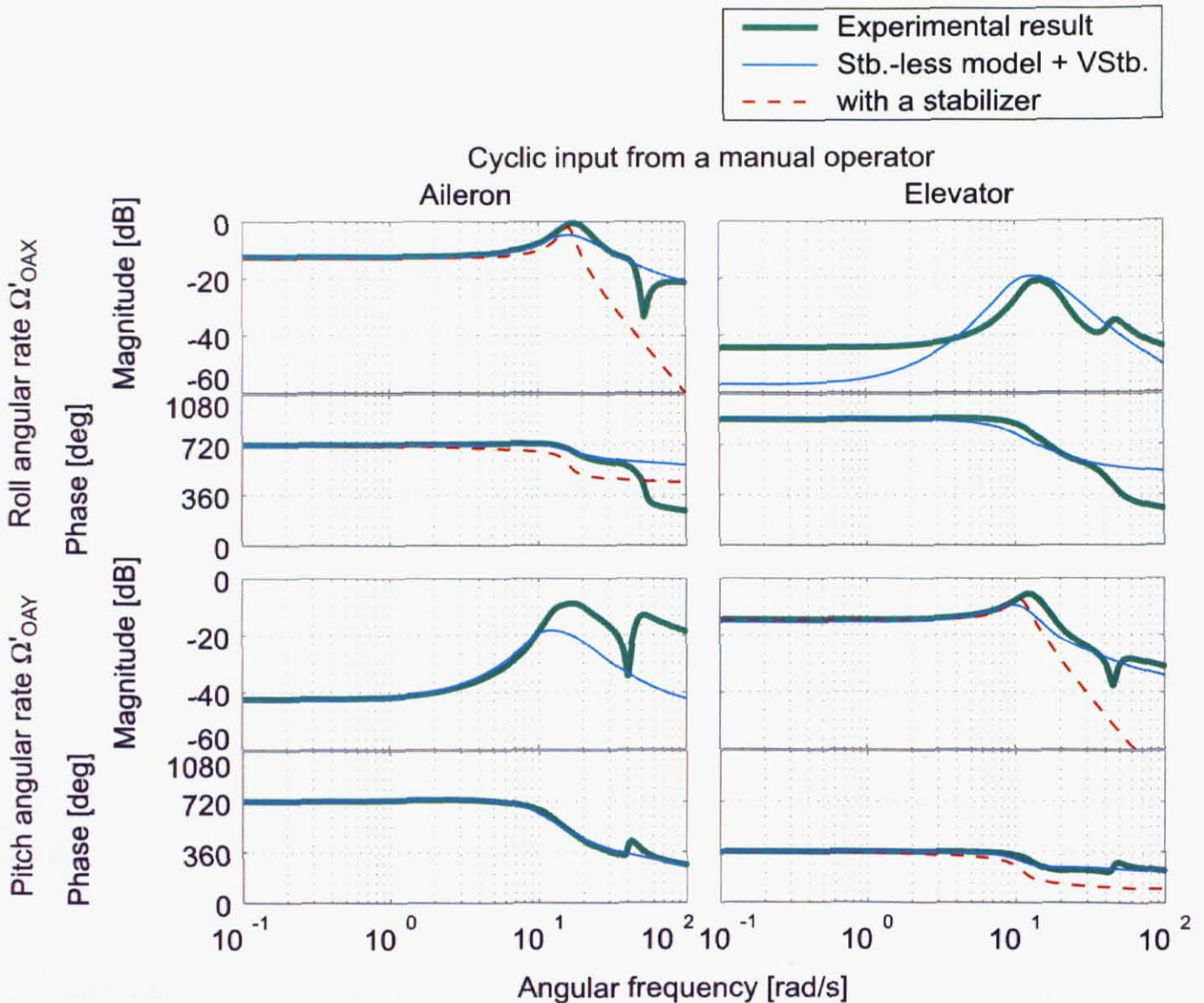


Fig. 4.35: Bode plot of the stabilizer-less helicopter with the virtual stabilizer and the predicting estimator based on the state predictor method

参考として、スミス法による出力予測でむだ時間  $L = 60$  [ms] として設計した場合の実験結果を Fig.4.37 に示す。実験結果のピーク周波数がかなり低くなったが、これは予測時間が短いため仮想スタビライザとスタビレスヘリによるフィードバック制御の安定余裕が減ったことが一因と考えられる。ただし、実験を通じて応答が発散することはなく、その点では  $L = 100$  [ms] の実験の場合と遜色なかった。

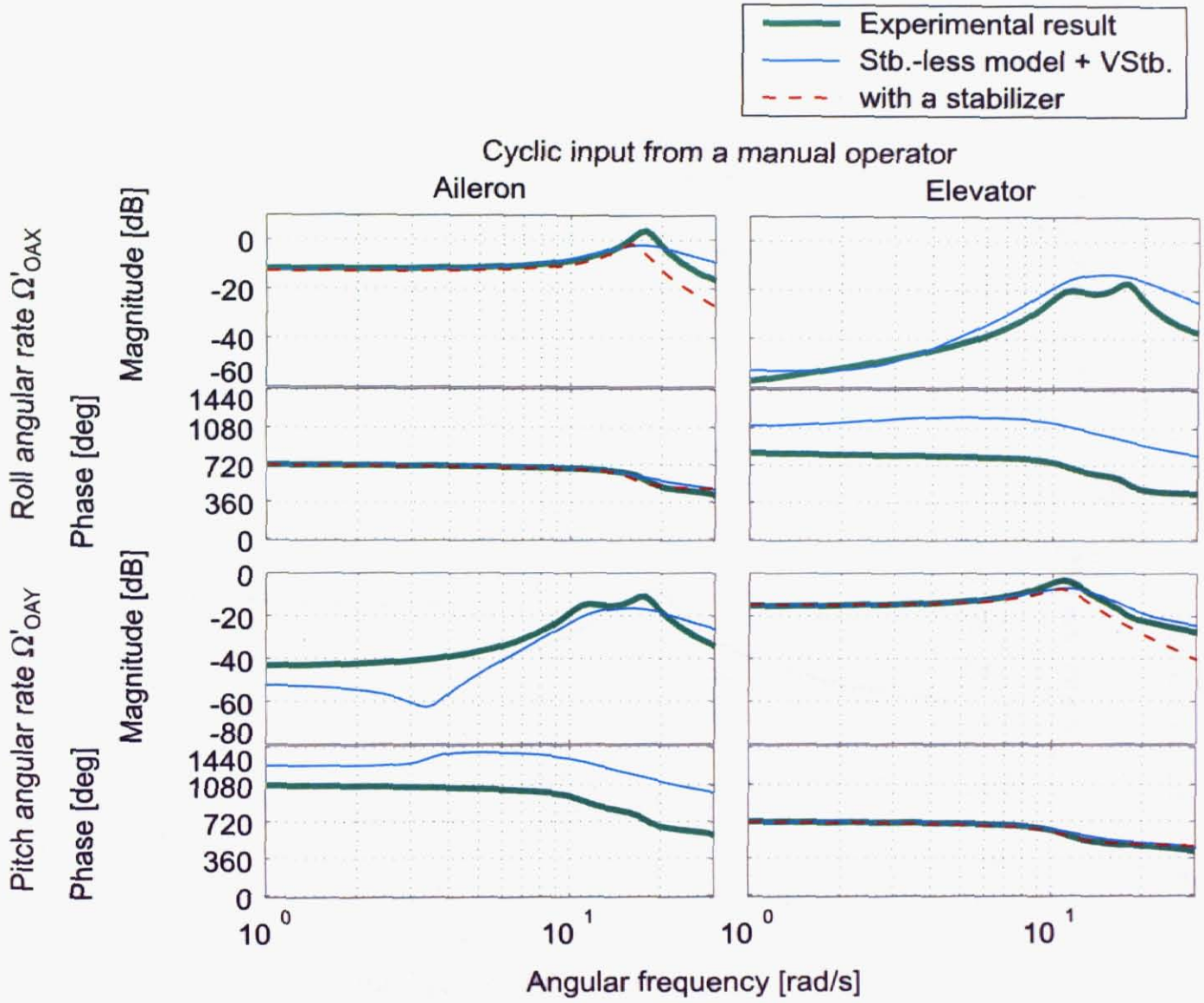


Fig. 4.36: Bode plot of the stabilizer-less helicopter with the virtual stabilizer and the predicting estimator based on the Smith predictor method ( $L = 100$  [ms])

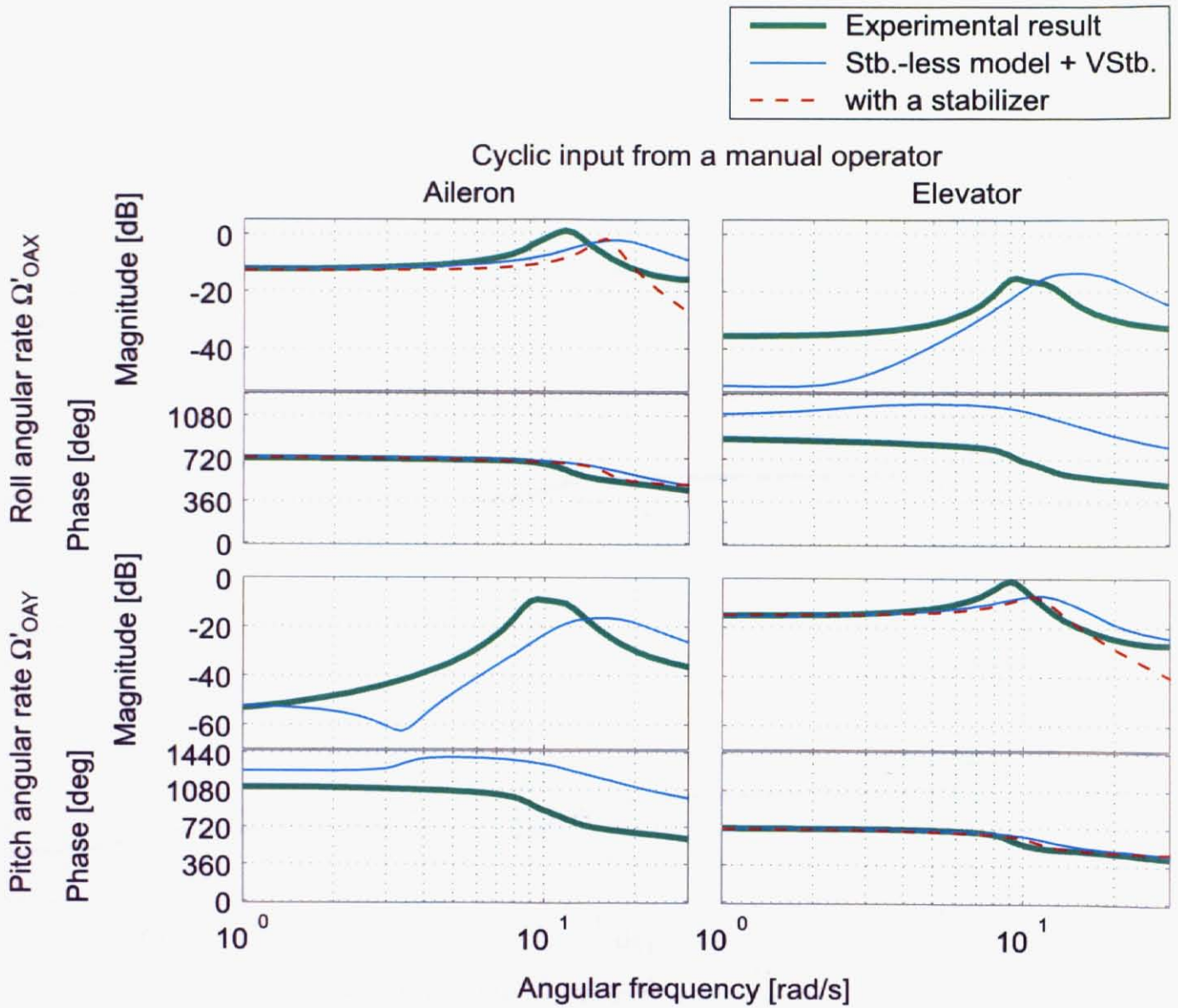


Fig. 4.37: Bode plot of the stabilizer-less helicopter with the virtual stabilizer and the predicting estimator based on the Smith predictor method ( $L = 60$  [ms])

## 4.15.6 仮想スタビライザ付きホバリング制御実験

スタビレスヘリに対し、仮想スタビライザおよび状態予測法による予測推定器を追加した自律制御系を適用し、ホバリング実験を行った。実験結果のうちロール・左右方向を Fig.4.38 に、ピッチ・前後方向を Fig.4.39 に示す。いずれも、上から 1 番目が姿勢角速度、2 番目が姿勢角度（オイラ角）、3 番目が水平速度、4 番目が水平位置の追従偏差、5 番目が制御指令値である。水平位置の追従偏差は、大きくなる場合があるが、発散せず 0 に戻り収束した。本実験の自律制御系はスタビライザ付きヘリ向けに設計したものをそのまま用いているため、仮想スタビライザが実際のスタビライザに近いものであることが間接的に示された。なお、実験の都合上、この実験では機首方位と高度は手動操縦とし、また、仮想スタビライザに関してはそのパラメータの値がこれまで述べたものとは若干異なるものを使用した。数回実験を行ったが、水平位置が収束せず振動的に発散する場合もあった。原因として姿勢センサの異常が確認されており、振動や周囲の磁界の影響と考えられるが、今のところ対策が済んでいない。今後対策を行い、再現性が得られるかどうかを検証する必要がある。

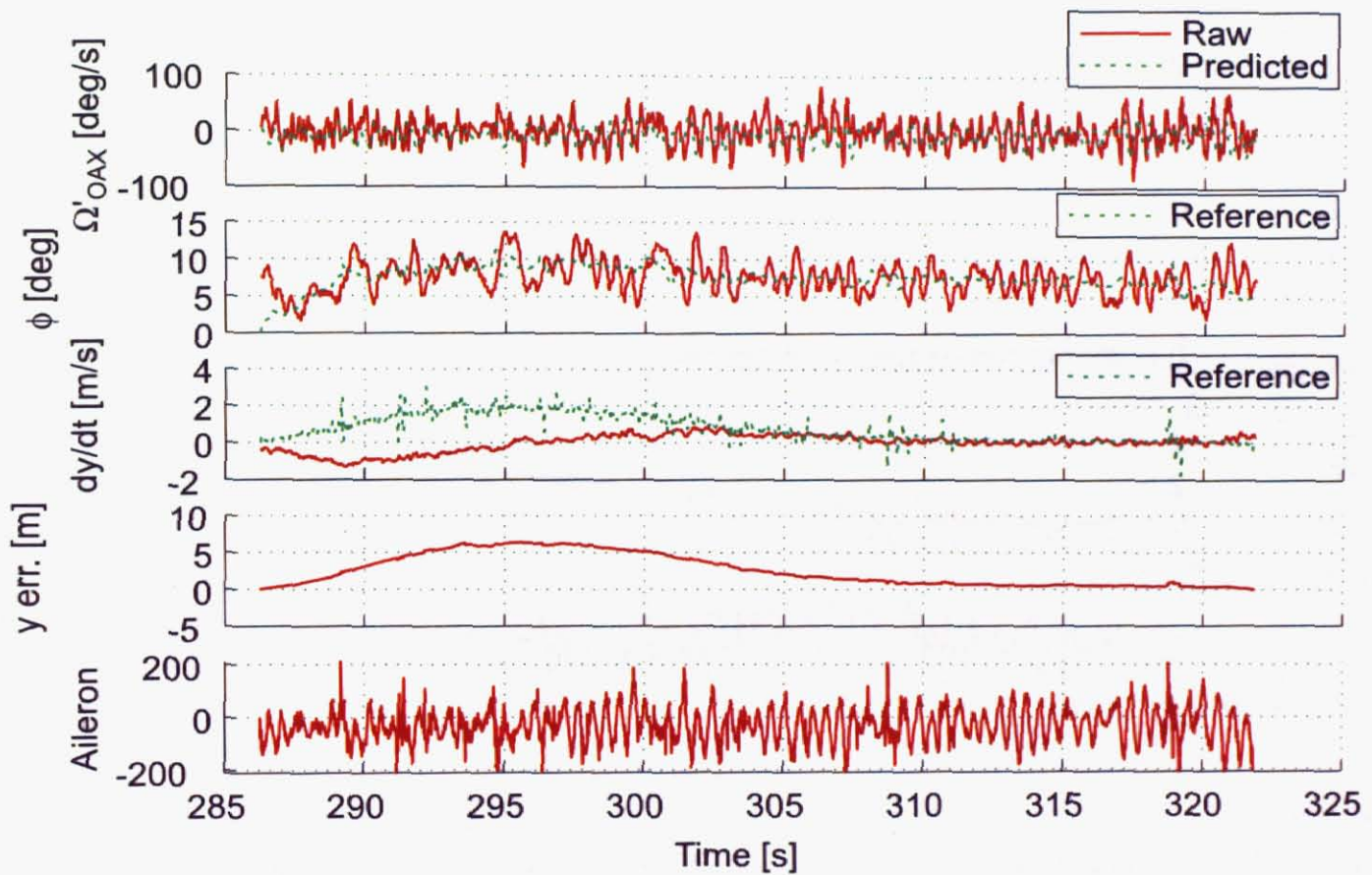


Fig. 4.38: Time historical results of the hovering control experiment with the virtual stabilizer and the predicting estimator ( $y$ ,  $\dot{y}$ ,  $\phi$ ,  $\Omega'_{OAX}$  and aileron direction)

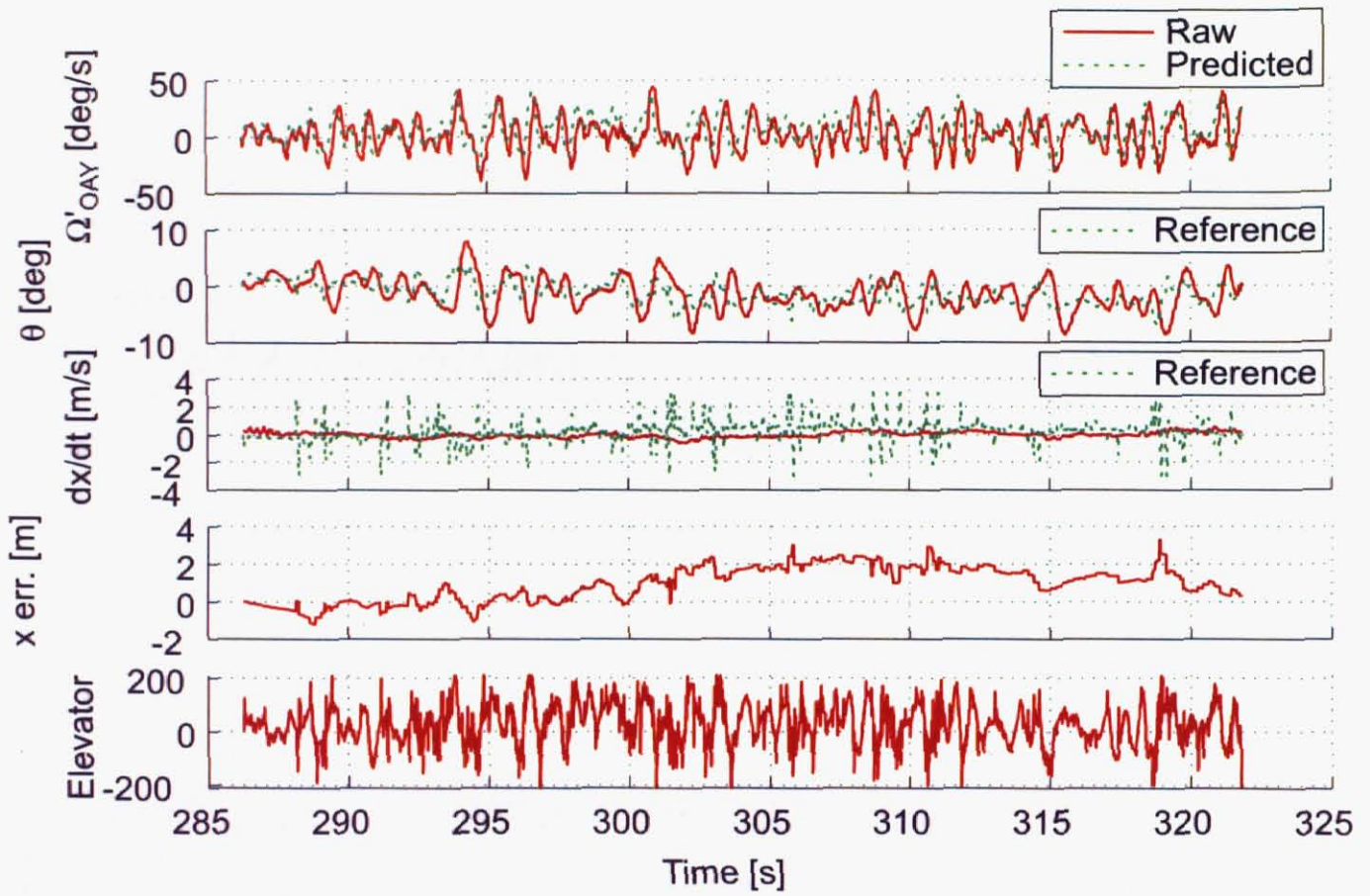


Fig. 4.39: Time historical results of the hovering control experiment with the virtual stabilizer and the predicting estimator ( $x$ ,  $\dot{x}$ ,  $\theta$ ,  $\Omega'_{OAY}$  and elevator direction)

## 4.16 結論

本研究では、小型無人ヘリコプタのスタビライザに注目し、その動的特性および自律制御へ与える影響をを明らかにするという観点で行った研究について述べた。本章で述べた内容は以下の通りである。

- ブレード付きスタビライザのフラッピング運動に関する力学モデルを、基礎的な機械力学および空気力学に基づき解析的に導出し、状態方程式の形で表現した。
- 導出したスタビライザの方程式に対し、固有値に関する考察、低次元化に関する考察、モデル化誤差を埋める一手法としての仮想ばね、仮想ダンパの導入を行った。
- スタビライザのフラッピング運動と、操縦者のサイクリック操舵およびメインブレードのサイクリックピッチ角とを対応付けるミキシング機構であるベルミキサについて、その構造および仕組みを述べ、モデル化を行った。
- スタビライザの方程式を裏付ける実験を行うため、スタビライザのみ省いたスタビレスヘリを試作するとともに、飛行実験を考慮し、専用の制御用機材を新たに開発した。さらに、スタビレスヘリに関してはロータヘッドの調整方法を説明し、制御用機材に関してはそれを構成する各要素が持つ遅れ特性について説明し、本実験装置を扱う上でどのような点に注意すべきかを述べた。
- スタビライザ付きヘリコプタを用いたフラッピングの挙動観察実験を行い、撮影したビデオを元に、スタビライザの特性を大まかにつかみ、考察を行った。
- スタビレスヘリの姿勢運動のシステム同定を行った。同定実験では当該ヘリの姿勢運動を加振入力により励起した。取得した入出力データに対しては、制御用機材の各種特性が同定モデルに入らないようにする工夫を行った。同定には部分空間法を適用し、多入出力系として同定モデルを得た。クロスバリデーションのシミュレーション結果から、モデルの同定精度を確認した。
- スタビライザの方程式をベルミキサモデルに埋め込んだいわゆる仮想スタビライザとスタビレスヘリの同定モデルとでループを組んで、いくつかの考察を行った。この閉ループとスタビライザ付きヘリコプタの姿勢モデルとをボード線図上で比較し、第1次共振モードの特性などからスタビライザの方程式の妥当性を示した。あわせて、スタビライザが外乱抑制効果を持つことも定量的に示した。開ループ特性のボード線図から、位相余裕がやや少なめであることを示した。ステップ応答の時間波形から、操縦者のサイクリック操舵やメインブレードへの外乱に対するスタビライザの挙動を示し、その役割を明らかにした。
- さらに、スタビレスヘリとスタビ付きヘリとの比較を行い、互いの違いを明らかにした上で、自律制御の観点から見てどのような特徴があるかを考察した。
- スタビライザの方程式を裏付けるもう一つ方法として、仮想スタビライザ制御実験を行った。制御用機材の持つ遅れ特性による閉ループの発散を防ぐため、状態予測制御法およびスミス法に基づき、姿勢角速度出力信号に対する予測推定器を設計した。これと仮想スタビライザとを制御プログラムに実装し、仮想スタビライザによって制御されたスタビレスヘリ全体のシステム同定を行った。さらにスタビライザ付きヘリ向けに設計した自律制御系を追加してホバリングさせる実験も行った。これらの結果から、完全とはいかないがスタビライザの特性をある程度再現できたことを示した。

その結果、次のような結論に達した。

- スタビライザのフラッピング運動に関して、本研究の解析の範囲内では、スタビライザのフラッピング運動は2つの共振モードが存在する4次系となる。解析式に含まれるパラメータとして現実のスタビライザに近いと考えられるものを代入すると、第2次モードは非常に高周波かつ応答の振幅が小さいものとなり、実際に支配的なのはほとんど振動特性を持たない第1次モードのみである。

- スタビライザのフラッピング運動に関して、本研究の解析の範囲内ではモデル化誤差が存在する。例えば、実際のスタビライザのブレードにサイクリックピッチ角を与えると、フラッピング角度はそれよりも若干小さくなることが実験的に示された。本研究では仮想ばねや仮想ダンパの付加による対策を行ったが、モデル化誤差については今後さらに研究を重ねて、詰める必要があると考える。
- スタビライザレスヘリは、スタビライザおよび関連する部品が無いことを除き、著者が従来から使ってきたスタビライザ付き機体と全く同じである。このような関係を持つ両機体を用いてスタビライザの解析の妥当性を実験を通じて示そうということが本研究の新規性および独自性の主張点である。(1) スタビレスヘリのシステム同定および獲得した同定モデルに基づく数値的解析、(2) 仮想スタビライザ制御実験を行い、前述の観点からスタビライザの解析の妥当性を定量的に裏付けることができた。
- それだけでなく、本アプローチにより、スタビライザの役割を定量的に示すことにも成功した。例えば、スタビライザは、機体に対して外乱抑制効果を与えるものであると同時に、瞬間的に大きなサイクリック操舵を発生させ手動操縦のフィーリングを向上させるものであることが、定性的ではなく定量的なものとして明らかになった。
- しかし、現実にはスタビライザと機体本体との間には何も存在しない。実験を行う上では常に制御用機材が介在することから、この影響は避けられない。この影響を低減するため、制御用機材を構成する各要素の持つ遅れ特性に注目してそれを明らかにした上で、スタビレスヘリのシステム同定では入出力データの前処理に独自の工夫を行い、仮想スタビライザ制御実験では状態予測制御法やスミス法の考え方を導入した出力信号の予測アルゴリズムを新たに設計して実験に臨んだ。ただ、このような対策で制御用機材の特性を打ち消すことができたかどうかの検証は、同じ制御用機材を用いている以上は不可能であり、いかようにも難しい。仮にスタビレスヘリを制御することを主眼に置いて研究を行うならば、無理に機械式スタビライザを再現するようなことはせず、全く別のアクティブな制御を行うという方向に向かうのが自然であろう。
- 元々この研究は、現状のスタビ付き小型無人ヘリが本当に自律制御に向いているものなのかどうかを明らかにしたいという目的で始めたものである。従来の研究において、制御対象である機体そのものに対してこのような観点から行った研究は例がない。本研究では、スタビライザの力学的解析のみならず、スタビライザの有無のみ異なる2種類の同一機体を用いるという独自の考えにより研究を行ったことで、この疑問に一定の回答を与えることができた。
- スタビライザの有無による自律制御のしやすさという観点では、ホバリング中心のフライトを行う場合で、かつ、現状の制御用機材が持つ制約の範囲内においては、スタビ付きに軍配が上がる。これは、スタビレスが悪いということではない。スタビレスには次数が少ないことやメインブレードのサイクリック操舵の直接操作が可能といった特徴がある。スタビレスヘリにより従来とは異なる類まれな飛行特性を持つ自律小型無人ヘリを実現できる可能性は大いにある。今後、制御用機材の性能改良が望まれるところである。
- 2枚翼のスタビレスヘリは、小型無人ヘリコプタの世界では稀な存在である。操縦が非常に困難なことから実験を遂行できるフライヤはかなり限られる。小型無人ヘリのメーカーのスタッフであっても、本機体をどのように取り扱うべきかのノウハウやマニュアルを持ち合わせていない。したがって、研究を遂行する者は、実験用機材の取り扱い全般すなわちロータヘッドの調整や制御装置などの開発、さらにはソフトウェアの開発および実装、そして当然ながら本研究で行った力学的解析全体に精通し、動的システム解析や自動制御の観点から全体を眺めることができなくてはならない。以上から、大学のみ力でこのような研究を行うことは不可能であり、ヘリのメーカー、フライヤ、研究遂行者といった各研究実施者が協力し、各人が高いレベルの仕事を求められ、お互いの意思疎通を十分に行い、危険な実験を行う上で信頼関係になくてはならない。著者は幸運にも各方面の協力を得てこのような研究を実施することができたが、他の研究実施者が同様に行えるかということ、現実的に難しい問題があると言わざるを得ず、これが本研究の残した大きな問題点のように思われる。

## 第5章 おわりに

本論文では、産業用自律小型無人ヘリを実現することを目的とし、3つの研究を行った。第一は、自律制御の基盤となるハードウェアの設計についてである。第二は、システム同定によるモデリングと  $H_\infty$  制御による自律制御の実現についてである。第三は、スタビライザの解析と検証実験についてである。これら各研究の詳細については各章で述べた通りであるが、本論文の主要な部分について再度記すこととする。

産業用自律ヘリの研究開発は、多くの企業や大学などにより行われた例があるが、60クラスと呼ばれる競技用ラジコンヘリサイズの小型無人ヘリを自律化する研究はここ10年くらいのものである。それは、社会的需要はもちろんだが、むしろ最近の電子技術の進歩のおかげでより小さな機体を自律制御化できる目処が立ったということが最も大きな要因であると考えられる。この種の機体に対する自律制御の設計開発は、いまだ系統だった手法が確立した状況とは言えず、どの研究グループもハードウェアの開発からモデリング・制御系設計まで全てにおいて試行錯誤を重ねている段階にある。その中で本論文が貢献できることは、この種の機体をプラットフォームとした産業用小型無人ヘリを実現する基本技術を一通り網羅することで、包括的な設計開発手法の一つとして提案できる存在となることと考える。一方、そのような立場においても、本論文の性格上学術的貢献を行うことが求められる。そこで、ハードウェアの開発に関する著述に加え、他グループで成し得ていない60クラス小型無人ヘリの  $H_\infty$  制御の適用による自律制御化、および自律制御の立場から機体の構造や性格を考えるスタビライザの動的解析と検証実験、という2つのトピックを加えた。

第2章では、自律制御システムの開発と称し、制御系全体のプラットフォームを構成するハードウェアやソフトウェア等の開発について述べた。ヘリのサイズの制約上、機体搭載のハードウェアには徹底した小型軽量化が求められるなど、従来とは一線を画する考え方が必要なため、仕様をまとめるのが難しく、なかなかすんなり専門業者に外注するというわけにはいかないのが現状で、自律制御系設計の研究を思い立ってもその前の段階としてハードウェアの開発という壁が立ち塞がる。本章の内容の1つ目は、ハードウェアを作る場合に注意すべき点や考慮すべき点を列挙したり、仕様の確認の具体的方法を述べることで、今後この種の研究をはじめ後進諸氏のハードウェア開発の期間短縮に貢献しようとするものである。産業用自律小型無人ヘリは、まだまだ研究がはじまったばかりにもかかわらず、社会的に早期の実用化を望む要求が非常に高いという特異な事情を持つ。その中で、ハードウェアにも他と差別化できる独自性が求められ、社会的に受け入れられるべきものとなる必要があると考える。本章の内容の2つ目は、ハードウェアそのものに独自性を持たせることを主旨としたものである。それは、対象のヘリが市販の競技用ラジコンヘリと同等であることを利用し、その既存品との完全な互換性を維持しつつ自律制御用機材と融合させることで、コスト削減と高い安全性・信頼性という特徴を持ちつつ、信号伝送経路を複数使い分けることができる柔軟性の高いシステムとし、重い演算処理の分散や高いデータレートを必要とする通信の分散といったスケラビリティの高い制御システムを低コストで実現した、というものである。ラジコン用プロポなどを自律制御に積極的に活用できるという利点も有する。これに関連して、本章の内容の3つ目として、提案する自律制御システムの中核的存在であるサーボパルス処理装置の設計について述べ、要素開発の基本を示した。自律制御のためのハードウェアは、制御系の開発に必要な仕様を定量的に示し、また、ある与えられた仕様を満たすようにつくられているべきであるが、システムを構成するハードウェアが低コストになるとそのような仕様が与えられていないことも多く、自律制御を想定していない場合も多い。このような状況は自律制御の開発の障害になるため、改善が必要である。本章の内容の4つ目として、周期的信号を扱うハードウェアについて、その信号が入力されてから出力されるまでのむだ時間に注目し、ハードウェアにおいてそれをどう取り扱っていくべきかという観点から、むだ時間の上限の規定や一定値への拘束といった手法を具体的に述べた。本章は、自律制御システムのハードウェア開発方法の紹介にとどまらず、新規かつ独自の考え方に基づくハードウェアの実現や、自律制御のためのハードウェアのあるべき姿を模索したもので、自律制御のプラットフォーム

として将来の発展に貢献するものであると考える。

第3章では、システム同定によるモデリングと  $H_\infty$  制御による自律制御系の設計、飛行実験によるモデリングの妥当性検証と提案する自律制御系の適用範囲の検証を行った。航空機の歴史は古く、航空機のモデリングは力学的解析を伴うのが通例であったが、本論文で対象とする小型無人ヘリにおいては自律制御の観点から有効なモデルが存在しなかったことや、力学的解析でモデリングするには多くの時間と労力を要することなどから、モデルベースの自律制御を開発する上で障害となっていた。最近では電子計算機の演算能力の発達が著しく、数値計算を多用するモデリング手法を選択することが可能となった。本章の内容の1つ目では、ヘリの運動構造の仮定とブラックボックスのシステム同定とを併用するモデリング手法を提案し、非連成の姿勢運動モデルと水平運動モデルとを得る方法を述べた。飛行実験により採取されたデータにより、比較的簡単な手順でモデルを獲得することができ、クロスバリデーションを通じてモデルが実際の動特性を良く反映することを示した。自律制御系の設計に関しては、従来、学習に基づく手法や実験ベースの調整による手法が多く用いられてきて、モデルベースの制御系設計を行い飛行実験が成功した例は少なく、殊に先端的制御理論の適用による小型無人ヘリの自律制御の実験成功例は皆無であった。これは、前述のように自律制御の観点から有効なモデルがほとんど存在していなかったことに加え、この種の制御系設計の成否はモデルの出来にも大きく依存すること、飛行実験を考慮した制御仕様の規定を行わないとシミュレーションでは成功しても実験で危険を伴うこと、などが原因として考えられる。本章の内容の2つ目では、 $H_\infty$  制御を適用した水平運動の制御系設計について述べた。制御系は姿勢制御、水平速度制御、水平位置制御の3つで構成し、水平速度制御に  $H_\infty$  制御系設計を適用することで、次数を削減してオンボードコンピュータの性能の制約を克服し、一定速度巡航時など水平位置制御を切り離しても安定な飛行を実現することを可能とした。 $H_\infty$  制御系設計では、周波数領域の仕様のみ与えて設計することに終始しがちであるが、時間領域の仕様を細かく規定して制御系の調整を行うことを徹底することで、実際の飛行を安全に行うことのできる制御を実現した。本論文では産業用自律小型無人ヘリの実現という具体的な目標を掲げており、設計された制御系は実際にヘリを飛行させて実験することで性能を確認しなければ全く無意味である。従来の研究例を見てみると、設計した制御系を実際の飛行実験に適用して制御性能を示した例は数少ない。本章の内容の3つ目では、ヘリのオンボードコンピュータに制御を実装し、飛行実験を通じて制御性能を検証すること、実験結果からモデルの有効性を示すこと、提案した制御系の適用範囲を示すことについて述べた。理想的な実験条件のもとで行ったホバリング制御と2点間誘導制御において、ホバリング時の位置の変動が直径1[m]の円内に収まる程度となるなど、大変良好な制御性能を得られることを示した。また、この実験結果をシミュレーションと比較し、時系列データの良好な一致が見られ、モデルの有効性が示された。実験は複数の様々な条件を与えて行った。その結果、ほとんどの場合は発散などせず安定に制御できた。高速飛行では加速中に速度が定常偏差を持つ現象が確認されたが、これは、風外乱が空気相対速度に比例することから、ランプ状の風外乱の増加により1型のサーボ系で外乱を打ち消せなくなったことが原因と見られた。全備重量が3倍以上という大きい機体を使用した場合は、安定化したものの、制御性能には劣化が見られた。このように機体規模がかなり違う場合は、単一の補償器でロバスト安定を図るよりも、その機体に合わせたモデリングと制御系設計が必要であると考えられる。GPSの測位モードをRTKモードではなく単独測位モードに設定し、測位精度を劣化させた場合については、位置や速度の計測データのノイズ成分が大きくなる傾向があるが、 $H_\infty$  制御系設計において高周波領域を低ゲイン化する周波数整形を行った効果もあり、その影響はほとんど受けなかった。総じて、提案する制御系は、理想的条件下にとどまらず広い範囲で適用でき得るものであることが実験的に示された。本章は、小型無人ヘリに関する自律制御アルゴリズムの系統立った一設計手法として提案するものであると同時に、従来の枠組みにとられないモデリング手法の適用とその有効性の実証や、 $H_\infty$  制御の適用による小型無人ヘリの自律制御の初の成功例という点において、工学的価値のあるものと考えられる。

第4章では、ロータヘッドのスタビライザに関する力学的解析と検証実験を行った。航空機の力学的解析は歴史が古いものの、昨今の自律制御の研究の隆盛にあって、改めて自律制御の観点から機体の特徴を見直したり、場合によっては自律制御に適した機体の構造を作り出すといった考えがあっても良いと思われるが、従来の研究においては意外にもそのようなことを追求する研究がほとんど存在しない状況である。ヘリの構造と一言で言っても大変複雑であるため、本章ではロータヘッドの機械式スタビライザに着目した。スタビライザはその名の通り安定増大装置であることが知られているが、自律制御を構築するにあたってその存在が役に立つものか、逆に自

律制御に悪影響を与えることはないかということが常に疑問としてあった。本章の内容の1つ目として、まずはスタビライザの運動を力学的に解析した。3次元の回転運動の方程式と、初等空気力学の知識により、スタビライザのフラッピング運動を状態方程式の形で書き表した。さらに、スタビライザとメインブレードおよびスウォッシュプレートとを接続するベルミキサ機構のモデリングも行った。物理パラメータは理論値を与え、スタビライザ付き小型無人ヘリを地面に固定してスタビライザの挙動をビデオ撮影する観察実験の結果に基づいて調整した。(このようにして得られたスタビライザの数学モデルを、機械式スタビライザに対応させて仮想スタビライザと呼ぶことにした。)このような解析は従来から行われてきたことで、特別なものではないと考えられ、本章の主張点もその先にある。上記の解析が妥当であるかどうかを裏付けることと、スタビライザの有無によるヘリの運動特性の違いを実際のヘリを用いて明らかにすることが必要であると考えられる。本章の内容の2つ目として、従来用いてきたスタビ付きヘリからスタビライザを省いたのみで他の構造はほとんど同一というスタビレスヘリを実験装置として開発し、それにあわせて制御装置など他の制御用機材も新たに開発した。このあたりの話には従来にはない新たな要素が数多く入るため、装置の設計や調整に関する基本的な考え方から具体例まで詳しく述べた。開発した実験装置を用い、スタビレスヘリの姿勢運動のモデリングをシステム同定により行った。この同定にあたっては同定実験によりデータを採取したが、スタビレスヘリは操縦が非常に難しいものであるため、細心の注意を払って行った。クロスバリデーションから、モデルの同定精度が十分高いことを確認した。本章の内容の3つ目として、ここまで求められた仮想スタビライザとスタビレスヘリ同定モデルを用いて、スタビライザの特徴と役割を明らかにした。例えば、スカイフック的な挙動により低周波数領域において外乱の影響を低減することや、サイクリック操舵に対してはメインブレードに瞬間的に大きなサイクリック操舵角を引き出して操舵性を向上させるものであることが示された。あわせて、周波数領域でスタビ付きヘリの同定モデルと重ね合わせ、ボード線図上の両者の特徴が類似するところからスタビライザの解析の妥当性を示した。続いて、本章の内容の4つ目として、スタビライザの有無によるヘリの運動特性の違いを定量的に示し、自律制御への適性について考察した。スタビ付きになることで、外乱はもちろん連成も少なくなることや、10～20 [rad/s]の周波数領域でゲインを稼ぐことができること、現在装備しているアクチュエータの特性が機械式スタビライザの存在を補うには不足する可能性が高いことなどから、ホバリング中心のフライトを行う限りではスタビ付きの方が現状では自律制御に適していることを述べた。一方で、スタビレスの場合はサイクリック操舵角を直接かつ任意に指定できるという特徴を有し、従来にはない運動性能を持った自律ヘリを実現できる可能性は大いにあると考えられる。スタビライザの解析の妥当性はすでにスタビ付きヘリのモデルとの比較により示したが、本当にその解析が正しければ、スタビレスヘリを仮想スタビライザで制御することでスタビ付きヘリを再現できるのではないかと考えた。本章の内容の5つ目として、仮想スタビライザ制御実験について述べた。デジタル制御により実現しようとする、信号伝送経路に存在するむだ時間の影響を受け、制御系が不安定化する可能性があるため、状態予測法やスミス法に基づく出力信号の予測アルゴリズムを新たに付加し、拡大系を構築して実装した。実験結果を周波数応答で見ると、スタビ付きヘリと類似した特性が見られ、また、フライヤからも操縦フィーリングとして近いものが得られているというコメントを得られたことなどから、完全とまではいかないがある程度は再現できたものと考えられる。さらに、仮想スタビライザの外側にスタビ付きヘリを対象に設計した姿勢制御などの自律制御系を付加してスタビレスヘリをホバリングさせる実験も行い、再現性の検証は必要であるものの、一応ホバリングに成功した。本章は、すでに枯れたと思われるがちの航空機の運動特性の解析という作業を自律制御の観点から見直して行うことで、自律ヘリの将来像を模索したものであり、このような考え方は今後の自律小型無人ヘリの研究の発展に大きく貢献するものであると考える。

繰り返しになるが、本論文の研究成果は、産業用小型無人ヘリを実現する基本技術を一通り網羅するものであり、この種のヘリを実現するための一つの包括的な手法として提案できるものになったと考えている。また、スタビライザの研究は自律ヘリの制御対象である機体自身に疑問を投げかけ、自律制御の観点に立った機体の特性の考え方を提案するもので、機体側のあり方に一石を投じるものとなり、今後の自律制御の研究の発展に貢献するものと考えている。

今後の課題として考えられるものには、以下のようなことが挙げられる。

現在はヘリの速度や位置を計測するのにGPSを用いている。GPSは今のところ小型無人ヘリの速度や位置を計測する唯一の有効な手段である。GPSは地球を周回する人工衛星からの電波を頼りに測位を行うため、その電

波状況の悪い場所では測位を行うことができなくなったり、測位の精度が悪化する。小型無人ヘリはその小ささを生かして狭い場所に入り込む用途が想定され、その場合には GPS 衛星の電波状況の悪いところを飛行しなくてはならなくなる。現在は GPS 受信機の計測結果をそのまま制御量として用いているため、測位精度の悪化や測位不可能な状態になれば制御不能に陥ってしまう。実際のところ、それほど狭い場所でなくても、山岳地帯など高い木立が周囲にあるような環境であっても GPS の測位精度はかなり悪化することが確認されていて、産業用自律小型無人ヘリの実用化のためにはこの問題をクリアしなくてはならない。考えられる手立てとしては、姿勢センサからの出力を用いてオブザーバのような仕組みで推定する方法が考えられ、GPS を併用することで精度やサンプリング周波数を増すことが可能と思われる。さらに、GPS を併用しない場合は慣性航法となり、技術的ハードルは高いが、これも挑戦してみる価値はあると思われる。著者らはすでに今年度、複数の目標位置をヘリに持たせ、各目標位置を自動的に巡回させるシステムを開発した。その際、目標位置への到達を自動的に判断するアルゴリズムを開発する必要があったが、GPS 計測データのノイズや精度のような問題があっても安定に判断できるアルゴリズムとするため、追従偏差に低域通過フィルタを通してそれを判断材料にすることとした。この方法では、実際にヘリが目標点に到達してから到達判定アルゴリズムが目標点到達済を判断するまでに時間がかかってしまう。もし、ヘリの速度や位置の計測性能を向上させることができると、このような問題を解決することも可能となると期待される。

ラジコンヘリの操縦は非常に難しいものであるが、特に離着陸は転倒や地面との共振などによりさらに難易度が高く、事故も起こりやすい。現在は上空飛行を自律制御することはできていて、操縦者を補助するような飛行も可能であることが本論文で実際に実証されているが、ヘリの運用における敷居を低くするには離着陸にも自律制御を介在させて、理想は完全自動であるが、最低限でも操縦者を補助して離着陸を容易に行えるようにする必要がある。著者らのグループでは自動離着陸制御に一定の成功を収めているが、信頼性の面でまだまだ課題も多い。

本論文で実現した自律制御は基本的にホバリングの範疇で、2 点間誘導制御はホバリングの位置を変えることに過ぎず、与えられた連続的な軌道に追従させることは難しい。例えば、著者らのグループでは産業用ヘリの具体的応用として高圧送電線の点検作業を行う自律小型無人ヘリの実現を目標に掲げているが、送電線は直線ではなくたるみがある曲線となっていて、送電線をカメラで撮影する場合にはできるだけ送電線に沿った飛行となることが望ましい。現在実現されている 2 点間誘導制御では原則的にヘリの位置が移動先である目標点に収束することが求められ、これを忠実に守るとすれば、例えば所望の軌道を多数の目標点の列として近似して与えた場合それぞれの点で一旦止まる必要がある。目標点に収束しないうちに次の点を目標点として更新した場合の制御性能は保証できていない。このような事情から、軌道追従制御は別途開発する必要がある。著者らのグループでは、最適予見制御の適用による曲線軌道への追従制御は実現したが、この手法では予め目標軌道を与えて、そこから補償器の導出を行わなくてはならないため、実際の運用を考えると手順が煩雑となり実用面で不安が残る。今後はこの点の対処も視野に入れて開発していくことが求められる。

その他、本論文の研究を行っていく過程で感じられたことを以下に記しておく。

産業用自律小型無人ヘリは、まだまだ発展途上の段階にあり、研究の範囲を脱し切れていない点が数多く残っていると考えられるが、社会においてはすでに確立した技術と勘違いされているように見受けられる。おそらく、無人偵察機などの軍用に供されているということがその原因と考えられる。確かにそれも実用化の例であるが、軍用と民生用とは考え方が異なることに注意しなければならない。軍用の場合は使う人は軍隊の隊員であり、それを扱うことに相当訓練された人達である。また、多少の事故も覚悟で使っている可能性が高く、リスクは全て自分たちで受け止めるということである。しかし、民生用として一旦市場に出れば、使う人を限定することはできなくなり、自律ヘリに無知な人が使う場合も想定されるし、そのような場合でも事故は絶対に避けなくてはならない。発生するリスクは製造者も責任として負わされることになる。従って、開発の方向性や目指す目的・目標は全く異なり、乗り越えるべき技術的課題も異なるものであることを認識すべきである。自律小型無人ヘリの開発が多くの研究課題を含むものであることを社会に受け入れられるようにするには、まずこの考え方の違いを広く社会に認知させることが必要である。

著者はこの研究に携わったおよそ 5 年の間で、ハードウェアの開発からモデリング・制御系設計まで一貫して行ってきた。それは、著者がこの研究を始めた当時は自律制御以前にそのプラットフォームであるハードウェアす

ら全く形になっていなかったためであった。現在はホバリング中心の自律制御であればハードウェアから制御系設計までがある程度形になっていて、5年前と状況は全く違う。大学として今後この研究の発展に貢献するには、形になった技術を開発サイド＝メーカーに下ろしていく必要があると考える。いわゆる産官学の技術交流・技術移転の推進である。(もちろんその過程で知的所有権の獲得も視野に入れなくてはならないことは言うまでもない。) 大学は先端的な研究で工学的・学術的知見を示し、学問体系として構築するような方向性を目指す研究を行い、メーカーは移転された既存技術を製品化し供給することで大学の研究の土台をサポートするという、良い循環を作り上げていくことが望ましい。研究に必要な全ての作業を大学で一手に引き受けるのは、本来の大学の役割にはそぐわない部分もあり、技術開発の非効率化の一因ともなりかねず、見直さなくてはならない。一方で、研究の内容によっては全ての作業を大学で行わなくてはならなくなる場合も考えられるため、そのあたりは慎重に見極めることが肝心である。著者は研究開始当初から産学連携の枠組みと実用的側面とを考慮して技術開発していたことで、メーカーと共同で産業用自律小型無人ヘリの実証機を1～2年という短期間で作り上げることを成功させることができた。産官学の連携と良い循環により、高効率の技術発展を実現できるよう、積極的な努力が求められている。

自律小型無人ヘリの研究は、その過程で多大なコストや労力を要し、機材調達やフライヤと実験場の確保などの障壁も数多くあり、実際にこの種の研究を行っている大学は少なく、国内では絶望的状况にあるといっても過言ではない。特に、研究を継続的に行っているところが非常に少なく、やり始めてすぐにやめてしまうケースが目立つ。この種の研究は、やり始めの最初の頃は多くの苦勞を伴いながらも学術的成果を出しにくいということがあり、それが一因になっていると考えられる。工学的・学術的成果を出すには、始めてからある程度の年月は忍耐強く研究を継続していかなくてはならない。著者らのグループでは、幸いにも途中から機体メーカーとの協業が実現したが、それでもようやくその初期段階から抜け出そうかというところであり、今にして考えてみると少なくとも研究開始から4年はかかったという計算になる。ここまで築いてきたノウハウをもとに、これからは研究として本当に面白い領域に踏み込む段階であり、学問体系の構築を本格的に行っていくスタート地点に立ったばかりである。第2世代のこれからの研究成果を大いに期待するところである。

自律無人ヘリコプタは、その類まれな飛行能力から、様々な方面から実用化の機体が寄せられている。本論文で述べた研究が、その実現に一役を担うことができれば幸いである。

## 参考文献

- [1] 「ヘリコプター事始め 50 年 - 民間航空再開 50 周年記念講演集 -」, 日本ヘリコプター技術協会 (AHS インターナショナル日本支部) (2002).
- [2] Gou Miyamori, Takeshi Akasaka, Masaru Nakamura, Seiji Hashimoto, Shuichi Adachi, Yasunobu Segawa: "Controller Design of Large-Scale Unmanned Helicopter", AHS 国際会議「HeliJapan 2002」ヘリコプターの先進技術と救命・防災 Proceedings, pp.351-359, 栃木県総合文化センター, 2002 年 11 月 11 日～ 11 月 13 日.
- [3] Youichi Onomura, Kunio Suematsu, Fuyuhiko Konno: "RPH2A Observation System : Overview", AHS 国際会議「HeliJapan 2002」ヘリコプターの先進技術と救命・防災 Proceedings, pp.317-322, 栃木県総合文化センター, 2002 年 11 月 11 日～ 11 月 13 日.
- [4] Fuyuhiko Konno, Akihiro Yamane: "Autonomous Take Off and Landing System of the RPH2 Unmanned Helicopter", AHS 国際会議「HeliJapan 2002」ヘリコプターの先進技術と救命・防災 Proceedings, pp.323-328, 栃木県総合文化センター, 2002 年 11 月 11 日～ 11 月 13 日.
- [5] Toshiaki Hanawa, Kunio Suematsu, Shuuichi Yokokura, Takeharu Akiyama, Tadashi Tsukiji: "Design of FFOS-UAV", AHS 国際会議「HeliJapan 2002」ヘリコプターの先進技術と救命・防災 Proceedings, pp.337-343, 栃木県総合文化センター, 2002 年 11 月 11 日～ 11 月 13 日.
- [6] Kunio Suematsu, Yoshinobu Honda, Shuuichi Yokokura, Yuuichi Yamabe, Tadashi Tsukiji: "Mission Oriented Remote Control System of FFOS", AHS 国際会議「HeliJapan 2002」ヘリコプターの先進技術と救命・防災 Proceedings, pp.345-350, 栃木県総合文化センター, 2002 年 11 月 11 日～ 11 月 13 日.
- [7] Shuichi Adachi, Seiji Hashimoto, Gou Miyamori, Anzhong Tan: "Autonomous Flight Control for a Large-Scale Unmanned Helicopter - System Identification and Robust Control Systems Design -", 電気学会論文集 (D 編), 121-12, pp.1278-1283 (2001).
- [8] 瀬川 泰伸, 足立 修一, 橋本 誠司, 田辺 安忠, 宮森 剛: 「自律飛行を目的とした大型無人ヘリコプターのロバスト制御実験」, 第 7 回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, 千里ライフサイエンスセンター (大阪府豊中市), 2001 年 4 月 25 日～ 4 月 27 日.
- [9] 中西 弘明, 井上 紘一, 幸田 武久, 佐藤 彰: 「防災用インテリジェントエアロボットの開発」, 文部科学省大都市大震災軽減化特別プロジェクト 被害者救助等の災害対応戦略の最適化 レスキューロボット等次世代防災基盤技術の開発 第 2 回国際シンポジウム論文集, pp.15-23, 電気通信大学 (東京都調布市), 2004 年 1 月 22 日～ 1 月 23 日.
- [10] 井上 紘一, 幸田 武久, 中西 弘明, 佐藤 彰, 鈴木 昭彦: 「防災用インテリジェントエアロボットの開発」, (社) 計測自動制御学会 システムインテグレーション部門講演会講演論文集 (I), pp.19-20, 神戸市産業振興センター (兵庫県神戸市), 2002 年 12 月 19 日～ 12 月 21 日.
- [11] 松岡 高弘, 中西 弘明, 井上 紘一, 佐藤 彰: 「無人ヘリコプターのロバスト飛行制御系構築へのニューラルネットワークの適用」, 第 46 回 システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集, pp.519-520, 2002 年 5 月 15 日～ 5 月 17 日.

- [12] 小森谷 清, 森川 泰, 安達 弘典: 「自律型無人ヘリコプタの研究開発」, 文部科学省大都市大震災軽減化特別プロジェクト 被害者救助等の災害対応戦略の最適化 レスキューロボット等次世代防災基盤技術の開発 第2回国際シンポジウム論文集, pp.9-14, 電気通信大学(東京都調布市), 2004年1月22日~1月23日.
- [13] 森川 泰, 安達 弘典, 小森谷 清, 谷江 和雄: 「災害用小型無人ヘリコプタの開発」, (社)計測自動制御学会システムインテグレーション部門講演会講演論文集 (I), pp.21-22, 神戸市産業振興センター(兵庫県神戸市), 2002年12月19日~12月21日.
- [14] 大山 恭弘, 山野 修, 古田 勝久: 「ラジコンヘリコプタのモデリングと制御」, 計測自動制御学会論文集, 20巻, 4号, pp.350-356 (1984)
- [15] 中村 心哉, 片岡 顕二, 菅野 道夫: 「アクティブビジョンとGPSを用いた無人ヘリコプタの自動着陸に関する研究」, 日本ロボット学会誌, 18巻, 2号, pp.252-260 (2000).
- [16] Bernard Mettler: "Identification Modeling and Characteristics of Miniature Rotorcraft", Kluwer Academic Publishers (2003).
- [17] Bernard Mettler, Takeo Kanade, Mark B. Tischler, William Messner: "Attitude Control Optimization for a Small-Scale Unmanned Helicopter", Proceedings of AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit, AIAA Paper 2000-4059 AN 37048, Denver CO, August 14-17 2000.
- [18] Marco La Civita, William C. Messner, Takeo Kanade: "Modeling of Small-Scale Helicopters with Integrated First-Principles and System-Identification Techniques", Proceedings of the 58th Annual Forum of the American Helicopter Society, Vol.2, pp.2505-2516, Montreal, Canada, June 11-13 2002.
- [19] Marco La Civita, George Papageorgiou, William C. Messner, Takeo Kanade: "Design and Flight Testing of a High-Bandwidth  $H_\infty$  Loop Shaping Controller for a Robotic Helicopter", Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, AIAA Paper 2002-4836, Vol.2, pp.1478-1488, ISBN 1563475464, Monterey, CA, August 2002.
- [20] Marco La Civita, George Papageorgiou, William C. Messner, Takeo Kanade: "Design and Flight Testing of a Gain-Scheduled  $H_\infty$  Loop Shaping Controller for Wide-Envelope Flight of a Robotic Helicopter", Proceedings of American Control Conference (ACC), Denver, Colorado USA, June 4-6 2003.
- [21] V. Gavrilets, B. Mettler, E. Feron: "Nonlinear Model for a Small-Size Acrobatic Helicopter", AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, August 6-9, 2001 (2001).
- [22] V. Gavrilets, I. Martinos, B. Mettler and E. Feron: "Control Logic for Automated Aerobatic Flight of Miniature Helicopter", AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, Monterey, CA, August, 2002.
- [23] Rene Vidal, Omid Shakernia, H. Jin Kim, David Hyunchul Shim and Shankar Sastry: "Probabilistic Pursuit-Evasion Games: Theory, Implementation, and Experimental Evaluation", IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol.18, No.5, pp.662-669 (2002).
- [24] Srikanth Saripalli, James F. Montgomery, and Gaurav S. Sukhatme: "Visually-Guided Landing of an Unmanned Aerial Vehicle", IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol.19, No.3, pp.371-381 (2003).
- [25] Kale Harbick, James F. Montgomery, and Gaurav S. Sukhatme: "Planar Spline Trajectory Following for an Autonomous Helicopter", Proceedings of the International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation, pp. 408-413, Banff, Alberta, Canada, Jul 2001.

- [26] J.V.R. Prasad, A.J. Calise, Y. Pei, J.E. Corban: "Adaptive Nonlinear Controller Synthesis and Flight Test Evaluation", Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications, pp.137-142, August 1999.
- [27] Stephen M. Rock, Eric W Frew, Hank Jones, Edward A. LeMaster, Bruce R. Woodley: "Combined CDGPS and Vision-Based Control of a Small Autonomous Helicopter", Proceedings of the American Control Conference, pp.694-698, June 1998.
- [28] Christopher P. Sanders, Paul A. DeBitetto, Eric Feron, Hon Fai Vuong, Nancy Leveson: "Hierarchical Control of Small Autonomous Helicopters", Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision & Control, pp.3629-3634, December 1998.
- [29] 辛 振玉, 戸栗 直貴, 野波 健蔵, 河野 騰:「ラジコンヘリコプターの自律飛行・誘導制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2000 CD-ROM 論文集, 講演番号 148, 明治大学創立 120 周年記念館リパティタワー (東京都千代田区), 2000 年 9 月 5 日~ 9 月 8 日.
- [30] 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, 野波 健蔵:「ラジコンヘリコプターの姿勢制御・ホバリング制御」, 日本機械学会論文集, 68 巻 675 号 C 編, pp. 3284-3291, 論文 No. 01-1297 (2002).
- [31] 藤原 大悟, 辛 振玉, 山川 洋一, 野波 健蔵, 河野 騰:「RC ヘリコプタ組込型コンピュータによるアドバンスド姿勢制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2001 CD-ROM 論文集, 講演番号 547, 東京大学本郷キャンパス (東京都文京区), 2001 年 8 月 6 日 ~ 8 月 9 日.
- [32] Daigo Fujiwara, Jinok Shin, Kensaku Hazawa and Kenzo Nonami: "Autonomous Flight Control of Radio-Controlled Helicopter Sky Surveyor", Proceedings of The Sixth International Conference on Motion and Vibration Control, Vol.2, pp.949-954, 浦和ロイヤルパインズホテル (埼玉県さいたま市), 2002 年 8 月 19 日 ~ 8 月 23 日.
- [33] 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐 一弘, Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵:「小型無人ヘリコプターの最適制御による高精度自律制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2003 CD-ROM 論文集, 講演番号 109, 長崎大学文教キャンパス (長崎県長崎市), 2003 年 9 月 16 日 ~ 9 月 20 日.
- [34] 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐 一弘, Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵:「ホビー用小形無人ヘリコプターの自律制御 (実験的同定に基づくモデリングと自律制御実験)」, 日本機械学会論文集, 70 巻 691 号 C 編, pp. 720-727, 論文 No. 03-0268 (2004).
- [35] Daigo Fujiwara, Jinok Shin, Kensaku Hazawa, Kazuhiro Igarashi, Dilshan Fernando, and Kenzo Nonami: "Autonomous Flight Control of Small Hobby-Class Unmanned Helicopter, Report 1: Hardware Development and Verification Experiments of Autonomous Flight Control System", Japan Society of Mechanical Engineers, Robotics and Mechatronics Division, Journal of Robotics and Mechatronics, Vol.15 No.5, pp.537-545 (2003).
- [36] 藤原 大悟, 辛 振玉, 羽沢 健作, 野波 健蔵:「自律小形無人ヘリコプターの  $H_\infty$  ホバリング制御および誘導制御」, 日本機械学会論文集, 70 巻 694 号 C 編, pp. 1708-1714, 論文 No. 03-0850 (2004).
- [37] 藤原 大悟, 辛 振玉, 羽沢 健作, 五十嵐 一弘, Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵:「自律小型無人ヘリコプターのモデルベース  $H_\infty$  誘導制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2003 CD-ROM 論文集, 講演番号 127, 長崎大学文教キャンパス (長崎県長崎市), 2003 年 9 月 16 日 ~ 9 月 20 日.
- [38] Daigo Fujiwara, Jinok Shin, Kensaku Hazawa and Kenzo Nonami: " $H_\infty$  Hovering and Guidance Control for Autonomous Small-Scale Unmanned Helicopter", CD-ROM Proceedings of 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2004), Paper ID IROS04-728, Technical session ID FP2-D3, 仙台国際センター (宮城県仙台市), 2004 年 9 月 28 日 ~ 10 月 2 日.

- [39] 藤原 大悟, 野波 健蔵: 「自律小型無人ヘリコプタのスタビライザバーの動的解析と検証実験」, 第 47 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 821, ホテルサンガーデン千葉 (千葉県千葉市), 2004 年 11 月 26 日~ 11 月 27 日.
- [40] 加藤 寛一郎, 今永 勇生: 「ヘリコプタ入門」, 財団法人東京大学出版会 (1985).
- [41] 加藤 寛一郎, 大屋 昭男, 柄沢 研治: 「航空機力学入門」, 財団法人東京大学出版会 (1982).
- [42] George Done and David Balmford: "Bramwell's Helicopter Dynamics Second Edition", Butterworth-Heinemann (2001).
- [43] J. Gordon Leishman: "Principles of Helicopter Aerodynamics", Cambridge Aerospace Series, Cambridge University Press (2000).
- [44] 「日立 SuperH RISC engine SH-2E SH7055 F-ZTAT ハードウェアマニュアル」株式会社日立製作所 (1998).
- [45] 「日立 SuperH RISC engine SH7750 シリーズ ハードウェアマニュアル」株式会社日立製作所 (1998).
- [46] 「SH7040 シリーズハードウェアマニュアル」株式会社日立製作所 (1996).
- [47] 「日立マイクロコンピュータ開発環境システム SuperH RISC engine C/C++ コンパイラ、アセンブラ、最適化リンケージエディタ ユーザーズマニュアル」株式会社日立製作所 (2000).
- [48] 「3 軸ダイナミカル角度センサー (GU-3023) 取扱説明書 第 3 版」株式会社データ・テック (1999).
- [49] "OEM4 Family of Receivers User Manual - Volume 1, Installation and Operation", NovAtel Inc. (2003).
- [50] "OEM4 Family of Receivers User Manual - Volume 2, Command and Log Reference", NovAtel Inc. (2003).
- [51] "L1/L2 GPS Antenna Model 512 Rev 2 - User Information -", NovAtel Inc. (1999).
- [52] 「フラックスゲート型地磁気センサ」(データシート), 株式会社トーキン.
- [53] 「RS232C 2Mbps 省電力無線ユニット DLSSNET-R/T DataLink SS Network ユーザーズマニュアル」, データリンク株式会社 (2000).
- [54] 「RS232C 2Mbps 省電力無線ユニット DLSSNET-R/T2 DataLink SS Network ユーザーズマニュアル」, データリンク株式会社 (2002).
- [55] 「OE series, OES\*\*SC/WC1224 シリーズ (10W) 詳細仕様」, イーター電機工業株式会社.
- [56] "AHRS400 Series User's Manual", Crossbow Technology, Inc. (2002).
- [57] 「Futaba Didital Proportional Radio Control PCM1024ZA PCM1024ZH パルスコードモジュレーションシステム 取扱説明書」, 双葉電子工業株式会社 (1992).
- [58] 「9CHP PCM1024 9 チャンネル 4 サーボ 取扱説明書」, 双葉電子工業株式会社 (2001).
- [59] 野波 健蔵, 西村 秀和: 「MATLAB による制御理論の基礎」, 東京電機大学出版局 (1998).
- [60] 野波 健蔵, 西村 秀和, 平田 光男: 「MATLAB による制御系設計」, 東京電機大学出版局 (1998).
- [61] システム制御情報学会 編, 細江 繁幸, 荒木 光彦 監修: 「制御系設計,  $H_\infty$  制御理論とその応用」, システム制御情報ライブラリー 10, 株式会社朝倉書店 (1994).
- [62] 美多 勉: 「 $H_\infty$  制御」, 株式会社昭晃堂 (1994).
- [63] 「SICE 夏期セミナー '99 テキスト」, 社団法人計測自動制御学会 (1999).

- [64] 足立 修一: 「MATLAB による制御のためのシステム同定」, 東京電機大学出版局 (1996)
- [65] 渡部 慶二: 「むだ時間システムの制御」, 社団法人計測自動制御学会 (1993).
- [66] 田島 洋: 「運動方程式の立て方七変化 ~あなたの知らない 3 次元運動力学の世界~ (マルチボディ・ダイナミクスの基礎)」, 第 8 回「運動と振動の制御」シンポジウム - チュートリアル - 講義テキスト No.3-8 MOVIC2003 (2003).
- [67] Leonard Meirovitch 著, 砂川 恵 訳: 「電子計算機活用のための振動解析の理論と応用 < 上 >」, 理工学海外名著シリーズ, McGraw-Hill Book Company, プレイン図書出版株式会社, 丸善株式会社 (1990).
- [68] 日本機械学会: 「機械工学便覧 基礎編 A5 流体工学」, 丸善株式会社 (1986).
- [69] 西川 進榮, 平岡 克己: 「工科の物理 2 流体力学」, 株式会社培風館 (1994).

## 研究業績

### 学術雑誌等掲載論文

1. Daigo Fujiwara, Jinok Shin, Kensaku Hazawa, Kazuhiro Igarashi, Dilshan Fernando, and Kenzo Nonami: "Autonomous Flight Control of Small Hobby-Class Unmanned Helicopter, Report 1: Hardware Development and Verification Experiments of Autonomous Flight Control System", Japan Society of Mechanical Engineers, Robotics and Mechatronics Division, Journal of Robotics and Mechatronics, Vol.15 No.5, pp.537-545 (2003).
2. 藤原 大悟, 辛 振玉, 羽沢 健作, 野波 健蔵: 「自律小形無人ヘリコプタの  $H_\infty$  ホバリング制御および誘導制御」, 日本機械学会論文集, 70 巻 694 号 C 編, pp. 1708-1714, 論文 No. 03-0850 (2004).
3. 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, 野波 健蔵: 「ラジコンヘリコプタの姿勢制御・ホバリング制御」, 日本機械学会論文集, 68 巻 675 号 C 編, pp. 3284-3291, 論文 No. 01-1297 (2002).
4. Kensaku Hazawa, Jinok Shin, Daigo Fujiwara, Kazuhiro Igarashi, Dilshan Fernando, and Kenzo Nonami: "Autonomous Flight Control of Small Hobby-Class Unmanned Helicopter, Report 2: Modeling Based on Experimental Identification and Autonomous Flight Control Experiments", Japan Society of Mechanical Engineers, Robotics and Mechatronics Division, Journal of Robotics and Mechatronics, Vol.15 No.5, pp.546-554 (2003).
5. 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐 一弘, Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵: 「ホビー用小形無人ヘリコプタの自律制御 (実験的同定に基づくモデリングと自律制御実験)」, 日本機械学会論文集, 70 巻 691 号 C 編, pp. 720-727, 論文 No. 03-0268 (2004).
6. 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, 野波 健蔵: 「小型無人ヘリコプタのモデルベース最適姿勢制御および位置制御」, 日本機械学会論文集, 70 巻 697 号 C 編, pp. 2631-2637, 論文 No. 03-0854 (2004).
7. 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐 一弘, Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵: 「小型無人ヘリコプタの自動オートローテーション着陸」, 日本機械学会論文集, 70 巻 698 号 C 編, pp. 2862-2869, 論文 No. 04-0046 (2004).
8. Jinok Shin, Daigo Fujiwara, Kensaku Hazawa, Kenzo Nonami: "Model-Based Optimal Attitude and Positioning Control of Small-Scale Unmanned Helicopter", Cambridge University Press UK., Robotica, 掲載決定.

### 国際会議での口頭発表論文

1. Daigo Fujiwara, Jinok Shin, Kensaku Hazawa and Kenzo Nonami: "Autonomous Flight Control of Radio-Controlled Helicopter Sky Surveyor", Proceedings of The Sixth International Conference on Motion and Vibration Control, Vol.2, pp.949-954, 浦和ロイヤルパインズホテル (埼玉県さいたま市), 2002 年 8 月 19 日 ~ 8 月 23 日.
2. Daigo Fujiwara, Jinok Shin, Kensaku Hazawa and Kenzo Nonami: " $H_\infty$  Hovering and Guidance Control for Autonomous Small-Scale Unmanned Helicopter", CD-ROM Proceedings of 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2004), Paper ID IROS04-728, Technical session ID FP2-D3, 仙台国際センター (宮城県仙台市), 2004 年 9 月 28 日 ~ 10 月 2 日.

### 国内での口頭発表論文

1. 藤原 大悟, 辛 振玉, 山川 洋一, 野波 健蔵, 河野 騰: 「RC ヘリコプタ組込型コンピュータによるアドバンスド姿勢制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2001 CD-ROM 論文集, 講演番号 547, 東京大学本郷キャンパス (東京都文京区), 2001 年 8 月 6 日 ~ 8 月 9 日.
2. 藤原 大悟, 辛 振玉, 羽沢 健作, 五十嵐 一弘, Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵: 「自律小型無人ヘリコプタのモデルベース  $H_\infty$  誘導制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2003 CD-ROM 論文集, 講演

番号 127, 長崎大学文教キャンパス (長崎県長崎市), 2003 年 9 月 16 日 ~ 9 月 20 日.

3. 藤原 大悟, 野波 健蔵: 「自律小型無人ヘリコプタのスタビライザバーの動的解析と検証実験」, 第 47 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 821, ホテルサンガーデン千葉 (千葉県千葉市), 2004 年 11 月 26 日 ~ 11 月 27 日.

## 関連業績

1. 辛 振玉, 藤原 大悟, 山川 洋一, 野波 健蔵: 「ラジコンヘリコプターの姿勢安定化・誘導制御」, 第 7 回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, 講演番号 344, 千里ライフサイエンスセンター (大阪府豊中市), 2001 年 4 月 25 日 ~ 4 月 27 日.
2. 辛 振玉, 野波 健蔵, 山川 洋一, 藤原 大悟, 河野 騰: 「単独測位 GPS を用いたホストコンピュータによる RC ヘリコプターのホバリング制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2001 CD-ROM 論文集, 講演番号 546, 東京大学本郷キャンパス (東京都文京区), 2001 年 8 月 6 日 ~ 8 月 9 日.
3. 辛 振玉, 野波 健蔵, 藤原 大悟, 羽沢 健作: 「RTK-GPS を用いたラジコンヘリコプターの高精度ホバリング制御」, 第 44 回自動制御連合講演会前刷, pp.482-483, 講演番号 431, 慶應義塾大学理工学部矢上キャンパス創想館 (神奈川県横浜市), 2001 年 11 月 22 日 ~ 11 月 23 日.
4. 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, 野波 健蔵: 「危険作業支援のための小型無人ヘリコプタの自律制御」, (社) 計測自動制御学会 システムインテグレーション部門講演会講演論文集 (I), pp.161-162, 神戸市産業振興センター (兵庫県神戸市), 2002 年 12 月 19 日 ~ 12 月 21 日.
5. 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐 一弘, Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵: 「小型無人ヘリコプタの最適制御による高精度自律制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2003 CD-ROM 論文集, 講演番号 109, 長崎大学文教キャンパス (長崎県長崎市), 2003 年 9 月 16 日 ~ 9 月 20 日.
6. 辛 振玉 (Jinok SHIN), 藤原 大悟 (Daigo FUJIWARA), 羽沢 健作 (Kensaku HAZAWA), 五十嵐 一弘 (Kazuhiro IGARASHI), Dilshan FERNANDO, 野波 健蔵 (Kenzo NONAMI): 「小型無人ヘリコプタのモデルベース多入力多出力姿勢制御・ホバリング制御」 ("Model-based Attitude and Hovering Control of Small Unmanned Helicopter"), 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2003 CD-ROM 論文集, 講演番号 121, 長崎大学文教キャンパス (長崎県長崎市), 2003 年 9 月 16 日 ~ 9 月 20 日.
7. 五十嵐 一弘, 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, フェルナンド デイルシャン, 野波 健蔵: 「自律型小型無人ヘリコプターの高度制御と自動離着陸制御」, 第 8 回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, pp.91-95, 講演番号 122, 中央大学駿河台記念館 (東京都千代田区), 2003 年 10 月 30 日 ~ 11 月 1 日.
8. フェルネンド デイルシャン, 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, 五十嵐 一弘, 野波 健蔵: 「小型無人ヘリコプタのシミュレータ開発」, 第 8 回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, pp.96-100, 講演番号 123, 中央大学駿河台記念館 (東京都千代田区), 2003 年 10 月 30 日 ~ 11 月 1 日.
9. 野波 健蔵, 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, 五十嵐 一弘, Dilshan Fernando, 于 振宇, Demian Carlos Celestino, 千葉 良三: 「自律型クローラ・レグロボットと自律型ラジコンヘリコプタによる被災地支援システムの開発」, 文部科学省大都市大震災軽減化特別プロジェクト 被害者救助等の災害対応戦略の最適化 レスキューロボット等次世代防災基盤技術の開発 第 2 回国際シンポジウム論文集, pp.25-39, 電気通信大学 (東京都調布市), 2004 年 1 月 22 日 ~ 1 月 23 日.
10. Kensaku HAZAWA, Kenzo NONAMI, Jinok SHIN, Daigo FUJIWARA, Kazuhiro IGARASHI, Dilshan FERNANDO: "Autonomous Autorotation Landing of a Small Unmanned Helicopter", CD-ROM Proceedings of the 7th International Conference on Motion and Vibration Control, Paper No. 156, Washington University, St. Louis, Missouri, USA, August 8-11, 2004.
11. Dilshan FERNANDO, Kenzo NONAMI, Jinok SHIN, Daigo FUJIWARA, Kensaku HAZAWA, Kazuhiro IGARASHI: "Autonomous Aggressive Flight Control Development For a Small Unmanned Helicopter", CD-ROM Proceedings of the 7th International Conference on Motion and Vibration Control, Paper No. 158, Washington University, St. Louis, Missouri, USA, August 8-11, 2004.
12. Jinok SHIN, Kenzo NONAMI, Daigo FUJIWARA, Kensaku HAZAWA: "Model-Based Optimal Control

- OF Small-Scale Helicopter”, CD-ROM Proceedings of the 7th International Conference on Motion and Vibration Control, Paper No. 166, Washington University, St. Louis, Missouri, USA, August 8-11, 2004.
13. 野波 健蔵, 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, 五十嵐 一弘, Dilshan Fernando, 于 振宇, Demian Carlos Celestino, 千葉 良三: 「自律型クローラ・レグロボットと自律型ラジコンヘリコプタによる被災地支援システムの開発」, 科学技術振興費 使用 5 分野の研究開発委託事業, 新世紀重点研究創生プラン ～リサーチレボリューション・2002～, 大都市大震災軽減化特別プロジェクト, III 被害者救助等の災害対応戦略の最適化, 4. レスキューロボット等次世代防災基盤技術の開発, 平成 15 年度 成果報告書, 3.1.3 節, 文部科学省研究開発局, 独立行政法人 防災科学技術研究所, 特定非営利活動法人 国際レスキューシステム研究機構 (2004).
  14. 于 振宇, Celestino Demian, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐 一弘, 野波 健蔵: ”An Experimental Study of Landing an Autonomous Small Helicopter with 3D Vision”, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2004 CD-ROM 論文集, 講演番号 211, 東京工業大学大岡山キャンパス (東京都目黒区), 2004 年 9 月 27 日～9 月 30 日.
  15. フェルネンド デイルシャン, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐 一弘, 野波 健蔵: ”Autonomous acrobatic flight control for a small unmanned helicopter”, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2004 CD-ROM 論文集, 講演番号 214, 東京工業大学大岡山キャンパス (東京都目黒区), 2004 年 9 月 27 日～9 月 30 日.
  16. 五十嵐 一弘, 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, フェルナンド デイルシャン, 野波 健蔵: 「小型無人ヘリコプタによるオートローテーション制御」, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2004 CD-ROM 論文集, 講演番号 218, 東京工業大学大岡山キャンパス (東京都目黒区), 2004 年 9 月 27 日～9 月 30 日.
  17. Kensaku Hazawa, Jinok Shin, Daigo Fujiwara, Kazuhiro Igarashi, Dilshan FERNANDO, and Kenzo Nonami: ”Autonomous Flight Control of Hobby-Class Small Unmanned Helicopter - Trajectory Following Control by Using Preview Control Considering Heading Direction -”, CD-ROM Proceedings of 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2004), Paper ID IROS04-481, Technical session ID TP1-B2, 仙台国際センター (宮城県仙台市), 2004 年 9 月 28 日～10 月 2 日.
  18. 鈴木 智, 辛 振玉, 藤原 大悟, 五十嵐一弘, 野波健蔵: 「小型無人ヘリコプタの自律制御のためのモデリング」, 第 47 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 819, ホテルサンガーデン千葉 (千葉県千葉市), 2004 年 11 月 26 日～11 月 27 日.
  19. 五十嵐 一弘, 羽沢 健作, 辛 振玉, 藤原 大悟, 野波健蔵: 「小型無人ヘリコプタによるオートローテーション制御」, 第 47 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 820, ホテルサンガーデン千葉 (千葉県千葉市), 2004 年 11 月 26 日～11 月 27 日.

## その他業績

1. 野波 健蔵, 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, ヒロボー株式会社: 「小型無人ヘリコプタの自律制御装置及びプログラム」, 公開特許公報 特開 2004-256020, 出願番号 特願 2003-49549, 日本国特許庁 (出願中)
2. 野波 健蔵, 辛 振玉, 藤原 大悟, 羽沢 健作, ヒロボー株式会社: 「小型無人ヘリコプタの自律制御方法」, 公開特許公報 特開 2004-256022, 出願番号 特願 2003-49570, 日本国特許庁 (出願中)
3. Kenzo Nonami, Jin Ok Shin, Daigo Fujiwara, Kensaku Hazawa and Hirobo Limited: ”AUTONOMOUS CONTROL SYSTEM APPARATUS AND PROGRAM FOR A SMALL, UNMANNED HELICOPTER”, THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE (出願中)
4. Kenzo Nonami, Jin Ok Shin, Daigo Fujiwara, Kensaku Hazawa and Hirobo Limited: ”AUTONOMOUS CONTROL METHOD FOR SMALL, UNMANNED HELICOPTER”, THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE (出願中)

## 謝辞

本論文は、著者が千葉大学大学院に在籍中、千葉大学工学部の野波健蔵教授のもとで行った研究を学位論文としてまとめたものである。

本研究の全般にわたりご助言、ご指導くださった指導教官である、千葉大学 工学部 野波 健蔵 教授に厚く御礼申し上げます。また、数々のご助言を賜った西村 秀和 助教授と平田 光男 助手（平成 16 年 6 月から宇都宮大学工学部助教授）に御礼申し上げます。

研究を陰で支えてくださった千葉大学 工学部 電子機械工学科 ロボット工学教育研究分野の研究室の方々やその他すべての方々に、感謝申し上げます。特に、この研究に共に参加し、様々な面においてご協力、ご助言、ご叱責等いただいた、同研究室小型無人ヘリコプタ研究プロジェクトグループメンバの辛 振玉 氏、山川 洋一 氏（平成 12 年 4 月～平成 13 年 3 月在籍）、羽沢 健作 氏（平成 13 年 4 月～平成 16 年度 3 月在籍）、五十嵐 一弘 氏、FERNANDO Dilshan 氏、于 振宇 氏、鈴木 智 氏、CELESTINO Demian 氏、中澤 大輔 氏、および小出 義朗 氏には厚く感謝申し上げます。

本研究を進めていくにあたり、共同研究としてご協力いただき、ラジコン関連電子製品と技術資料の提供、および飛行場の提供と飛行実験を行っていただいた双葉電子工業株式会社の河野 騰 様、石川 静男 様ほか同社の方々、小型無人ヘリコプタ機体および各種部品の製作やメンテナンス、物品調達、飛行実験、その他様々な面でお世話になったヒロボー株式会社の千葉 良三 様、西岡 隆文 様、下岡 伸治 様、近藤 法彦 様、藤田 博 様、横山 雄一 様、小山 康仁 様、村上 実千夫 様、福島 徹 様、後藤 和成 様、小森 郁夫 様、日下部 哲也 様、松岡 伸吾 様、田原 誠 様、鈴木 俊一 様、三川 智也 様ほか同社の方々、そして、スタビレスヘリの操縦という非常に危険な仕事を快く引き受けてくださったフライヤーの森山 健二 様に感謝申し上げます。

最後に、9 年という長期間に渡る大学での学生生活をさまざまな面から陰で支えてくださった家族や友人に、深く感謝の念を表します。

## 目 次

1.1	RoboCopter300 (Kawada Industries, inc.) . . . . .	17
1.2	RPH2 (Fuji Heavy Industries Ltd.) . . . . .	17
1.3	RMAX (YAMAHA Motor co.,ltd.) . . . . .	18
1.4	SF40 (HIROBO co.ltd.) . . . . .	18
1.5	SST-EAGLE2EX (HIROBO Ltd.) . . . . .	21
1.6	SST-EAGLE2GS LongTail (HIROBO Ltd.) . . . . .	21
2.1	HIROBO SF40 with equipments for the autonomous control . . . . .	24
2.2	Lift force of a helicopter . . . . .	28
2.3	Overview of the control system . . . . .	31
2.4	Overview of the control unit . . . . .	32
2.5	Consideration of the resolution about the heading angle measurement . . . . .	37
2.6	Overview of the servo pulse processing unit . . . . .	41
2.7	RC servomotors and the specifications of the servo pulses . . . . .	42
2.8	Operation system and autonomous control interface . . . . .	43
2.9	The 4-layer printed circuit board for the servo pulse processing unit ver.7 . . . . .	44
2.10	Firmware structure of the servo pulse processing unit . . . . .	46
2.11	Pulse mixing diagram of the servo pulse processing unit . . . . .	47
2.12	Interrupt flow . . . . .	49
2.13	Pulse I/O and time delay . . . . .	51
2.14	Closed loop system of the time delay control . . . . .	53
2.15	Bode diagram of the open-loop system . . . . .	54
2.16	Implementation of the closed-loop system for the time delay control experiment . . . . .	54
2.17	Results of I/O synchronization and time delay control . . . . .	55
2.18	Influence of time delay variation upon autonomous control performance . . . . .	57
3.1	The helicopter and the coordinates . . . . .	64
3.2	Block diagram of the attitude dynamics . . . . .	64
3.3	Block diagram for the system identification experiment of the attitude rate models . . . . .	65
3.4	The results of the analysis in the frequency domain for the roll identification data . . . . .	66
3.5	The results of the analysis in the frequency domain for the pitch identification data . . . . .	67
3.6	The bode plot of the identified attitude models . . . . .	69
3.7	The results of the cross-validation for the attitude models . . . . .	70

3.8	Block diagram of the horizontal dynamics . . . . .	71
3.9	The coherence between the identification input/output signals (acceleration/attitude) . . . . .	72
3.10	The bode plot of the identified horizontal acceleration models . . . . .	73
3.11	The results of the cross-validation for the horizontal acceleration models . . . . .	74
3.12	Block diagram of the whole control system . . . . .	75
3.13	Block diagram of the closed-loop system of the attitude control . . . . .	76
3.14	The bode plot of the designed attitude feedback controller and the open-loop transfer function for the roll axis . . . . .	77
3.15	The bode plot of the designed attitude feedback controller and the open-loop transfer function for the pitch axis . . . . .	78
3.16	The closed-loop responses for the roll axis . . . . .	80
3.17	The closed-loop responses for the pitch axis . . . . .	81
3.18	Block diagram of the closed-loop system of the horizontal velocity control . . . . .	82
3.19	Generalized plant for the $H_\infty$ control design . . . . .	83
3.20	Gain plot of the weighting functions for the $H_\infty$ control design . . . . .	84
3.21	The bode plot of the designed $H_\infty$ horizontal velocity controllers . . . . .	85
3.22	Gain plot of the closed-loop functions and the weighting functions (for $K_{vy}$ ) . . . . .	86
3.23	Gain plot of the closed-loop functions and the weighting functions (for $K_{vx}$ ) . . . . .	87
3.24	The simulated results of the horizontal velocity control system for $K_{vy}$ . . . . .	88
3.25	The simulated results of the horizontal velocity control system for $K_{vx}$ . . . . .	89
3.26	Block diagram of the closed-loop system of the horizontal position control . . . . .	90
3.27	The simulated results of the horizontal position control system for step references . . . . .	91
3.28	Rotational conversion of the position errors . . . . .	93
3.29	Block diagram of the heading angle compensator with a feedback loop . . . . .	94
3.30	The horizontal flight trajectory in experiment No.1 . . . . .	95
3.31	The time historical results of the horizontal positions in experiment No.1 . . . . .	96
3.32	The time historical results of the horizontal velocities in experiment No.1 . . . . .	97
3.33	The time historical results of the attitudes in experiment No.1 . . . . .	98
3.34	The weather chart on the day of experiment No.2 . . . . .	99
3.35	The horizontal flight trajectory in experiment No.2 . . . . .	101
3.36	The time historical results of the horizontal positions in experiment No.2 . . . . .	102
3.37	The time historical results of the horizontal velocities in experiment No.2 . . . . .	103
3.38	The time historical results of the attitudes in experiment No.2 . . . . .	104
3.39	Time historical result of the flight experiment in experiment No.3, GPS = single mode . . . . .	105
3.40	Time historical result of the flight experiment in experiment No.3, GPS = RTK mode . . . . .	106
3.41	Time historical result of the flight experiment in experiment No.4, $v'_{OAXr} = 5$ [m/s] . . . . .	107
3.42	Time historical result of the flight experiment in experiment No.4, $v'_{OAXr} = 7$ [m/s] . . . . .	108
3.43	Time historical result of the flight experiment in experiment No.4, $v'_{OAXr} = 15$ [m/s] . . . . .	109
3.44	HIROBO SF125 . . . . .	110

3.45	The horizontal flight trajectory and the position responses in experiment No.5 . . . . .	112
3.46	Time historical result of the flight experiment in experiment No.5 (for lateral direction) . . . . .	113
3.47	Time historical result of the flight experiment in experiment No.5 (for longitudinal direction) . . . . .	114
3.48	Hardware for the operator assisted control . . . . .	115
3.49	Control mode transition in the operator assisted experiment . . . . .	116
3.50	3D trajectory in the experiment No.6 . . . . .	118
3.51	Time historical result of the experiment No.6 (position) . . . . .	119
3.52	Time historical result of the experiment No.6 (velocity, attitude and control command) . . . . .	120
3.53	Pictures taken in the experiment No.6 . . . . .	121
4.1	A helicopter and the coordinates for the analysis of the stabilizer . . . . .	127
4.2	A blade and the applied lift . . . . .	137
4.3	The lift applied to a blade at each end . . . . .	137
4.4	DesignFOIL workshop (demo) . . . . .	145
4.5	The bode plot of the stabilizer equation . . . . .	146
4.6	The simulated result of step responses of the stabilizer equation . . . . .	147
4.7	The eigenvalue locations of the stabilizer dynamics . . . . .	150
4.8	The schematic figure of a stabilizer that has a virtual stiffness and a virtual damper . . . . .	153
4.9	A rotor head with the bell mixer . . . . .	157
4.10	Block diagram of bell mixer . . . . .	157
4.11	Bell-Hiller ratio $P_{p4}$ (HIROBO SF40) . . . . .	158
4.12	The stabilizer-less helicopter (fuselage: HIROBO SF40) . . . . .	160
4.13	The rotorhead of the stabilizer-less helicopter . . . . .	161
4.14	Overview of the stabilizer-less helicopter and equipments . . . . .	163
4.15	Control devices on the stabilizer-less helicopter . . . . .	164
4.16	The method to measure a cyclic pitch angle of a main blade . . . . .	167
4.17	The signal flow diagram of the control devices . . . . .	168
4.18	The cyclic control commands for the stabilizer observation experiments . . . . .	174
4.19	The video frames of the stabilizer observation experiments (aileron) . . . . .	175
4.20	The video frames of the stabilizer observation experiments (elevator) . . . . .	176
4.21	The time historical responses of the system identification experiments using the stabilizer-less helicopter . . . . .	178
4.22	The spectrum and the coherence plot of the identification experimental data . . . . .	180
4.23	The bode plot of the identified model . . . . .	181
4.24	The result of the cross validation for the identified stabilizer-less attitude rate model . . . . .	182
4.25	Simulated result of step responses (modified) . . . . .	184
4.26	The block diagram of the closed-loop system with a virtual stabilizer and a stabilizer-less model . . . . .	185
4.27	The bode plot of the closed-loop systems compared with the models of the helicopter with an actual stabilizer . . . . .	186
4.28	The bode plot of the closed-loop systems for disturbances . . . . .	187

4.29	The bode plot of the open-loop systems . . . . .	189
4.30	The time historical responses of the attitude rates, the stabilizer flapping angles, and the cyclic pitch angles of the main blades . . . . .	190
4.31	Comparison between the helicopters without/with a stabilizer . . . . .	191
4.32	The block diagram of the predicting estimator based on the state predictor method . . . . .	195
4.33	The block diagram of the predicting estimator based on the Smith predictor method . . . . .	195
4.34	Time historical response of the virtual stabilizer to be implemented for a unity step input . . . . .	197
4.35	Bode plot of the stabilizer-less helicopter with the virtual stabilizer and the predicting estimator based on the state predictor method . . . . .	198
4.36	Bode plot of the stabilizer-less helicopter with the virtual stabilizer and the predicting estimator based on the Smith predictor method ( $L = 100$ [ms]) . . . . .	199
4.37	Bode plot of the stabilizer-less helicopter with the virtual stabilizer and the predicting estimator based on the Smith predictor method ( $L = 60$ [ms]) . . . . .	200
4.38	Time historical results of the hovering control experiment with the virtual stabilizer and the predicting estimator ( $y, \dot{y}, \phi, \Omega'_{OAX}$ and aileron direction) . . . . .	201
4.39	Time historical results of the hovering control experiment with the virtual stabilizer and the predicting estimator ( $x, \dot{x}, \theta, \Omega'_{OAY}$ and elevator direction) . . . . .	202

# 表 目 次

1.1	Specifications of the unmanned helicopters (1)	19
2.1	Specification of the SF40	25
2.2	Specification of each device in the control system: CPU	33
2.3	Specification of each device in the control system: actuator	33
2.4	Specification of each device in the control system: sensor	34
2.5	Specification of each device in the control system: telemeter	35
2.6	Specification of each device in the control system: power supply	35
2.7	Power consumption	36
2.8	Comparison between ver.5 and ver.7 of the servo pulse switching/processing unit	41
2.9	Examples of the pulse I/O processing time	50
3.1	Comparison sheet between the SF40 and the SF125	110
4.1	The physical parameters (theoretical values)	145
4.2	Bell mixer parameters	158
4.3	Specifications of the stabilizer-less SF40	162
4.4	Weight of the stabilizer-less helicopter and the equipped devices	163
4.5	The pitch angles of the main blade of the stabilizer-less helicopter	166
4.6	Bell mixer parameters ( $P_{p5}$ )	166
4.7	The signal route and the time delay (pattern No.1)	170
4.8	The signal route and the time delay (pattern No.2)	171
4.9	The signal route and the time delay (pattern No.3)	171
4.10	The pitch angles of the stabilizer blade	173
4.11	The physical parameters (modified values)	183
4.12	The Bell mixer parameters (modified values)	183
4.13	The stability margins of the virtual stabilizer system	188