

(千葉大学学位申請論文)

超小型飛行ロボットの自律制御に関する研究

2009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

王 偉

Abstract

Humans are fascinated by levitation. The reason is almost certainly that the world we are living in is three-dimensional. Considering the fact that humans live and move mainly in two dimensions, they have a strong drive to overcome their biological limits. Therefore, they build machines that enable them to move in three-dimensional space, e.g., airplanes which are not restricted to move in two dimensions. Such kind of machines can be used for many applications such as the investigation of inhospitable environments, regions contaminated by nuclear pollution or hazardous material and other inaccessible areas. For such kind of purpose, a small machine that can autonomously fly seems appropriate. It can be used no matter how complicated geographical features are, since the air is relatively free from obstacles.

One robot does not necessarily work alone. Instead, tens or hundreds of robots can be sent together to do a wide-range of investigation. Researches on Unmanned Air Vehicle (UAV) for gathering information have been conducted recently and some results are being reported. Researches on micro UAV (Micro Air Vehicle: MAV) are also done actively. MAV has capabilities such as flying freely even in a narrow area and vertical take-off and landing.

Even though, the definition of MAV is not fixed, we assume that it is an unmanned aircraft with size (wingspan) around 15-20cm, weight is about ten to hundreds grams, flight duration about 30 minutes, flying range about 1km and flight speed about 2m/s. From the 1990 's, the United States DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) has paid particular attention to MEMS (MicroElectro Mechanical Systems) technology, aggressively engaging in joint research with research laboratories and universities for the development of MAV. MAVdevelopment started as unmanned aircraft developed for making advances in nanotechnology, and as small and low-cost vehicles for short distance search operations in the arena of warfare. Other possible usages include the scouting of areas contaminated by NBC (Nuclear, Biological, and Chemical) weapons, radio relay in places where communication is difficult, and following the rescue signal and finding the descent point when an aircraft pilot ejects. Naturally, a MAV is not flown by a radio controller. It can autonomously fly and accomplish a target duty. However, there are a lot of technical problems, especially, the installations of motive power, communication apparatus and sensors.

The Institute of Microtechnology in Mainz, Germany, has built probably the smallest flying helicopter. It has a 24 mm length, 8 mm height, and 0.4 grams of weights. The rotors are made of painted paper, and the body made of aluminum. The motor that powers the helicopter is 5 mm long and 2.4 mm in diameter. The helicopter takes off at 40,000 revolutions per minute, and 100,000 revolutions per minute are reportedly achieved easily. The aircraft has reached an altitude of 134.6 mm. However, this helicopter is not wireless. The lightest remotely controlled

helicopter probably is Pixel 2000, made by Alexander van de Rostyne from Belgium. It has 48.2 grams of weight, and 30 cm of rotor diameter. In this paper, our controlled system is a Micro Flying Robot (μ FR) with about 12.3 grams in weight, which is shown in Figure 1. Here, the purpose of this research is to achieve the autonomous control.

In order to achieve the autonomous control, there is a necessity for measuring the three dimensional position of μ FR. Currently, a UAV that achieves autonomous flight typically observes the states of the flight body by installing GPS, a Gyro sensor, a speed sensor, an acceleration sensor, etc. However, since the weight is limited, it becomes impossible to install GPS on the super-light μ FR. Although μ FR is equipped with a super-light gyro sensor and an acceleration sensor, they cannot be used for the autonomous control because of the accuracy and the transmission rate limitations. Therefore, we intend to measure the three-dimensional coordinates of the flight body by using one CCD camera in order to recognize a square marker whose size is already known. This method is called by marker position detection method. If μ FR flies in the range of the camera, we can measure the relative position of μ FR and it will be possible to achieve the autonomous control. However, the control becomes impossible when μ FR parts from this camera-visible region. For expanding the range of observation, we use a computer-controlled camera platform to detect the position of μ FR when it moves. As a method for controlling a small uninhabited helicopter, we separated the system into three loops: position, speed and acceleration (attitude). However such a method cannot be adopted in this research because we cannot observe the attitude and the speed states of μ FR when only information from the camera is used. Therefore, we consider creating one simple control system loop utilizing location information feedback to achieve the autonomous flight.

However, both μ FR and X.R.B can only fly indoor because of wind. To achieve an outdoor autonomous control, we selected a quad-rotor type MAV which is capable of 10 minute outdoor flights with payload. The base vehicle for this Quad-Rotor MAV is X-3D-BL which is manufactured by a German company (Ascending Technologies GmbH) as a hobby helicopter. Recent interest in the quad-rotor concept has been sparked by commercial remote control versions, such as the DraganFlyer IV.

In order to have an autonomous flying machine with onboard intelligence capabilities, we have made significant efforts in designing a reliable embedded platform with onboard sensors and flight computer. These components, needed for autonomous flight, have been carefully selected and chosen in order to ensure good flight performances while satisfying the severe limitations of MAVs. Measurements acquisition, data processing, navigation and control algorithms run on an embedded micro-controller, thereby, overcoming the issues related to communication bandwidth, noise and delay.

This paper describe the specifications of our vehicles and present the proposed flight controllers.

目次

第 1 章	緒論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	MAV の種類	2
1.3	MAV の運用・研究の現状	5
1.3.1	海外における研究開発	5
1.3.2	国内における研究開発	8
1.4	著者らの研究経過	10
1.5	本研究の目的	10
1.6	本論文の構成	10
第 2 章	自律制御システム	11
2.1	緒言	11
2.2	制御対象	11
2.2.1	μ FR	12
2.2.2	小型電動ヘリ X.R.B	15
2.2.3	Quad-Rotor 式 MAV : X-UFO	16
2.3	実験システム	18
2.3.1	室内自律飛行用ホストベース実験システム	18
2.3.2	室外自律飛行用組込み型実験システム	28
2.4	結言	35
第 3 章	室内型 MAV のモデリングと制御系設計及び飛行実験	37
3.1	緒言	37
3.2	モデリング	37
3.2.1	μ FR のモデリング	38
3.2.2	X.R.B のモデリング	41
3.3	制御理論	42
3.3.1	準備	42

3.3.2	H_∞ 制御理論	45
3.3.3	H_∞ 制御問題を用いた制御系設計法	47
3.3.4	スライディングモード制御理論	52
3.3.5	エラーシステムの導出	59
3.4	μ FR 制御系設計	64
3.4.1	H_∞ ループ整形法の設計手順	64
3.4.2	H_∞ 制御器及びシミュレーション結果	66
3.4.3	μ FR 自律飛行実験	67
3.5	X.R.B 制御系設計	72
3.5.1	Z 方向 H_∞ 制御器設計	72
3.5.2	自動離着陸制御系設計	72
3.5.3	X 方向スライディングモードコントローラ設計	74
3.5.4	X.R.B 自律飛行実験 (1)	80
3.5.5	X 方向二つ制御ループを含んだ制御系設計	83
3.5.6	X.R.B 自律飛行実験 (2)	87
3.6	結言	89
第 4 章	室外型 MAV のモデリングと制御系設計及び飛行実験	92
4.1	緒言	92
4.2	モデリング	92
4.2.1	姿勢モデル	93
4.2.2	速度モデル	93
4.2.3	Yaw 角モデル	94
4.2.4	気圧センサを利用した高度モデルの同定	95
4.3	制御系設計	96
4.3.1	Z 方向制御系設計	96
4.3.2	X,Y 方向制御系設計	97
4.3.3	Yaw 角制御系設計	98
4.3.4	X-UFO 自律飛行実験	99
4.4	実験	99
4.4.1	自律ホバリング制御実験	99
4.4.2	Waypoint 移動制御実験	102
4.5	結言	103
第 5 章	結論	104

第 1 章

緒論

1.1 研究の背景

地震災害時、事故等による有害物質(ガス、放射線、薬品等)が存在する工場や各種施設では、人が立ち入ることを躊躇せざるを得ないため、内部の状況を詳しく調べることは大変困難である。また、建物の管路、高所等、物理的に人の立ち入ることのできない場所においても同様のことが言える。このような場合、狭い空間を任意にたどって目標位置に到達し、カメラや各種センサを用いて内部状況を察知できる機械装置があれば大変有益であり、2次災害の発生防止、救助活動等に大いに役立つと思われる。現在こうした情報収集用の小型装置(Unmanned Aerial Vehicles:UAV)^{[1][2]}に関する研究は数多く行われており、その有用性が報告されている。その中には、狭いエリアでも自由自在に飛行でき、マイクロサイズの UAV、マイクロ・エア・ビークル(Micro Air Vehicle: MAV)^{[3][4]}の研究が盛んである。

MAVとは大きさ(翼幅)がおおよそ15~20cm以下、重量が10~100g程度で、滞空時間が1時間前後、飛行距離が約10km前後で飛翔速度は秒速20m前後の無人航空機を想定して現在開発されている機体である。1990年代よりアメリカの国防総省防衛高等研究計画局(DARPA)が、[MEMS(マイクロ・エレクトロ・メカニカル・システムズ=微小機械システム)]の技術に注目し研究が進められている分野で、UAVの運用概念をさらに小型化し軍事利用する事とコストパフォーマンスをさらに高めるために国防産業と各研究機関及び大学が共同でプロジェクトチームを結成し MAVの研究開発を進めている。MAVはナノテクノロジーの技術レベルが向上し小型軽量でコストが低い無人航空機を戦場で近距離での索敵に使用するために開発されている。その他の用途としてはNBC(核・生物・化学)兵器の汚染地域の偵察、通信が困難な場所での無線中継、航空機パイロットの脱出時における救難信号と降下地点の状況把握手段等に用いられる事を想定している。MAVは当然ラジコンでは無く自律して飛行し目的の任務を遂行する。しかし技術的な課題は多く、特に動力源と通信機材及びセンサー類の搭載には困難がある。

実用的な UAV が世に登場し、本格的な運用が成されはじめるのは 1950 年代になってからのことである。米軍が情報収集、偵察に遠隔操縦型の UAV を用いたのが最初であるといわれている。さ

らに、ベトナム戦争後、アメリカやイスラエルによって、より小型な UAV が戦地での情報収集等を目的として開発されるようになってから、急速に UAV の技術が発展していくことになる。このように、UAV は主に軍事分野を中心として発展してきたといえる。しかし、1990 年代に入り UAV の軍用に限らない多目的な運用の検討がなされ、空撮や気象観測、高所危険作業等の民生目的での様々なミッションへの適用が期待されるようになった。^[5] また、MEMS(Micro Electro Mechanical System) 技術を用いた小型高精度なセンサ類の登場によって、MAV が多数開発されるようになってきている。大型の機体と比較して実運用時の利便性に優れているという大きな利点を持つ一方で、搭載重量の制限が厳しいため、大規模な無線装置等を搭載することは難しい。そのため、MAV は自律制御によって飛行することが望ましいと考えられる。以上のようなことを背景として、現在、世界中で MAV の自律制御に関する研究が盛んに行われている。

1.2 MAV の種類

MAV は構造により羽ばたき機、固定翼機、回転翼機の 3 種類に分けることができる。

羽ばたき機 オーニソプタ (英: ornithopter) とも呼ばれ、鳥やコウモリ・翼竜・昆虫のように翼を羽ばたかせる事によって飛ぶ航空機のことである。ギリシア語で鳥を表す"ornithos"と翼を意味する"pteron"の合成語で、日本語では鳥型飛行機、羽ばたき式飛行機、羽ばたき機などと訳されることもある。

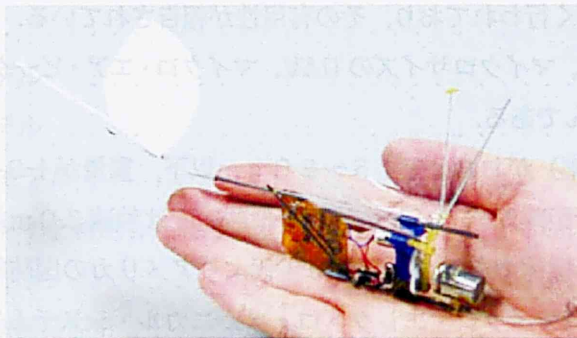


Fig.1.1 Image of Ornithopter

航空史の黎明期に開発された飛行機械は大半が鳥のように羽ばたくものであった。かつて人類が眼にした自由に空を飛ぶものといえば鳥や昆虫であり、こうした生物は羽ばたき飛行を行っている。ゆえに人々が飛ぼうとするとき羽ばたきという方法を選んだのはごく自然な事だった。しかしながら、鳥は単に翼を上下させているのではなく、翼自体を変形させつつ複雑に羽ばたくことで揚力と推力を同時に得ている。そのことが当初は十分に理解されていなかった上に (鳥の羽ばたき運動の詳細は、19 世紀中盤以降、写真技術の発達によって初めて明らかにされた。) 、そのような動作を機械で模倣する事は技術的にも困難であった。また人力にしる動力にしる、パワーウェイトレシオが不足で、なおかつ、羽ばたきに耐える強度

を持った翼を開発できなかつたため、オーニソプタによる飛行の試みはことごとく失敗に終わった。気球が発明された1783年以降も、それに始まる軽航空機の発展とはあまり関わりがなく作られ続けるが、19世紀前半にジョージ・ケイリーが揚力と推力を分離する固定翼機のアイディアを着想し、1903年、ライト兄弟が固定翼機による有人動力飛行を実現させるとオーニソプタの開発は下火となる。

現在のオーニソプタは小型の模型でゴム動力やバッテリーで駆動するものがほとんどである。ラジコン操作で飛行場の鳥を追い払うために使われているものもある。一方で、エンジンを用いた、人間を搭載可能なオーニソプタの研究もいくつか行なわれている。

固定翼機 主翼が機体に対して固定されており、機体が前進することによって揚力を発生させ飛行する航空機のことである。ふつう飛行機とグライダー、超軽量動力機を指し、ヘリコプタなどの回転翼機に対する語として用いられる。プロペラ機・ジェット機などがある。初期の重航空機はすべてこれである。当初は回転翼機のように、推力で機体を持ち上げるという動作が、エンジンの推力の限界があったため不可能だったためである。



Fig.1.2 Photo of Fixed wing MAV

利点としては、ヘリなどの回転翼機には決して出すことができない速度と、その推進力を生かした高い輸送能力がある。また、回転翼機とは比べ物にならないほど大型の機体を製作可能という点もある。なお、グライダーは基本的にすべて固定翼機であるが、これは高強度、軽量という2つの要素を満たす必要があるためである。

ただし、多くの回転翼機がVTOL（垂直離着陸）を前提としているのに対し、固定翼機は特殊な機体を除いて、そのほとんどが離着陸に滑走路、およびそれに準ずるもの（飛行場、空港）を必要とする。

回転翼機 重要な揚力を1個以上の回転翼から得る回転翼航空機（ヘリコプタ、オートジャイロ、ジャイロプレーン、ジャイロダイン）である。

- (1) ヘリコプタ（英:Helicopter, (口語) Chopper）は航空機の一つで回転翼機に分類さ

れ、エンジンの力で機体上部にある細長い、ロータと呼ばれる回転翼で揚力を得て飛行する。垂直方向にも運動が可能のため狭い場所でも離着陸できる。日本語では「ヘリ」や「ヘリコ」とも呼ばれる。ヘリコプタの名前はギリシャ語の螺旋 (helico-) と翼

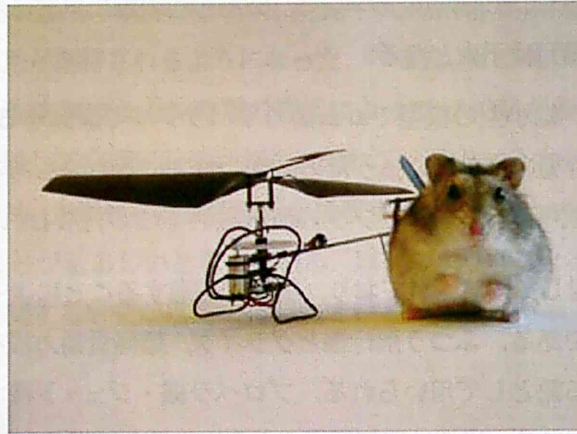


Fig.1.3 Photo of Rotating-wing MAV

(pteron) に由来する。ヘリコプタはロータの迎え角 (ピッチ角) と回転面の傾きを調整することによって、非常に複雑な運動ができる。例えば、垂直上昇や垂直降下、空中停止 (ホバリング) のほか、機体の向きを保ちながら真横や後ろに進む事もできる。また後述のローターヘッドの形式により、宙返りなどの曲技飛行ができる機体もある。このようなヘリコプタの特徴は、狭い場所や複雑な地形での活動に向いており、軍用以外にも山岳地や海上などにおける物資の輸送や、遭難者の救助、報道取材、農薬散布などの産業航空用に適している。ラジコン玩具も、電子ジャイロの小型化、高性能化により複雑な姿勢制御が容易となった。結果、簡単に少ない空間で飛ばせる事から、ホビーとしての人気も高い。また自動制御のロボットヘリも観測や農薬散布用などに実用化されている。しかし、翼の固定された航空機 (固定翼機、飛行機) に比べると、一般に速度が遅く、燃費も悪く航続距離も短い。また、アメリカではヘリコプタの騒音が社会問題になっている。この点を改善しようという試みが、ティルトロータ機やティルトウィング機である。最近では、超小型機体の安定性とペイロードを重視し、マルチロータ機の開発が活発になっている。

- (2) オートジャイロ (autogiro) とは航空機の種類であり、ジャイロコプタ (girocopter) やジャイロプレーン (giroplane) とも呼ばれる。通称ではジャイロ (giro) と呼ばれることもある。ヘリコプタやティルトロータなどと同様回転翼機に分類される。固定翼の代わりに回転翼を装備し見た目はヘリコプターにも似ている。しかし構造的には異なっている。ヘリコプターは動力によって回転翼を直接回転させるが、オートジャイロの場合回転翼は駆動しておらず、飛行時にはプロペラなどのほかの動力によって前進する。前進によって起こる相対的な気流を回転翼に受けさせ、回転させて揚力を生み出し飛



Fig.1.4 Photo of Autogiro

行する。オートジャイロの回転翼の元には蝶番がついており、回転中の揚力の急な変化や揚力のムラを防ぎ、安定した飛行を実現させている。発明されてすぐのころはエルロン、ラダ（方向舵）、エレベータ（昇降舵）の三舵で制御されていた。しかし現在は翼の回転面を左右に傾けることによって旋回をし、回転面の迎え角を増減させることによって上昇と降下を行い、ラダによって方向を変更するという独特の制御方法を用いている機体が多い。回転翼に動力がないため無風状態では特別な場合を除いてヘリコプタのように垂直に離着陸することはできないが、固定翼機に比べれば短い距離での離着陸が可能である。しかし、離陸直前まで回転翼を駆動させて離陸する瞬間に駆動をやめてプロペラを動かし始めるという方法を使えば、斜め上に跳躍離陸（ジャンプ・テイクオフ）することができ、滑走距離が必要でなくなる。現在あるオートジャイロのほとんどがこの方法を採用している。

本研究の目的は災害地域の情報収集であるため、機体のホバリング性能を重視し、超小型な回転翼機を選択して自律飛行の実現方法について検討する。

1.3 MAV の運用・研究の現状

ここでは、現在行われている MAV の運用及び研究開発を海外における研究開発及び国内における研究開発に分類してそれぞれ紹介する。

1.3.1 海外における研究開発

MicroSTAR

MAV という名を聞いたとき、ほとんどの人が頭に思い浮かべるほどに現在最も有名であるのが、Fig.1.5 に示す米国の国防省防衛高等研究計画局（DARPA）が開発している固定翼 MAV、マイクロスタ（MicroSTAR）である。

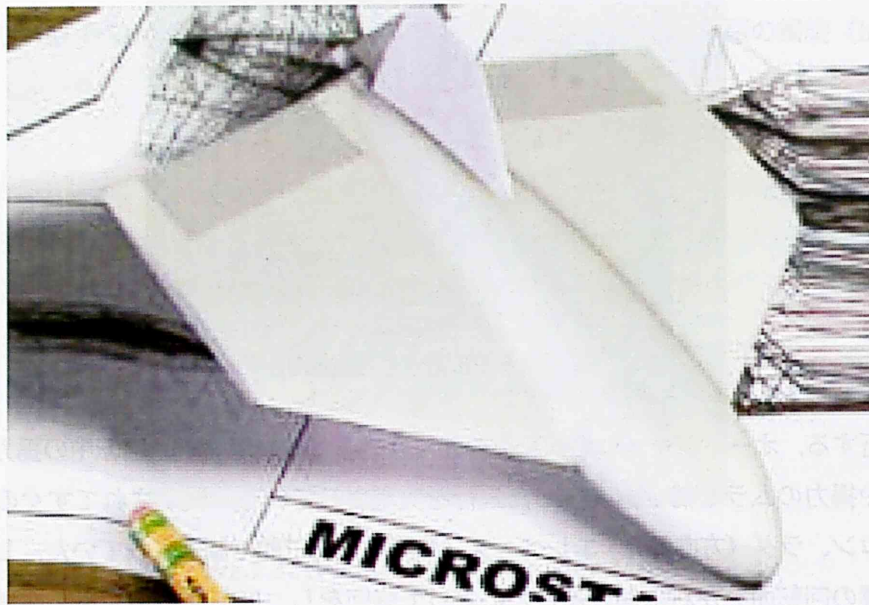


Fig.1.5 Photo of MicroSTAR



Fig.1.6 Ground Station for MicroSTAR

超小型 CMOS カメラ, オートパイロットシステムを搭載し, 自律飛行しながら, リアルタイムで映像を転送することができる. サイズは 20cm くらいで, 飛行速度は最大 15m/s となり, 20 分飛び続けることができ, 半径 5Km 範囲の中で偵察が可能となる. 完全自律制御と GPS-Based waypoint navigation が実現したため, 使用者の操縦スキルが必要なく, 誰でも操縦できる. waypoint 飛行時利用している操縦画面を Fig.1.6 に示す.

RoboSwift

Delft University of Technology and Wageningen University によって開発され, 固定翼機的一种であるが, 後退角の変動が可能であるので, 可変翼(可変後退翼)とも呼ばれる. 折りたたみ形式ではない事を理由に, 固定翼機に分類される事が多い. 可変翼の機体の最大の利点に, 高速巡航時などには後退角を大きくとり, 低速巡航や離着陸時など揚力を大きくとりたい場合や, 後退角の失速特性の改善, 航続距離の延長などを行いたい時は角度を小さくしてこれを得ることができるというものがあるが, それと同時に最大後退角にしておけば占有スペースを小さくできるという利点がある. ただし, その機構のため重量も増加する上に, 後退角の制御に高度な電子機器を必要とする場合が多く, また生産工程が複雑なためおおむね高コストになるという弱点がある.

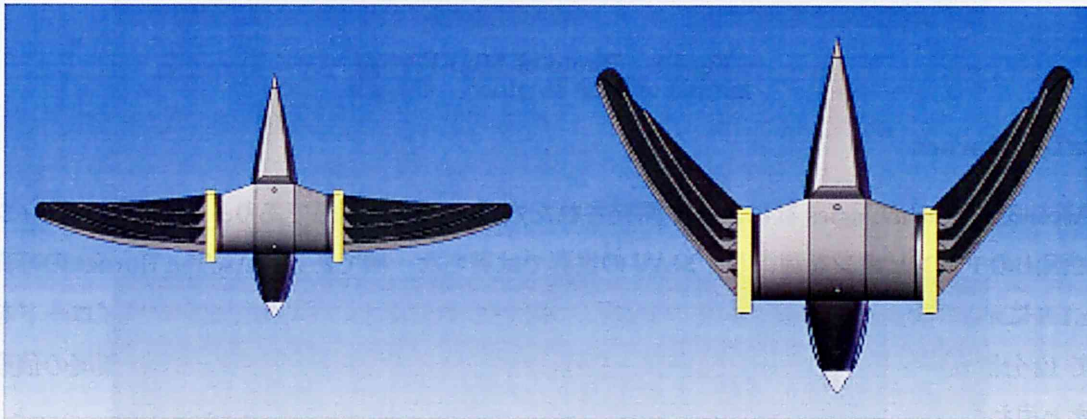


Fig.1.7 Photo of Swift

Mini-Vertigo

アメリカ, University of Arizona の研究グループによって研究が成されている Mini-Vertigo という固定翼 MAV を Fig.1.8 に示す. 最大の特徴は固定翼でありながら, 低速飛行, 垂直離着陸やホバリングすることが可能である. このような固定翼 UAV と回転翼 UAV の両方の特徴を併せ持つ VTOL MAV の一つとして近年に注目を集めている.

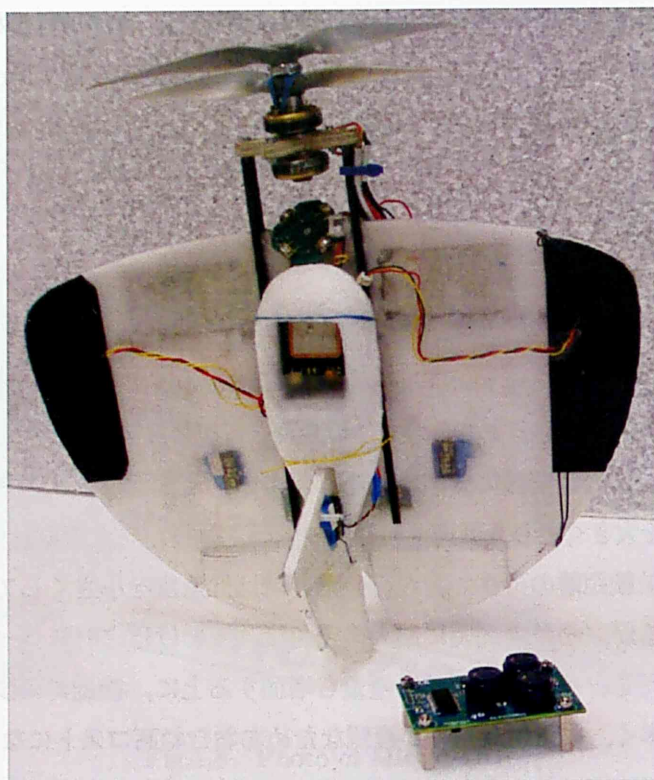


Fig.1.8 Photo of Mini-Vertigo

AscTec Hornet

Ascending Technologies 社によって開発された六ロータ回転翼機であり、国際コンペティションで沢山のチャンピオンを獲得し、MAVの世界では著名な一機である。AscTec Hornetの写真をFig.1.9に示す。最大直径は28cmで、ワイヤレスカメラも装備されており、50gのペイロードを載せて12分間飛行することが可能である。完全自律飛行が可能であり、短距離の複雑環境の偵察に適すと思われる。

1.3.2 国内における研究開発

大阪府立大学 Mobile Aircraft: RH-1D

大阪府立大学砂田研究室が開発した二重反転式 Mobile Aircraft: RH-1D を Fig.1.10 に示す。

重さは約300g前後で、ロータの直径は約35cmであり、赤外線距離計、方位計、GPS、小型カメラなどを搭載し、室内と屋外で自律飛行が可能である。^[13]ダクトでロータを覆っているため、人体の近傍を飛行できる。二重反転式回転翼機の特徴としては安定性がよく、空中でバランスが崩れる危険が少ない。弱点としては、機動性が悪く、風に流されやすい。



Fig.1.9 Photo of AscTec Hornet



Fig.1.10 Photo of RH-1D

1.4 著者らの研究経過

前節までに説明したように世界中で MAV の研究や運用が成されている中で、本研究グループでは、2004 年よりセイコーエプソンと共同で超小型超軽量フライングロボット (μ FR) を開発し、室内で自律飛行制御に関する研究を発足した。位置を測定するために独自のビジョンシステムを開発し、システム同定により得られた数式モデルをベースとした制御系設計によって、世界では初となる約 10[g] 程度の回転翼 MAV の室内での自律制御に成功を収めている。また、 H_{∞} 制御等のロバスト制御を適用することによって、外乱に強い自律制御系の構成なども行われた。さらに、小型電動ヘリ X.R.B を用いて、パソコン制御雲台を使用し、確立された自律制御技術をベースとして自動離着陸制御や軌道追従飛行制御等にも成功している。

現在では、室外飛行型の Quad-Rotor 式 MAV : X-UFO を制御対象に選択し、センサユニット、マイコン、ワイヤレスモデルなどで自作したオートパイロットシステムを搭載し自律飛行の研究を行っている。自動離着陸、ホバリング、Waypoint 飛行制御などは既に実現されているため、長距離飛行、障害物回避、編隊飛行などを目指して研究を行っている。

1.5 本研究の目的

世界における MAV の自律制御に関する研究動向及び本研究の研究経過を紹介したが、MAV の自律制御に関する方法論が確立されたというものでなく、あくまでケースバイケースにおいて自律制御に成功を収めているというものである。特に、機体の構造や環境の違い (例えば室内と室外) などによる計測や制御手法の選定を検討する必要があると考えられる。

このような状況の中で、本研究では、回転翼 MAV の自律制御技術を確立するための重要な要素である計測・モデリング・制御系設計に関して、室内と室外を分けて有効な手法を確立することを目的とする。

1.6 本論文の構成

以後の論文は、大きく 4 つの章から構成されている。

第 2 章では、本研究で制御対象として扱っている三種類の MAV の自律制御に必要なシステムのハードウェアの構成等について説明を行う。また、計測技術のビジョンシステム及び機体に搭載するセンサ類についても説明を行う。

第 3 章では、室内型 MAV のモデリング及び制御系設計と題して、 μ FR と X.R.B を対象として、それらのモデリング方法及びモデルベースの制御系設計に関する説明を行う。設計された制御器を用いたシミュレーション及び自律制御実験の結果を報告する。

第 4 章では、室外型 MAV の X-UFO のモデリング方法及びモデルベースの制御系設計に関する説明を行う。シミュレーション及び実験によってモデリングの正確性と制御器の有効性を検証する。

第 2 章

自律制御システム

2.1 緒言

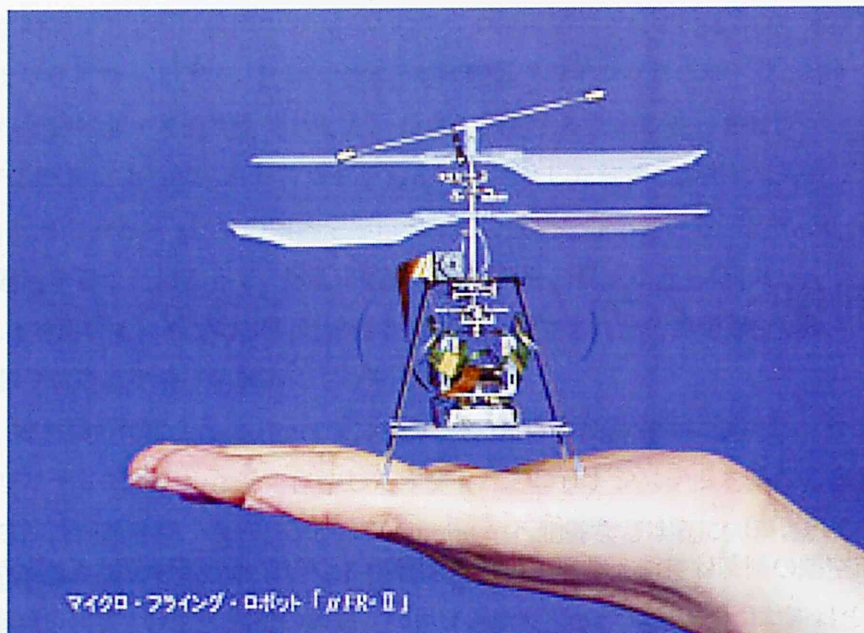
一般的に航空機の制御は航法・誘導・(姿勢)制御の3つのフェーズに分けることができる。それぞれ、航法とは機体に搭載されたセンサ情報を用いて機体の位置・速度・姿勢を演算するフェーズ、誘導とは航法において演算された位置・速度を目標の位置・速度に追従させるための姿勢指令値を計算するフェーズ、(姿勢)制御とは誘導で計算された姿勢指令値に従って機体姿勢を制御するフェーズとなっている。

MAV, 特に無線操縦ではなく完全自律制御によって飛行を行う MAV の場合, 人が介在することなく機体の状態等を完璧に把握する必要があるため, より正確なセンシングが求められる。そのような理由から, MAV の自律制御を検討する際には, 上述した3つのフェーズの中でも特に航法が重要な位置を占めているといえる。また, MAV の場合, UAV と比較して搭載重量の制限が厳しくなるが, 一般的にセンサ類の精度とその重量は比例関係になっているため, 高精度のセンサを搭載することは容易ではない。よって, 制御対象となる機体が小型化するほど, さらに航法の重要性は増していくものと考えられる。すなわち, MAV の場合, 軽量・低精度のセンサのみを用いて如何にして高精度の航法演算を実現するかということに自律制御全体の成否が掛かっているといっても過言ではない。よって, 小型 UAV の自律制御の研究の第1段階として, 航法装置を構成する小型軽量なセンサや演算装置の選定といった自律制御システムの構成を行う必要がある。

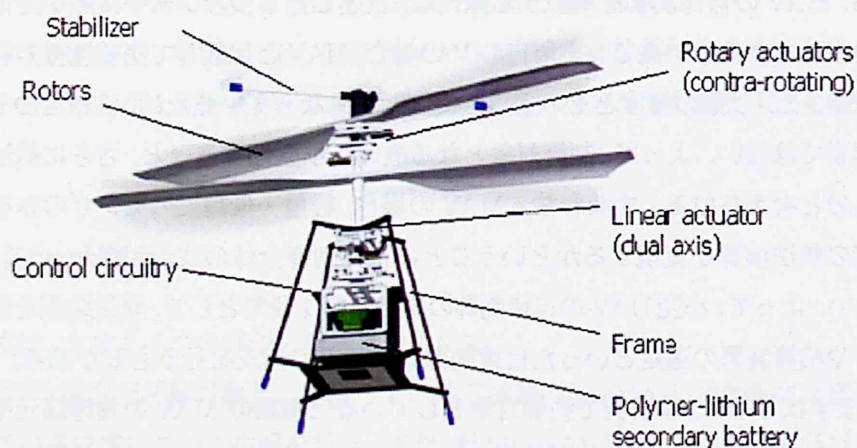
本章では, まずはじめに, 本研究で制御対象としている三種類の MAV の物理諸元や仕様の詳細に関して説明を行う。続いて, 自律制御を行うために必要なシステムの全体構成に関して説明した後, そのシステムを構成しているセンサや演算装置等に関してその詳細を述べる。

2.2 制御対象

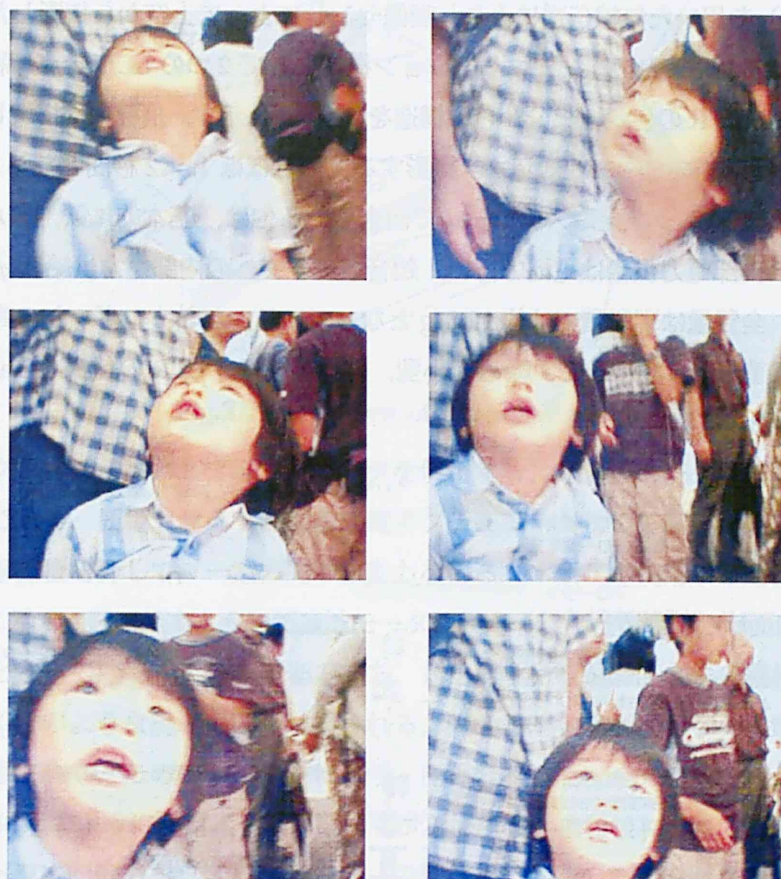
ここでは, 本研究で制御対象として扱う MAV として, μ FR, X.R.B と X-UFO それぞれについて紹介を行う。

2.2.1 μ FR の研究経緯Fig.2.1 Micro flying robot(μ FR)

制御対象 μ FR を Fig.2.1 に示す。 μ FR は世界最高レベルのパワーウェイトレシオ（重さあたりの出力）を持つ 4 つの超薄型超音波モータをアクチュエータとし、その内 2 つの超音波モータで 2 枚のプロペラを同軸回転させ、互いに生じるトルクを相殺しながら揚力を発生させる。また、残

Fig.2.2 configuration of μ FR

り 2 つの超音波モータで本体下部にあるおもりを X,Y 方向に駆動し、飛翔体の重心を移動させて飛翔体に傾きを与えることにより、揚力の一部を並進方向の推進力に変換する。機構部、回路部共にマイクロメカトロニクス技術の粋を集めた高密度実装技術によって小型軽量化を実現している。回路部には、電池、BT(Bluetooth)による無線通信ユニット、制御ユニット、ジャイロセンサやイメージセンサ (CCD カメラ) からなるセンサユニットを搭載している。さらに、Bluetooth

Fig.2.3 Images by μ FRTable 2.1 Spec. of micro flying robot(μ FR)

Parameter	Value	Unit
Power supply	4.2	V
Power consumption	3.5	W
Height	85	mm
Diameter of propeller	136	mm
Mass of rotary actuator unit	2.9	g
Mass of linear actuator unit	0.6	g
Mass of control circuitry	3.1	g
Mass of frame	2	g
Mass of battery	3.7	g
Total mass	12.3	g
Maximum lift	17	g/f

(ブルートゥース)を用いた無線伝送により、画像センサによって上空から撮影した画像を地上のモニターへ送ることと、人とのコミュニケーション機能として2つのLEDを点灯制御することが可能となっている。 μ FRの各主要部分からの構造をFig.2.4に示す。飛行中に搭載したカメラにより撮影した外部情報映像をFig.2.3に示す。撮影する間隔はほぼ1~2秒間となる。

μ FRの材質は、プロペラが発砲スチロールで出来ている他は、基本的に鉄、アルミ、ステンレスを用いている。外部電力供給は電池で行い、超音波モータへの内部電力供給は $\phi 0.045\text{mm}$ の導線を用いている。全質量は现阶段では約12.3gとなっている。なお、ロボットの高さは70mmであり、プロペラの直径は130mmで、極めて小型、軽量である。 μ FRの仕様をTable 2.1に示す。細かい構造をFig.2.3に示す。

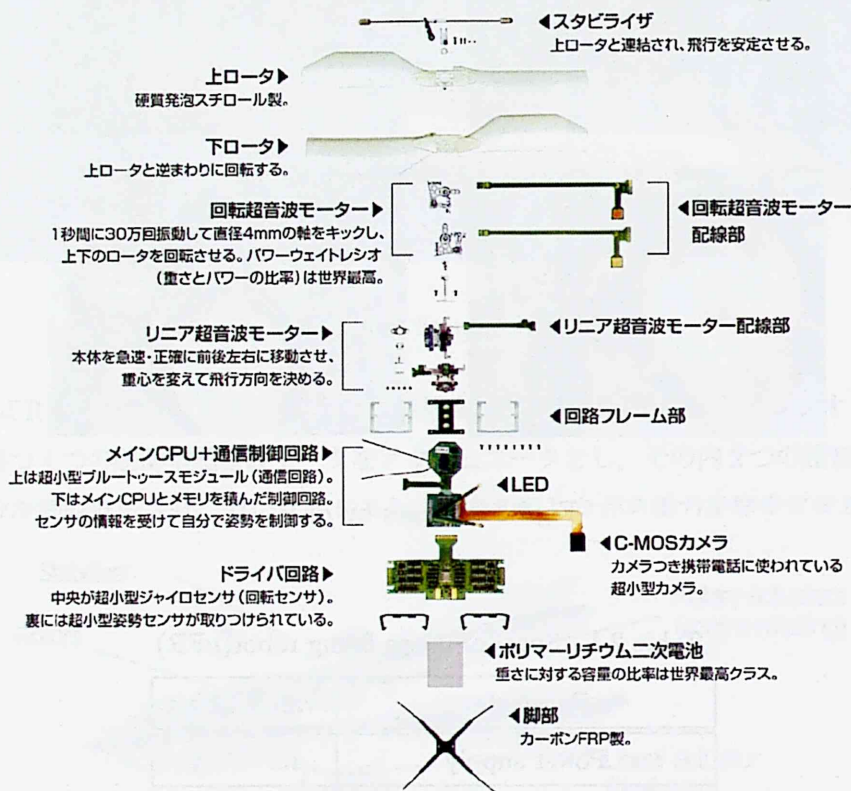


Fig.2.4 Detailed configuration of μ FR

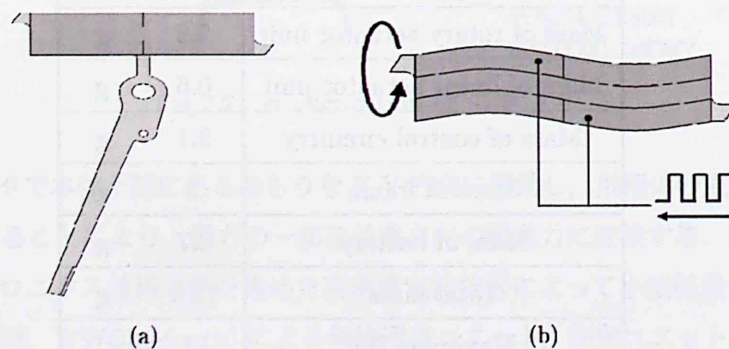


Fig.2.5 Ultrasonic motor

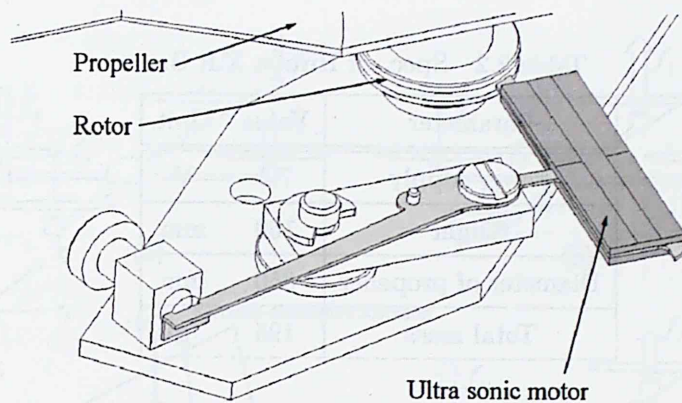


Fig.2.6 Overview of ultrasonic motor

本研究でアクチュエータとして超音波モータを使用する。超音波モータは磁石やコイルを使わないモーターである。圧電セラミックスを圧電アクチュエータとして高周波電圧をかけて振動させ、弾性体、摩擦板を介して、一定方向の駆動力を得る。本研究で使用する超音波モータの形状を Fig.2.5(a) に示す。図に示すように超音波モータは長形状の圧電素子の両面に 5 つの電極を取り付けた構造となっている。この 5 電極のうち、対角線上に位置する 2 つの電極に矩形波を印加すると Fig.2.5(b) のような撓み振動が励振される。同時に同じ矩形波を中央の電極に印加すると伸縮振動が励振される。この 2 つの振動により、圧電素子端面に 1 つの進行波が形成される。そこで、Fig.2.6 に示すように圧電素子端面にロータを加圧し、進行波によって形成される楕円運動によってプロペラに回転力を与える。同様に、飛翔体重心移動のためのおもりの駆動も、おもりに圧電素子端面を加圧することで行う。

なお、プロペラは一定方向に回転させるため上記の機構で充分だが、おもりの駆動の場合、両方向に駆動させる必要がある。この操作は、入力位置を切り替え、逆の対角電極に矩形波を印加することで行う。

2.2.2 小型電動ヘリ X.R.B



Fig.2.7 X.R.B.

Table 2.2 Spec. of Hirobo X.R.B.

Parameter	Value	Unit
Power supply	7.4	V
Height	160	mm
Diameter of propeller	350	mm
Total mass	195	g



Fig.2.8 Photo of X-UFO

一方、制御対象 X.R.B. を Fig.2.7 に示す。X.R.B. は同軸反転方式システムを採用し、2つの DC モータで2枚のプロペラを同軸反転させ、互いに生じるトルクを相殺しながら揚力を発生させる。上側のロータヘッドは、飛行中に機体が傾いたとき、水平を保とうとするスタビライザが機械的にロータをサイクリックさせ、常に安定を保つ。スライド式スワッシュプレートを水平方向に2コのギヤードモータ（サーボ）で移動させ、その方向と量で前後左右に機体を傾ける。ロータ回転数は0~1700RPMであり、ホバリング回転数はほぼ1600RPMである。電力の供給はリチウム電池で行い、最長15分間の飛行が可能となる。X.R.B. の仕様を Table 2.2 に示す。

2.2.3 Quad-Rotor 式 MAV : X-UFO

室外の自律飛行に使用している制御対象 X-UFO の写真を Fig.2.8 に示す。

X-UFO はドイツの Ascending Technologies GmbH 社で設計製造し、X-UFO ショップで販売している4チャンネルラジコンである。本体にはジャイロセンサとマイコンを搭載し、マニュアル操縦でも安定な飛行ができる。胴体の部分はカーボンファイバ（CF:炭素繊維）で作られ、軽量か

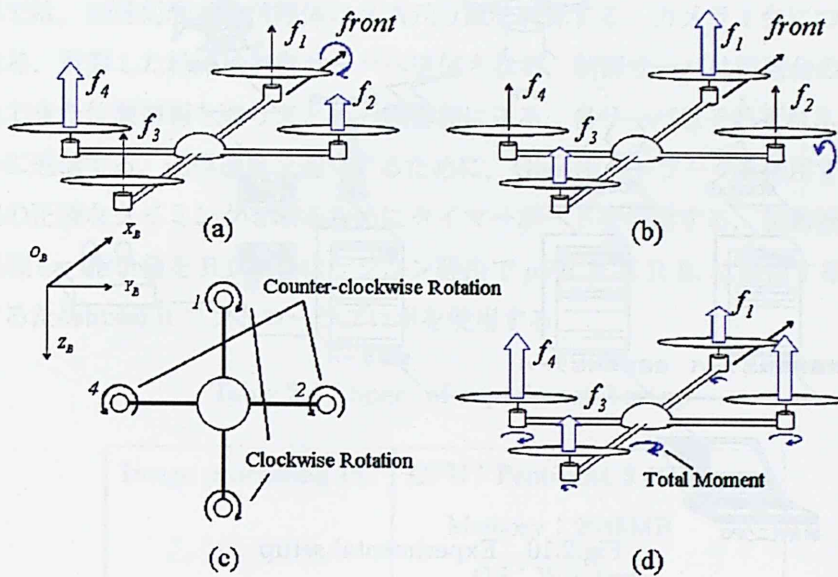


Fig.2.9 Image of X-UFO flight

つ丈夫な機体に出来上がっている。動力は4個のブラシレスモータから得られ、特殊なドライバを使用しているため、最高回転数は約7000rpmである。操縦は普通のラジコンヘリと同じように、6chプロポ（RCコントローラ）を使用し、ジョイスティックの4チャンネル信号が機体のコントローラで処理され、各モータのドライバに指令値を送信し、モータの回転数制御で機体の各自由度をコントロールする。電力の供給は11.1Vのリチウムポリマー電池で行い、2100mAhのバッテリーを利用すると、最長20分間の飛行が可能となる。

X-UFOの飛行原理としては、まず各モータをフロントから時計回りで1番から4番まで番号をつけておく。各モータが発生した推力の総和が揚力になる。2番モータと4番モータの回転数差によってX軸周りのモーメントが発生して（Fig.2.9.a）、機体のX軸周りの姿勢角が変化し、揚力の一部をX方向の推進力に変換する。同じ原理で、1番と3番の二つモータの回転数制御によって機体のY方向の移動制御が可能となる（Fig.2.9.b）。また、1番モータと3番モータが時計回りで回転して、2番と4番モータは逆時計回りで回転している（Fig.2.9.c）。モーメントの相殺に

Table 2.3 Spec. of X-UFO

Parameter	Value	Unit
Maximum Diameter	540	mm
Total mass	280	g
Power supply	11.1	V
	2100	mAh
Motor	Brushless Motor	

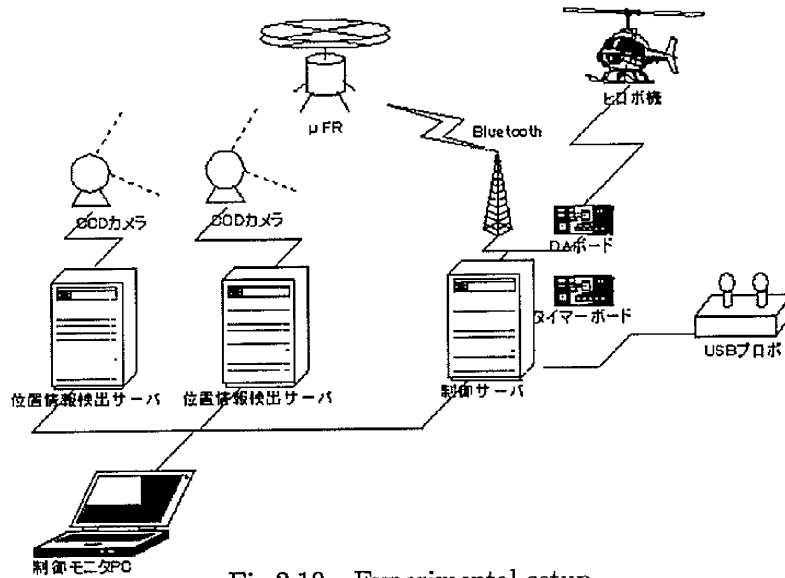


Fig.2.10 Experimental setup

よって機体の Z 軸周り (Yaw) の回転をコントロールする (Fig.2.9.d)。機体の制御部分は 3 軸ジャイロセンサを利用して PID 制御によって安定化制御を行っている。

Quad-Rotor 式 MAV の特徴としては、ロータが四つあるので、各プロペラの直径が小さく設計することができ、ペイロードが大きいコンパクトな機体を製作することができる。また、シングルロータ機より受風面が小さいため、小型な機体でも風に対抗性が強く、5m/s の風でも飛行することができる。

2.3 実験システム

飛行体の自律飛行を実現するために、機体の姿勢、速度、位置などの状態量をリアルタイムで検出する必要がある。室外の場合、INS、GPS、気圧センサなどを用いて自律制御に必要な機体の状態量を観測する。室内の場合、GPS 信号がないため、機体の位置を検出するのに、レーザ距離計、超音波センサ、ビジョンなどが提案されている。レーザ距離計は精度が高いが、本体が重いいため、MAV に搭載するのができない。超音波センサは軽量・小型であるが、検出距離、信頼性、プロペラの回転による発生したノイズに影響されやすいなどの問題点があるので、MAV の位置制御に用いるのが難しい。そこで、本研究は室内で MAV の位置を検出するために、ビジョンの手法を用いて、一つの単眼カメラを使用し、正方形のマーカを機体の底部に付けて、マーカを認識することで機体の三次元位置を検出する。

室内と室外と位置検出手法が相違するので、自律飛行の実験システムの構成も違ってくる。ここでは、二つの実験システムについてそれぞれ紹介する。

2.3.1 室内自律飛行用ホストベース実験システム

本研究に使用する室内実験システムのイメージを Fig.2.30 に示す。まず、飛行体につけたマーカを認識するために USB2.0(50frames/s) カメラを使用する。撮られた画像を検出サーバに送る。

検出サーバでは、画像処理をし飛翔体の3次元位置を計算する。カメラ1台につき1台のサーバが必要となる。計算した結果は制御サーバへ送信される。制御サーバは複数台の位置検出PCから送信されてきた位置情報を取りまとめ、制御器に送る。各サーバはそれぞれネットワークに接続し、互いに通信する。通信速度を速くするために、Gigaネットワークを使用する。各画像の撮られた時点の正確なタイミングを取るためにタイマーボードを使用する。制御器は送って来た位置情報を処理し、指令値をBT 或いはラジコン経由で μ FR と X.R.B. に送信する。また、マニュアル操縦するために USB コントローラプロポを使用する。

Table 2.4 Spec. of experimental setup

Image processing PC	CPU : Pentium4 3.4GHz Memory : 2048MB OS : Windows
CCD camera	Lumenera(Canada) USB2.0 Max.56fps
Control PC	CPU : Pentium4 2.3GHz Memory : 1024MB OS : Windows
Network hub	BUFFALO LSW-GT-8C
DA board	CONTEC DA16-4(LPCI)L
Bluetooth	Mitsumi Electric WML-CS2APR

単眼カメラを用いた3次元マーカ位置検出法 一般的には、3次元座標を測定するには、同じ対象物に対し、異なる空間位置での2枚以上の画像を、同時に2台以上のカメラで撮像できる場合のみ可能である。なぜなら、カメラの光学中心と画像平面上の点により決まる光線を2台のカメラで求めると、これら2つの光線は3次元区間で交差し、その点の3次元位置を与えるからである(三角測量)^[8]。しかし超小型飛翔体の場合、データ処理時間の制約により、こうした手法を用いることが困難である。このような理由から、一つのCCDのカメラを使って、飛翔体に付ける四方形のマーカを認識して、飛翔体の三次元座標を測定する方法を採用した^[9]。

(1) カメラパラメータと座標系

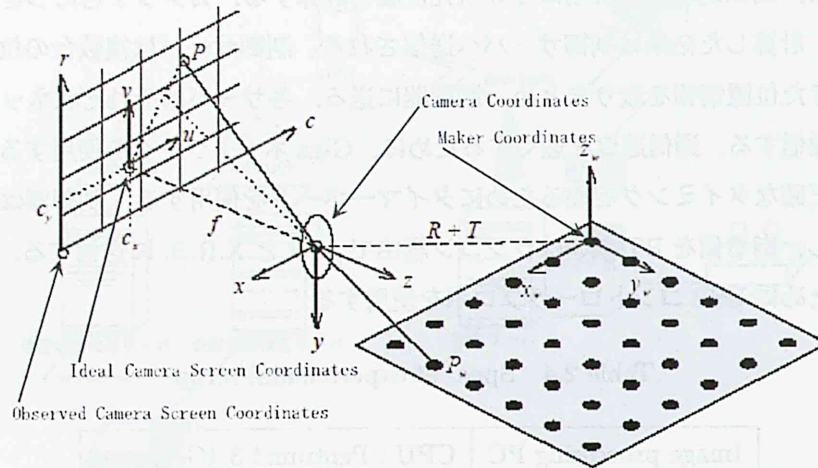


Fig.2.11 Camera and the coordinate systems

Fig.2.11 は、カメラによる透視射影を図にしたものである。ここで、4つの座標系が使われている。

カメラ座標系： (x, y, z)

マーカ座標系： (x_w, y_w, z_w)

理想スクリーン座標系： (u, v)

観測スクリーン座標系： (c, r)

カメラ座標系は焦点位置を原点、画像平面に垂直な方向を z 軸、画像の x, y 軸に平行な方向を各 x, y 軸とする。マーカ座標系で表現された点 (x_w, y_w, z_w) は、回転・平行移動でカメラ座標に変換可能で、その座標では (x_c, y_c, z_c) と表記する。透視変換モデルによって投影される画像平面は理想スクリーン座標系と呼び、この座標系においては (u, v) で表すものとする。画像面への投影後、レンズ歪みにより (u, v) の座標が変換される。この歪み関数によって変換された座標系を観測スクリーン座標系とし、実際にカメラから取り込まれたデータをこの座標系で表現し、その座標値を (c, r) で表す。マーカ座標点 P_w は、レンズの光学中心を通して、光学中心から f (焦点距離) だけ離れた所に位置する画像平面上の点 P に投影される。式 (2.1) によってカメラ座標内の点 P_c に変換される。

$$P_c = R_{3 \times 3} \times P_w + T_{3 \times 1} \quad (2.1)$$

ここで、 $T_{3 \times 1}$ は並進ベクトル、 $R_{3 \times 3}$ は回転行列であり、マーカ座標系におけるカメラの位置・姿勢を決定する。

理想スクリーン座標系から観測スクリーン座標系への変換はレンズ歪み率 (κ) と画像平面上に光学中心を垂直に投影した点 u_0, v_0 (歪み中心でもあり) により計算できる。理想スクリーン座標系とカメラ座標系の間は透視変換モデルで変換でき、変換行列 P を求

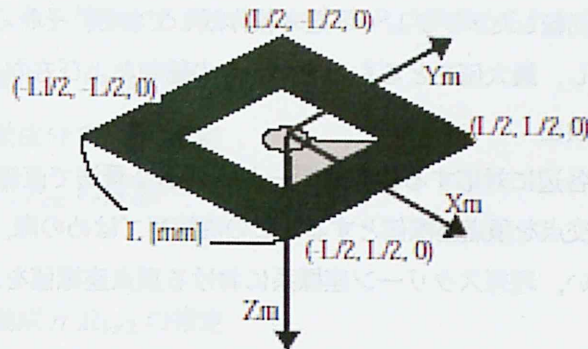


Fig.2.12 An example of markers

めることにより実現できる。これらのパラメータはカメラによる3次元から2次元へ投影を決定することから、カメラパラメータと呼ばれ、事前にキャリブレーションにより求めておく。

(2) マーカ検出処理

(a) マーカ抽出

面積値によって巨大領域と微小領域を除外し、外接長方形情報から画像境界に接する連結領域も除外する。残された連結領域に対して輪郭線追跡を行い、輪郭線上の画素位置をすべて記憶する。輪郭線データに対して折れ線近似を行い、4本の線分によって十分で近似できた連結領域をマーカ候補とする。このときの4つの折れ点の座標値を記憶しておく。

(b) マーカ識別

Fig.2.12にマーカの例を示す。マーカの中央部に識別用のパターンが描かれているが、このパターンを事前に登録したパターンとのテンプレートマッチングによって識別する。そのためには、まず画像の正規化が必要となる。

マーカは透視変換モデルによって理想スクリーン座標系に投影されるので、マーカ座標系平面内の点 $(x_w, y_w, 0)$ は、式2.1で理想スクリーン座標系上の点 (u, v) に変換される。マーカの大きさは既知なので、その情報と検出された4頂点の座標値を用いると、式2.1のすべて c の値が求められる。従って、マーカ内部のパターンはこの式によって正規化できる。

$$\begin{bmatrix} hu \\ hv \\ h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_w \\ y_w \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

具体的には、マーカ内部のパターン領域を 64×64 に分割し、その領域に対応する画素値を入力画像から抜き出し、 64×64 画素のパターン画像を得る。これを 16×16

に縮小しテンプレートマッチングに使用する。マーカの回転に対処するために、90度おきに回転したテンプレートを4枚作成しておき、それらと入力画像に対し類似度を計算し、最大値をとるものをマーカの種類および方向と見なす。

(c) 頂点位置検出

マーカの各辺に対応する輪郭線データに最小2乗法で直線当てはめを行い、それら直線の交点を頂点座標値とする。この直線当てはめの際、以下の歪み関数による変換を行い、理想スクリーン座標系における頂点座標値を求める。

$$\begin{aligned} \frac{p}{q} &= 1 - \kappa q^2 \\ \begin{bmatrix} q^2 \\ p^2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (u - u_0)^2 + (v - v_0)^2 \\ (c - u_0)^2 + (r - v_0)^2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} c \\ r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{p}{q}(u - u_0) + u_0 \\ \frac{p}{q}(v - v_0) + v_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3)$$

ここで、 (u, v) は理想スクリーン座標系での座標値、 (c, r) は観測スクリーン座標系での座標値である。また、 κ は歪み率、 (u_0, v_0) は歪み中心座標値である。ここでの計算では、式2.3の逆変換が必要となるが、その計算は初期値を (c, r) としたニュートン法の4回の繰り返いで十分な精度が得られることを確認している。観測された正方形マーカ画像では樽型歪みの影響でその辺は曲線となるが、この変換によって辺は直線として取り扱うことができる。

(3) マーカの3次元位置推定

3次元位置の推定はマーカ座標系からカメラ座標系への変換行列 P_{cw} を推定する問題である。これらの座標系の関係は式2.4と式2.5のように表現できる。式2.3はマーカ座標系平面内座標値と理想スクリーン座標系の関係式であるが、以下の式はマーカ座標系の3次元座標値を取り扱うものである。

$$\begin{bmatrix} x_c \\ y_c \\ z_c \\ 1 \end{bmatrix} = P_{cw} \begin{bmatrix} x_w \\ y_w \\ z_w \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{3 \times 3} & R_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_w \\ y_w \\ z_w \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} hu \\ hv \\ h \\ 1 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & 0 \\ 0 & P_{22} & P_{23} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c & y_c & z_c & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

マーカ座標系におけるマーカの4頂点の座標値は Fig.2.11 に示すように設定されてお

り、これらに対応する理想スクリーン座標系における座標値もこれまでの処理で得られている。これら情報から式 2.4 における P_{cm} が求められ、その手順は

- (a) 回転移動成分 $R_{3 \times 3}$ の推定
- (b) 平行移動成分 $T_{3 \times 1}$ の推定
- (c) 変換行列 P_{cm} の修正

となる。

- (a) 回転移動成分 $R_{3 \times 3}$ の推定

理想スクリーン座標系におけるマーカの頂点位置から向かい合う 2 辺の直線の方程式 2.6 が得られ、式 2.5 のを代入することで、式 2.7 が得られる。

$$\begin{cases} a_1 u + b_1 v + c_1 = 0 \\ a_2 u + b_2 v + c_2 = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} a_1 R_{11} x_c + (a_1 R_{12} + b_1 P_{22}) y_c + (a_1 P_{13} + b_1 P_{23} + c_1) z_c = 0 \\ a_2 R_{11} x_c + (a_2 R_{12} + b_2 P_{22}) y_c + (a_2 P_{13} + b_2 P_{23} + c_1) z_c = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

この式はカメラ座標系によって表現される 3 次元空間中の平面の方程式であるが、3 次元空間中のマーカの辺がこの平面内に存在することを意味する。マーカの向かい合う 2 辺は平行なのでその方向ベクトルは一致し、式 2.7 の 2 平面の面内方向となる。つまり、式 2.7 の 2 平面の各法線ベクトルの外積として計算されるベクトルが、平行 2 辺のカメラ座標系における方向ベクトルとなる。この計算を 2 組の平行 2 辺に対して行うことにより、マーカの隣り合う 2 辺の方向ベクトル U_1, U_2 を求めることができる。理想的には、この 2 つのベクトルは直交するが、計測誤差により実際には直交しない。そこで、Fig.2.13 に示すように計測された 2 つの方向ベクトルに対し、それらを含む平面内で直交する 2 つの単位ベクトル V_1, V_2 を計算し、これを U_1, U_2 の代わりに用いる。またこの V_1, V_2 の外積を計算することでマーカ平面に垂直な方向の単位ベクトル V_3 も得られる。このとき (V_1^t, V_2^t, V_3^t) が、マーカ座標系からカメラ座標系への回転変換成分 $R_{3 \times 3}$ となる。ただし、行ったテンプレートマッチングの結果から 2 つ方向ベクトルとマーカ座標系の x 軸 y 軸の対応関係および正逆方向を判定しておく必要がある。マーカ座標系の z 軸はマーカ平面下向きに設定しているので、カメラ座標系原点から理想スクリーン座標系でのマーカ対角線交点を向く方向ベクトルとの内積が正になる方向に設定する。

- (b) 平行移動成分 $T_{3 \times 1}$ の推定

式 2.4 と式 2.5 を結合し、マーカ 4 頂点のマーカ座標系での座標値、理想スクリーン座標系での座標値を代入すると、 (T_1, T_2, T_3) に関する 1 次方程式が 8 個得られる。行列 $P, R_{3 \times 3}$ が既知なので、これらの式から (T_1, T_2, T_3) が計算できる。

- (c) 変換行列 P_{cm} の修正

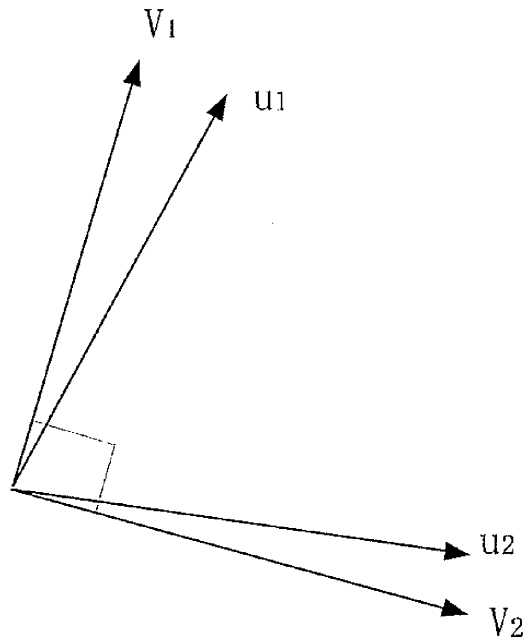


Fig.2.13 Compensation of direction vector

以上の計算で P_{cw} の計算ができるが、回転行列の計算において大きな誤差を伴う。そこで、画像情報を利用し回転行列の修正を行う。式 2.4 においては回転行列が 9 個のパラメータで表現されているが、これを 3 つの回転角で表現し、オイラー角表現を利用し、回転行列 $R_{3 \times 3}$ から各回転角を求めることができる。そこで、これまでに求めた P_{cw} を用いて、マーカ 4 頂点の座標値を式 2.4、式 2.5 に代入することで、理想スクリーン座標値を計算できる。この計算値と実際に画像処理によって求められた値の誤差の 2 乗和が少なくなるように各回転角の値を修正する。さらに平行移動成分の推定の処理を再適用し平行移動成分 $T_{3 \times 3}$ も更新する。

このような処理により、変換行列 P_{cw} が求められ、マーカのカメラ座標系における 3 次元位置を求めることができる。

(d) 精度評価

一辺が 80 mm のマーカを動かし、その計測値を記録することにより、マーカの計測精度を評価する。ここでは、Fig.2.14 に示す実験装置を使用する。

マーカの三次元位置を測定したいので、マーカを中心点をマーカ座標系の原点として設定しておく。平行移動成分 $T_{3 \times 3}$ がそのままカメラ座標系におけるマーカ中心の座標を示す。計測機器に制限されるため、今回の実験は Y 軸方向のデータだけを計測し、精度を分析した。Fig.2.15 に示すようにマーカの位置を五ヶ所に設置し、測定を行った。各場所でカメラ座標系の約 $y = -40 \text{ mm}$ の点を原点とし、上に移動しながら、0 から +75 mm までの範囲で行って、5 mm 単位で相対座標を記録す

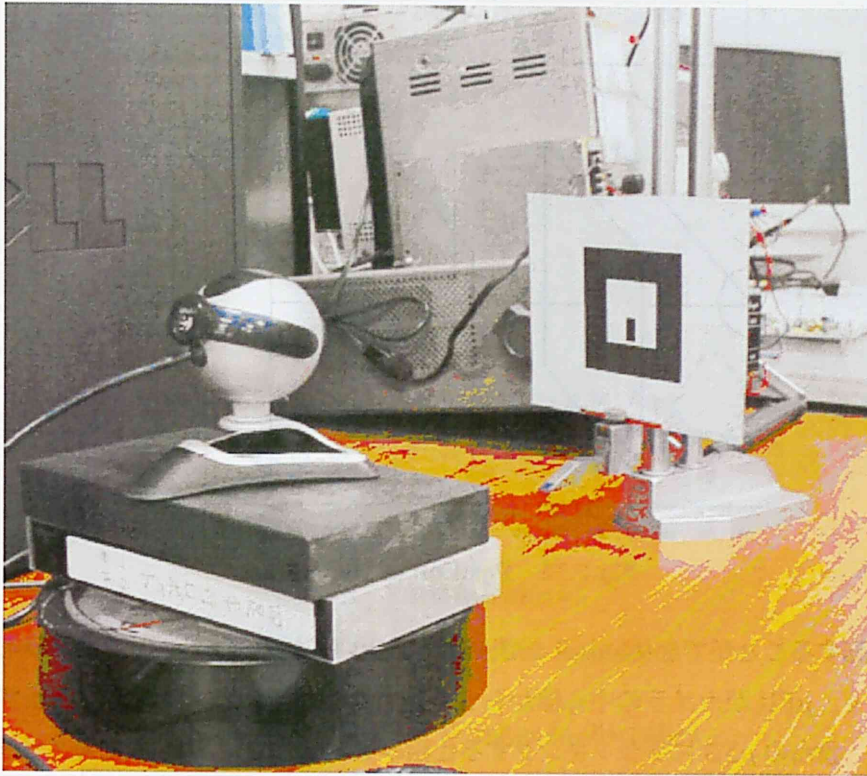


Fig.2.14 Camera experiment system

る。一地点について連続 100 回の計測値の平均を取って、偏差を観測し、結果を Fig.2.16 に示す。

マーカはカメラとの傾斜角の影響が小さく、カメラから遠ざかるほど誤差が大きくなるのが分かる。精度評価の結果により、一つの CCD カメラを利用して、形状が既知であるマーカをある範囲で精度を高く測定することが可能である。したがって、飛行体にマーカをつけることにより、三次元位置の測定が実現できると考えられる。しかし、このような手法を用いると、観測できる範囲が狭い弱点が存在している。 μ FR が常に安定にボバリングすれば支障がないが、大きい外乱を受けるとき、そして広範囲な飛行を考える時に問題が発生する。そこで、広角レンズにかわる、マルチカメラシステムを使用するなど様々な提案を検討してきたが、パソコン制御電動雲台を利用し、カメラを μ FR の移動する方向に追従させることで、観測範囲を広げる方法を採用した。

パソコン制御電動雲台 本研究で使用したパソコン制御電動雲台は、パン (X 軸周り)・チルト (Y 軸周り) の 2 自由度回転に精密回転ステージを使用して、モータの角度精度が 0.01 度の精密電動雲台である。最大旋回速度は $20^\circ/s$ で、雲台のコントローラは、パソコンと USB で接続して制御する。また、ステージの角度を観測するために、ポテンショメータも搭載している。雲台の仕様を Table 2.5 に示す。しかし、雲台のドライバの機能により、雲台が回転する途中で次の指令を受けることができない。したがって、カメラが常に μ FR の動きに合わ

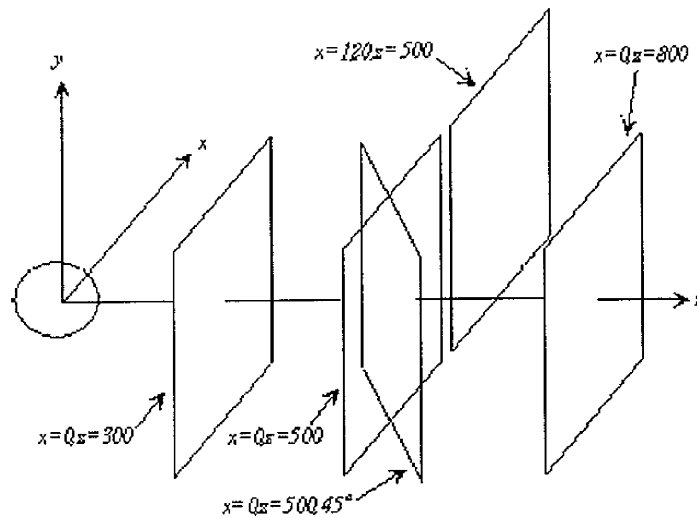


Fig.2.15 Position of the marker

せて回転することができない。そこで、サンプリングタイム間隔ごとでカメラを動かすことではなく、 μ FRがカメラの中心線から 5° 離れた時点で、カメラを 5° 回転する手法を提案する。雲台の μ FRにトラッキングする仕組みを Fig.2.18 に示す。固定カメラを利用する場合、カメラから上空へ1 m くらい離れたところで、X, Y 方向の認識範囲がおよそ $60\text{cm} \times 60\text{cm}$ であるが、電動雲台を使用した場合、 $140\text{cm} \times 140\text{cm}$ と4倍以上エリアを広げたことが確認できた。ホバリング飛行実験だけを行う場合、固定カメラでも十分だが、軌道追従、Waypoint 飛行などの実験を行う場合、電動雲台は欠かせない存在である。室内だけではなく、室外飛行の場合、カメラが機体に搭載し、地上にあるターゲットをトラッキングするため、アクティブカメラが必要になるとと思われる。

Table 2.5 Spec. of Camera platform

Parameter	Value
motor	stepping motor (precision: 0.01°)
sensor	potentiometer (precision: 0.1°)
range	roll $\pm 60^\circ$ pitch $\pm 60^\circ$
Max speed	roll $20^\circ/s$ pitch $20^\circ/s$
weight	7.5Kg

小型姿勢センサ μ FRの重さが僅か12.3gであるため、センサ類の搭載が難しいが、X.R.Bの最大ペイロードは70gであるので、超軽量のセンサを搭載することが可能である。しかし、軽量になると精度も落ちてくる。その両方のバランスを考慮して、小型ワイヤレス姿勢センサ InertiaCube3を選択した。InertiaCube3の写真を Fig.2.19 に示す。InertiaCube3はジャイ

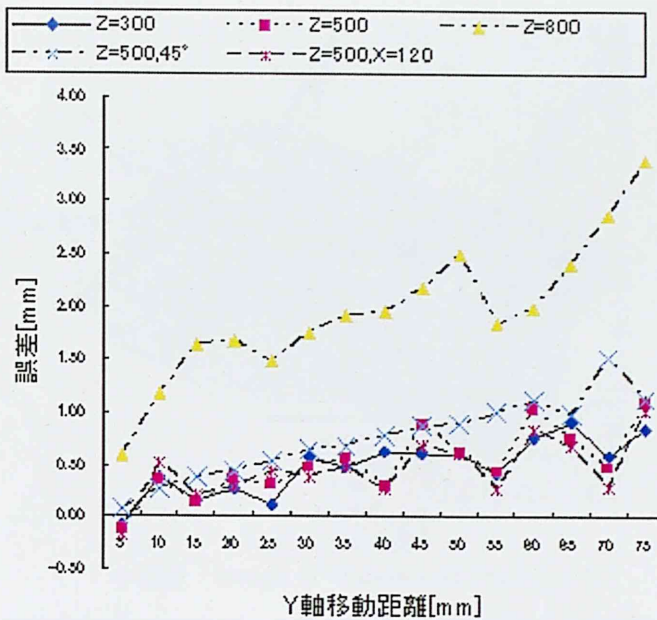


Fig.2.16 Errors of position estimation

Table 2.6 Spec. of Wireless Inertiacube3

Parameter	Value
Degrees of Freedom	3(Yaw,Pitch and Roll)
Angular Range	Full 360° -All Axes
RMS Accuracy	1°in yaw, 0.25°in pitch,roll at 25°C
Interface USB Update Rate	180Hz
Wireless Sensor Range	30 meters
Power Supply	6VDC,40mA

口、加速度、地磁気の三つのセンサから構成され、ロール・ピッチ・ヨー、3軸の傾きを出力し、全方向360°の傾きを正確に測る事が可能である。重さは僅か17g(電池を含まない)で外寸3.2×2.9×2.4cmと小型なボックスにまとめられている。様々な利用環境を想定し、同時に使用できる台数を9台まで対応でき、将来性を考えると、群制御にも応用する事ができる。InertiaCube3の仕様をTable 2.6に示す。センサの電力はバッテリーから提供されるが、超軽量の電池はまだ見つけていないので、今暫時的に有線で電力を提供してテスト飛行を行っている。6V~9Vまでの電源が利用可能なので、X.R.Bのバッテリーから電力を取ることも可能であり、現在は超軽量電池を使用するかX.R.Bの電源を利用するかについて検討している。

ホストパソコン 検出された飛行体の位置情報を制御用ホストパソコンに送信される。制御器はホストパソコンの中に実装され、計算した制御指令値が指定された制御対象に送信する。状態量の観測、制御器のゲインと目標値などの調整全部オンラインで行うことができる。ホスト

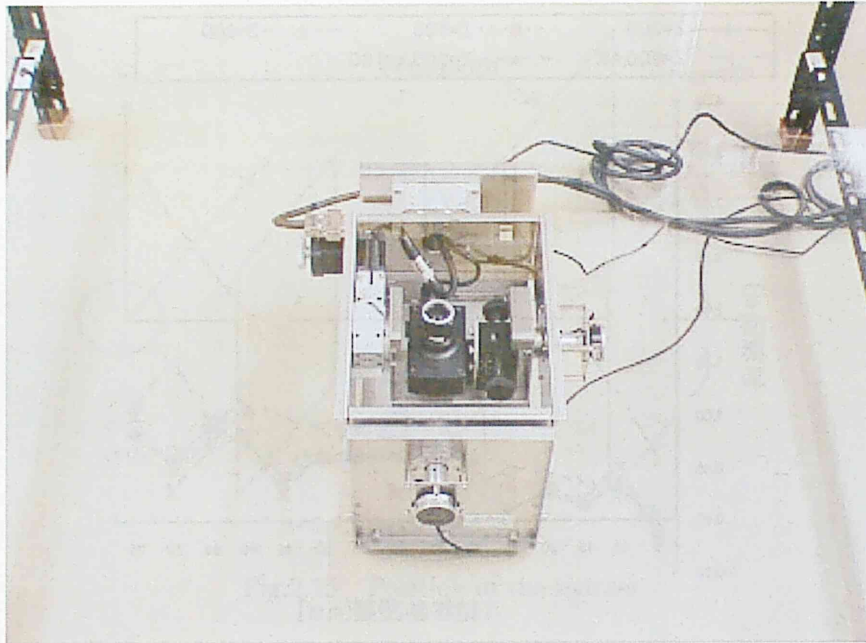


Fig.2.17 Computer control Camera platform

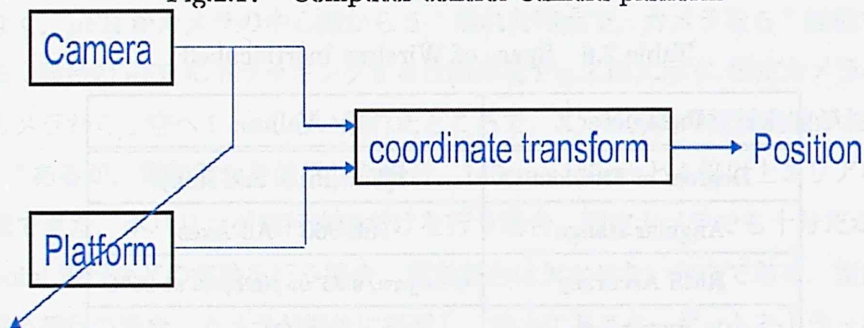


Fig.2.18 Block diagram

パソコンの操作する画面を Fig.2.20 に示す。μFR の場合だと 2 秒間隔で画像を受信することもできる。

2.3.2 室外自律飛行用組込み型実験システム

機体に搭載する組込み制御システムはセンサユニット MNAV, SH2A マイコンボード, 無線モデム, ワイヤレスカメラなどから構成される。また, 機体の状態を監視そして目標値を機体にリアルタイムで送信するために, 地上局パソコンも使用する。

センサユニット MNAV Crossbow 社製のセンサユニット MNAV (Fig.2.21) は小型航空機専用仕様に設計され, 姿勢制御に必要な IMU センサから, GPS, 気圧力センサまで搭載され, PPM 信号入力とシリアル信号出力まで装備し, 軽量で使いやすいセンサである。弱点としては GPS アンテナケーブルがセンサとの接続部分のコネクタが故障しやすい。

GPS レシーバは小型・安価な u-blox の製品を使用しており, 更新レートは 4Hz で, 単独測



Fig.2.19 Image of Wireless InertiaCube3

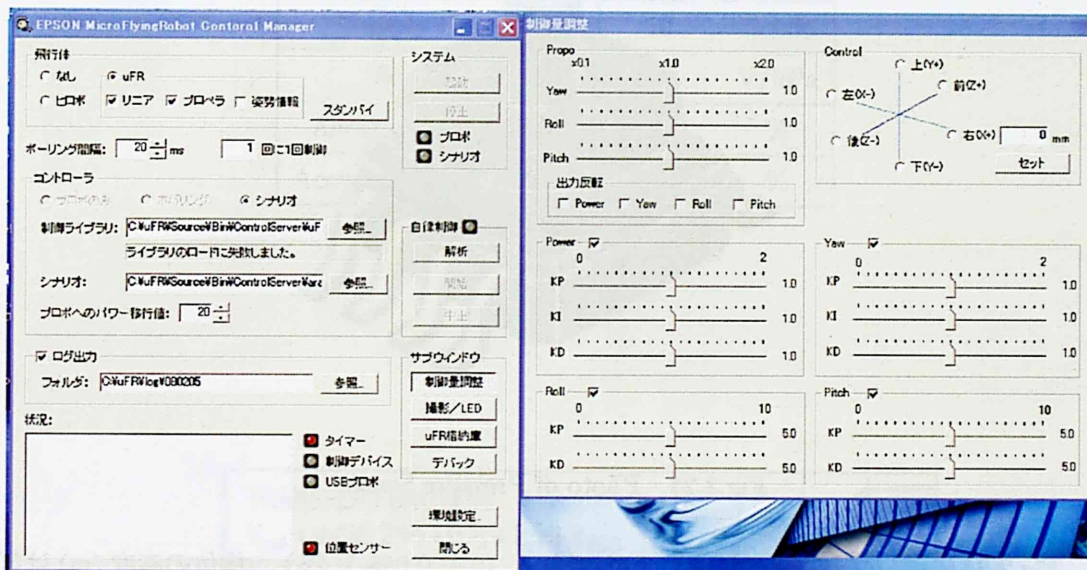


Fig.2.20 Control window

位の場合は緯度・経度の測定精度は 2.5m 前後である。データの遅れはおおよそ 1 秒くらいである。GPS から測定した高度の精度は緯度・経度より悪いため、直接制御に用いると信号が悪い時機体の高度方向が不安定になる。そこで、高度方向の制御では、GPS の代わりに気圧力センサを使用する。

気圧センサ 気圧センサ MPXV5004GC6U のパラメータを Table 2.7 に示す。直径は 0.12 インチで、長さは 0.25 インチであり、極めて小型軽量である。本体 (Fig.2.23) は熱可塑性の材料で作られ、耐久性と耐熱性が強く、温度が 10℃ から 60℃ まで使用できる。気圧センサの測定対象は高度と風速の 2 種類がある。気圧センサの静圧は、高度の計算に使用し、測定できる範囲は 0m から 10000m までである。動圧は風速の計算に利用されるが、本研究は GPS の速度情報を使用するため、現段階では利用していない。気圧センサの精度と能力を

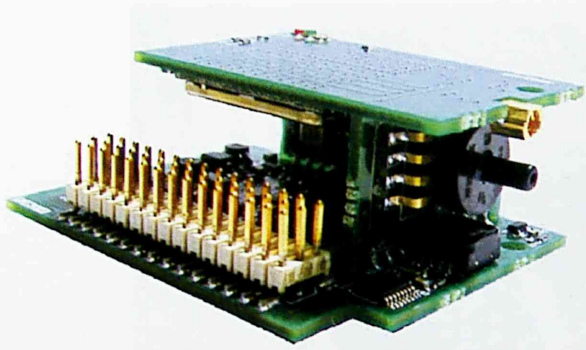


Fig.2.21 Photo of MNAV



Fig.2.22 Photo of XBee pro

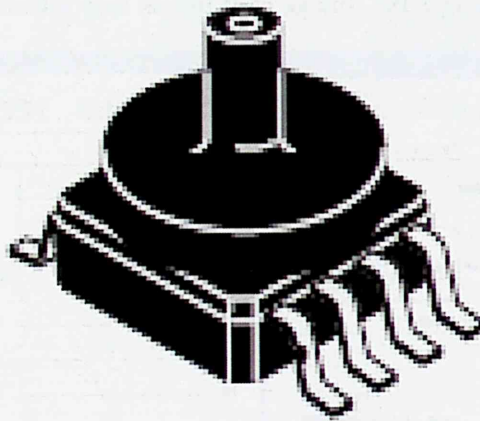


Fig.2.23 Photo of Pressure Sensor

Fig.2.24 に示し、センサの精度は 1.5%である (0 - 0.098 k Pa) . 機体の高度 (m) は気圧 (Pa) と海拔高度の関係式によって計算する.

$$H = -7924 \times \ln \frac{p}{760} \quad (2.8)$$

気圧センサの精度を検証するため、データ収集し解析を行う。まず風がセンサに与える影響を確認する。風速が 0 m/s 時、機体が静止状態でセンサの生データを記録し、結果を Fig.2.25 に示す。Fig.2.25 に示すように、変動範囲は -1 m から 1.3 m までである。風速が 4 m/s 前後の時、測定結果は Fig.2.26 に示す。変化範囲は -1.8 m から 1.6 m までである。二つのデータを比べると、風速は気圧センサに多少影響を与えることが分かる。

続いては気圧センサデータと GPS データを比較する。まずセンサを機体に載せて、離陸させてから一定な高度を保持し、低速移動飛行させながら両方のデータを同時に収集し解析を行う。初期化としては、離陸する直前のセンサのデータを 0 m に設定する。結果を Fig.2.27

Table 2.7 Spec. of Pressure Sensor

Parameter	Value	Unit
Operating Temperature	0-60	°C
absolute pressure	0-10000	m
pitot pressure	0-80	m/s
Diameter	0.12	inch
Length	0.25	inch
Frequency	50	Hz
Pressure Range	3.92	kPa
Supply Voltage	5.0	V
Supply Current	10	mA _{dc}
Sensitivity	1.0	V/kPa
Accuracy(0-0.98kPa)	1.5	%
Accuracy(0.98-3.92kPa)	2.5	%

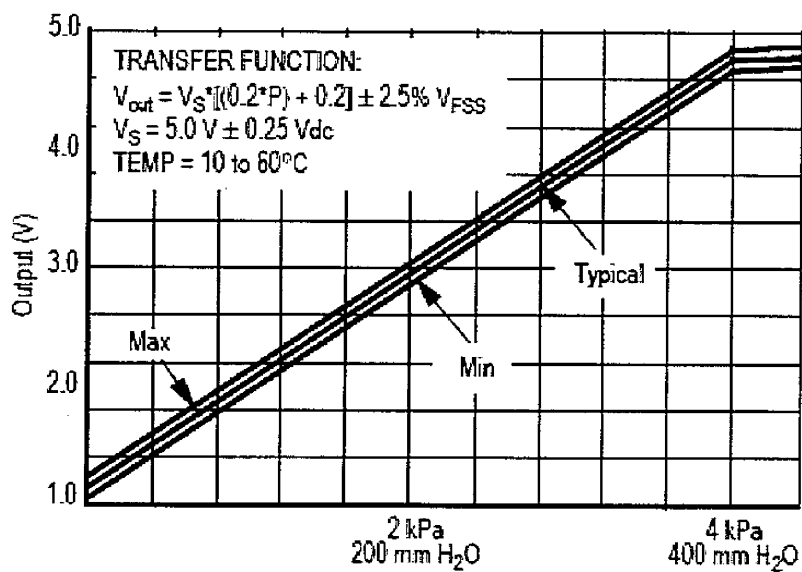


Fig.2.24 Output versus Pressure Differential

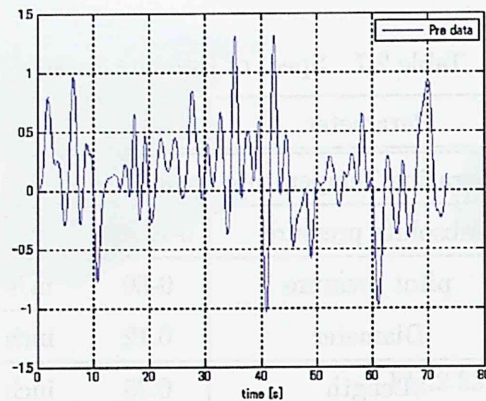


Fig.2.25 Experimental result of accuracy (0 m)

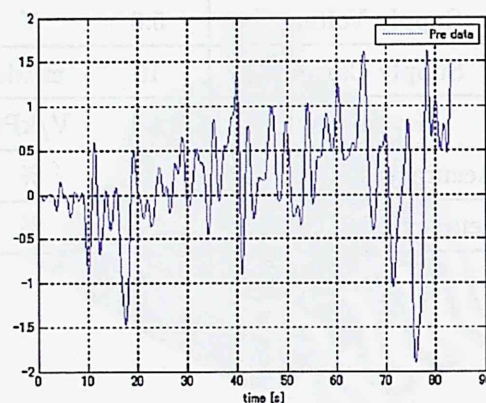


Fig.2.26 Experimental result of accuracy (4 m)

に示す。(Fig.2.27) に示したように、機体は上昇した後、高度は 2 m を保持する。気圧センサのデータはほぼ実際機体の高度と一致するが、GPS のデータは逆方向に動いて、その上、データの安定性も悪い。結果により、気圧センサのデータは GPS のデータに比べると、精度や安定性が良いことが分かる。

マイコンボード 組込み制御を実現したいので、今回は計算速度が 160MHz までできる SH2A の SH7211 を搭載した AP-SH2A-0A を選択した。オンボードでセンサ類の情報計算、制御器の演算そして基地局との通信処理を行う。

無線モデム X-Bee 基地局と通信するため無線モデム XBee-pro (Fig.2.22) を搭載する。高出力で 1.6Km まで通信できるが、日本の電波法による最大出力に設定することができなく、現在使用しているバージョンは 400m 前後の通信距離が確認できた。

ワイヤレスカメラ MV200 外部情報を収集するため、MV200 ワイヤレスカメラシステム (Fig.2.28) も搭載している。鮮明な映像をリアルタイムで基地局に転送することが可能となる。カメラから得られた画像を Fig.2.29 に示す。120° 広角レンズを使用しているため、画像には少し

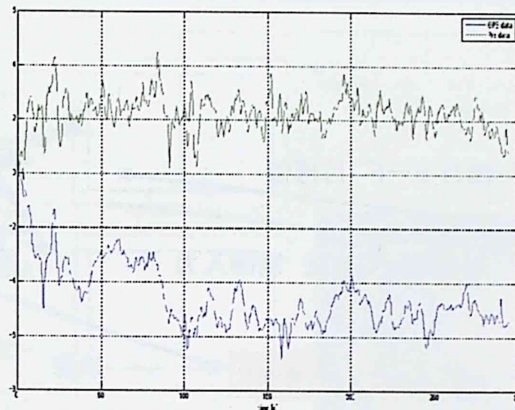


Fig.2.27 Experimental result compared with GPS



Fig.2.28 Photo of Wireless camera system



Fig.2.29 Image from wireless camera system

歪みが出ている。

しかし、無線モデムとワイヤレスカメラシステムは全部 2.4GHz の周波数域を使っているため、電波干渉確認ができた。現在では、自律制御中にカメラの利用ができない。カメラの映像を撮りたいときはマニュアル飛行にせざるを得ない。問題を解決するために、どちらかを他の周波数域に変更する必要がある。実験システム全体のイメージを Fig.2.30 に示す。マニュアル操縦するために USB コントローラを使用する。指令値を Xbee 経由オンボードマイコンに取り込み、PPM 信号に変換され、ストレートに X-UFO に転送する。組込み制御システムを搭載した X-UFO が飛行している様子を Fig.2.30 に示す。

組込み制御システムを構築したので、すべての制御系はオンボードで演算する。飛行モードは自動離着陸モード、姿勢制御モード、速度制御モードと完全自律飛行モードに分けられる。自動離陸はフィードフォワード入力で行う。姿勢制御モードと速度制御モードは USB コントローラによる目標値を生成し、地上局から機体に送る。完全自律飛行モードだと地上局から位置の目標値を

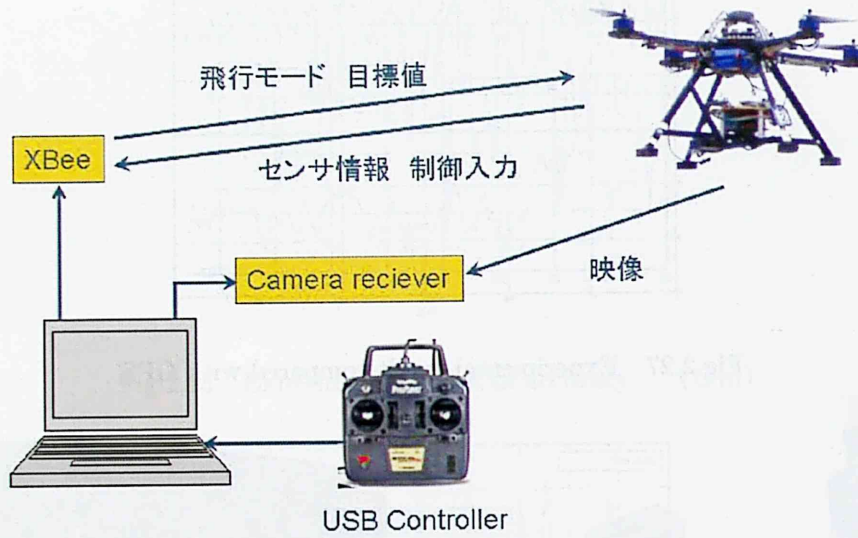


Fig.2.30 Image of experimental system



Fig.2.31 Quad-rotor based MAVs in real-flight

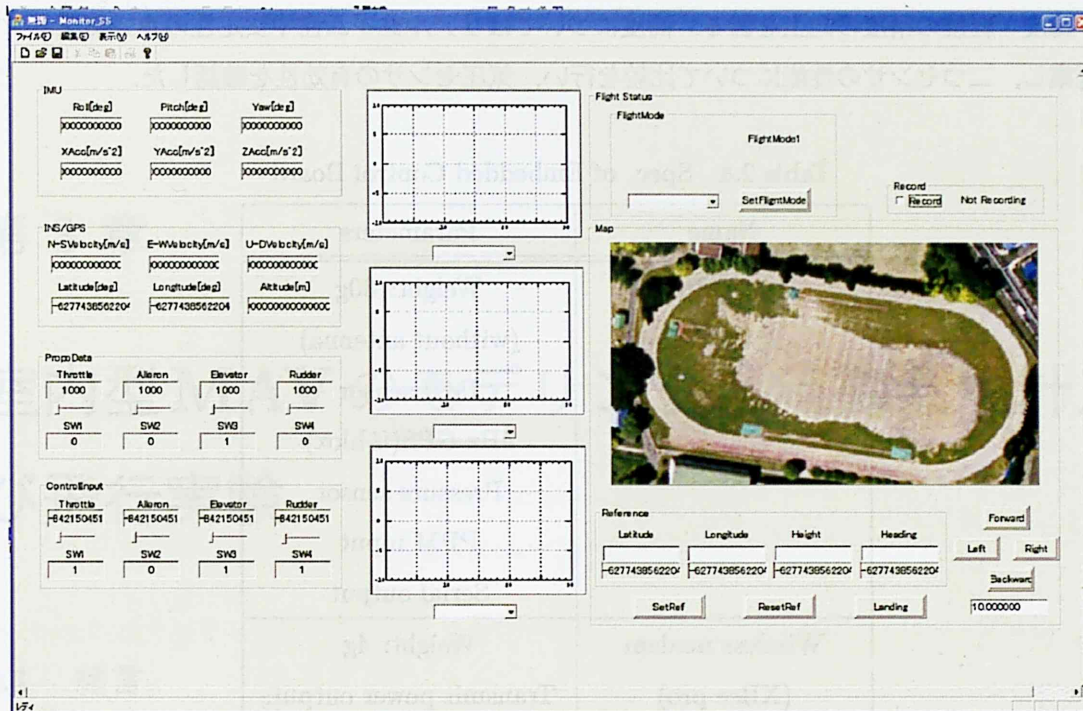


Fig.2.32 Image of control window

機体に送信する。それに従って、機体がホバリングしたり、Waypoint 飛行したりする。

また、機体の状態を監視するため、機体から位置、速度、姿勢などの情報を地上局に転送し、コントロールウインドウに表示する。実験中で使われた地上局のコントロールウインドウのイメージを Fig.2.32 に示す。組込み制御システムの全体の仕様を Table 2.8 に示す。

2.4 結言

本章では、MAV の室内自律制御システムと室外自律制御システムの構成を説明し、環境と機体の相違により、使用できるセンサもそれぞれを紹介した。

室内自律制御を行う場合、GPS の利用ができないため、ビジョンの使用が有効であることを示した。本研究では電動雲台を使用して、アクティブ単眼カメラによる機体をトラッキングし、自律制御に必要な三次元位置情報を測定することに成功した。その精度についても評価した。μFR や X.R.B などのような超軽量の機体だと、ペイロードが足りないため、センサやマイコンなどの搭載が難しい。今の段階だとホストベースの自律制御を構築せざるを得ない。本研究は操作が簡単、信頼性が高いホストベース自律制御システムを構築した。

室外の場合、GPS を中心としてセンサシステムを構築することが可能となる。機体のペイロードが室内型機より大きいため、IMU センサやマイコンなどの搭載も可能となる。したがって、組込み型の制御システムを構築することが可能となる。しかし、安価・軽量の GPS を使用しているため、精度や遅れなどの問題が存在する。そこで、IMU センサを利用して、INS/GPS 航法によ

る，緯度・経度の精度の向上を図る．高度についてはリアルタイム性や安定性の良い気圧センサを提案し，二つセンサの性能について比較を行い，気圧センサの有効性を確認した．

Table 2.8 Spec. of Embedded Control Board

Name	Parameters
Sensor Unit (MNAV)	Weight: 30g (without antenna) IMU sensor 4Hz GPS(u-blox) Pressure sensor PPM input Serial output
Wireless modem (XBee pro)	Weight: 4g Transmit power output: 63 mW (18 dBm) range: Up to 1.6 km frequency: 2.4 GHz
Microcomputer board (AP-SH2A-0A)	Weight: 25g CPU: SH-2A SH7211 Speed: 160MHz Memory: 32KB RAM 512KB ROM 16MB SDRAM size: 85mm × 60mm
Wireless camera (MV200)	Weight: 70g Transmit power output: 200 mW range: Up to 600 m frequency: 2.4 GHz

第 3 章

室内型 MAV のモデリングと制御系設計及び飛行実験

3.1 緒言

超小型無人回転翼機 (MAV) は、ホバリング飛行や横ばい運動、垂直離着陸といった固定翼機には不可能な様々な飛行形態を持つことや、有人機と比較してコストや安全性が優れているという理由から、狭い場所や建築内の空撮、リモートセンシングといった幅広い分野への応用が期待されている。現在、一般に普及している超小型無人ヘリコプタのほとんどはホビー用であり、その全てが無線操縦方式である。しかし、無線操縦によって小型無人ヘリコプタを自在に操縦するためには卓越した技術が必要であることや、オペレータの有視界外では飛行が不可能であるといった問題点が存在し、そういった問題を解消するために小型無人ヘリコプタの自律制御技術を確立するということは非常に有益である。以上のような理由から、小型無人ヘリコプタの自律制御に関する研究が世界中で行われてきた。

本研究グループでも、2004 年より小型無人ヘリコプタの自律制御に関する研究を行っており、モデルベースの制御を検討してきた。

本章では、室内型機 μ FR と X.R.B を制御対象として、システムを連成成分のない SISO システムと仮定し、システム同定を行う。また、得られたモデルをベースとした制御系設計手法についても説明を行い、制御実験によってモデル及び制御系設計手法の有効性を検証する。

3.2 モデリング

μ FR と X.R.B は両方とも二重反転式であり、上下プロペラの回転数と本体の傾き或いはプロペラのピッチ角を調整することにより各自由度をコントロールする。したがって、連成運動を生じていると考えられる。しかし、多入力多出力の MIMO システムのモデリングは容易ではないため、今回の研究では連成を無視し、各自由度について 1 入力 1 出力系と見なし制御系を設計する。ま

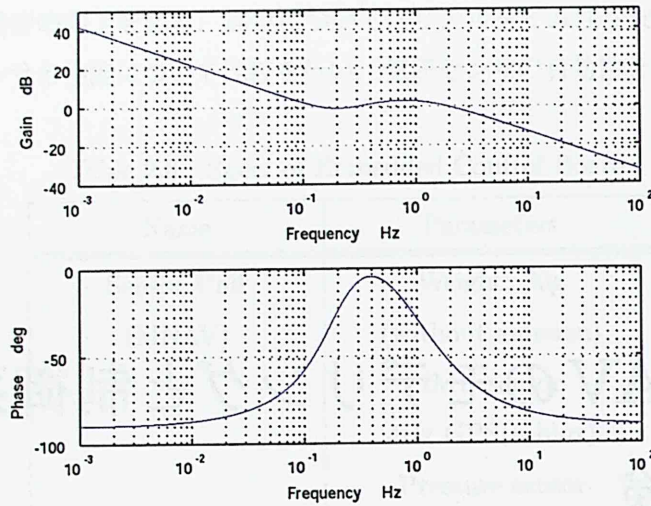


Fig.3.1 Bode plot of PID controller for Z direction

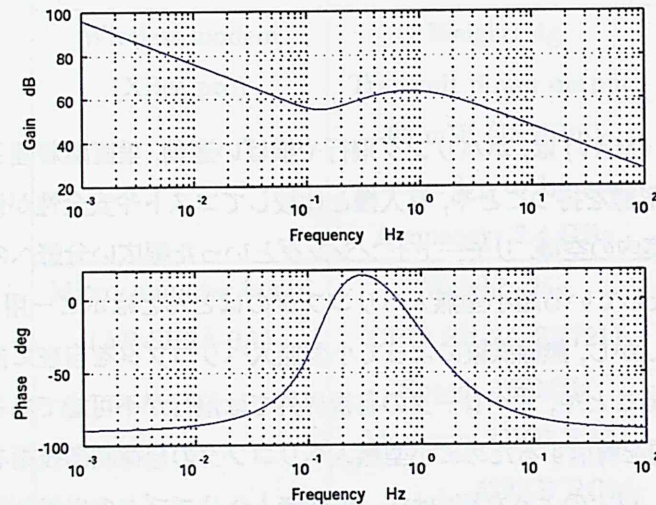


Fig.3.2 Bode plot of PID controller for Yaw direction

た、 X_0, Y_0 の観測ができないため、姿勢制御を無視し位置制御だけを行う。したがって、全体的な制御システムを4つの1入力1出力系 (X, Y, Z, Yaw) として設計し、自律制御を行う。

3.2.1 μ FR のモデリング

まず μ FR の X 方向のモデリング手法を説明する。

初期コントローラ設計

高度方向 Z と Yaw 角はチューニングで性能が上げられる PID 制御を採用した^{[17][18]}。実際に使用した二つの PID コントローラのボード線図を Fig.3.1 と Fig.3.2 に示す。一方、水平 X, Y 方向については、チューニングで安定化できる PID 制御器のゲインを見つけるのが容易ではなかったため、まずモデリングを行い、モデルベースの制御器を設計する。 μ FR の構造が複雑であるた

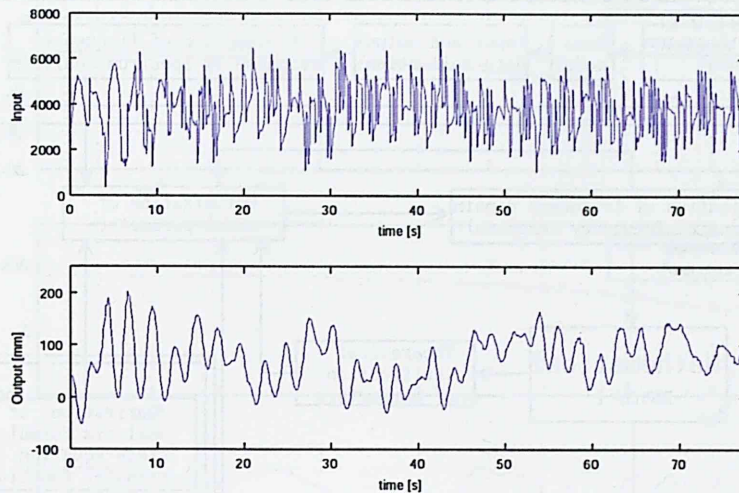


Fig.3.3 Input and output data

め、解析的な方法でモデリングするのが困難であるから、システム同定によりモデルを導く方法を選んだ。しかし、システムが不安定であるため、M 系列信号だけを入力としてシステムに印加するとすぐバランスが崩れる。安定を保つため、M 系列信号を入れると同時に高さや Yaw 角に制御をかけ、 X 、 Y 方向は人間が操縦している。このため、プロポからの指令値と M 系列信号が加算されている。実際の入出力信号を Fig.3.3 に示す。ただし、入力信号はプロポのデジタルデータを意味し、出力信号は X 方向の変位を示す。

システム同定

μ FR の構造的な特徴から見ると、 X 、 Y 方向はほぼ対称であり、 X 方向を同定して、得られた数学モデルは Y 方向にも対応できると考えられる。実際飛行中の X 方向のコントロール入力 (プロポのデジタルデータ) と変位の出力を収集し、システムの入出力として直接法^[19]でモデルを求める。

得られた入出力データをシステム同定ソフトウェア CIFER に代入してモデルを求める。ここで、CIFER (Comprehensive Identification from Frequency Responses) とは米国 NASA、Ames 研究所において製作された航空機を対象としたモデリングのための汎用ソフトであり、周波数領域でのシステム同定を統合的に行うことができるということがその最大の特徴となっている。同定の手法を Fig.3.4 に示してあり、これは所謂グレーボックスモデリングと呼ばれるものであり^[19]、対象に関する物理情報の一部を利用してモデルの構造をある程度仮定した上でシステム同定によってモデルパラメータを決定するという柔軟なモデリングが可能であることからヘリコプタのような複雑な実システムに対しては非常に有効なモデリング法であるといえる。

まず平行移動モデルを 4 次の可観測正準形^[20]と仮定し、姿勢と速度の情報が観測できないため、各状態量の物理的な意味を無視している。次のステップでは、スペクトル解析法を用いてモデルの周波数応答を求める。ここでは、Fig.3.3 に示すような入出力データより飛行体の roll モデ

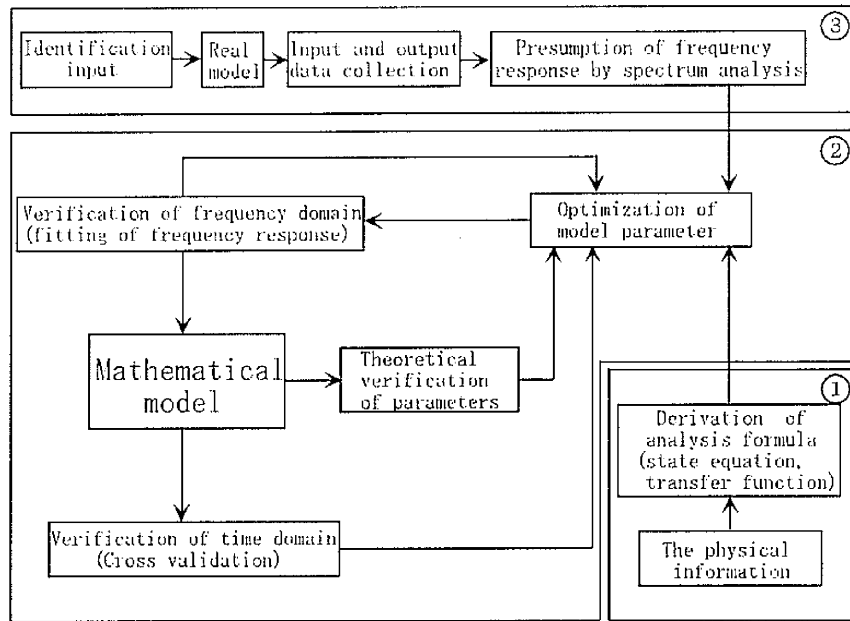


Fig.3.4 Procedure of CIFER modeling

ルの周波数応答を求める。以下ではスペクトル解析法についての簡単な説明を示す。なお、以下に与えられている式は全て離散時間で考えられているものである。

まず、システムの入出力間には式 (3.1) のような関係がある。ただしここで $g(\tau)$ はシステムのインパルス応答である。

$$y(k) = \sum_{\tau=0}^{\infty} g(\tau)u(k - \tau) \tag{3.1}$$

この式の両辺に $u(k - \bar{\tau})$ を掛け、十分大きなデータ数 N で平均を取ると式 (3.2) を、さらにその式の両辺を離散フーリエ変換すると、式 (3.2) が得られる。

$$\phi_{yu}(\bar{\tau}) = \sum_{\tau=0}^{\infty} g(\tau)\phi_{uu}(\tau - \bar{\tau}) \qquad S_{yu}(\omega) = G(e^{j\omega})S_{uu}(\omega) \tag{3.2}$$

ここで、 $\phi_{yu}(\bar{\tau})$ は入出力の相互相関関数を、 $\phi_{uu}(\bar{\tau})$ は入出力の自己相関関数を $S_{yu}(\omega)$ は入出力の相互スペクトル密度を、 $S_{uu}(\omega)$ は入力のスเปクトル密度を、 $G(e^{j\omega})$ はシステムの周波数伝達関数をそれぞれ表している。結局式 (3.2) よりシステムの周波数応答は式 (3.3) のように与えられる。

$$G(e^{j\omega}) = \frac{S_{yu}(\omega)}{S_{uu}(\omega)} \tag{3.3}$$

このようにしてシステムの周波数応答が求められる。求めた周波数応答と仮定したモデルの解析式を比較し、さらに時間領域での検証、理論的検証を経てモデルのパラメータを決定する。CIFER により決定された数式モデルの周波数応答とスペクトル解析法で求めた周波数応答との比較、そして、Coherence の結果を Fig.3.5 に示す。低周波数域ではかなり一致するが、1 Hz 以上になると、だんだん一致しなくなる。このように、Coherence から考察すると高周波数領域の信頼性が

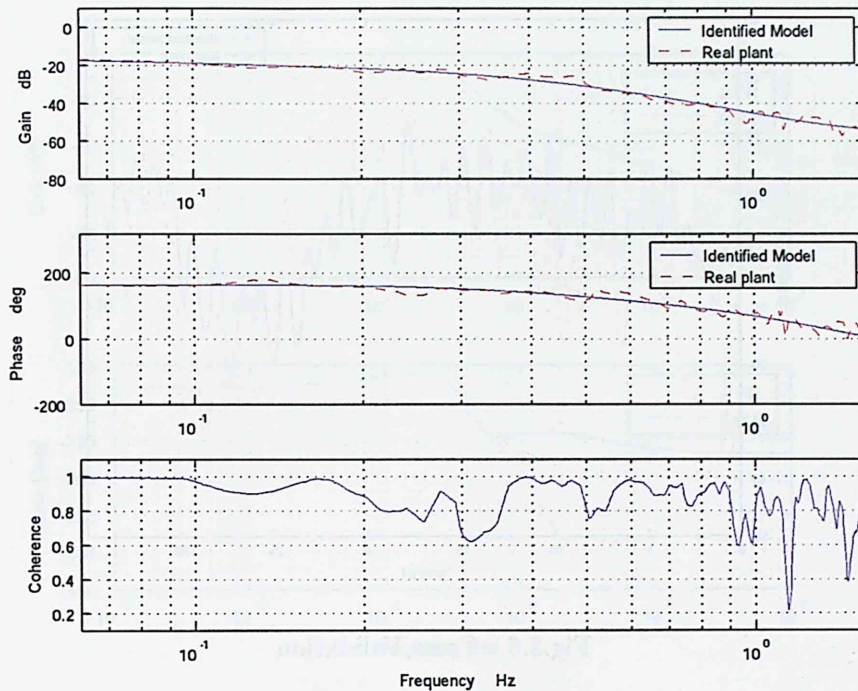


Fig.3.5 Bode plot of identified model and real plant

落ちていくことが分かる。これは画像処理などの高周波数の外乱から影響を受けたと考えられる。このため高周波数の外乱を遮断する制御器を採用すれば、問題にならないと思われる。時間領域の検証（クロスヴァリデーション）の結果を Fig.3.6 に示す。μFR は極めて軽いので、風などの外乱に影響を受けやすいので、クロスヴァリデーションの結果にも影響を与えているが、Fig.3.6 からほぼ良好と判断した。モデルは4次のシステムであり、伝達関数を式 (3.4) に示す。

$$G(s) = \frac{0.026s^3 - 0.202s^2 + 1.849s + 0.980}{s^4 + 4.302s^3 + 1.588s^2 - 18.230s - 5.585} \quad (3.4)$$

3.2.2 X.R.B のモデリング

X.R.B の X, Y 方向は μFR と同じように CIPHER を利用してモデリングを行う。高度 Z 方向については、自動離着陸と軌道追従制御を行いたいので、モデル無しの PID 制御を行うと、安定化ができるが、追従性能を得るのが難しい。そこで、Z 方向もシステム同定を行い、モデルベースの制御を行う。

X 方向のシステム同定

CIPHER から求められた X.R.B の X 方向の伝達関数を式 (3.5) に示す。

$$G(s) = \frac{-0.195s^3 - 0.589s^2 + 2.918s + 31.290}{s^4 + 12.710s^3 + 5.072s^2 + 38.350s - 114.700} \quad (3.5)$$

モデルの周波数応答そして μFR との比較を Fig.3.7 に示す。システムは二つプラスの固有値を持ち、μFR の X 方向モデルと同じく不安定なシステムである。

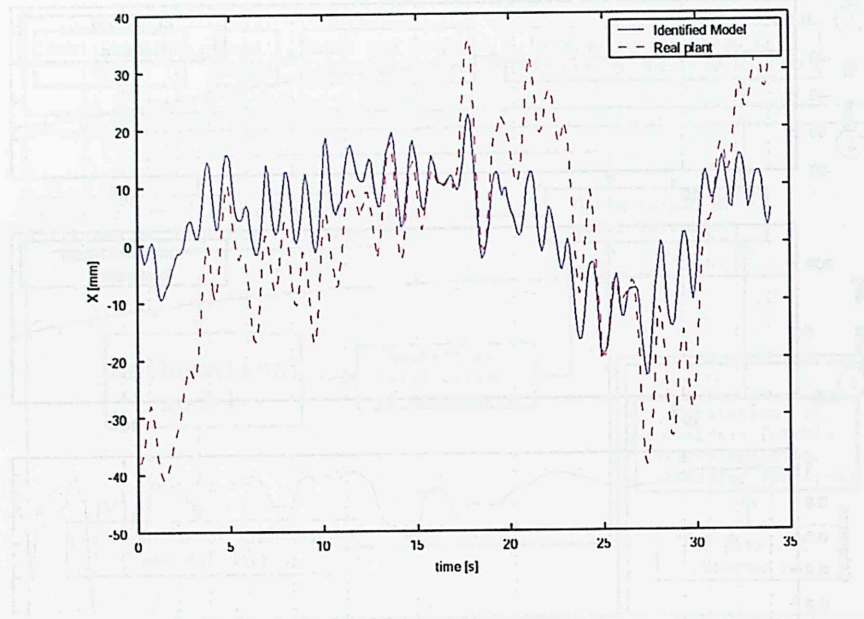


Fig.3.6 Cross Validation

Z 方向のシステム同定

μ FR の Z 方向はモデリングを行わないが、X.R.B については自動離着陸を実現したいので、高度方向 Z もシステム同定を行う。最初には CIPHER を利用して同定を行ったが、信頼性の高い数学モデルを得られなかったため、部分空間法 (N4SID) を採用し、MATLAB 上で同定を行った。部分空間法は、(1) SVD (特異値分解)、RQ 分解などを用いているため、数値的に安定である、(2) 予測誤差法のように最適化演算を利用しないため、局所的最適点に陥る心配がない、(3) 状態空間モデルに基づいているため、多変数システム同定問題へ容易に拡張できる、などさまざまな利点をもっている。その中でも (3) は、予測誤差法などの他のシステム同定法にない重要な利点であろう。部分空間法を用いて求められたモデルの周波数応答を Fig.3.8 に示す。さらに時刻歴応答での検証を Fig.3.9 に示し、モデルの伝達関数の表現を式 (3.6) に示す。得られた高度方向の数学モデルは二つの安定な極を持つ安定なシステムとなる。

$$G(s) = \frac{-0.1827s + 0.7007}{s^2 + 0.4841s + 0.5138} \quad (3.6)$$

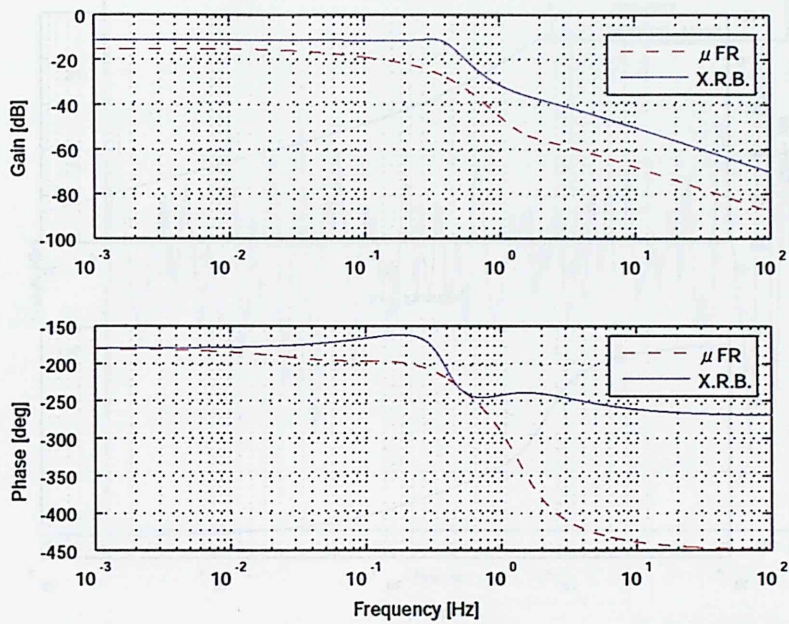
3.3 制御理論

3.3.1 準備

状態空間表現

本論文では、連続時間系のシステムは状態空間表現を用いて

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + B_c u(t)$$

Fig.3.7 Bode plot of μ FR and X.R.B. X direction model

$$y(t) = C_c x(t) + D_c u(t)$$

と表現できるものとする。また同様に、離散時間系のシステムは

$$x[k+1] = A_d x[k] + B_d u[k]$$

$$y[k] = C_d x[k] + D_d u[k]$$

と表現できるものとする。ただし、 $A \in \mathcal{R}^{n \times n}$ 、 $B \in \mathcal{R}^{n \times m}$ 、 $C \in \mathcal{R}^{p \times n}$ 、 $D \in \mathcal{R}^{p \times m}$ である。また、この連続時間系に対する $p \times m$ 次の伝達関数は

$$G(s) = C_c(sI - A_c)^{-1} B_c + D_c \quad (3.7)$$

離散時間系に対する $p \times m$ 次のパルス伝達関数は

$$G[z] = C_d(zI - A_d)^{-1} B_d + D_d \quad (3.8)$$

となるが、これらを Doyle の記号法を用いて、

$$G := \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] \quad (3.9)$$

と表すこととする。

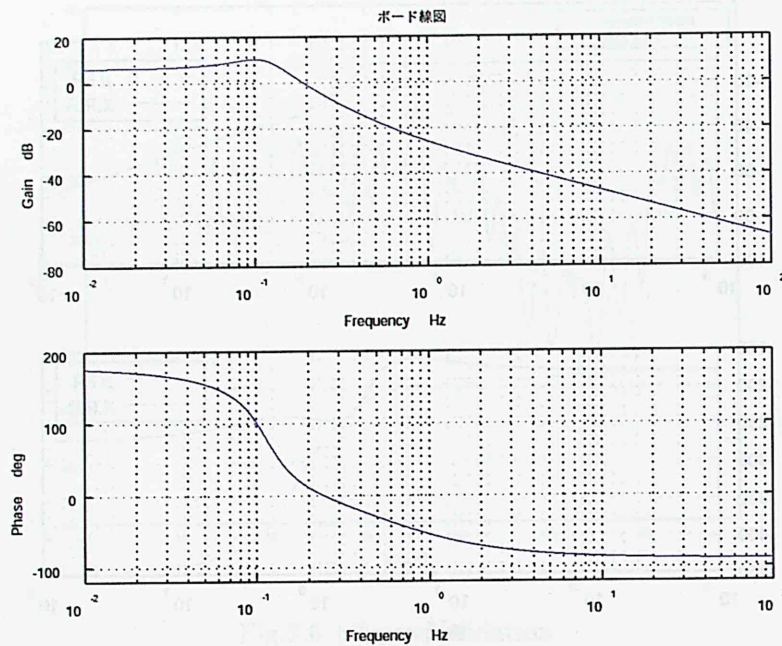


Fig.3.8 Identified model bode plot of X.R.B. Z direction

連続系から離散系への変換

本研究では、連続時間システムを離散時間システムへ変換する手法として、0次ホールドにより離散化する方法を用いている。この方法は連続時間補償器を離散化する際に用いる。以下に離散化法について述べる。

0次ホールドにより離散化する方法 0次ホールドを用いた場合、サンプリング周期 T_s の離散時間系の (A_d, B_d, C_d, D_d) は、もとなる連続時間系の (A_c, B_c, C_c, D_c) を用いて

$$A_d = e^{A_c T_s}, \quad B_d = [e^{A_c T_s} - I] A_c^{-1} B_c, \quad C_d = C_c, \quad D_d = D_c$$

と表される。この時、 $e^{A_c T_s}$ の計算方法にはいくつかの手法が知られているが、本研究ではパディ近似法を用いて求めることとする。パディ近似法を用いると、 $e^{A_c T_s}$ の近似は

$$\begin{aligned} e^{A_c T_s} &= \left(I - \frac{1}{2} A_c T_s \right)^{-1} \left(I + \frac{1}{2} A_c T_s \right) \\ &= I + A_c T_s + \frac{1}{2} A_c^2 T_s^2 + \frac{1}{2^2} A_c^3 T_s^3 + \cdots + \frac{1}{2^n} A_c^n T_s^n + \cdots \end{aligned}$$

と求めることができる。なお、MATLABでもパディ近似法を用いた計算アルゴリズムが実装されている

ノルムの定義

本論文で用いるノルムをいくつか定義しておく。

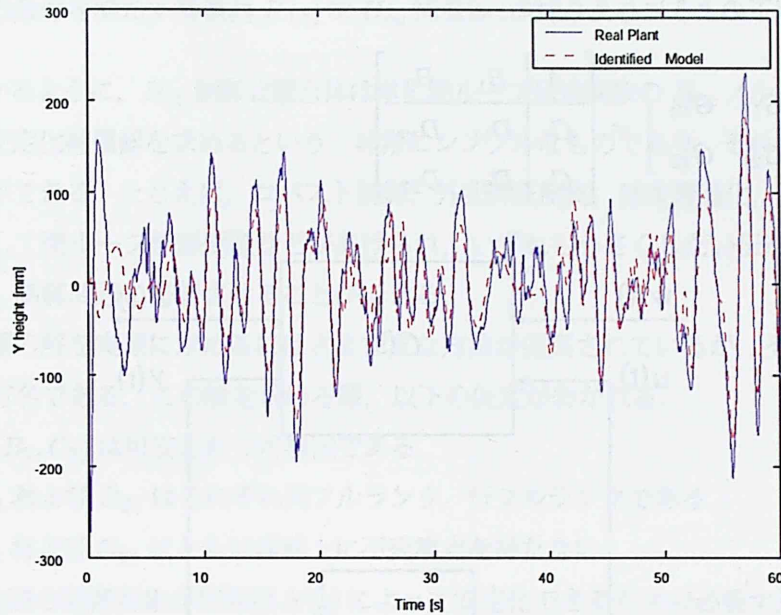


Fig.3.9 Cross validation

定義 1 定数行列 M についてその最大特異値を次のように定義する.

$$\bar{\sigma}(M) = \max_i \sqrt{\lambda_i(M^*M)}$$

定義 2 $\Phi(s)$ の $\mathcal{L}_\infty/\mathcal{H}_\infty$ ノルムを次のように定義する.

$$\|\Phi(s)\|_\infty := \sup_{0 \leq \omega < \infty} \bar{\sigma}\{\Phi(j\omega)\}$$

- (1) \mathcal{RL}_∞ を虚軸上に極を持たない実有理伝達関数行列の集合と定義する.
- (2) \mathcal{RH}_∞ を閉右半平面に極を持たない実有理伝達関数行列の集合と定義する。(よって, \mathcal{RH}_∞ に属する $\Phi(s)$ は安定である.)

3.3.2 H_∞ 制御理論

H_∞ 制御問題の定式化 1

H_∞ 制御問題とは、外乱から評価出力までの H_∞ ノルムを最小化する安定化補償器を求める問題として定義されている。この特徴を利用することで、実外乱に対する外乱抑圧問題はもちろんのことロバスト安定化問題も定式化できる。

H_∞ 制御では種々の制御問題を統一的な枠組みで扱えるよう Fig.3.10 に示すフィードバック系が用いられる。特に Fig.3.10 における $G(s)$ は一般化プラントと呼ばれ、次式で示す入出力を持つ伝達関数として定義される。

$$\begin{bmatrix} z(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = G(s) \begin{bmatrix} w(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

ただし $G(s)$ は以下のように与えられる.

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right] \quad (3.11)$$

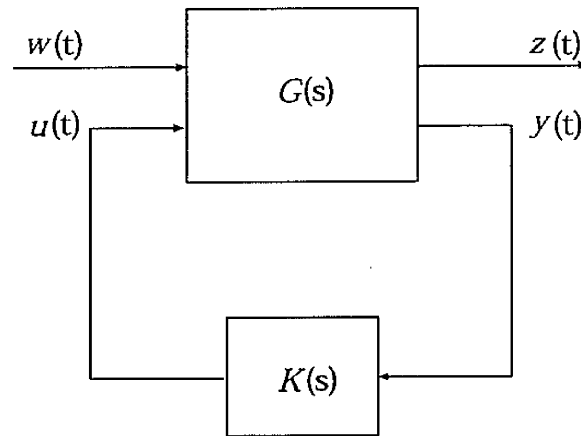


Fig.3.10 H_∞ standard configuration

ここで $w(t)$ は外部入力と呼ばれ、参照信号や外乱、センサノイズ等、制御系に外部から加わる入力を表し、 $z(t)$ は制御量と呼ばれ、制御偏差や制御入力、観測出力等、制御によって小さくしたい量を表す。また $u(t)$ 、 $y(t)$ は制御入力と観測出力と呼ばれ、それぞれ補償器からの出力及び入力を表す。

一般化プラント $G(s)$ に対し、補償器

$$u(t) = K(s)y(t) \quad (3.12)$$

を用いて制御を施すと、 $w(t)$ から $z(t)$ までの伝達関数は式 (3.12) を式 (3.10) に代入することにより次式となる。

$$z(t) = G_{zw}(s)w(t) \quad (3.13)$$

$$G_{zw}(s) = G_{11} + G_{12}K(I - G_{22}K)^{-1}G_{21}$$

制御目的は外部入力 $w(t)$ に対して制御量 $z(t)$ をなるべく小さく抑えることであるため、伝達関数 G_{zw} の大きさを何らかの意味で小さくする補償器 $K(s)$ を設計すればよい。このとき、 H_∞ 制御問題は以下のように定義できる。

定義 3 H_∞ 制御問題とは次の条件を満たす補償器 $K(s)$ を求める問題である。

(1) Fig3.10 で表される閉ループ系は内部安定である。

(2) $\|G_{zw}(s)\|_\infty < \gamma$

また、これらの条件を満たす補償器 $K(s)$ を H_∞ 補償器と呼ぶ。

これからわかるように、 H_∞ 制御問題自体は単に閉ループ伝達関数の H_∞ ノルムをある定数 γ 未満とする内部安定化補償器を求めるという、非常にシンプルなものであり、それゆえ様々な問題に適用することができる。たとえば、ロバスト制御、外乱抑圧制御、感度最適化、目標値追従、フィルタ問題、そして閉ループ整形問題などがあげられ、いずれも小さくしたい伝達関数を $G_{z_{11}}$ に選ぶことで、 H_∞ 制御問題に帰着させることができる。

H_∞ 制御問題の解を実際に求めるにはさまざまな方法が提案されているが、その中でも DGKF の方法が特に有名である。この解を求める際、以下の仮定がおかれる。

仮定 C1: (A, B_2, C_2) は可安定かつ可検出である

仮定 C2: D_{12} および D_{21} はそれぞれ列フルランク、行フルランクである。

仮定 C3: G_{12} および G_{21} はともに虚軸上に不変零点を持たない。

仮定 C1 は実際の制御対象が制御器 $K(s)$ によって安定化できるための必要十分条件を表している。また、仮定 C2 および仮定 C3 は数学上の仮定であり、これらが満たされなくとも H_∞ 補償器を求める方法は、いくつか知られている。

3.3.3 H_∞ 制御問題を用いた制御系設計法

次に、前節で述べた H_∞ 制御問題を用いてどのように制御系設計を行うかについて述べる。

ロバスト安定化

実際の制御対象 (実モデル) と制御系設計に用いるモデル (ノミナルモデル) の間には少なからず誤差 (モデル化誤差) が存在する。その理由には、実モデルを正確にモデルに表すことが困難なことや、補償器の次数を低減させるためにノミナルモデルには次数の低いモデルが用いられることなどが挙げられる。そのため、このモデル化誤差に対するロバスト安定性が重要な問題となる。

このモデル化誤差の表現法として、加法的誤差と乗法的誤差がある。実モデルを P_r 、ノミナルモデルを P_n とすると、加法的誤差 Δ_a は

$$\Delta_a = P_r - P_n \quad (3.14)$$

として表され、乗法的誤差 Δ_m は

$$\Delta_m = \frac{P_r - P_n}{P_n} \quad (3.15)$$

として表される。以下に、乗法的誤差を用いた場合のロバスト安定性の評価法を表す。なお、加法的誤差を用いた場合に関してもほぼ同じ手順であるので省略する。

実モデルは、ノミナルモデルと乗法的誤差を用いて

$$P_r = (1 + \Delta_m)P_n \quad (3.16)$$

と表されており、さらに Δ_m が $\|\Delta_t\|_\infty < 1$ を満たす $\Delta_t \in \mathcal{RH}_\infty$ と周波数依存の伝達関数 $W_t \in \mathcal{RH}_\infty$ によって $\Delta_m = \Delta_t W_t$ とできるとすると (3.16) は

$$P_r = (1 + \Delta_t W_t) P_n \quad (3.17)$$

と書き改めることができる。 Δ_m をノルムバウンドでおさえられた Δ_t とそれを特徴づける W_t で表現することで取り扱いが容易となる。ここで、(3.17) で表される摂動を含む制御対象を内部安定化することを考える。そのためには Fig3.11 で示されるシステムが $\|\Delta_t\|_\infty < 1$ を満たすすべての Δ_t に対してロバスト安定となる条件を求める必要がある。

まず、Fig3.11 を Fig3.12 のように等価変換する。すると、Fig3.12 で示されるシステムが $\|\Delta_t\|_\infty < 1$ を満たすすべての Δ_t に対しロバスト安定となるための必要十分条件はスモールゲイン定理より

$$\begin{aligned} \|\Delta_t\|_\infty \left\| \frac{P_n K}{1 + P_n K} W_t \right\|_\infty &< 1 \\ \iff \left\| \frac{P_n K}{1 + P_n K} W_t \right\|_\infty &< 1 \end{aligned} \quad (3.18)$$

となる。一般に、 $P_n K / (1 + P_n K)$ は相補感度関数と呼ばれ

$$T := \frac{P_n K}{1 + P_n K} \quad (3.19)$$

と定義すると (3.18) の条件は

$$\|T W_t\|_\infty < 1 \quad (3.20)$$

と書き改めることができる。なお、加法的誤差を用いた場合は (3.20) の T が (3.21) に示される T_a と置き換わった形となる。

$$T_a := \frac{K}{1 + P_n K} \quad (3.21)$$

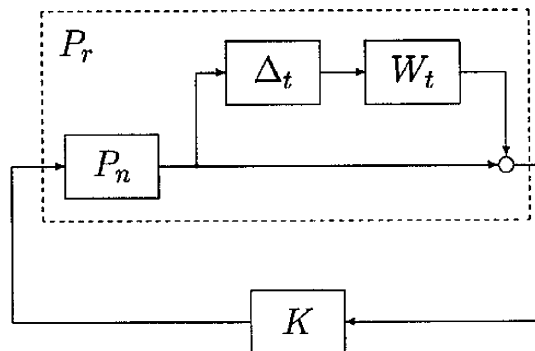


Fig.3.11 Robust stability problem with multiplicative error

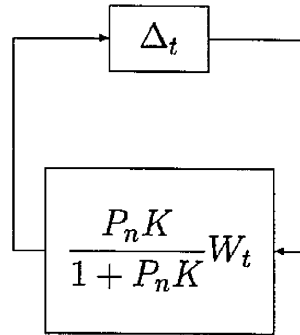


Fig.3.12 Closed-loop system for small gain theorem

制御性能

フィードバック制御の目的は、制御対象の単なる安定化だけでなくある種の制御性能、たとえば目標値追従特性、外乱抑圧特性を達成させることにある。ここで、Fig.3.13のフィードバック制御系を考えることとする。 r は参照入力、 e は偏差、 d は外乱、 P_n はノミナルな制御対象、 K はフィードバック制御器を表す。Fig.3.13の制御系において良好な目標値追従特性を得るためには参照入力 r から偏差 e までの伝達関数 G_{er}

$$G_{er} := \frac{1}{1 + P_n K} \quad (3.22)$$

が小さければ小さいほどよい。

また、良好な外乱抑圧特性を得るためには、外乱 d から出力 y までの伝達関数 G_{yd}

$$G_{yd} := \frac{P_n}{1 + P_n K} \quad (3.23)$$

が小さければよい。これらから良好な制御性能を得るためには伝達関数 G_{er}, G_{yd} の大きさをそれぞれ小さくすればよいことがわかる。 $G_{yd} = P_n G_{er}$ という関係より G_{er}, G_{yd} を個別に小さくする必要はなく、どちらか一方を小さくすればよい。特に G_{er} は感度関数と呼ばれ

$$S := G_{er} := \frac{1}{1 + P_n K} \quad (3.24)$$

と S で定義される。感度という言葉は、この S という関数が制御対象の変動に対する参照入力から出力までの伝達関数（相補感度関数に対応）の変動の割合を表すことからきており、感度が小さければ制御対象の変動を受けにくい制御系となる。

前小節の相補感度関数と感度関数には

$$S(j\omega) + T(j\omega) = 1, \quad \forall \omega \quad (3.25)$$

という関係がある。これはロバスト安定と制御性能は同時には達成できないことを意味している。しかし、(3.25)は周波数依存型となっていることから、一般には制御性能が重要となる低周波数

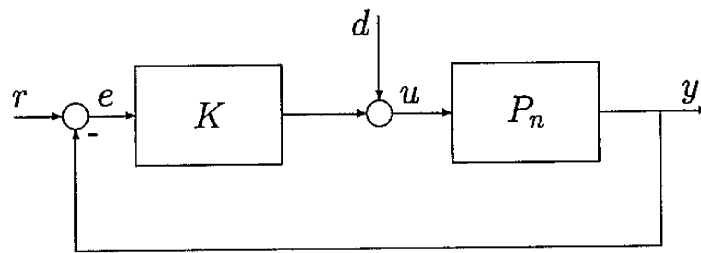


Fig.3.13 Feedback control system

域 (ω :小) では S を小さく, ロバスト安定化が必要となる高周波数域 (ω :大) で T を小さくすることで対処すればよい.

ここで, S を低域で小さくするという漠然とした条件を H_∞ ノルムを使って数学的に表現することを考える. 例えば Fig.3.14 の斜線で示される領域よりも感度関数 S を小さくしたい場合, その領域を有理関数 $1/W_s(s)$ で近似する. すると斜線で示された領域よりも S が小さいという条件は

$$|S(j\omega)| < |1/W_s(j\omega)|, \quad \forall \omega$$

$$\iff |S(j\omega)||1/W_s(j\omega)| < 1, \quad \forall \omega \quad (3.26)$$

となり, この条件は

$$\|SW_s\|_\infty < 1 \quad (3.27)$$

という H_∞ ノルムを使った簡単な条件へ書き換えることができる.

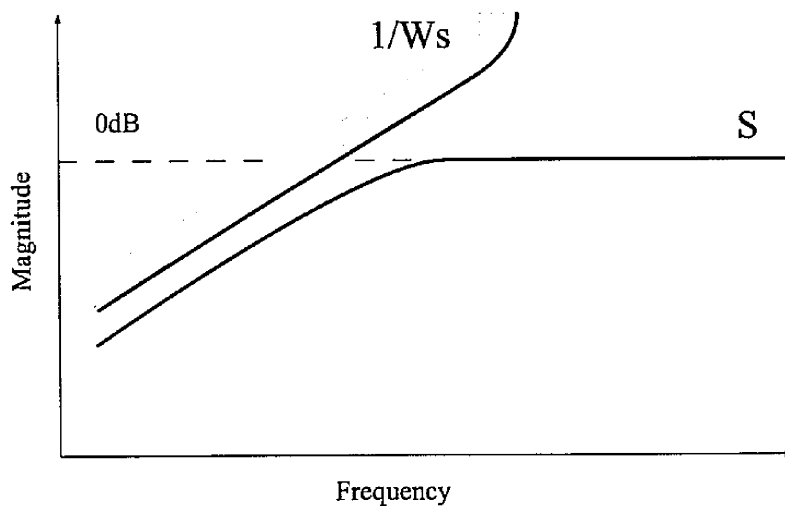


Fig.3.14 Shaping of sensitivity function

混合問題

ロバスト安定化だけを考えた問題、もしくは制御性能だけを考えた問題は、実際問題に対し何の意味も持たない。なぜなら、本来フィードバック制御を使う目的はある種の制御性能を達成させるためにあり、ロバスト安定化はそのための十分条件でしかない。また、制御性能のみを考える場合では、プラントの摂動を全く考慮してないため、モデル化誤差などを持つ実制御対象に適用した場合、その制御性能、さらには安定性をも保証することは出来ない。したがって、ロバスト安定とある種の制御性能を同時に満たす制御系を設計する必要がある。このように2つ以上の要求を満たす制御系を設計する問題を混合問題という。

前小節まででロバスト安定を保証するためには

$$\|TW_t\|_\infty < 1 \quad (3.28)$$

を満たしていればよく、制御性能の評価として感度関数 S を選んだ場合は仕様として与えた重み関数 W_s に対し

$$\left\| \begin{bmatrix} SW_s & 0 \\ 0 & TW_t \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \quad (3.29)$$

となる。

 H_∞ 制御問題への帰着

ロバスト安定を満たし、かつ閉ループの感度特性として与えた制御性能を満たす制御系を設計するためには、式 (3.29) を満たす補償器 $K(s)$ を設計すればよいことが分かった。3.3.2 の定義 3 より、連続時間 H_∞ 制御問題は閉ループ系が内部安定かつある閉ループ伝達関数 $G_{zw}(s)$ に対し、

$$\|G_{zw}(s)\|_\infty < \gamma \quad (3.30)$$

を満たす補償器 $K(s)$ を求める問題であったから、

$$G_{zw}(s) = \begin{bmatrix} SW_s & 0 \\ 0 & TW_t \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

と選べば連続時間 H_∞ 制御問題を解けば先ほどの混合感度問題が解けたことになる。ところが、(3.31) のように非対角項が零となるように $G_{zw}(s)$ を選ぶことは不可能であることから、

$$\left\| \begin{bmatrix} SW_s & 0 \\ 0 & TW_t \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq \left\| \begin{bmatrix} SW_s \\ TW_t \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (3.32)$$

の関係を利用し

$$\|G_{zw}(s)\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} SW_s \\ TW_t \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (3.33)$$

と問題を少し変形することで連続時間 H_∞ 制御問題に帰着させることが一般に行なわれる。

3.3.4 スライディングモード制御理論

現実の制御対象の多くは非線形な要素を含むとか、強い非線形システムであるため、近年、非線形制御が注目を集めている。様々な非線形制御理論および設計論がある中で、最も実用的な非線形制御系設計理論の1つにスライディングモード制御理論がある。スライディングモード制御は、制御入力を切り換えて制御構造を変化させる可変構造制御理論の最も有力な設計理論である。制御入力の切り換え指針として、スライディングモード制御では切り換え関数を定義し、その正負によって切り換えを行っている。このため、切り換え関数の選定が、スライディングモード制御理論において制御性能を決定する重要な要素である。切り換え関数の設計法は、様々なものが提案されている^[22]。スライディングモード制御の特徴は、希望の超平面に状態を拘束すれば低次元なシステムになること、さらに、マッチング条件が成立する場合には強いロバスト性能が発揮できるという点であり、他の制御系ではみられない大変ユニークな制御系の構造を有している。

基本構造

制御を行うと言うことは、システムの状態を状態空間内に存在するある平衡点に制御入力を用いて移動させることである。スライディングモード制御は、状態空間内にその平衡点を含む部分空間である超平面と呼ばれる空間を作り、その部分空間にまず状態を拘束する。その部分空間において、状態はすべて平衡点へと滑っていくことになる。この滑る状態をスライディングモードと呼ぶ。したがって、スライディングモード制御においてこの超平面に状態を拘束することができれば、状態は平衡点へと移動する。スライディングモード制御は、この超平面に状態を拘束するために非線形な切り換え入力を用いる。いま線形時不変のシステム

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.34)$$

について考える。ここで (A, B) は可制御と仮定し、 $x \in R^n, u \in R^m$ である。

式 (3.34) のシステムに対して次の切り換え関数を定義する。

$$\sigma(x) = Sx \quad (3.35)$$

ここで、 $\sigma(x)$ は次のスカラー関数 $\sigma_i(x)$ の集合である。

$$\sigma(x) = [\sigma_1(x), \sigma_2(x), \dots, \sigma_m(x)] \quad (3.36)$$

各々のスカラー関数 $\sigma_i(x)$ は線形な面 $\sigma_i(x) = 0$ を含んでいる。これを切り換え面とよぶ。また、切り換え関数 $\sigma_i(x)$ 自身は、 i 個の切り換え面を含む。したがって、

$$\sigma(x) = 0 \quad (3.37)$$

で表される面を総称して切り換え超平面または単に超平面と呼ぶ。

ここで、状態を超平面上に拘束し続けるために次式のような制御入力を用いられる。

$$u = -k(x, t) \operatorname{sgn}(\sigma) \quad (3.38)$$

スライディングモード制御は、式 (3.38) のような切り換え入力を用いることで超平面上に状態を保持する。つまり、 $\sigma(x) = 0$ とする。式 (3.38) から制御入力は、 σ の符号に支配されている。これが、 σ を切り換え関数と呼ぶ理由である。したがって、切り換え関数 S の設計はスライディングモード制御系の動特性を決定づける。

簡単な 2 次系のようなモデルの場合、 S の設計は容易に行えるが、多くの状態量や入力を持つシステムの場合その設計は困難となる。状態が超平面上に完全に拘束されているとすると、非線形な制御入力は全く印加されない状態となる。この場合、状態を平衡点へと滑らせる制御力や動特性は線形な部分空間であるため解析的に求めることが出来る。これは等価制御系と呼ばれ以下のようなになる。

いま、切り換え面上に状態が拘束されているとすると

$$\sigma = \dot{\sigma} = 0 \quad (3.39)$$

から $\text{deb}(SB) \neq 0$ ならば次式の制御入力が等価的に入力されていることになる。

$$u_{eq} = -(SB)^{-1}SAx \quad (3.40)$$

この制御入力を等価制御入力という。また、等価制御入力をシステム (3.34) に代入することによって超平面上での動特性が得られる。

$$\dot{x} = \{A - B(SB)^{-1}SA\}x \quad (3.41)$$

このシステムのことを等価制御系と呼ぶ。システム (3.41) の極は、入力の次数と同じ数の零固有値と、それ以外の極からなっている。零固有値以外の極の配置によって超平面上での動特性が決まる。なお、この極は (A, B, S) からなるシステム零点と等価であることが証明できる。すなわち、システム零点をすべて安定化することが必要であり安定な零点の設計となる。このことから、スライディングモード制御の超平面の設計は最小位相系の設計とも呼ばれる。この極の決定法には様々な方法がある [22]。

スライディングモード制御の零点

スライディングモード制御系においては等価制御系の極は伝達関数の $n - m$ 個の零点と m 個の原点極から成る。これを証明する。

前節の説明から、式 (3.41) の等価制御系の特性方程式は次式となり、等価制御系の極は次式を満たす。

$$\left| sI - A + B(SB)^{-1}SA \right| = 0 \quad (3.42)$$

さて、いま等価制御系の極は伝達関数 $S(sI - A)^{-1}B$ の $n - m$ 個の零点と、 m 個の原点極から成ると仮定しよう。このとき、次式が成立する。

$$s^m \cdot \begin{vmatrix} A - sI & B \\ S & 0 \end{vmatrix} = 0 \quad (3.43)$$

左辺を変形すると

$$\begin{vmatrix} A & B \\ 0 & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & 0 \\ C & D \end{vmatrix} = |A| \cdot |D| \quad (3.44)$$

なる性質から

$$s^m \cdot \begin{vmatrix} A - sI & B \\ S & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I & 0 \\ S & sI \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} A - sI & B \\ S & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A - sI & B \\ SA & SB \end{vmatrix} \quad (3.45)$$

ここで

$$s^m \cdot \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = |D| \cdot |A - BD^{-1}C| \quad (|D| \neq 0) \quad (3.46)$$

なる性質を使うと、式 (3.45) は

$$\begin{vmatrix} A - sI & B \\ SA & SB \end{vmatrix} = |SB| \cdot |A - sI - B(SB)^{-1}SA| = |SB| \cdot |sI - A + B(SB)^{-1}SA| = 0 \quad (3.47)$$

よって、式 (3.47) から一般には $|SB| \neq 0$ であるから式 (3.42) が成立する。

スライディングモード到達条件

スライディングモード制御系は、式 (3.38) に示す制御入力を用いているため非線形システムとなっている。前述のようにスライディングモード制御は、状態空間内の部分空間であるこのような超平面に状態を拘束させることを目的としている。このため大域的安定性は線形理論では扱えない。ここでは、次のリアプノフの安定理論を用いて、スライディングモードに到達する条件について考える。

次のような非線形システムを考える。

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \quad (3.48)$$

このとき、 $f(x)$ を満たす平衡点は原点 $x = 0$ にあるものとする。この仮定が成り立たないときは平衡点を原点に移動する。

いま、 $\partial V / \partial x$ が連続であるようなベクトル $x(t)$ についてのスカラー関数 $V(t)$ があり、この関数が正定関数であり、かつシステムにそっての時間微分

$$\dot{V}(t) = \left[\frac{\partial V(x)}{\partial x} \right]^T \dot{x} = \left[\frac{\partial V(x)}{\partial x} \right]^T f(x) \quad (3.49)$$

が準負定関数であるとき、この関数 $V(x)$ をシステムのリアプノフ関数と呼ぶ。ここで、原点近傍のある範囲内についてリアプノフ関数が存在するとき、原点は安定であり、さらに $\dot{V}(x)$ が負定関数ならば、原点は漸近安定であることが知られている。とくに、大域的漸近安定性については、

(i) x の全域でのリアプノフ関数が存在する。

(ii) $|x| \rightarrow \infty$ のとき, $V(x) \rightarrow \infty$ となる.

(iii) $V(x) = 0$ の解 $x(t)$ がシステムの原点以外の解と恒等的に一致しない.

の3つの条件が成り立つならば, 原点は大域的に漸近安定である.

しかし, 上の条件は十分条件なので, リアプノフ関数を見つけることが出来ない場合でもシステムが安定でありうることに注意する.

この定理による非線形系の安定性を確認するためには, 上の条件にあったリアプノフ関数を見つけることが重要である. しかし, どのようにリアプノフ関数を構成すればよいかについての一般則はなく, これについても様々な研究がなされている. ここで, よく用いられる方法として $V(x)$ を x の2次形式となるように与えると便利である. これは, 前述の条件を満たすものであることは言うまでもないが, 物理的に考えるならばこれは状態のもつエネルギーであり, 数学的にはノルムを表すことになる.

スライディングモード制御の目的は, システムを超平面に拘束することである. したがって, 切り換え入力を用いた非線形システム $V(x) = 0$ がとなればよい. そこで, 切り換え関数 $\sigma(x)$ に対してリアプノフ関数の候補を次式のように定義する.

$$V = \frac{1}{2} \sigma(x)^T \sigma(x) \quad (3.50)$$

このとき次式を満足すれば, 状態は常に超平面に対して漸近安定となる.

$$\dot{V} = \sigma(x)^T \dot{\sigma}(x) < 0 \quad (3.51)$$

スライディングモード制御では, 式(3.43)を満たす $\dot{\sigma}(x)$ の動特性を与えることで必要な切り換え入力を決定することができる. いま, 制御入力を次式のように等価制御入力と切り換え入力の和と定義した場合は

$$u = u_{eq} - k(x, t) \frac{\sigma}{|\sigma|} \quad (3.52)$$

ここで, $k(x, t)$ は定数と見なして $k(x, t) = k$ とおく. これより, リアプノフ関数の候補 V の時間微分は,

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma(x)^T \dot{\sigma}(x) \\ &= \sigma^T \left[SAx + SB \left\{ u_{eq} + k \frac{\sigma}{|\sigma|} \right\} \right] \\ &= \sigma^T \left[SAx + SB \left\{ -(SB)^{-1} SAx - k \frac{\sigma}{|\sigma|} \right\} \right] \\ &= \sigma^T \left[-SBk \frac{\sigma}{|\sigma|} \right] \\ &= -kSB \frac{\sigma^2}{|\sigma|} < 0 \end{aligned} \quad (3.53)$$

となる. したがって $k > 0$ とすると切り換え制御則は, $SB > 0$ のとき k , $SB < 0$ のとき $-k$ と選べば安定なスライディングモード制御を実現できる.

ロバスト性

スライディングモード制御は優れたロバスト性を有する理論であるが、このロバスト性は次のマッチング条件と呼ばれる性質を満たす外乱や不確かさについてのみ有効である。もちろん、マッチング条件を満たさない不確かさに関する研究も行われているが、現在まだ有効な手段とはなり得ていない。しかし、このマッチング条件を満たす不確かさに関してシステムはロバストではなく不変となる性質を有しており、これは他の制御理論には無い大きな特徴であり、かつ、優れた性質である。

次のシステムについて考える。

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x + (B + \Delta B)u + h(x, t) \quad (3.54)$$

ここで、 ΔA および ΔB はシステムに存在する構造的な不確かさであり、 $h(x, t)$ は、システムの非構造的な不確かさと非線形性をおよび外乱を含む関数である。これらの不確かさ ΔA 、 ΔB および関数 $h(x, t)$ が B のレンジスペースに存在するなら、すなわち

$$\Delta A, \Delta B, h(x, t) \in \text{Range}(B) \quad (3.55)$$

ならば、マッチング条件が成立し、この条件を満たす外乱や不確かさに対してスライディングモード制御は不変なシステムを構築できる。

チャタリングの抑制

スライディングモード制御の切り換え入力は、次式のように切り換え関数の符号関数として与えられる。

$$u = -k(x, t) \text{sgn}(\sigma) \quad (3.56)$$

したがって、その切り換え周波数は無限となる。しかし、現実には切り換え周波数を無限とすることは不可能である。つまり、実際の制御に用いられるアナログ装置またはデジタル装置では無限の周波数を実現できない。そこで、現実のスライディングモードでは切り換え面を滑ることにならず、その近傍でチャタリング (高周波振動) することになる。また、入力的高速切り換えは、柔軟構造物に対する場合スピルオーバーの原因となる。そこで、チャタリングを抑制することはスライディングモード制御を実システムに適用する上で非常に重要な問題である。このため、一般には飽和関数や平滑関数が用いられている。

最適レギュレータ問題

最適レギュレータ理論に基づくデジタル最適レギュレータ系を求める。連続時間系に対する最適レギュレータ理論はすでに理解しているものとして、制御時間が無限の場合のデジタル最適レギュレータ理論についてその結果を以下に示す。

制御対象として、式 (3.57) に示すものを考える。

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (3.57)$$

ただし、

$\mathbf{x}(k)$: 状態変数 ($n \times 1$), $\mathbf{u}(k)$: 入力変数 ($r \times 1$)

次に式 (3.58) に示す評価関数を定義する。

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [\mathbf{x}^T(k)\mathbf{Q}\mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k)\mathbf{H}\mathbf{u}(k)] \quad (3.58)$$

ただし、

\mathbf{A} : $n \times n$, \mathbf{B} : $n \times r$, \mathbf{Q} : 正定行列 あるいは半正定行列, \mathbf{H} : 正定行列, $r \times r$,

(\mathbf{A}, \mathbf{B}) は可制御, $(\mathbf{Q}^{1/2}, \mathbf{A})$ は可観測とする。

以上の問題を最適レギュレータ問題という。式 (3.57) の条件のもとで式 (3.58) を最小にする最適制御入力は次のように求まる。

$$\mathbf{u}(k) = -[\mathbf{H} + \mathbf{B}^T\mathbf{P}\mathbf{B}]^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{x}(k) = \mathbf{F}\mathbf{x}(k) \quad (3.59a)$$

ただし、

$$\mathbf{F} = -[\mathbf{H} + \mathbf{B}^T\mathbf{P}\mathbf{B}]^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}\mathbf{A} \quad (3.59b)$$

ここで、 \mathbf{P} は次の定常の Riccati 方程式を満たす正定解である。

$$\mathbf{P} = \mathbf{Q} + \mathbf{A}^T\mathbf{P}\mathbf{A} - \mathbf{A}^T\mathbf{P}\mathbf{B}[\mathbf{H} + \mathbf{B}^T\mathbf{P}\mathbf{B}]^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}\mathbf{A} \quad (3.60)$$

式 (3.59), 式 (3.60) の導出は変分法などによりなされるが、ここではよりわかりやすいと思われる次の方法を示しておく。

[解法]

最適レギュレータ系においては $k \rightarrow \infty$ において $\mathbf{x}(k) \rightarrow 0$ が満たされる必要がある。このとき任意の $n \times n$ 対称行列 \mathbf{P} に対して式 (3.61) が成り立つ。

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{\infty} [\mathbf{x}^T(k)\mathbf{P}\mathbf{x}(k) - \mathbf{x}^T(k+1)\mathbf{P}\mathbf{x}(k+1)] \\ &= \mathbf{x}^T(1)\mathbf{P}\mathbf{x}(1) + \mathbf{x}^T(\infty)\mathbf{P}\mathbf{x}(\infty) \\ &= \mathbf{x}^T(1)\mathbf{P}\mathbf{x}(1) \end{aligned} \quad (3.61)$$

この関係を用いて式 (3.58) を式 (3.62) のように書き換える。

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{\infty} [\mathbf{x}^T(k)\mathbf{Q}\mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k)\mathbf{H}\mathbf{u}(k) \\ & \quad + \mathbf{x}^T(k+1)\mathbf{P}\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}^T(k)\mathbf{P}\mathbf{x}(k)] + \mathbf{x}^T(1)\mathbf{P}\mathbf{x}(1) \end{aligned} \quad (3.62)$$

式 (3.62) に対して式 (3.57) の関係を代入すると式 (3.63) と変形できる。

$$\begin{aligned}
J &= \sum_{k=1}^{\infty} \left[\mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k) \mathbf{H} \mathbf{u}(k) \right. \\
&\quad + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{x}(k) \\
&\quad + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{u}(k) + \mathbf{u}^T(k) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{u}(k) \\
&\quad \left. - \mathbf{x}^T(k) \mathbf{P} \mathbf{x}(k) \right] + \mathbf{x}^T(1) \mathbf{P} \mathbf{x}(1) \\
&= \sum_{k=1}^{\infty} \left[\mathbf{u}^T(k) [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}] \mathbf{u}(k) + 2\mathbf{u}^T(k) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{x}(k) \right. \\
&\quad + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{B} [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{x}(k) \\
&\quad + \mathbf{x}^T(k) \left[-\mathbf{P} + \mathbf{Q} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{B} [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \right] \\
&\quad \left. \times \mathbf{x}(k) \right] + \mathbf{x}^T(1) \mathbf{P} \mathbf{x}(1) \\
&= \sum_{k=1}^{\infty} \left[\left[\mathbf{u}(k) + [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{x}(k) \right]^T \right. \\
&\quad \times [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}] \left[\mathbf{u}(k) + [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{x}(k) \right] \\
&\quad + \mathbf{x}^T(k) \left[-\mathbf{P} + \mathbf{Q} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{B} [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \right] \mathbf{x}(k) \left. \right] \\
&\quad + \mathbf{x}^T(1) \mathbf{P} \mathbf{x}(1)
\end{aligned} \tag{3.63}$$

式 (3.63) は 2 次形式で表されているので、これを最小にすることを考えると式 (3.59)、式 (3.60) が成り立ち、このとき式 (3.63) は式 (3.64) となる。

$$J = \mathbf{x}^T(1) \mathbf{P} \mathbf{x}(1) \tag{3.64}$$

この最適制御入力を印加された閉ループ系、すなわちデジタル最適レギュレータ系は次のように表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}(k+1) &= [\mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{F}] \mathbf{x}(k) \\
&= \left[\mathbf{A} - \mathbf{B} [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \right] \mathbf{x}(k)
\end{aligned} \tag{3.65}$$

ここで、式 (3.65) は安定であることが証明される。

最適レギュレータ系については式 (3.58) の評価関数の物理的な意味が必ずしも明確でないこと、 \mathbf{Q} と \mathbf{H} なる評価関数の重み、すなわち各要素の大きさの選定法などについて十分系統的な方法がないなどの難点がある。重みの選定については最終的には試行錯誤によらざるを得ないのであるが、現在ではやむを得ないことである。評価関数に基づく制御系構成法とならび称されるモデルマッチング法における望ましいモデルの選定がやはり同じような状況となっていることに対応するものである。式 (3.65) で表される最適レギュレータ系はその安定性が保証されており、ある程度のロバストな系となっている。ただし、連続時間最適レギュレータ系におけるように円条件によるロバスト性の議論ができないことに注意されたい。

最適レギュレータ系は制御対象のすべての状態変数を利用した形が原形である。一部の状態変数が利用できない場合などには、オブザーバなどにより測定できる状態変数から測定できない状態変数を推定するなどにより対処する。

制御系の性能を式 (3.58) のようにひとつのスカラー量で評価するということは、すべての性能を評価関数というひとつのスカラー量に集約するので大雑把の感がいなめないが、一方、考えようによっては実用上かなり有用な手法であるといえる。

最適 I 型サーボ系

ここでは、前節で得られた最適レギュレータを I 型のサーボ系へと拡張する。

3.3.5 エラーシステムの導出

制御対象として以下の状態方程式、出力方程式で表されるシステムを考える。

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{E}\boldsymbol{d}(k) \quad (3.66a)$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k) \quad (3.66b)$$

誤差信号を次のように定義する。

$$\boldsymbol{e}(k) = \boldsymbol{R}(k) - \boldsymbol{y}(k) \quad (3.67)$$

ただし、

$\boldsymbol{x}(k)$: 状態変数ベクトル ($n \times 1$), $\boldsymbol{y}(k)$: 出力変数ベクトル ($m \times 1$),
 $\boldsymbol{u}(k)$: 入力変数ベクトル ($r \times 1$), $\boldsymbol{R}(k)$: 目標値信号ベクトル ($m \times 1$),
 $\boldsymbol{d}(k)$: 外乱信号ベクトル ($q \times 1$), $\boldsymbol{A} : n \times n$, $\boldsymbol{B} : n \times r$, $\boldsymbol{C} : m \times n$, $\boldsymbol{E} : n \times 1$

式 (3.66) では式 (3.57) と違って外乱の項が追加されていることに注意されたい。式 (3.66) で表される系は可制御、可観測とし $r \geq n$ (出力より入力の数が多いか等しい) とする。

誤差信号 $\boldsymbol{e}(k)$ の一階差分値は次のように求められる。

$$\begin{aligned} \Delta \boldsymbol{e}(k+1) &= \Delta \boldsymbol{R}(k+1) - \boldsymbol{C}\Delta \boldsymbol{x}(k+1) \\ &= \Delta \boldsymbol{R}(k+1) - \boldsymbol{C}\boldsymbol{A}\Delta \boldsymbol{x}(k) - \boldsymbol{C}\boldsymbol{B}\Delta \boldsymbol{u}(k) - \boldsymbol{C}\boldsymbol{E}\Delta \boldsymbol{d}(k) \end{aligned} \quad (3.68)$$

ただし、 Δ は一階後退差分オペレータである。

同様に、 $\boldsymbol{x}(k)$ の一階差分値が次のように求められる。

$$\Delta \boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{A}\Delta \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{B}\Delta \boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{E}\Delta \boldsymbol{d}(k) \quad (3.69)$$

上の 2 式は、式 (3.70) にまとめられる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \boldsymbol{e}(k+1) \\ \Delta \boldsymbol{x}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_m & -\boldsymbol{C}\boldsymbol{A} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{e}(k) \\ \Delta \boldsymbol{x}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\boldsymbol{C}\boldsymbol{B} \\ \boldsymbol{B} \end{bmatrix} \Delta \boldsymbol{u}(k) \\ &\quad + \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_m \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \boldsymbol{R}(k+1) + \begin{bmatrix} -\boldsymbol{C}\boldsymbol{E} \\ \boldsymbol{E} \end{bmatrix} \Delta \boldsymbol{d}(k) \end{aligned} \quad (3.70a)$$

または、

$$\boldsymbol{X}_0(k+1) = \boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{X}_0(k) + \boldsymbol{G}\Delta \boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{G}_R\Delta \boldsymbol{R}(k+1) + \boldsymbol{G}_d\Delta \boldsymbol{d}(k) \quad (3.70b)$$

式 (3.70) は誤差と状態の一階差分値を新たな状態変数とし、入力変数の一階差分値を新たな入力変数とする拡大系である。これは、誤差のダイナミクスを表すという意味でエラーシステムと呼ばれている。

ここで、目標値信号 $R(k)$ と外乱信号 $d(k)$ がステップ信号または一定値をとるとすると、それらの値の変化する時刻以外では $\Delta R(k+1) = 0$, $\Delta d(k) = 0$ であるので式 (3.70) は式 (3.71) となる。

$$X_0(k+1) = \Phi X_0(k) + G\Delta u(k) \quad (3.71a)$$

$$e(k) = C_0 X_0(k) \quad (3.71b)$$

ただし、

$$C_0 = \begin{bmatrix} I_m & 0 \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

式 (3.71) において適切な制御入力 $\Delta u(k)$ を加えることにより閉ループ系を安定に制御できれば $k \rightarrow \infty$ で $X_0(k) \rightarrow 0$ つまり、 $e(k) \rightarrow 0$ とできる。しかも、制御対象のパラメータ変動があっても閉ループ系の安定性が保たれる範囲のパラメータ変動であるならば、定常誤差 = 0 は保証される (定常ロバスト性)。

また、 $R(k)$ と $d(k)$ がステップ状変化の前後の時刻では、式 (3.70) の $\Delta R(k+1)$, $\Delta d(k)$ は値をもつので、その情報を利用して制御性能を向上させるためのフィードフォワード補償が可能である。

ここで、式 (3.71) で表されるエラーシステムの可制御性、可観測性を調べてみる。

まず、可制御性については可制御性行列を

$$U_c = \begin{bmatrix} \Phi - zI_{m+n} & G \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

として、

$$\text{rank } U_c = n + m \quad (\text{full rank}) \forall z \quad (3.74)$$

ならば可制御である。

したがって、式 (3.75) について調べてみる。

$$\begin{aligned} \text{rank } U_c &= \text{rank} \begin{bmatrix} \Phi - zI_{m+n} & G \end{bmatrix} \\ &= \text{rank} \begin{bmatrix} (1-z)I_m & -zC & 0 \\ 0 & A - zI_n & B \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.75)$$

[$z = 1$ の場合]

$$\begin{aligned}
 \text{rank } U_c|_{z=1} &= \text{rank} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - \mathbf{I}_n & \mathbf{B} \end{bmatrix} \\
 &= \text{rank} \begin{bmatrix} -\mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A} - \mathbf{I}_n & \mathbf{B} \end{bmatrix} \\
 &= \text{rank} \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{I}_n & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.76}$$

ゆえに、式 (3.66) で表される原系が $z = 1$ に不変零点をもたなければ $\text{rank } U_c = m + n$ となる。

[$z \neq 1$ の場合]

$$\text{rank } U_c = m + \text{rank} \begin{bmatrix} \mathbf{A} - z\mathbf{I}_n & \mathbf{B} \end{bmatrix} \tag{3.77}$$

すなわち、

$$\text{rank} \begin{bmatrix} \mathbf{A} - z\mathbf{I}_n & \mathbf{B} \end{bmatrix} = n \quad (\text{full rank}) \tag{3.78}$$

ならば、つまり原系が可制御ならば式 (3.79) となる。

$$\text{rank } U_c = m + n \tag{3.79}$$

以上をまとめると、式 (3.71) のエラーシステムの可制御条件は原系が可制御で $z = 1$ に不変零点をもたないこととなる。

次に、可観測性については可観測性行列を

$$U_o = \begin{bmatrix} \Phi - z\mathbf{I}_{m+n} \\ \mathbf{C}_o \end{bmatrix} \tag{3.80}$$

として次式が成り立てば可観測である。

$$\text{rank } U_o = n + m \quad (\text{full rank}) \forall z \tag{3.81}$$

したがって、式 (3.82) について調べてみる。

$$\begin{aligned}
 \text{rank } U_o &= \text{rank} \begin{bmatrix} \Phi - z\mathbf{I}_{m+n} \\ \mathbf{C}_o \end{bmatrix} \\
 &= \text{rank} \begin{bmatrix} (1-z)\mathbf{I}_m & -\mathbf{C}\mathbf{A} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - z\mathbf{I}_n \\ \mathbf{I}_m & \mathbf{0} \end{bmatrix} \\
 &= \text{rank} \begin{bmatrix} -z\mathbf{I}_m & -z\mathbf{C} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - z\mathbf{I}_n \\ \mathbf{I}_m & \mathbf{0} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.82}$$

[$z = 0$ の場合]

$$\text{rank } U_o|_{z=0} = m + \text{rank } [A - zI_n]_{z=0} \quad (3.83)$$

すなわち,

$$\text{rank } [A - zI_n]_{z=0} = n \quad (\text{full rank}) \quad (3.84)$$

ならば, 式 (3.85) となる.

$$\text{rank } U_o|_{z=0} = m + n \quad (3.85)$$

この条件は, 式 (3.86) を意味する.

$$\det[A - zI_n]_{z=0} \neq 0 \quad (3.86)$$

つまり原系が $z = 0$ に極をもっていないことを意味する. あるいは

$$\det[A - zI_n]_{z=0} = \det A \neq 0 \quad (3.87)$$

であるので A が正則であることとなる.

[$z \neq 0$ の場合]

$$\begin{aligned} \text{rank} \begin{bmatrix} -zI_m & -zC \\ \mathbf{0} & A - zI_n \\ I_m & \mathbf{0} \end{bmatrix} &= \text{rank} \begin{bmatrix} zI_m & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & A - zI_n \\ \mathbf{0} & C \end{bmatrix} \\ &= m + \text{rank} \begin{bmatrix} A - zI_n \\ C \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.88)$$

すなわち,

$$\text{rank} \begin{bmatrix} A - zI_n \\ C \end{bmatrix} = n \quad (\text{full rank}) \quad (3.89)$$

ならば, つまり原系が可観測ならば式 (3.90) が成り立つ.

$$\text{rank } U_o = m + n \quad (\text{full rank}) \quad (3.90)$$

以上, まとめると式 (3.71) のエラーシステムの可観測条件は, 原系が可観測かつ A が正則であることである. なお, 連続時間系を離散化した場合には A は正則となる. また, A が正則でない場合は可観測ではないが可検出となる.

式 (3.70) あるいは式 (3.71) のエラーシステムを基にして次節以後において最適サーボ系や種々の制御系の設計を展開する.

最適 I 型サーボ系（全状態フィードバック制御系）

式 (3.71) のエラーシステムを安定に制御することにより定常ロバスト性を保証する最適サーボ系が構成されるが、ここではそのような制御入力を求めるために最適レギュレータ理論を用いる。もちろん、必ずしも最適レギュレータ理論に基づかなくともエラーシステムに基づくサーボ系は構成できる。例えば、エラーシステムの極を適切に配置するような極配置法によることも可能である。

エラーシステムに対する評価関数として次のものを定義する。

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [X_0^T(k) Q X_0(k) + \Delta u^T(k) H \Delta u(k)] \quad (3.91)$$

ただし、

$$\begin{aligned} Q &: \text{正定行列 } (m+n) \times (m+n) \text{ あるいは半正定行列} \\ &\quad \{Q = (Q^{1/2})^T Q^{1/2} \text{ と書いたとき } (Q^{1/2}, \Phi) \text{ は可観測}\} \\ H &: \text{正定行列 } (r \times r) \end{aligned}$$

したがって、エラーシステムに対する最適制御入力 $\Delta u(k)$ は最適レギュレータ理論の適用により次のように求まる。

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = F_0 X_0(k) &= \begin{bmatrix} F_e & F_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta x(k) \end{bmatrix} \\ &= F_e e(k) + F_x \Delta x(k) \end{aligned} \quad (3.92)$$

ただし、

$$F_0 = -[H + G^T P G]^{-1} G^T P \Phi \quad (3.93)$$

また P は次式の定常 Riccati 方程式を満たす正定解である。

$$P = Q + \Phi^T P \Phi - \Phi^T P G [H + G^T P G]^{-1} G^T P \Phi \quad (3.94)$$

式 (3.92) はエラーシステムのすべての状態変数のフィードバックとなっている。すなわち、全状態フィードバック制御系である。式 (3.92) を $u(k)$ について解いて以下の式を得る。

$$u(k) = F_e \sum_{j=1}^k e(j) + F_x x(k) - F_x(0) + u(0) \quad (3.95)$$

あるいは

$$u(k) = F_e \frac{z}{z-1} e(k) + F_x x(k) - F_x \frac{z}{z-1} x(0) + \frac{z}{z-1} u(0) \quad (3.96)$$

式 (3.96) において初期値を零とした場合の最適 I 型サーボ系（全状態フィードバック制御系）の構成図は Fig.3.15 に示される。

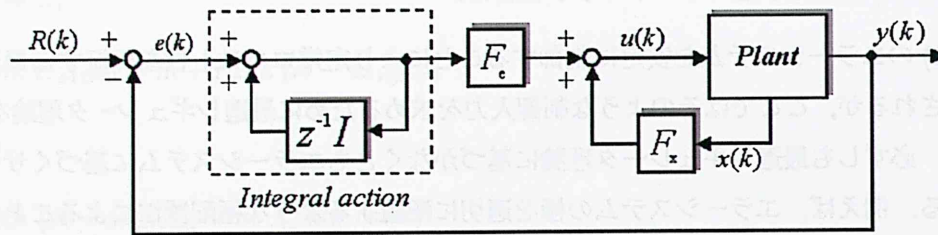


Fig.3.15 Optimal surbo system

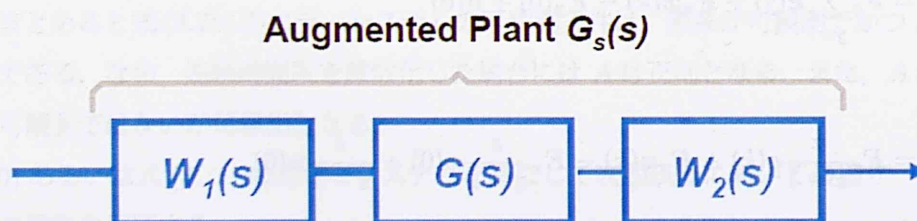
なお、式 (3.95)、式 (3.96) において $u(0)$ は任意に決定できるパラメータである。必要に応じて初期値補償として $u(0)$ をも最適化のために考慮される。Fig.3.15 からわかるように、この制御系は積分動作を含むものであり、I型となっていることから、ステップ目標値および外乱に対して定常誤差を零とすることができる。すなわち、いわゆる内部モデル原理にしたがって制御系が構成されていることがわかる。また、他の時間多項式への拡張は容易である。この系は、制御対象の全状態変数を利用する基本的なものである。

3.4 μ FR 制御系設計

システム同定で得られた μ FR の X 方向の数学モデルは一つの不安定な極を持ち、不安定なシステムとなる。それに対して安定化できる PID 制御器のゲインを求めてみたが、安定化の範囲がかなり狭いので、シミュレーション上も、実際の飛行実験も望ましい結果が得られなかった。もっと良い制御性能を得るために、 H_∞ 制御器を採用した。ロバスト性、外乱抑圧性そしてシステムの安定性などの条件を共に満たすため、とりあえず混合感度問題を適用し制御系を設計してみたが、オーバーシュートが大きく発生し、20%以内に抑えることができなかつたためある程度調整しやすく、よい効果が得られやすい H_∞ ループ整形法^[23]を採用した。具体的な設計方法を説明する。

3.4.1 H_∞ ループ整形法の設計手順

制御対象が 1 入出力系の場合、フィードバック制御系が理想的な特性を持つには、開ループ伝達関数のゲイン $L(j\omega)$ が、低域では大きく、高域では小さくなるとよいことが知られている。こ

Fig.3.16 Augment plant G with weighting functions W_1 and W_2

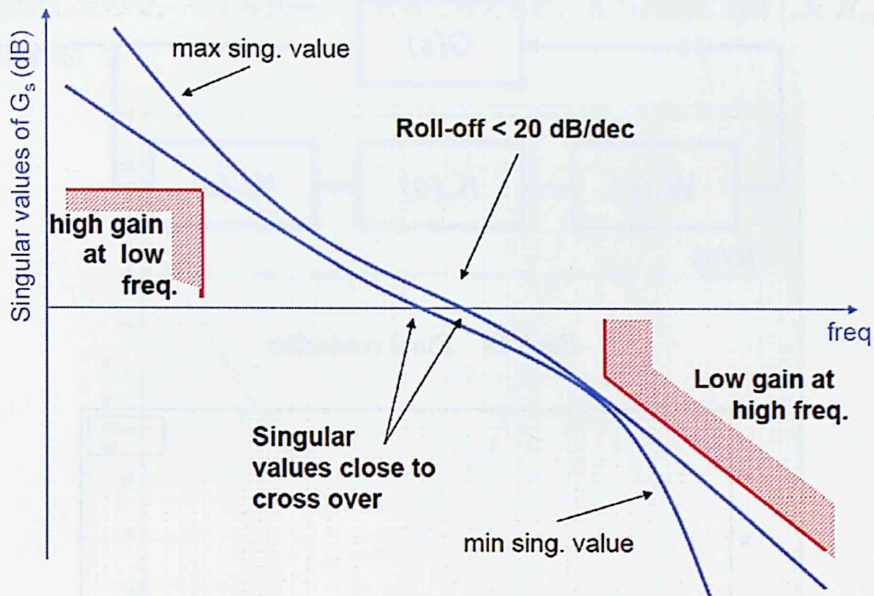


Fig.3.17 W_1 and W_2 chosen so weighted plant has good shape

うすることで、目標追従性や外乱抑圧特性等の制御性能と、制御対象の持つ不確かさに対するロバスト安定性が両立できる。

step.1 まず数学モデルに対して Fig.3.16 に示すような前置重み関数 W_1 と後置重み関数 W_2 を用いて開ループ伝達関数を Fig.3.17 のような望ましい形になるように整形を行う。

- プラント $P(s)$ に対し、全体に開ループ伝達関数のゲインが 0dB 近くになるようになるように定数倍する。
- 外乱除去や、良好な定常特性を得るために、低周波数帯でのゲインを大きくする。
- 雑音の影響を抑えるためと、高周波数帯で良好なロバスト性を得るために、高周波数帯でのゲインを小さくする。
- 良好な安定性を得るために、ゲイン交差周波数付近のゲインが -20dB/dec となるようにする。

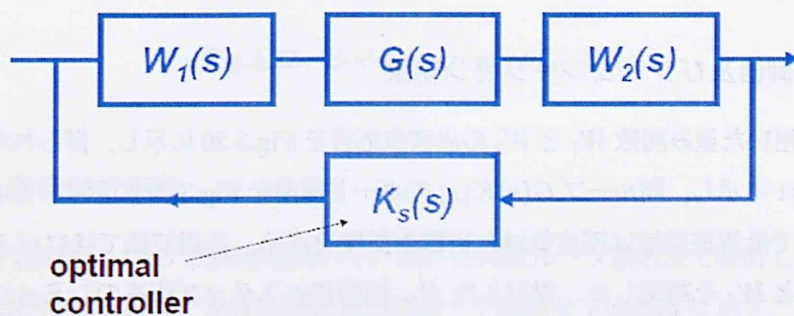


Fig.3.18 Optimal controller to robustly stabilize shaped plant

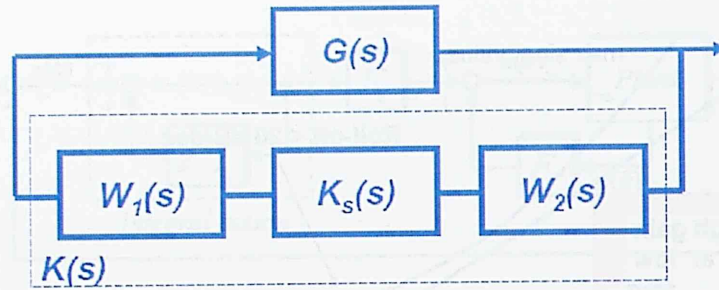


Fig.3.19 Final controller

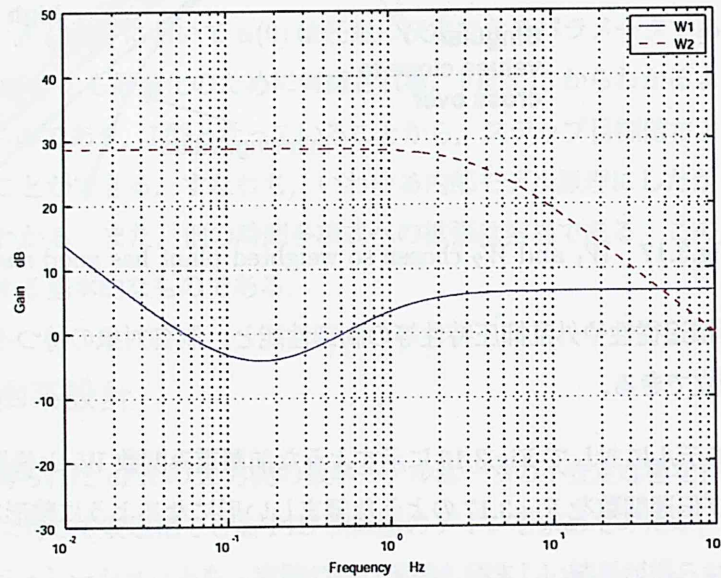


Fig.3.20 Frequency response of weighting function

step.2 整形されたプラントを新しいプラント $G_s = W_1(s)G(s)W_2(s)$ と見なし、標準的な H_∞ 制御問題として定式化し、 H_∞ 制御器 $K_s(s)$ を求める。

step.3 得られた H_∞ 制御器を二つの重み関数と合わせて、最終的な制御器とする。

$$K(s) = W_1(s)K_s(s)W_2(s) \quad (3.97)$$

3.4.2 H_∞ 制御器及びシミュレーション結果

実際の設計に用いた重み関数 W_1 と W_2 の周波数応答を Fig.3.20 に示し、得られた制御器の周波数応答を Fig.3.21 に示し、開ループ $G(s)K(s)$ のボード線図を Fig.3.22 に示す。このように、ループ整形することで低周波数域は感度低減と目標追従性を高め、高周波数ではロバスト安定性を高めるように W_1 と W_2 を選定した。設計した H_∞ 制御器のステップ応答のシミュレーションと実験結果の比較を Fig.3.23 に示す。また、 μ FR は構造的に X 方向と Y 方向の重心移動機構が対称に

なるように設計したので、モデルが同じであると考えられ、X方向用に設計した H_∞ 制御器をY方向にも適用する。

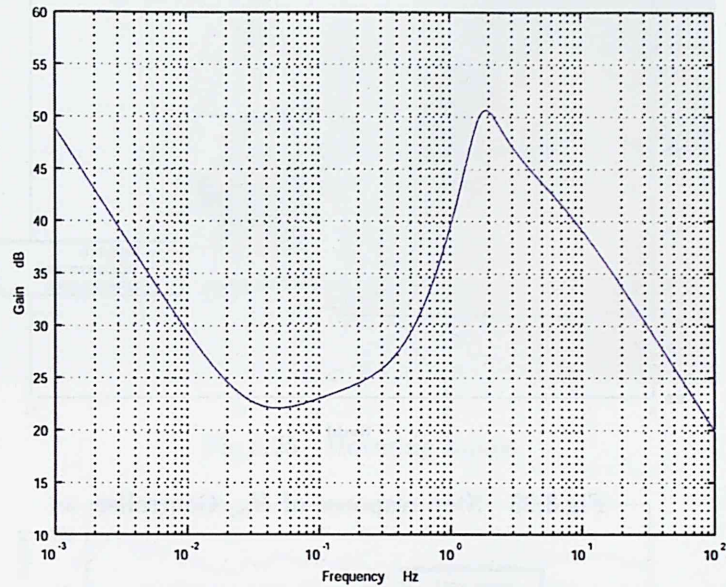


Fig.3.21 Frequency response of Controller

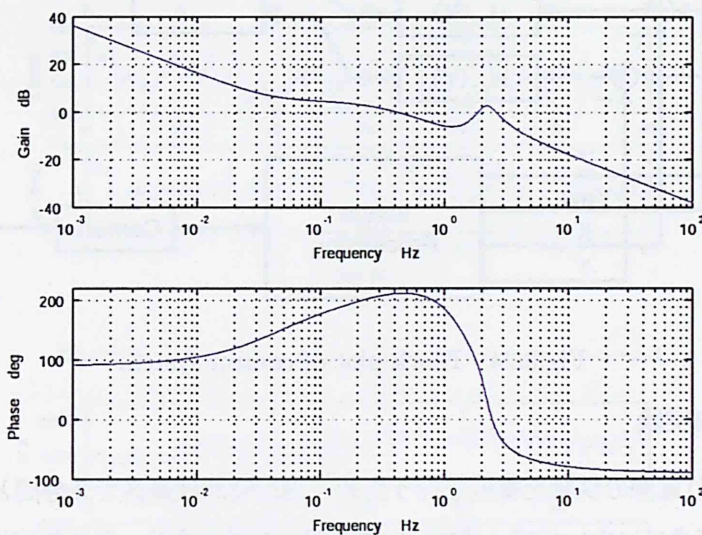


Fig.3.22 Bode diagram of $G(s)K(s)$

3.4.3 μ FR 自律飛行実験

高度方向と Yaw 角に PID 制御器を用いて、X,Y方向はループ整形法で設計した H_∞ 制御器を利用し、自律飛行実験を行う。全体の制御系のブロック線図を Fig.3.24 に示す。

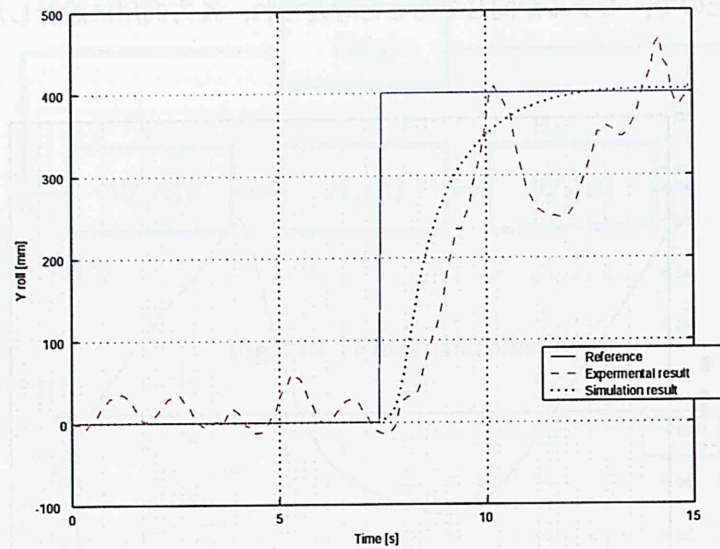
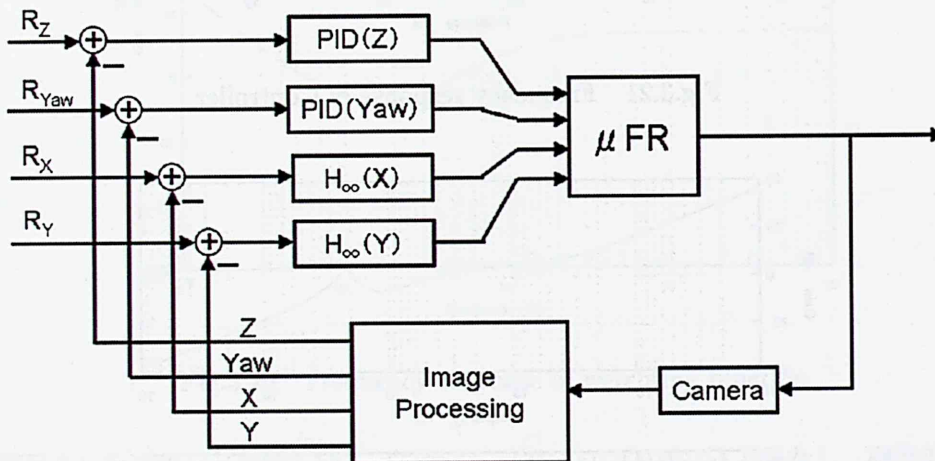
Fig.3.23 Step response of H_∞ Controller

Fig.3.24 Block plot of control system

ホバリング飛行制御実験

μ FRは無線であり電源の供給を電池で行うため、飛行時間は最長で3分間となる。また、自動離着陸はまだ実現できていないので、まず、マニュアルで浮上させ、ある程度に安定させた後、自律制御に入るといった方法で実験を行った。自律ホバリング時の様子を Fig.3.25 に示す。

各軸の実験結果を Fig.3.26 に示す。制御入力データを Fig.3.41 に示す。また、制御入力とはマニュアル操縦時のプロポの指令と一致するように、0～10000の範囲のデジタルデータに換算され μ FR に送信する。このことが理由で Fig.3.41 の縦軸は単位の無いプロポデータを表示している。

X、Y平面上での動作の様子を Fig.3.28 に示し、三次元空間での動きを Fig.3.29 に示す。大きな外乱が入らない限り、XとY方向の動きはほぼ制御開始位置から-5cm～+5cmの範囲内に収束している。yaw角の振動範囲も-5°～+5°の中に収まっている。超音波モータの出力の安定性が悪



Fig.3.25 Hovering image

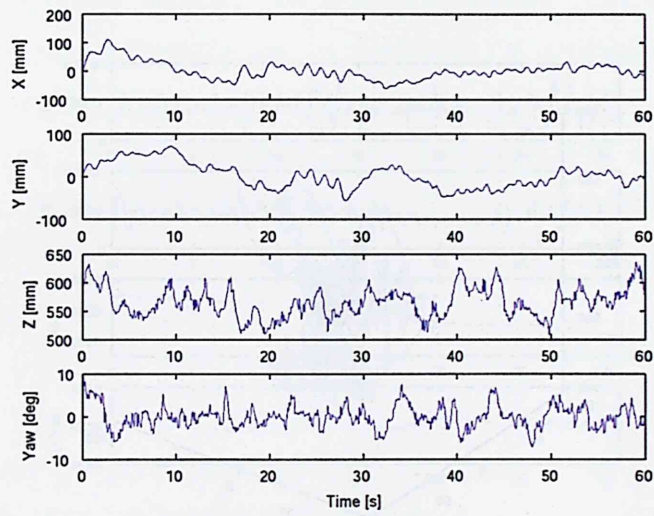


Fig. 3.26 Experimental result of hovering control

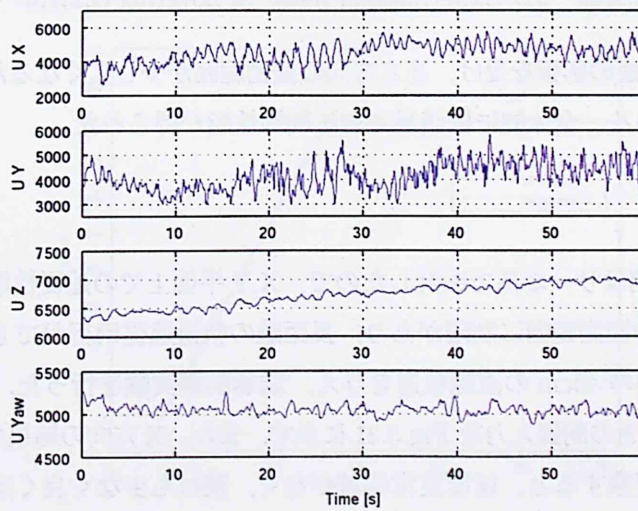


Fig.3.27 Control input of hovering control

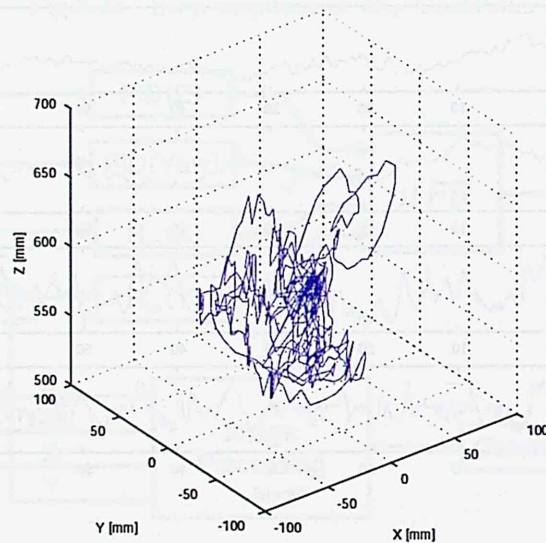
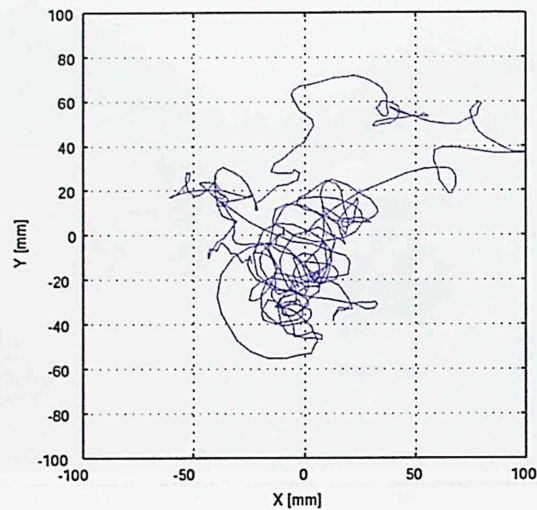


Fig.3.29 3D Experimental result of hovering control

く、また X、Y 方向の連成の影響を受け、高さ方向の振動範囲が少し広がるが、 $-10\text{cm} \sim +10\text{cm}$ の範囲内にとどまっている。全体的には満足できる制御性能が得られた。

軌道追従飛行制御実験

X、Y 方向の H_∞ 制御器はサーボ系で設計したので、X、Y 平面上での追従性能を有することが分かる。しかし、カメラの観測範囲に制限があり、長距離の軌道追従飛行ができない。そこで、本研究では μ FR に X 方向の 40cm の直線軌道を与え、誘導制御実験を行った。全軸の実験結果を Fig.3.30 に示し、このときの制御入力を Fig.3.31 に示す。また、X 方向の結果の拡大図を Fig.3.32 に示す。実験結果から考察すると、ほぼ定常偏差がなく、遅れも少なく良く追従していることが分かる。

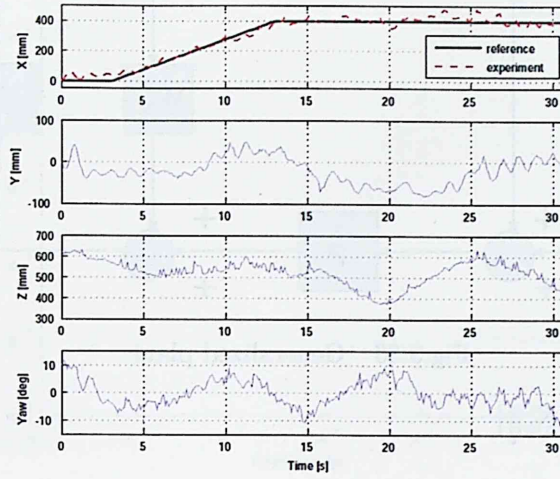


Fig.3.30 Experimental result of guidance control

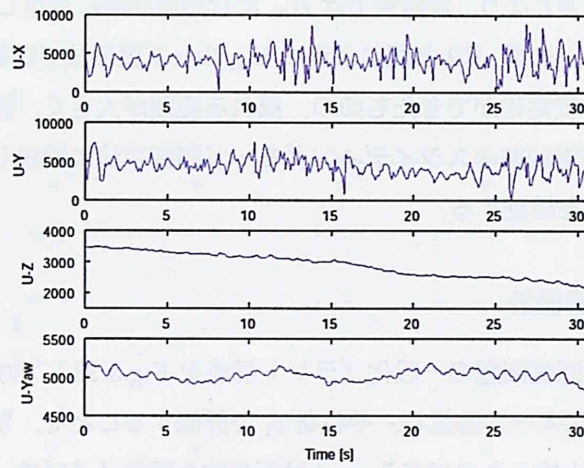


Fig.3.31 Control input of guidance control

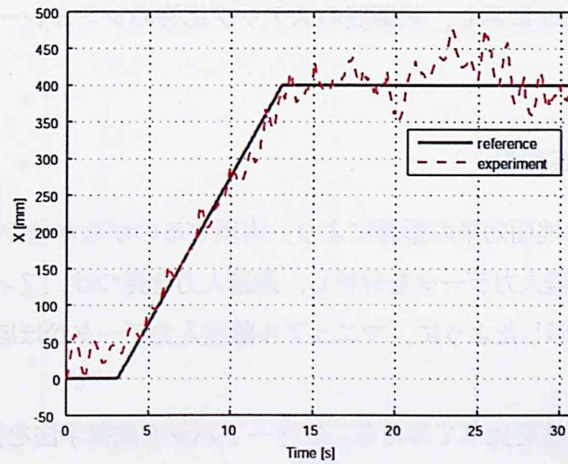


Fig.3.32 Experimental result of guidance control

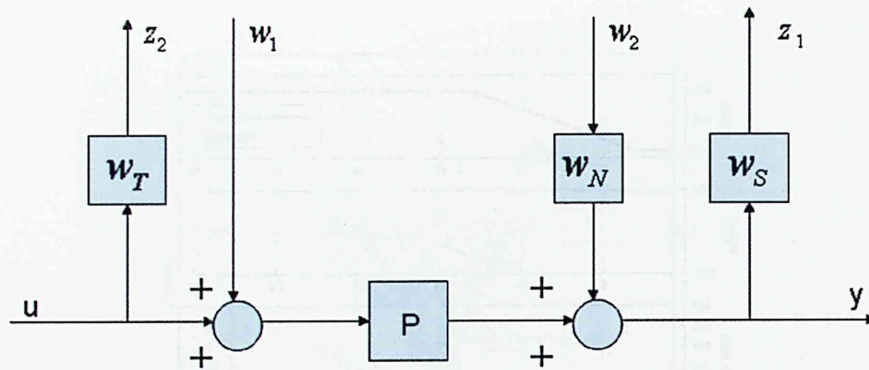


Fig.3.33 Generalized plant

3.5 X.R.B 制御系設計

X.R.Bの制御系設計については、Yaw方向はシステム同定時設計したPID制御器をそのまま使用するが、Z方向については、自動離着陸と目標追従制御を実現したいので、もっと性能の良いモデルベースの制御器が必要となり、本研究では H_∞ 混合感度問題に適用し、制御系を設計する。また、X,Y方向については、まず μ FRと同じように H_∞ ループ整形法で制御器を設計し、ホバリング実験を行ってみたが、安定化ができたものの、揺れる範囲が大きく、満足できる制御性能が得られなかったため、非線形制御のスライディングモード制御手法に適用し、シミュレーションと実験によってその有効性を検証する。

3.5.1 Z方向 H_∞ 制御器設計

入力端外乱を用いた混合感度問題の一般化プラント構成をFig.3.33に示す。制御対象が持つ応答の悪いモードを外乱 w_1 によって励起し、それを z_1 で評価することで、制御対象と制御器との間の極零相殺を回避しようとするものである。 w_2 は仮想的な観測ノイズで、標準 H_∞ 制御の仮定である D_{21} の行フルランク性を満たすために導入した。

設計に使用した重み関数 W_s と W_t をFig.3.34に示す。得られた H_∞ 制御器は4次であり、制御器の周波数応答をFig.3.35に示し、制御器のステップ応答のシミュレーション結果をFig.3.36に示す。

3.5.2 自動離着陸制御系設計

ヘリコプタの自動離着陸は地面効果の影響により、実現するのがなかなか難しいのである。本研究ではマニュアル操縦の離着陸入力データを分析し、最適入力を見つけ、フィードフォワード制御手法を採用した。Fig.3.37に示したように、マニュアル離着陸入力データがほぼ時間の2次関数になっていることが分かる。

着陸の場合は、色んな手法を比べてみたら、フィードバック制御手法を採用すると考えられる。

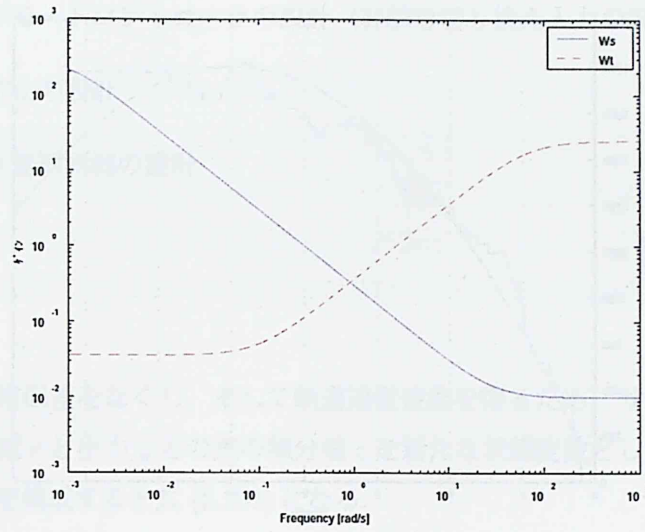


Fig.3.34 Frequency response of weighing function

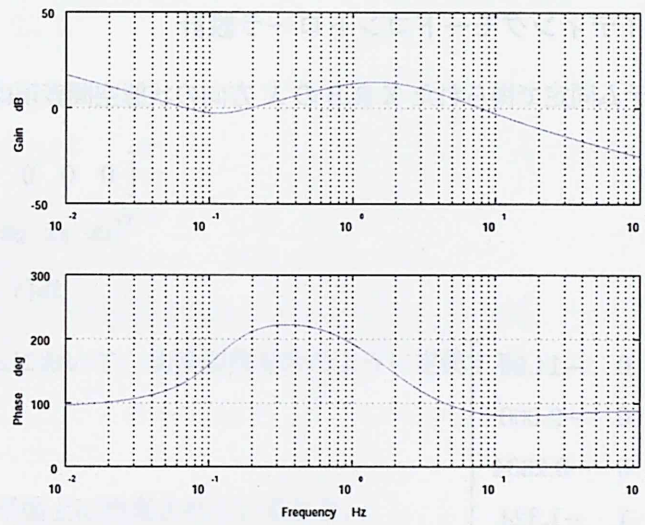


Fig.3.35 Frequency response of H_∞ Controller

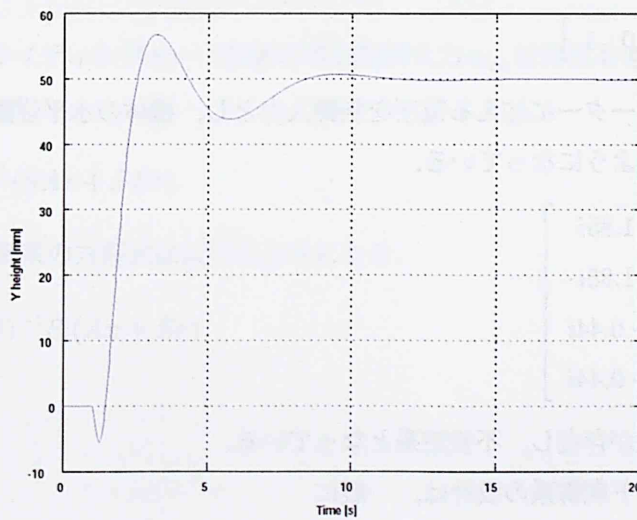


Fig.3.36 Step response of H_∞ Controller

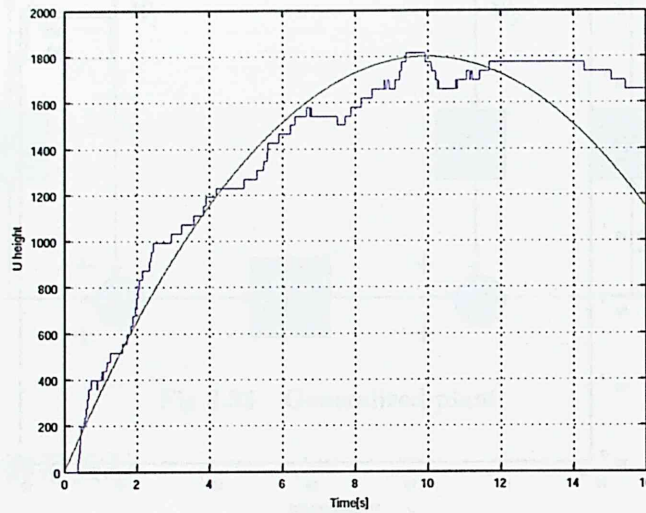


Fig.3.37 Optimum taking off input

3.5.3 X 方向スライディングモードコントローラ設計

CIFER によるシステム同定で得られた X.R.B の X 方向の状態空間表現は次のようになる。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (3.98)$$

ただし

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -14.96 \\ 1 & 0 & 0 & -9.000 \\ 0 & 1 & 0 & -0.2334 \\ 0 & 0 & 1 & -1.324 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} -3.918 & 0.2035 & 0.1190 & -0.1043 \end{bmatrix}^T \\ C &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.99)$$

水平方向のギヤードモーターに加える電圧を制御入力とし、機体の水平位置を出力とする。システムの固有値は以下のようにになっている。

$$\text{eig} = \begin{bmatrix} 1.09 + 1.85i \\ 1.09 - 1.85i \\ -1.75 + 0.44i \\ -1.75 - 0.44i \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

システムにプラスの極が存在し、不安定系となっている。

スライディングモード制御系の設計は、一般に

- (1) 切り換え超平面の設計 (等価制御入力の設計, または線形入力の設計)

- (2) スライディングモードコントローラ的设计 (非線形切り換え入力の设计)
- (3) チャタリング防止的设计
- (4) 必要に応じて状態観測器的设计

の4段階になる。

等価制御系的设计

ホバリング時の定常偏差をなくし、そして軌道追従性能を得るため、サーボ系を設計することが必要であり、目標値 r と出力 y との差の積分値 z を新たな状態変数とし、付加した拡大系を用いて1型のサーボ系を構成すると式 (3.101) になる。

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + Er \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.101)$$

ここで

$$\begin{aligned} E &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\ x &= [z \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \\ z &= \int_0^t (y - r) dt \end{aligned} \quad (3.102)$$

式 (3.101) のシステムにおいて、切換関数を次のように定義する。

$$\sigma(x) = Sx \quad (3.103)$$

システムの状態が超平面上に拘束されているとき、

$$\sigma = \dot{\sigma} = 0 \quad (3.104)$$

となることから、スライディングモード制御の等価制御入力 u_{eq} は外乱を考慮しないとすれば、式 (3.105) のように表せる。

$$u_{eq} = -(SB)^{-1}(SAx + SEr) \quad (3.105)$$

したがって、等価制御系の方程式は以下のようにになる。

$$\dot{x} = [I - B(SB)^{-1}S](Ax + Er) \quad (3.106)$$

切換超平面の設計

超平面上に拘束されたシステムの動特性は等価制御系によって支配される。等価制御系は式(3.106)より、切換え行列 S によって決定される。すなわち望ましい動特性を等価制御系が持つように S を選べばよい。本研究においては安定余有（等価制御系の固有値の実部が $-\varepsilon$ 以下）を指定する設計法を適用する。システムの零点を利用する設計法を用いた。すなわち次のリカッチ方程式の解 P を用いて超平面の切換え行列 S を決定する。

$$\begin{aligned} PA_\varepsilon + A_\varepsilon^T P - PBB^T P + Q &= 0 \\ S &= B^T P \end{aligned} \quad (3.107)$$

ここで、

$$A_\varepsilon = A + \varepsilon I \quad \varepsilon \geq 0 \quad (3.108)$$

また、 $Q = I$ 、 $\varepsilon = 1$ とし、設計された S による等価制御系の固有値は

$$[0, -2.76 + 2.91i, -2.76 - 2.91i, -2.54, -12.55] \quad (3.109)$$

となり、安定余有指定が実現されている。

非線形入力設計

制御則の設計目的は切換面（超平面）にないシステムの状態を切換面に収束させ、その面上に保つことである。これを保証するかしないかはコントローラ的设计にかかっている。いま、制御入力 u が次式のような線形制御入力（等価入力） u_{eq} と非線形制御入力 u_{nl} の二つの独立した制御入力から構成されているとする。

$$u = u_{eq} + u_{nl} \quad (3.110)$$

u_{nl} は不確かさをひとまとめにして補償し、かつシステムを切換面に拘束するための制御入力である。 $\sigma \rightarrow 0$ を実現するために、 σ に関するリアプノフ関数の候補を次のように選ぶ。

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (3.111)$$

スライディングモード到達条件を満たすには、次式

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma S(Ax + Bu + Er) \\ &= -k|\sigma| \end{aligned} \quad (3.112)$$

が $x \neq 0$ のとき常に負定関数となるように、 k を選べばよい。また、非線形入力より引き起こされるチャタリング現象を低減するために平滑関数を導入し、最終的な非線形入力は次式となる。

$$u_{nl} = -k(SB)^{-1} \frac{\sigma}{|\sigma| + \delta} \quad \delta > 0 \quad (3.113)$$

スライディングモードオブザーバの設計

四つの状態量のうち位置しか測定できないので、観測できないほかの三つの状態量はオブザーバで推定する。観測雑音などの外乱、そしてモデルの不確かさが存在するので、誤差システムの漸近安定性を保証するため、スライディングモードオブザーバで設計する。ここでは代表的な Utkin^[24] 最小次元オブザーバを利用する。

まず、状態変数を検出可能な出力ベクトル y と検出不可能なベクトル z に分けて考える。

$$\begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_r \\ C_q \end{bmatrix} x \quad (3.114)$$

このとき状態変数は、

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} C_r \\ C_q \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} Q_1 & Q_2 \end{bmatrix} \\ &= Q_1 y + Q_2 z \end{aligned} \quad (3.115)$$

また、他のシステム行列が

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \quad (3.116)$$

に分けることができ、このとき最小次元オブザーバは次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{y}} &= A_{11}(\hat{y}) + A_{12}(\hat{z}) + B_1 u + M \operatorname{sgn}(\bar{y}) \\ \dot{\hat{z}} &= A_{21}(\hat{y}) + A_{22}(\hat{z}) + B_2 u - LM \operatorname{sgn}(\bar{y}) \end{aligned} \quad (3.117)$$

上式において、 \hat{z} 、 \hat{y} は推定値、 $\bar{y} = y - \hat{y}$ である。このとき、Utkin のスライディングモードオブザーバの超平面を次式のように定義する。

$$\zeta = \bar{y} = y - \hat{y} \quad (3.118)$$

このとき、それぞれの誤差のダイナミクスは次式で示される。

$$\dot{\bar{y}} = A_{11}(\bar{y}) + A_{12}(\bar{z}) - v \quad (3.119)$$

$$\dot{\bar{z}} = A_{21}(\bar{y}) + A_{22}(\bar{z}) - Lv \quad (3.120)$$

ここで、 $\bar{z} = z - \hat{z}$ であり、

$$v = M \operatorname{sgn} \bar{y} \quad (3.121)$$

もし、スライディングモード制御が生じているとき、システムは等価制御系となり、 $\bar{y} = \dot{\bar{y}} = 0$ が成立する。したがって、下式が得られる。

$$\dot{\bar{z}} = (A_{22} + LA_{12})\bar{z} \quad (3.122)$$

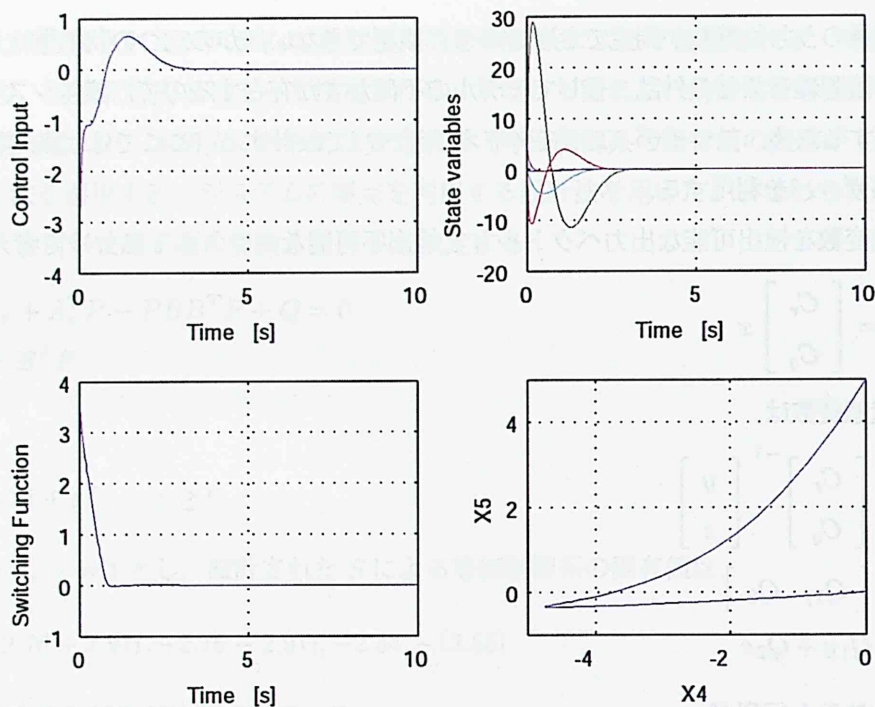


Fig.3.38 Simulation result by SMC

となる。 (A_{22}, A_{12}) は可制御であるため、 $(A_{22} + LA_{12})$ の固有値が負となるように適切な行列 L を選べば $t \rightarrow \infty$ のとき $\bar{z} = 0$ となる。また、切換ゲイン行列は次式のように選べる。

$$M = M_1 \text{diag}|\bar{y}| + M_2 \quad (3.123)$$

ここで、行列 M_1 は安定性を満たす行列、行列 M_2 は可到達性を保証する行列である。なお、チャタリング防止のためには、平滑化定数を導入する。

シミュレーション結果

ここまでに設計したスライディングモードコントローラを用いて、シミュレーションと実験を行い、 H_∞ 制御手法と比較し、性能を検証する。まず、状態量の初期値は $X = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 5]^T$ とし、システムの安定性を検証する。シミュレーションの結果を Fig.3.38 に示す。

結果から見ると、外乱を受けても、各状態量が速やかに収束し、外乱に対して安定性が高いことが分かる。また、平滑化定数を導入した結果、チャタリングが発生していないことも確認できる。

10mm のステップ目標値をシステムに加えて、 H_∞ コントローラ制御手法と比較し、追従性能を検証する。 H_∞ コントローラの周波数応答を Fig.3.39 に示し、シミュレーションの結果と制御入力をそれぞれ Fig.3.40 と Fig.3.41 に示す。明らかにスライディングモード制御のほうが立ち上がり時間が短く、定常偏差もなく、良い追従性能を持つことが分かる。

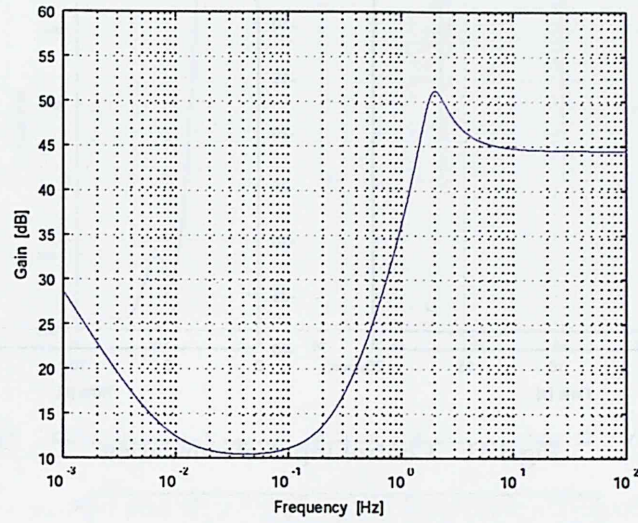
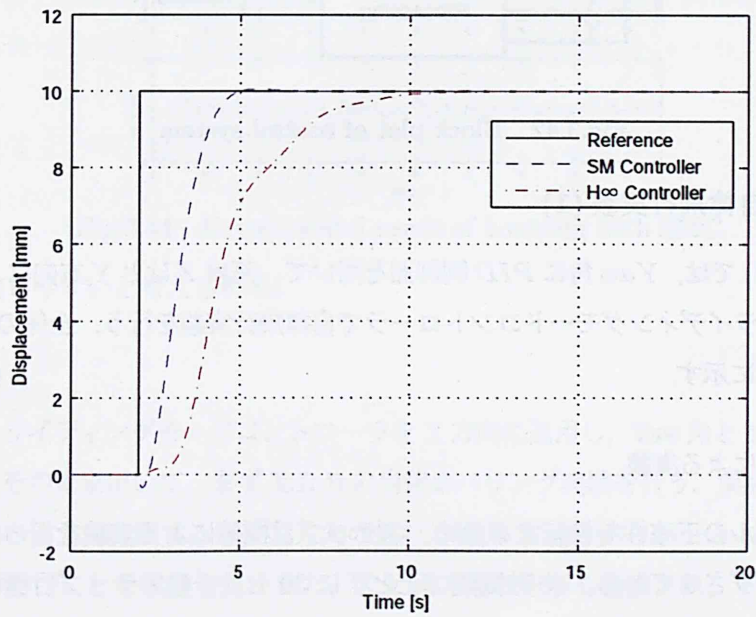
Fig.3.39 Frequency response of H_∞ controller

Fig.3.40 Simulation result

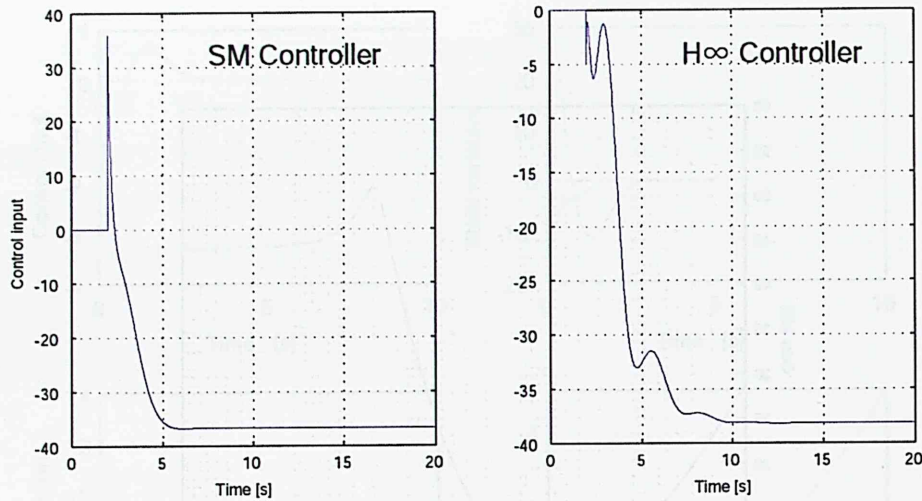


Fig.3.41 Control input of simulation

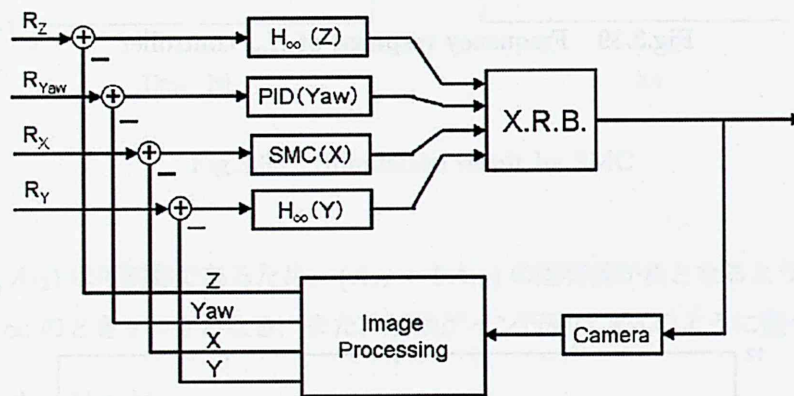


Fig.3.42 Block plot of control system

3.5.4 X.R.B 自律飛行実験 (1)

X.R.Bの実験(1)では、Yaw角にPID制御器を用いて、高度ZはとY方向は H_∞ 制御器を利用し、X方向はスライディングモードコントローラで自律飛行実験を行う。全体の制御系のブロック線図をFig.3.42に示す。

ステップ状目標値による実験

高度方向のモデルの正確性を検証するため、ステップ目標値による実験を行った。まず、飛行体を自律ホバリングさせてから、15秒間隔で上と下に30センチのステップ目標値を与えて、繰り返す実験を行った。シミュレーションの結果と実プラントの出力との比較をFig.3.43に示す。X.R.Bが上昇する時、シミュレーションと実験の結果が一致することが確認できたが、降下する時、大きなオーバーシュートが発生した。モデルを求めたところ、飛行体の運動方向に関係なく、一つのプラントとして作ったが、実際では、重力の影響を受けるので、降下するとき、オーバー

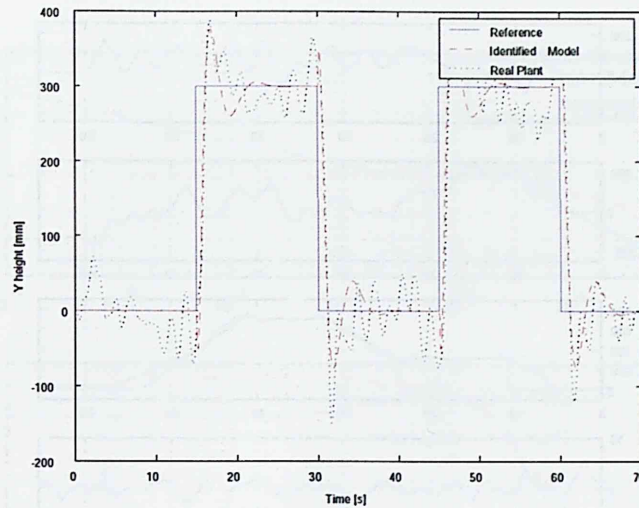


Fig.3.43 Experimental result of step reference with H Controller

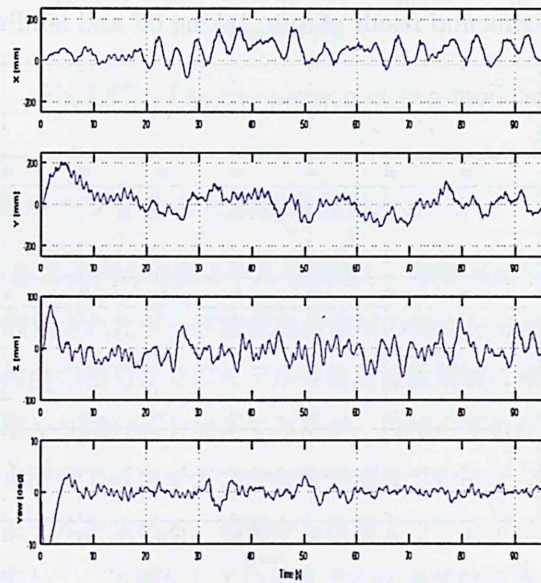


Fig.3.44 Experimental result of hovering with SMC

シュートが発生しやすいと考えられる。

ホバリング実験

設計されたスライディングモードコントローラを X 方向に適用し、Yaw 角と Y,Z 方向についてはもとの制御器をそのまま用いて、まず X.R.B の自律ホバリング実験を行う。実験の結果を Fig.3.44 に示す。X 方向の出力を考察すると、X 方向の揺れる範囲はほぼ $-10\text{cm} \sim +10\text{cm}$ の中に収まり、よい安定性能を持つことを検証した。また、X,Y 両方向の干渉も軽減され、Y 方向のホバリング精度も向上した。

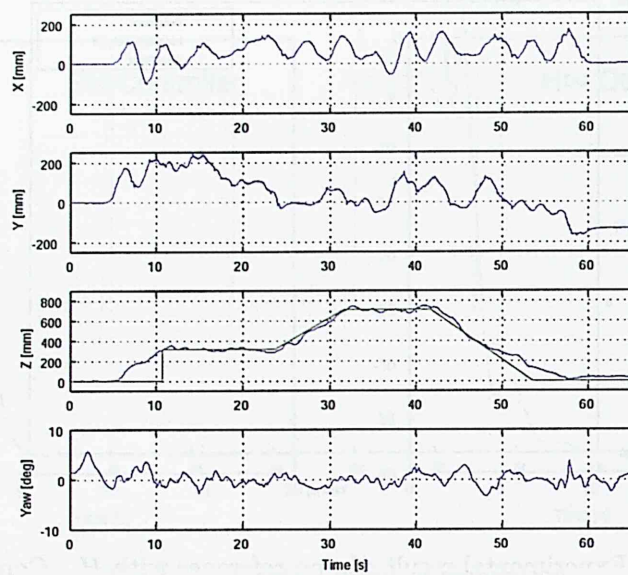


Fig.3.45 Experimental result of auto taking off and landing with SMC

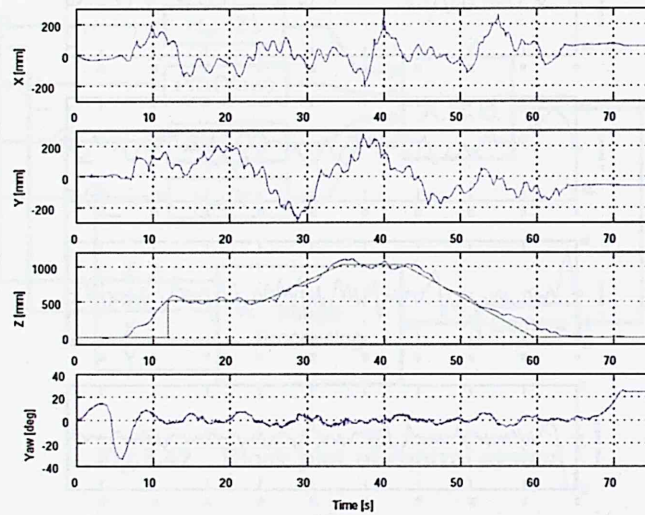


Fig.3.46 Experimental result of auto taking off and landing with H_{∞} controller

自動離着陸実験

自動離着陸の実験手順としては、まず、フィードフォワード制御により自動離陸させ、上昇した後、15秒間の自律ホバリング状態に切り換え、続いては上方向に40cm上昇させてから、フィードバック制御の着陸モードに切り換えて、地面に着陸する。

SMCによる実験結果を Fig.3.45 に示し、比較のため、 H_{∞} 制御器による実験結果を Fig.3.46 に示す。実験結果を考察すると、SMC のほうはより安定的な離着陸とホバリングを実現したのが分かる。

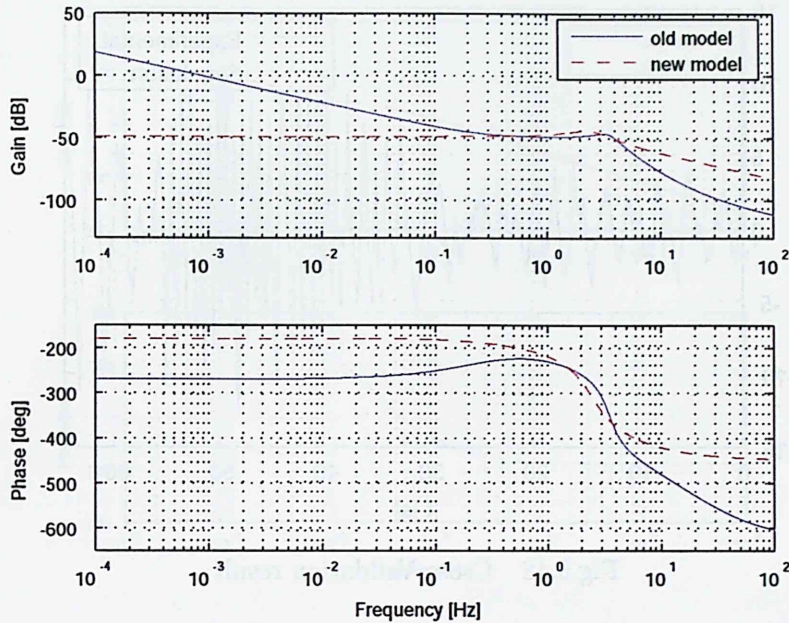


Fig.3.47 The comparison of two models

3.5.5 X 方向二つ制御ループを含んだ制御系設計

まず Roll の姿勢モデルと X 方向の位置モデルを同定し、制御系設計を行う。飛行できる範囲の制限があるので、実験で収集されたデータは低周波数域の特性をあまり反映できなく、同定で得られた制御入力から姿勢角度の出力までのモデルは低周波数領域に積分器が現れない。これらのモデルの低周波数域に無理やり積分器を加えてみたが、位相のずれが発生し、モデルの精度がかえって悪くなる。そこで本研究ではまず入力から角速度までのモデルを同定してから、一次積分して入力から角度までのモデルを求める。姿勢から位置までのモデルに対してはまず姿勢から加速度までの伝達関数を同定し、二次積分して位置までの伝達関数を算出する。

まずサーボモータの動特性を以下の 2 次モデルで近似する。

$$G_s(s) = \frac{\omega_{ns}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ns}s + \omega_{ns}^2} \quad (3.124)$$

無駄時間を含んだ入力からロール角の角速度までの伝達関数は下記の式のように仮定できる。

$$G_{\dot{\theta}}(s) = e^{-Ls} \frac{K_{\theta}\omega_{ns}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ns}s + \omega_{ns}^2} \quad (3.125)$$

角速度モデルに更に一次積分を加えると下記のような姿勢モデルが得られる。

$$G_{\theta}(s) = e^{-Ls} \frac{K_{\theta}\omega_{ns}^2}{(s^2 + 2\zeta\omega_{ns}s + \omega_{ns}^2)s} \quad (3.126)$$

新たに求められた姿勢モデルと既存のモデルの比較を Fig.3.47 に示す。0.3Hz~5Hz の周波数域では二つのモデルがほぼ一致しているが、新モデルのほうは低周波数域で積分器となり、角速度

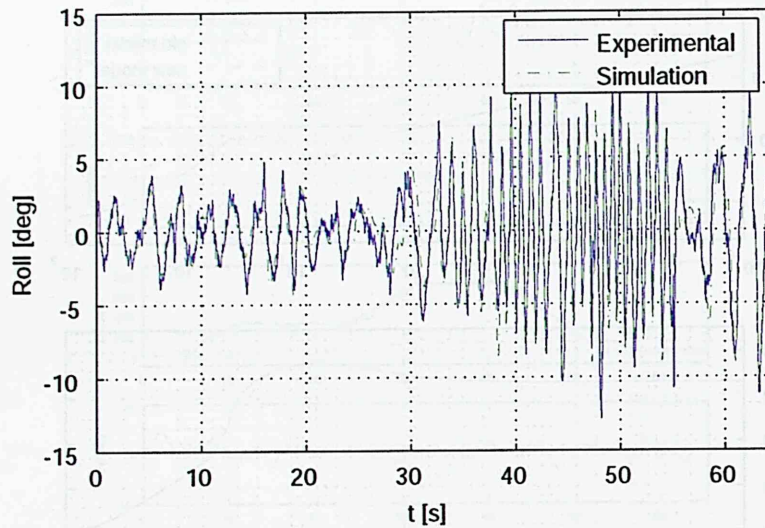


Fig.3.48 Cross Validation result

と角度の関係を正確に表現したのが分かる。また、新モデルのクロスヴァリデーシヨンの結果を Fig.3.48 に示す。

位置モデルも同様にして、まず姿勢角から加速度までの伝達関数を導出し、二次積分をすれば姿勢角から位置までの位置モデルが得られる。新旧モデルの周波数応答の比較を Fig.3.49 に示し、加速度モデルと位置モデルのクロスヴァリデーシヨンの結果を Fig.3.50 と Fig.3.51 に示す。

制御系設計は姿勢制御系と位置制御系の二つ制御ループに分けて設計を行う。全制御ループのブロック線図を Fig.3.52 に示す。

姿勢制御系設計

まず姿勢モデルに対して LQI 制御器を設計する。観測できない状態量についてはカルマンフィルタを用いて推測する。時定数が $0.5\text{s} \sim 5\text{s}$ の間の制御器をいくつか設計しておき、プロボから姿勢の目標値を入力して（姿勢のオペレータシステム）操縦の感覚から安定性の一番良い制御器を選択する。

位置制御系設計

Fig.3.52 を見ると位置制御ループの中に姿勢制御系が入っているのが分かる。姿勢に出力が目標値に遅れなく追従ができれば、姿勢制御系の閉ループの伝達関数を 1 と見なして位置制御器を設計することができるが、実際には姿勢の出力と目標値の間に若干の遅れが発生しているのがシミュレーションと実験データ両方から検証できた (Fig.3.53)。また、その遅れにより位置制御器の性能に影響を与えるのもシミュレーションの結果から分かった。本研究ではこの問題に対して三つの方法を用いて制御性能の改善策を検討した。

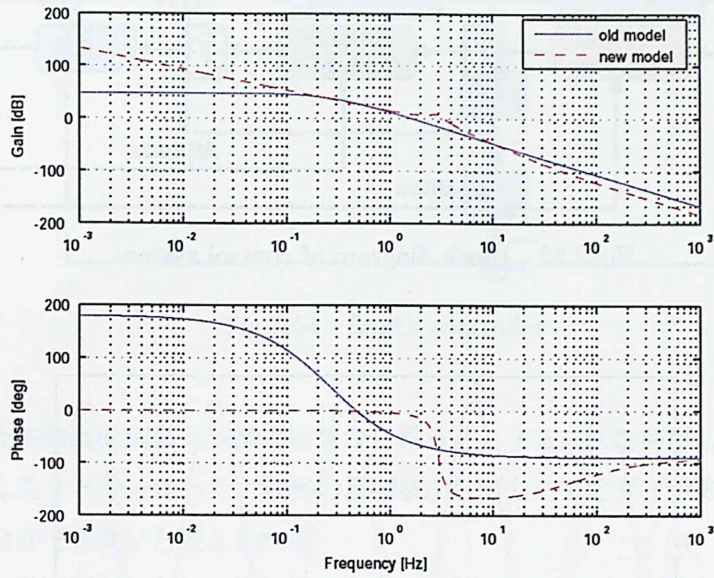


Fig.3.49 The comparison of two position models

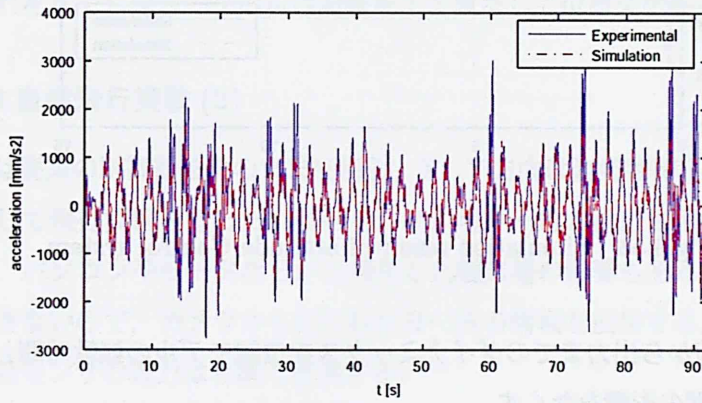


Fig.3.50 Cross Validation result of acceleration model

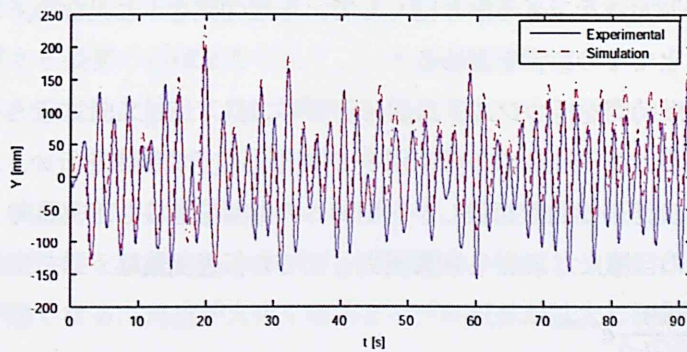


Fig.3.51 Cross Validation result of position model

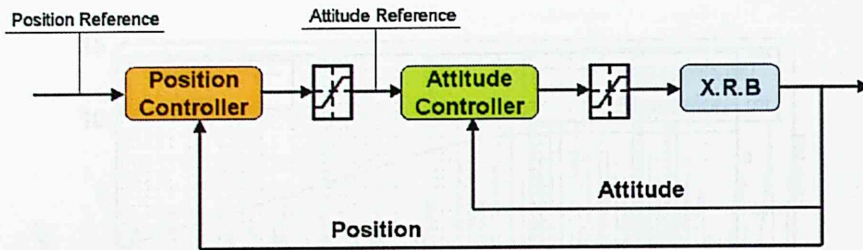


Fig.3.52 Block diagram of control system

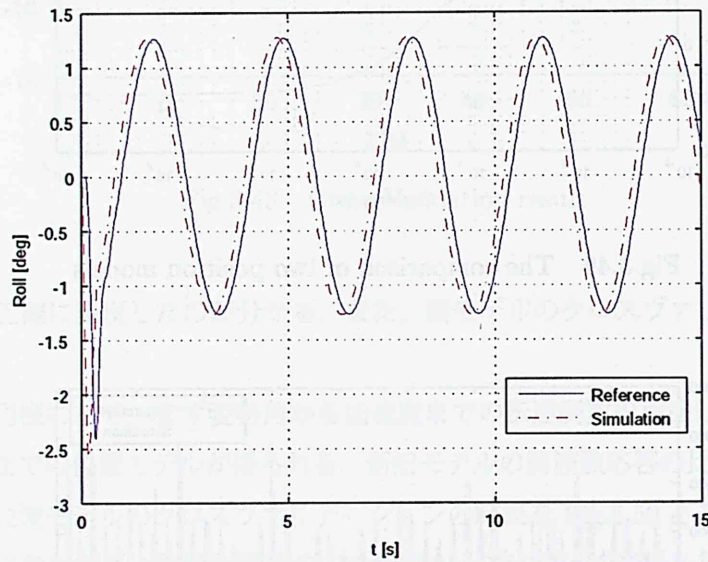


Fig.3.53 Simulation result of attitude Control system

(1) 姿勢の目標値から出力までのダイナミクスを位置モデルの無駄時間と考えて、スミス法^[2]を適用し無駄時間の影響をなくす。

(2) 姿勢の目標値から出力までのダイナミクスを同定し、伝達関数を位置モデルに加えて制御系を設計する。

(3) 姿勢制御器の時定数をできる限り短くして、伝達関数を1と見なし、また位置制御器の性能を若干弱くすることでその影響を弱める。

入力或いは出力に無駄時間を持つシステム $G(s)e^{-sL}$ に対し、Fig.3.54のような制御を行うのがスミス法である。モデル $G(s)$ を用いて内側のループで出力の予測制御を行い、外側のループでむだ時間経過後に現れる実際の出力を相殺し予測制御への影響をなくし、外乱やモデル誤差の補償を行う。Fig.3.54の系の目標入力 R から制御出力 y までの伝達関数は

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{K(s)G(s)}{1 + K(s)G(s)} e^{-sL} \quad (3.127)$$

である。特性方程式にはむだ時間 e^{-sL} が含まれないので、むだ時間のない $G(s)$ に対する設計法がそのまま適用できる。またシミュレーション上でスミス法の有効性の検証もできた。しかし、ス

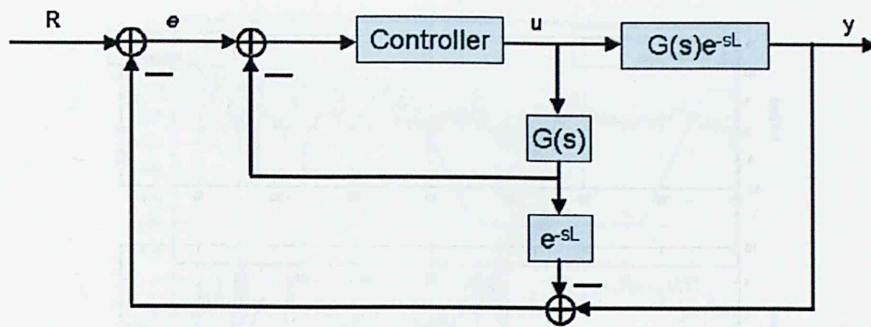


Fig.3.54 Smith controller

ミス法で設計した制御器を実装し実験の結果から見ると、スミス法を利用しない制御器より制御性能が少し劣化したことが分かった。姿勢の目標値から出力までのダイナミクスは単純にむだ時間と考えることができないと考えられる。

そこで、姿勢の目標値から出力までのダイナミクスを同定し、2次の伝達関数が得られた。こちらのダイナミクスを位置モデルに加えて新たな制御系を設計した。しかしこの方法で設計した制御器も性能の改善が見えなかった。最後にはなるべく姿勢制御器の追従性能を上昇させ、できる限りその遅れをなくし閉ループの伝達関数を1と見なして位置制御系を設計した。

3.5.6 X.R.B 自律飛行実験 (2)

高度とヨー角は従来の制御器をそのまま使用し、X、Y方向は姿勢制御系を組んだ新たに設計した制御系を利用して飛行実験を行った。姿勢センサからヨー角の検出も可能だが、室内だと地磁気場が弱くなり、パソコンやモータなどから発生した磁気場の影響もあるので、正しく方位を測定することができないので、カメラから得られたヨー角の情報を使用する。また、2章で述べたように現段階ではセンサの電力は有線で提供する。

オペレータシステムによる制御性能検証

姿勢制御系の安定性を検証するため、目標値を0にして実験を行ったが、室内で飛行できる範囲が限られるので制御器の性能がはっきり分かるの困難である。そこで、目標値を固定することではなく、プロポから姿勢の目標値を与えて、いわゆる姿勢のオペレータシステムを構築し、制御器の性能と機体の安定性を検証する。実験の結果を Fig.3.55 に示す。

Fig.3.55 から見ると、姿勢の出力は遅れが少なくプロポから送られた目標値に追従しているのが分かる。また、実験の前半は機体をホバリングさせ、安定性を検証したが、後半では少し激しい入力を与えて操縦性能を検証する。ホバリング時かなり操縦しやすいが、機体の傾きが大きくなると操縦性能が悪くなる。角度が大きくなるとモデル誤差が拡大し制御器の性能が劣化したのが考えられる。

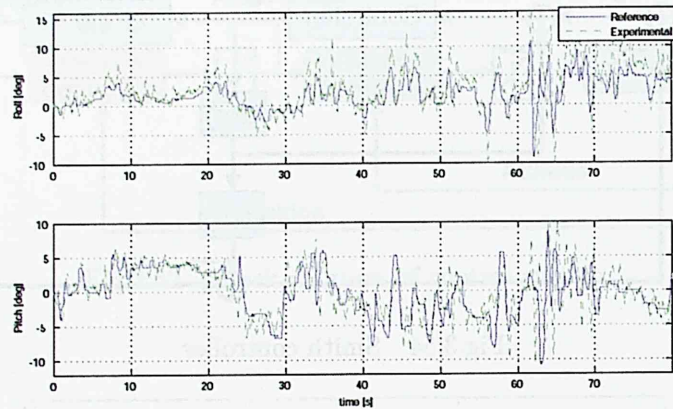


Fig.3.55 Experimental result of Operator System

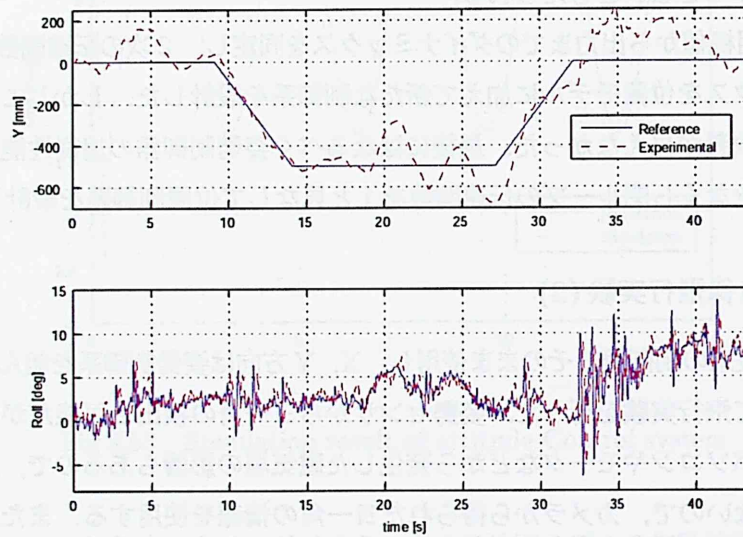


Fig.3.56 Experimental result of guidance control by square trajectory

直線軌道追従実験

軌道追従制御の実験を行う前にまずカメラの観測できるエリアの各位置でホバリング実験を行い、画像処理の精度の悪いところでもホバリングできることを確認する。続いては辺の長さが50cmの正方形のルートを与えて、直線軌道追従制御を行う。実験の結果を Fig.3.56 と Fig.3.57 に示す。Fig.3.56 に示したのが Y 方向の追従の結果と Roll 角の出力であり、Fig.3.57 は X 方向の実験結果である。また、Roll 角の実験結果の拡大図を Fig.3.58 に示す。

円軌道追従実験

飛行体を自動離陸させ、一定の高さまで上昇してから、Y 方向に直線 50cm 移動させて、半径 50cm の円軌道で一周回った後中心に戻り自動で着陸する実験を行った。Y 方向と Roll 角の出力を

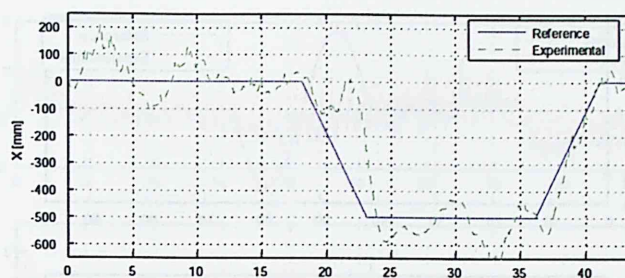


Fig.3.57 Experimental result of guidance control by square trajectory

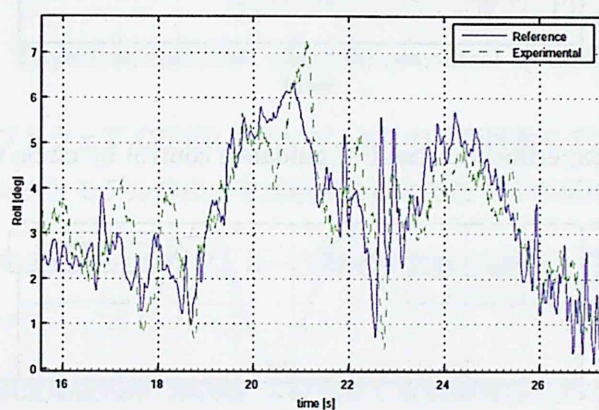


Fig.3.58 Experimental result of guidance control by square trajectory

Fig.3.59, X方向と Pitch角の出力を Fig.3.60 に示し, X-Y 平面の円軌道の追従結果を Fig.3.61 に示す. 実験結果から見ると, 安定なホバリング性能と軌道追従性能が得られた. 画像処理の精度が悪いところでも自律飛行を実現した. しかし, Roll角と Pitch角の出力から見ると, 画像処理の雑音の大ききところでは姿勢の目標値の変化が非常に激しくなる. この現象を起こす原因は位置制御器が画像処理から発生した高周波数の雑音に対するまだ弱いことであると想定できる. そこで設計に用いた重み関数を調整し, 入力の激しい変化に対する大きな反応をしないように制御系を再設計した. 新たに設計した制御器を利用し実験を行い, Roll角と Pitch角の出力を Fig.3.62 に示す. 姿勢の目標値はだいぶ安定したことが見える. また, 制御性能もほぼ変わらないことが分かった.

3.6 結言

本章では, 室内型 MAV の μ FR と X.R.B の自律制御を実現するために, システム同定によるモデリングと, モデルベースの制御系設計について述べた. その過程で得られた成果及び結論は以下の通りである.

1. μ FR のモデリング及び制御系設計

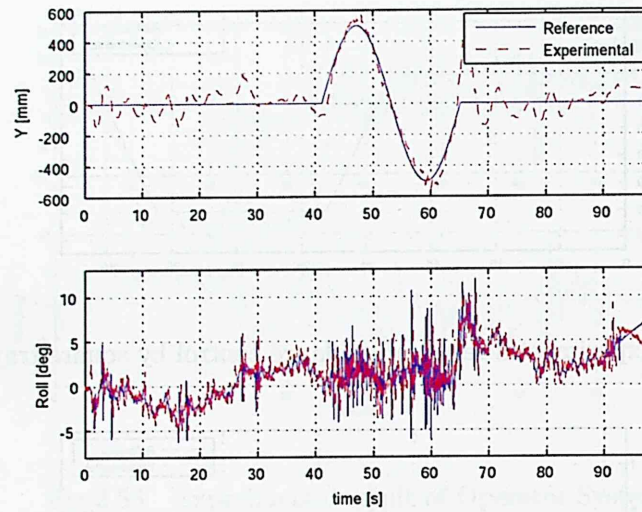


Fig.3.59 Experimental result of guidance control by circle trajectory

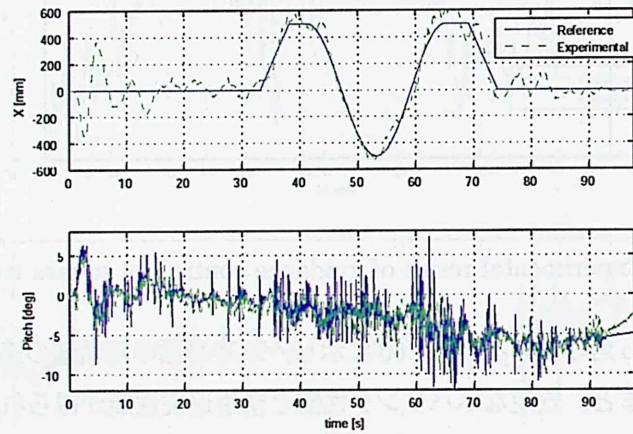


Fig.3.60 Experimental result of guidance control by circle trajectory

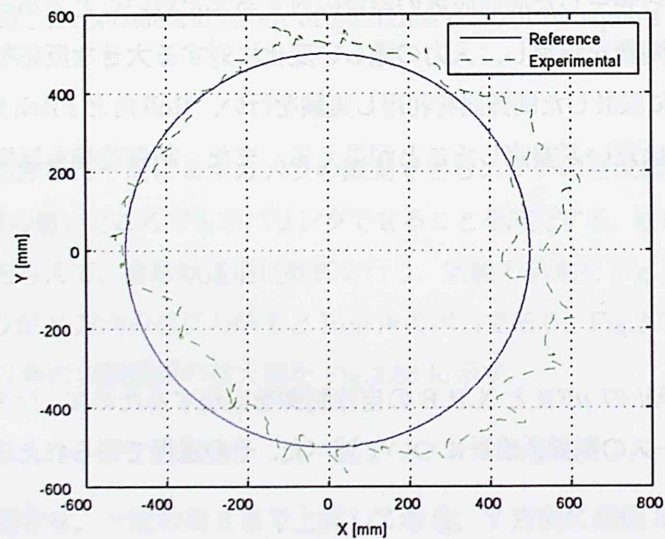


Fig.3.61 Experimental result of guidance control by circle trajectory

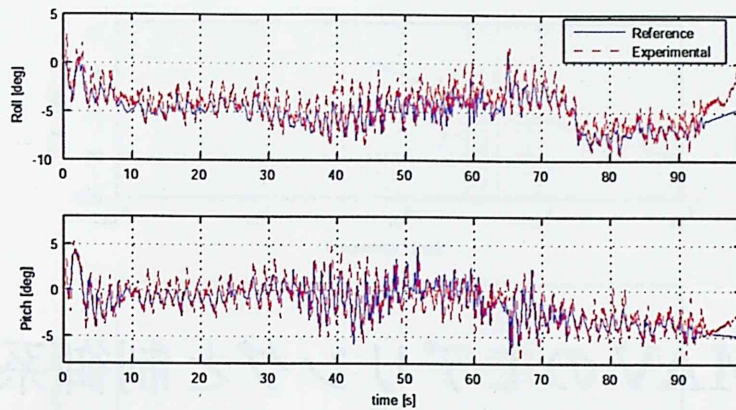


Fig.3.62 Experimental result of guidance control by circle trajectory

- ・システム同定ソフトウェア CIFER を用いて μ FR の平行移動モデルのシステム同定を行い、飛行実験時のデータとモデルの出力を比較することでモデルの正確性を検証した。
- ・X,Y 方向に対しモデルベースの H_{∞} ループ整形制御器を設計し、他の方向は PID 制御器を設計した。
- ・ホバリング及び軌道追従の飛行実験により設計した制御器が有効であることを示した。

2. X.R.B のモデリング及び制御系設計

- ・各パラメータの物理的な意味を考慮しながら、平行移動モデル、高度モデル、姿勢モデル、姿勢ループを含んだ平行移動モデルをシステム同定で求め、飛行実験時のデータとモデルの出力を比較することでモデルの正確性を検証した。
- ・モデルベースの H_{∞} 制御器（混合感度）、スライディングモード及び LQI 制御器を設計し、シミュレーションを行い各制御器の性能を検証した。
- ・自動離着陸、ホバリング及び軌道追従などの飛行実験により設計した制御器が有効であることを示した。

第 4 章

室外型 MAV のモデリングと制御系設計及び飛行実験

4.1 緒言

回転翼 MAV の実用化に向けて、室内だけではなく、室外で広範囲の自律飛行を実現させる必要がある。そこで、本研究グループはまず同軸二重反転型機 Horse-Fly を制御対象に選び、軽量、安価な GPS、電子コンパス、加速度などの MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) センサを機体に搭載し、屋外での自律飛行制御実験を行ったが、二重反転機が風に弱いため、満足できる制御性能が得られなかった。小型二重反転機は安定性が良いが、機動性が悪く、屋外の自律飛行に適さないことが分かってきたので、Quad-Rotor 式の X-UFO を制御対象として採用した。Horse-Fly と比べると、サイズと重さがほぼ同じであるが、ペイロードが大きくなったほか、機動性も良くなり、 $5m/s$ の風の中でも飛行が可能となる。そして、制御対象 X-UFO を用いて、本研究の目標としては、完全自律制御の実現が可能となる組込み制御システムの構築、システム同定を行い、制御系を設計し、自動離着陸、ホバリング、Waypoint 移動などの自律飛行を実現することである。

本章では、室外型機 X-UFO のモデリング及びモデルベースの制御系設計手法についても説明を行い、制御実験によってモデル及び制御系設計手法の有効性を検証する。

4.2 モデリング

小型無人ヘリコプタの基本的な制御方法として、姿勢、速度、位置のループに分けて自律制御を実現する方法^[2]が知られている。Quad-Rotor 式 MAV はマニュアル操縦の感覚はヘリに近いので、同じ方法で自律制御が実現可能と考えられる。そこで、本研究ではまず X、Y 方向に対する制御ループを三つに分けて、Z 方向は速度と位置の二つのループで、Yaw 角は一つのループで、各ループ（位置制御ループ除外）に対するモデリングを行い、制御器を設計する。

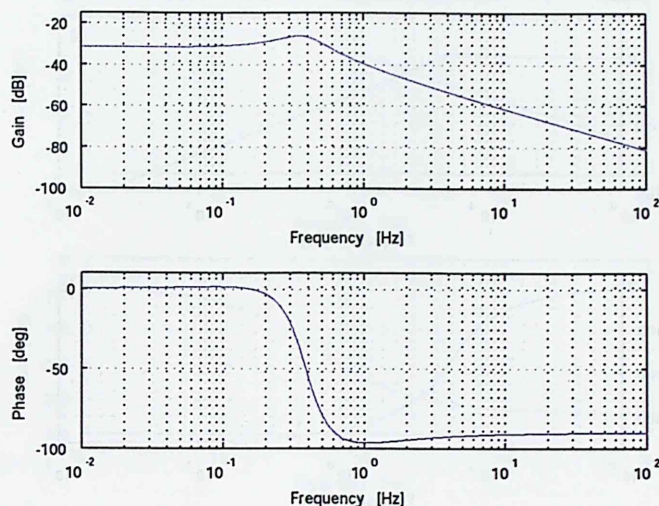


Fig.4.1 Frequency response of identified attitude model

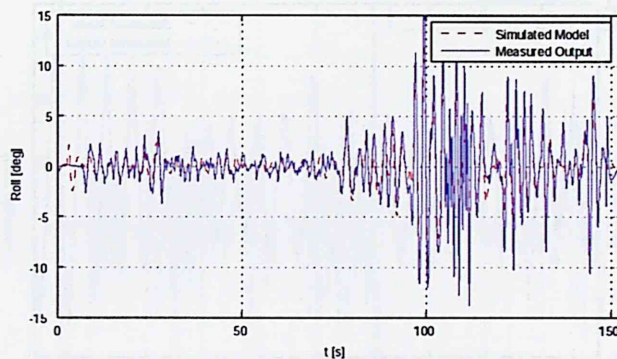


Fig.4.2 Cross validation result of attitude model

4.2.1 姿勢モデル

まず入力から姿勢の角度までの伝達関数を下記の二次系に仮定する。

$$G_a(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.1)$$

実験で収集した入出力データを用いてパラメータ同定を行う。システム同定で得られた伝達関数の周波数応答を Fig.4.1 に示す。時刻領域での検証結果を Fig.4.2 に示す。シミュレーション結果は実験データとほぼ一致していることが確認できる。

4.2.2 速度モデル

速度の情報は INS/GPS データを用いるが、安価な GPS を使用しているため、1 秒くらいの遅れが発生する。そのため、姿勢から速度までの伝達関数は式 (4.4) のような二次系と無駄時間二つの部分になる。

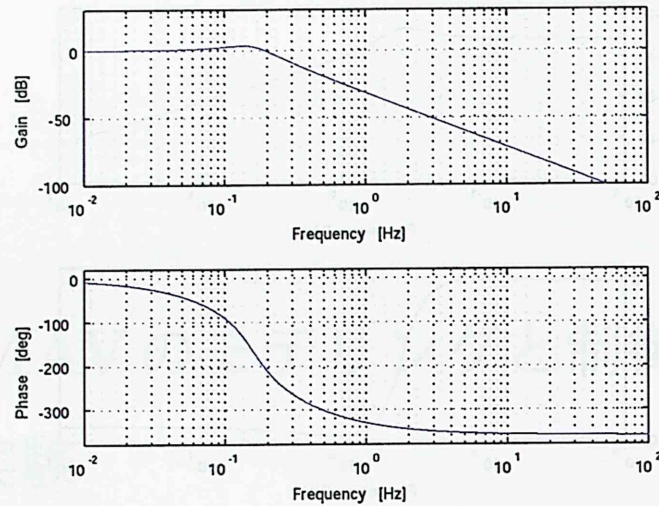


Fig.4.3 Frequency response of identified velocity model

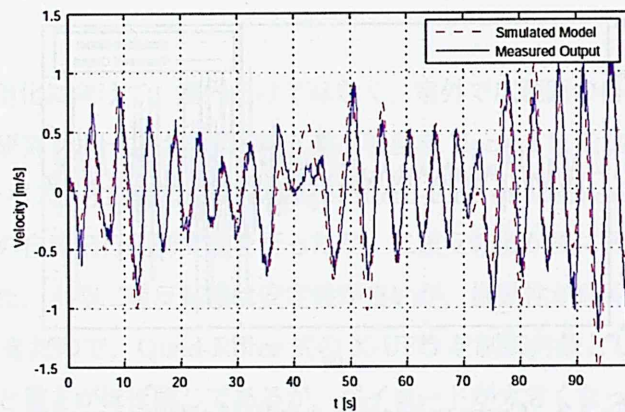


Fig.4.4 Cross validation result of velocity model

$$G_v(s) = \frac{K_v \omega_v^2}{s^2 + 2\zeta_v \omega_v s + \omega_v^2} e^{-Ts} \quad (4.2)$$

パラメータ同定を実行すれば姿勢-速度伝達関数が得られる。姿勢-速度伝達関数の周波数応答を Fig.4.3 に示す。時間領域での検証結果を Fig.4.4 に示す。これらの結果もほぼ一致している。

4.2.3 Yaw 角モデル

Yaw 角のモデリングはまず入力から角速度までの伝達関数を同定して、積分を加わることにより Yaw までの伝達関数を求める。入力から角速度までの伝達関数は下記のように仮定する。

$$G_y(s) = \frac{k_s}{(T_{s1}s + 1)(T_{s2}s + 1)} \quad (4.3)$$

積分を加えて得られた伝達関数の周波数応答を Fig.4.5 に示す。時刻領域での検証結果を Fig.4.6 に示す。

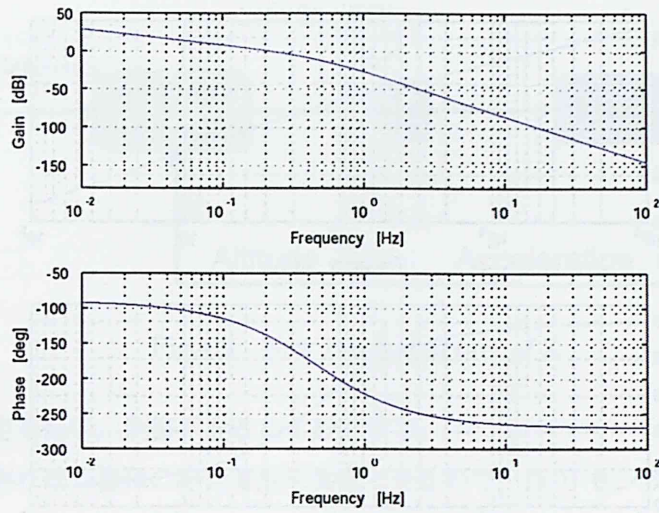


Fig.4.5 Frequency response of identified yaw model

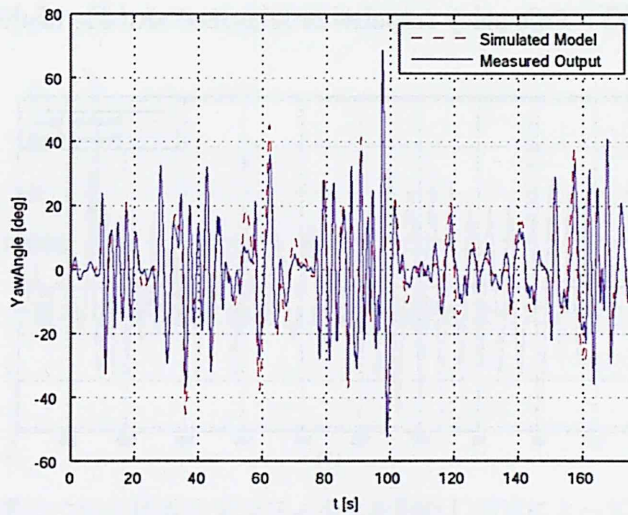


Fig.4.6 Cross validation result of yaw model

4.2.4 気圧センサを利用した高度モデルの同定

まず入力から加速度までの伝達関数を下記の一次遅れ系に仮定する.

$$a = \frac{K_2}{1 + K_1 S} u \quad (4.4)$$

次に入力から速度までの伝達関数を下記のように仮定する.

$$v = \frac{a}{S} = \frac{K_2}{(1 + K_1 S) S} u \quad (4.5)$$

次に入力から位置までの伝達関数を下記のように仮定する.

$$Z = \frac{v}{S} = \frac{K_2}{(1 + K_1 S) S^2} u \quad (4.6)$$

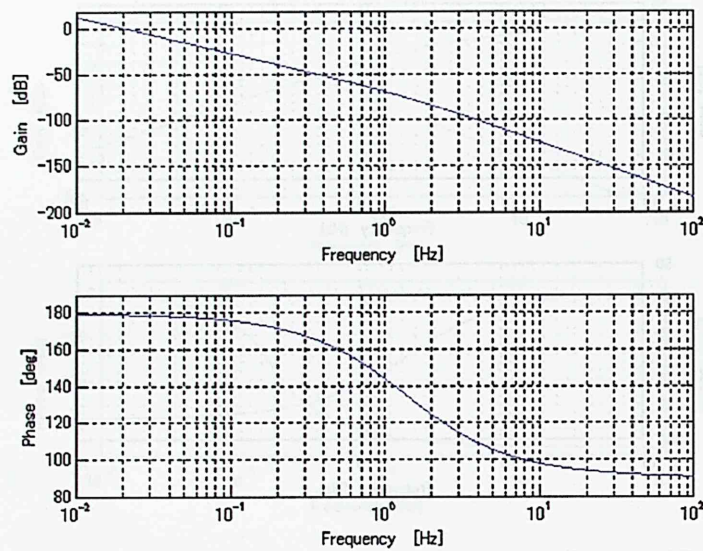


Fig.4.7 Frequency response of identified altitude model

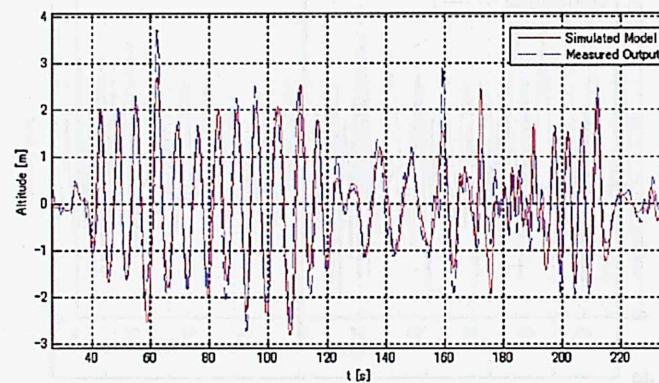


Fig.4.8 Cross validation result of altitude model

実験で収集した入出力データを用いてパラメータ同定を行う。システム同定で得られた伝達関数の周波数応答を Fig.4.7 に示す。時刻領域での検証結果を Fig.4.8 に示す。シミュレーション結果は実験データとほぼ一致していることが確認できる。

4.3 制御系設計

4.3.1 Z 方向制御系設計

Z 方向は姿勢制御ループがないため、まず GPS を利用し、速度制御ループと位置制御ループの二つループに分けて LQI 制御器と P 制御器を設計した。しかし、安価な GPS を使用しているため、GPS 信号が良い時高度の制御が可能だが、信号が悪いとき、振動が発生し、収束しにくい現象も度々起こっている。そこで、GPS センサの代わりに気圧センサを用いて機体の高度情報を測

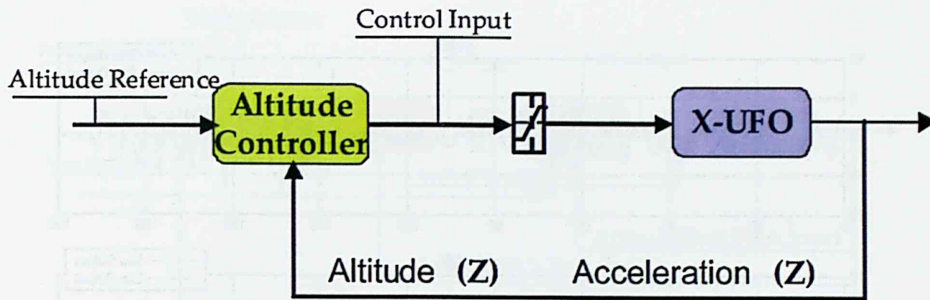


Fig.4.9 New Block diagram of Z

定し、システム同定を行い、制御系を改めて設計する。

気圧センサはほぼ遅れなく機体の絶対高度を測定できるので、IMU センサから得られた Z 方向の加速度データもフィードバック情報に加え、測定精度を上げることができる。制御ループのブロック線図を Fig.4.9 に示す。そして LQI 制御器とカルマンフィルタを設計し、実験を繰り返すことにより最適重みを求める。例として、LQI の重み R は 1 にし、Q は下記の通りである。

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10000 \end{pmatrix}$$

カルマンフィルタの重み Q は 500 になる、R は、以下のようにとおりである。

$$\begin{pmatrix} 0.02 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{pmatrix}$$

観測できない状態量についてはカルマンフィルタを設計し推定によって得ている。カルマンフィルタの結果を Fig.4.10 に示す。

加速度と位置はシミュレーションと実験データがほぼ一致するが、速度の結果はあまり一致しない。青い線は、加速度と位置によって、推定される速度である。緑線は GPS からの速度データである。青い線は緑線に比べると、低周波数時、青いほうがほぼ一秒くらい進んでいて、高周波数時は、GPS データあまり反応しないが、カルマンフィルタの推定値はより信頼性がある出力を出していると考えられる。

4.3.2 X,Y 方向制御系設計

前節で説明したように、X,Y 方向の制御系は三つのループに分けて設計する。設計及び調整はインナーループの姿勢制御ループから行う。与えられた目標値に追従できるように、まずサーボ系に拡大しておく。観測できない状態量についてはカルマンフィルタを設計し推定によって得ている。そして LQI 制御器を設計し、実験を繰り返すことにより最適重みを求める。速く得られた姿

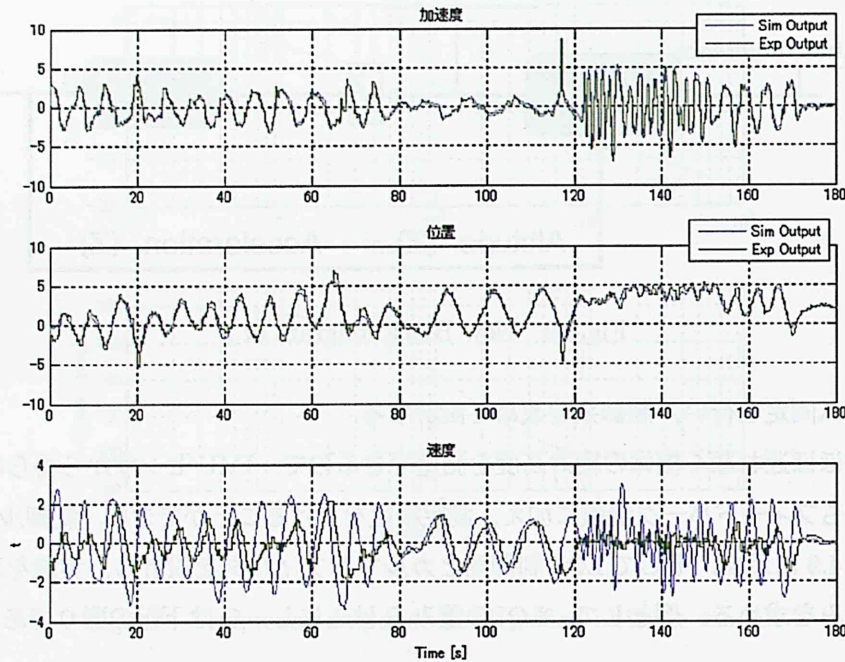


Fig.4.10 Result of Kalman Filter

勢の目標値に追従するのが大事であるが、機体の安定性を考慮し、角度と角速度の重みのバランスを中止しながら調整する。

速度制御ループも同じ手法で、カルマンフィルタとLQI制御器で設計する。GPSを利用するため、およそ1秒間の無駄時間が存在する。制御器を強くすれば機体の安定性が悪くなる傾向があるので、ゆっくり目標値に追従させるよう重みを調整する。速度が安定化すると、アウトループの位置制御ループに対するはP制御でも十分な制御性能が得られることが分かるので、位置制御器はP制御で調整する。

4.3.3 Yaw 角制御系設計

Yaw 角は角度制御ループ一つだけになる。設計の手法は姿勢制御ループと同じである。

全体の制御システムのブロック線図を Fig.4.11 に示す。姿勢制御器と Yaw 制御器は 50Hz で計算し、速度ループと位置ループは 10Hz とした。また、GPS データの更新レートは 4Hz であり、データのノイズも大きいため、GPS データを直接利用せず、GPS/INS 航法によって飛行する。なお、更新レートを 10Hz にアップし、ノイズもある程度除去することができた。

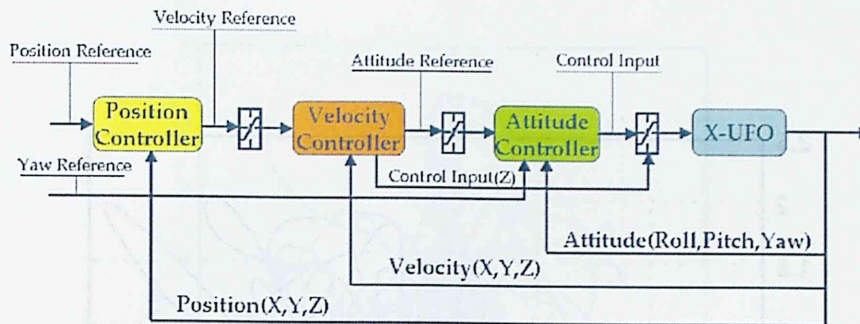


Fig.4.11 Block diagram of Control System

4.3.4 X-UFO 自律飛行実験

4.4 実験

組み制御システムを構築したので、すべての制御系はオンボードで演算する。飛行モードは自動離着陸モード、姿勢制御モード、速度制御モードと完全自律飛行モードに分けられる。自動離陸はフィードフォワード入力で行う。姿勢制御モードと速度制御モードは USB コントローラによる目標値を生成し、地上局から機体に送る。完全自律飛行モードだと地上局から位置の目標値を機体に送信する。それによって、機体がホバリングしたり、Waypoint 飛行したりする。

実験はホバリング制御と Waypoint 移動飛行制御の二つを紹介する。

4.4.1 自律ホバリング制御実験

まずマニュアルモードで機体を離陸させる。ある程度安定になってから、完全自律飛行モードに切り換えて自律ホバリング制御を行う。風がない時、X,Y 方向の変動幅とも $\pm 2m$ の中に収まるが、風が吹くと変動幅が風の影響を受けて大きく変化する。4m/s 前後の風になると、変動幅が $\pm 4m$ くらいになるが、5m/s を超えると、バランスが崩れてしまう可能性が大きくなる。

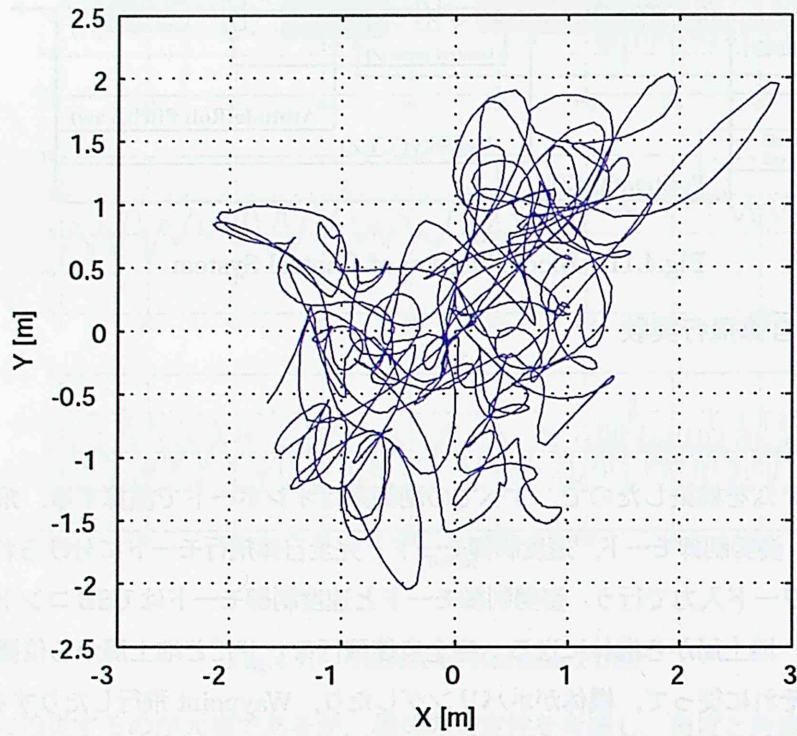


Fig.4.12 Experimental result of hovering control

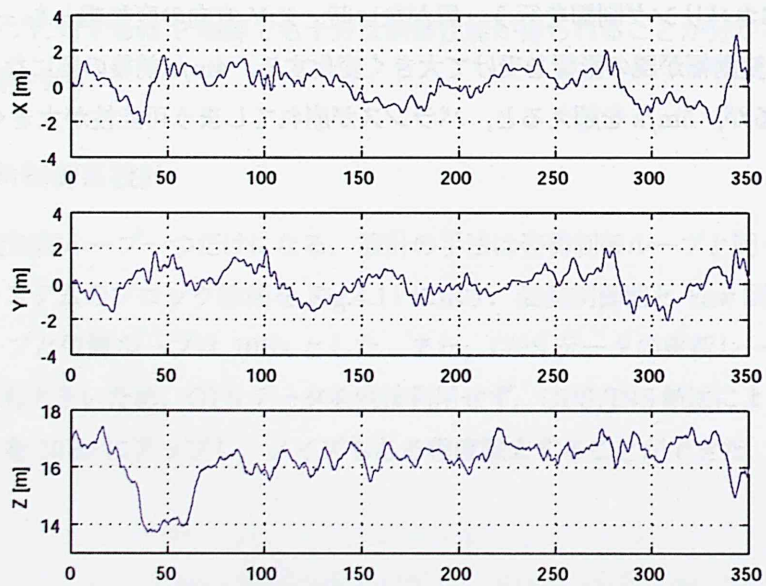


Fig.4.13 Image of control window

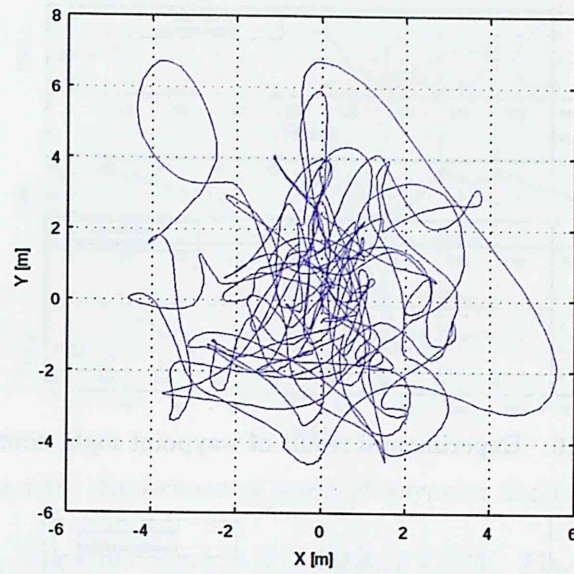


Fig.4.14 Experimental result of hovering control

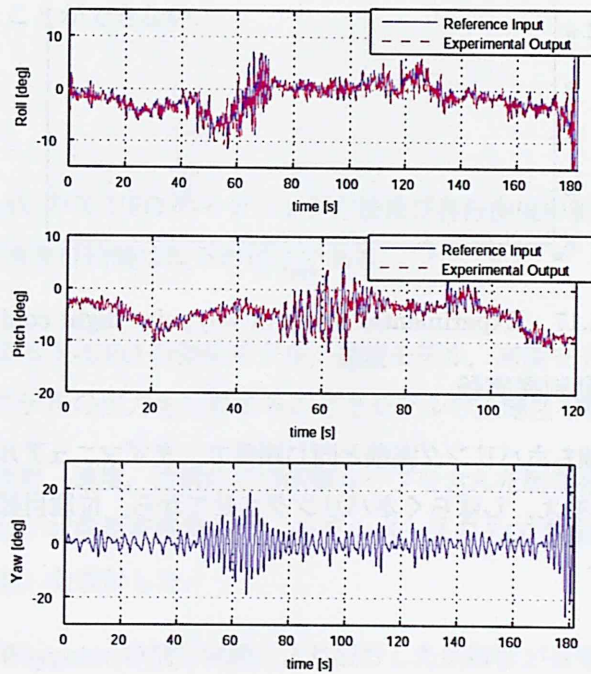


Fig.4.15 Experimental result of waypoint flight control

実験結果を Fig.4.12, Fig.4.13 と Fig.4.14 に示す. Fig.4.12 と Fig.4.13 は風がほぼないときのホバリングの結果であるが, Fig.4.14 は風が 4m/s 時のホバリングの結果を示している.

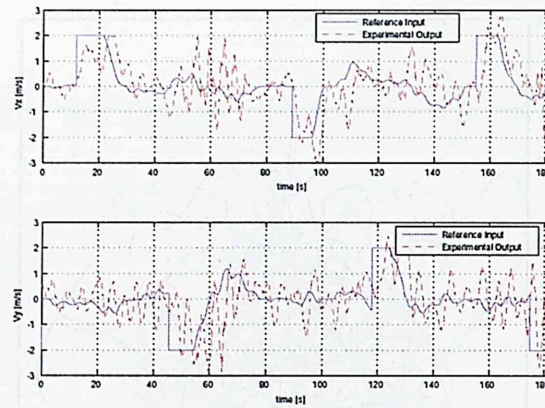


Fig.4.16 Experimental result of waypoint flight control

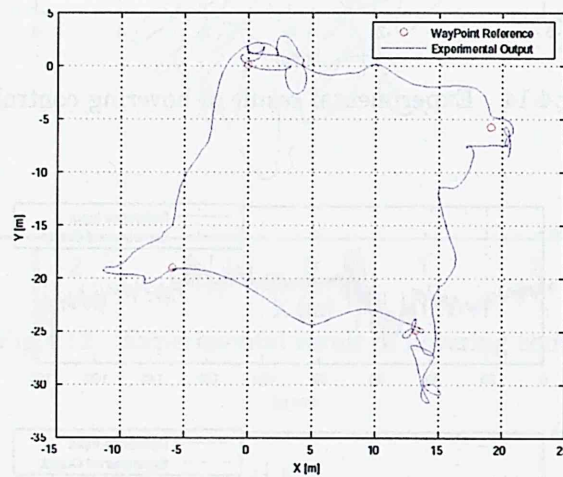


Fig.4.17 Experimental result of waypoint flight control

4.4.2 Waypoint 移動制御実験

Waypoint 移動制御実験もホバリング実験と同じ順番で、まずマニュアルモードで離陸させ、完全自律飛行モードに切り換え、しばらくホバリングさせてから、位置目標値を機体に送り、移動飛行モードに切り換える。

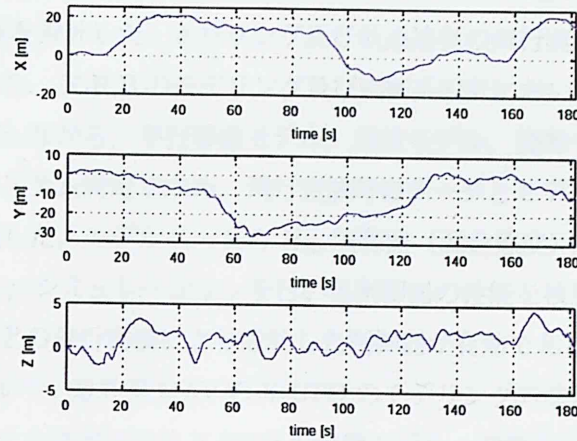


Fig.4.18 Experimental result of waypoint flight control

実験結果を Fig.4.15, Fig.4.16, Fig.4.15 及び Fig.4.18 に示す. Fig.4.15 は三つの角度制御の結果で, Fig.4.16 は X, Y 方向の速度制御の結果であり, Fig.4.15 は X, Y 平面で機体の移動軌跡を示して, Fig.4.18 は X, Y, Z 三方向の実験結果となる. 実験は大学のグラウンドで行ったので, 長距離の移動飛行を行うことができない.

4.5 結言

本章では, 室外型 MAV の X-UFO のモデリング方法及び各自由度の制御系設計について述べた. その過程で得られた成果及び結論は以下の通りである.

- ・ システム同定による X-UFO の姿勢モデル, 速度モデル, 高度モデルを構築し, 飛行実験時のデータと同定モデルの出力を比較することでモデルの正確性を検証した.
- ・ X, Y 方向に対し姿勢, 速度, 位置の三つ制御ループを含んだ制御系を設計し, カルマンフィルタで観測できない状態量を推測して, モデルベースの LQI 制御器 (姿勢制御ループ) 及び P 制御器 (位置) を設計した.
- ・ ホバリング及び Waypoint の飛行実験により設計した制御器が有効であることを示した.

第 5 章

結論

本論文では、超小型飛行体 MAV の自律制御技術の確立を目指して、大きく 4 つの研究を行った。第一は、単眼カメラを用いたビジョンシステムによる MAV の三次元位置を測定する研究である。第二は、室内型 MAV の μ FR のモデリングと自律制御に関する研究である。第三は、同じく室内型 MAV の X.R.B のモデリング及び自律飛行制御に関する研究である。そして第四は、室外型機 X-UFO のモデリングと複数ループの制御系設計に関する研究である。これら各研究の詳細に関しては、各章で述べたとおりであるが、以下では、本論文の主要な部分について再度記すこととする。

まず第 1 章は本研究の背景について説明し、MAV の種類を紹介した。また、国外と国内を分けて MAV の研究や運用状況を述べた。そして、本研究の目的及び目標を紹介した。

第 2 章は、MAV の室内自律制御システムと室外自律制御システムの構成を説明し、環境と機体の相違により、使用できるセンサもそれぞれを紹介した。室内自律制御を行う場合、GPS の利用ができないため、ビジョンの使用が有効であることを示した。本研究では電動雲台を使用して、アクティブ単眼カメラによる機体をトラッキングし、自律制御に必要な三次元位置情報を測定することに成功した。その精度についても評価した。 μ FR や X.R.B などのような超軽量の機体だと、ペイロードが足りないため、センサやマイコンなどの搭載が難しい。今の段階だとホストベースの自律制御を構築せざるをえない。本研究は操作が簡単、信頼性が高いホストベース自律制御システムを構築した。室外の場合、GPS を中心としてセンサシステムを構築することが可能となる。機体のペイロードが室内型機より大きいいため、IMU センサやマイコンなどの搭載も可能となる。したがって、組込み型の制御システムを構築することが可能となる。しかし、安価・軽量の GPS を使用しているため、精度や遅れなどの問題が存在する。そこで、IMU センサを利用して、INS/GPS 航法による、緯度・経度の精度の向上を図る。高度についてはリアルタイム性や安定性の良い気圧センサを提案し、二つセンサの性能について比較を行い、気圧センサの有効性を確認した。

つづいて第 3 章において、室内型 MAV の μ FR と X.R.B のシステム同定によるモデリングと、モデルベースの制御系設計について述べた。その過程で得られた成果及び結論は以下の通りである。 μ FR のモデリング及び制御系設計においては、システム同定ソフトウェア CIPHER を用いて μ FR の平行移動モデルのシステム同定を行い、飛行実験時のデータとモデルの出力を比較するこ

とでモデルの正確性を検証した。X,Y 方向に対しモデルベースの H_{∞} ループ整形制御器を設計し、他の方向は PID 制御器を設計した。ホバリング及び軌道追従の飛行実験により設計した制御器が有効であることを示した。X.R.B のモデリング及び制御系設計においては、機体の各パラメータの物理的な意味を考慮しながら、平行移動モデル、高度モデル、姿勢モデル、姿勢ループを含んだ平行移動モデルをシステム同定で求め、飛行実験時のデータとモデルの出力を比較することでモデルの正確性を検証した。モデルベースの H_{∞} 制御器（混合感度）、スライディングモード及び LQI 制御器を設計し、シミュレーションを行い各制御器の性能を検証した。自動離着陸、ホバリング及び軌道追従などの飛行実験により設計した制御器が有効であることを示した。

つづいて第 4 章において、室外型 MAV の X-UFO のモデリング方法及び各自由度の制御系設計について述べた。システム同定による X-UFO の姿勢モデル、速度モデル、高度モデルを構築し、飛行実験時のデータと同定モデルの出力を比較することでモデルの正確性を検証した。X,Y 方向に対し姿勢、速度、位置の三つ制御ループを含んだ制御系を設計し、カルマンフィルタで観測できない状態量を推測して、モデルベースの LQI 制御器（姿勢制御ループ）及び P 制御器（位置）を設計した。ホバリング及び Waypoint の飛行実験により設計した制御器が有効であることを示した。

本研究グループの約 5 年間の超小型飛行体 MAV の研究の成果により、回転翼 MAV に関しては、パラメータの物理的な意味を考慮しながらシステム同定により数式モデルを求め、そのモデルをベースとして設計した制御器によって、室内及び室外で三種類の MAV の自律飛行制御を行うことに成功している。今後、今までの成果を活用し、同時に室内と室外で自律飛行できる機体を開発し、早期実用化を実現することを目指していく。

参考文献

- [1] 堀内, 丹羽, 榊, 辻山, 吉瀬: 空中静止小型飛しょう体ロボットの基礎検, 精密工学会誌, Vol. 66, No. 4, pp.594-600, 2000.
- [2] F. Bohorquez, P. Samuel, J. Sirohi, D. Pines, L. Rudd: Design, " Analisis and Hover Performance of a Rotary Wing Micro Air Vehicle," Journal of the American Helicopter Society, Vol.48, No.2, pp.80-90,2003.
- [3] S.M. Ettinger, M.C. Nechyba, P.G. Ifju, M. Waszak, " Vision-Guided Flight Stability and Control for Micro Air Vehicles," IEEE/RSJ Int. Conf. on Robots and Systems, Lausanne, Switzerland, pp.2134-2140, October 2002.
- [4] W.E. Green, P.Y. Oh, " Autonomous Hovering of a Fixed-Wing Micro Air Vehicle," IEEE International Conference on Robotics and Automation, Orlando, FL, pp. 2164-2169, May 2006.
- [5] 野波 健蔵: 民生用自律無人航空機 UAV・MAV の研究開発の現状と展望, 日本機械学会論文集 (C編), 72 巻 721 号, pp.2697-2705, 2006.
- [6] 加藤, 今永: ヘリコプタ入門, 東京大学出版会, 1988.
- [7] 王, 平田, 野波, 宮澤: 超小型・超軽量マイクロフライングロボットのモデリングと自律制御, 日本ロボット学会誌, Vol.25 No.2, pp.121-129, 2007.
- [8] 徐, 辻: 「3次元ビジョン」, 共立出版株式会社, 1998.
- [9] 加藤, M. Billinghamurst, 浅野, 橘啓: マーカ追跡に基づく拡張現実感システムとそのキャリブレーション, 日本バーチャルリアリティ学会論文誌, Vol.4, No.4, 1999.
- [10] 辛, 藤原, 羽沢, 野波: 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, C編, 70-697, pp.2631-2637, 2004.
- [11] 藤原, 辛, 羽沢, 野波: 自律小形無人ヘリコプタの H_{∞} ホバリング制御および誘導制御, 日本機械学会論文集, C編, 70-694, pp.1708-1714, 2004.
- [12] 大平, 王, 野波: ステレオビジョンカメラを用いた同軸二重反転式ヘリコプタのモデリングと自律飛行制御, 日本ロボット学会誌, Vol.26, No.6, pp.175-182, 2008.
- [13] 得竹, 砂田: 小型二重反転回転翼機の誘導制御, 第 47 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 434, 2004.

- [14] F.O. Lehmann: "Aerial locomotion in flies and robots: Kinematic control and aerodynamics of oscillating wings," *Arthropod Structure & Development*, Vol.33, No.3, pp.331-345, 2004.
- [15] J. Wilson: "Micro Warfare, *Popular Mechanics*," sf. 62-5, 2001.
- [16] R.S. Fearing, K.H. Chiang, M.H. Dickinson, D.L. Pick, M. Sitti, J. Yan, R.S. Fearing, "Wing Transmission for a Micromechanical Flying Insect," *IEEE ICRA San Francisco, USA*, pp. 1509-1516, April 2000.
- [17] 野波, 西村: 「MATLAB による制御理論の基礎」, 東京電機大出版局, 1998.
- [18] 野波, 西村, 平田: 「MATLAB による制御系設計」, 東京電機大出版局, 1998.
- [19] 足立: 「MATLAB による制御のためのシステム同定」, 東京電機大出版局, 1996.
- [20] 羽沢, 辛, 藤原, 五十嵐, Fernand, 野波: ホビー用小型無人ヘリコプタの自律制御, 日本機械学会論文集, C編, 70-691, pp.720-727, 2004.
- [21] 羽沢, 辛, 藤原, 五十嵐, D. FERNANDO, 野波: ホビー用小型無人ヘリコプタの自律制御 (機首方向変動を考慮した予見制御による軌道追従制御), *日本ロボット学会誌*, Vol.24 No.3, pp.94-101, 2006.
- [22] 野波, 田: 「スライディングモード制御」 コロナ社, 1994.
- [23] G. Papageorgiou, K. Glover: "A Systematic Procedure for Designing Non-Diagonal Weights to Facilitate H_∞ Loop Shaping," *Proc.36th conf. Decision and Control, San Diego, California USA*, pp.2127-2132, 1997.
- [24] V.I. Utkin: "Sliding modes and their application in variable structure systems," Moscow: Mir, 1978.
- [25] D. Gurdan, J. Stumpf, M. Achtelik, K.M. Doth, G. Hirzinger, D. Rus, "Energy-efficient Autonomous Four-rotor Flying Robot Controlled at 1 kHz," *2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Roma, Italy*, April 2007.
- [26] K. Nonami: "Prospect and Recent Research Development for Civil Use Autonomous Unmanned Aircraft as UAV and MAV," *Journal of System Design and Dynamics*, Vol.1, No. 2 Special Issue on New Trends of Motion and Vibration Control, pp.120-128, 2007.
- [27] W. Wang, S. Suzuki, K. Nonami, D. Iwakura, D. Pebrianti, L.D. Zhu, and F. Kendoul: "Fully Autonomous Quad-Rotor MAV and flying performance with complete embedded system," *the 9th International Conference on Motion and Vibration Control*, Paper No.1201, 2008.

研究業績

学術雑誌等掲載論文

1. 王 偉, 平田 光男, 野波 健蔵, 宮澤 修: 超小型・超軽量マイクロフライングロボットのモデリングと自律制御, 日本ロボット学会誌, Vol.25, No.1, pp.121-129, 2007
2. Wei Wang, Kenzo Nonami, Yuta Ohira: Model Reference Sliding Mode Control of Small Helicopter X.R.B based on Vision, International Journal of Advanced Robotic Systems, Vol.5, No.3, pp.235-242, 2008
3. Wei Wang, Kenzou Nonami, Mitsuo Hirata, Osamu Miyazawa: Autonomous Control of Micro Flying Robot, Journal of Vibration and Control, 掲載決定

国際会議での口頭発表論文

1. Wei Wang, Kenzou Nonami, Mitsuo Hirata, Osamu Miyazawa: Fully Autonomous Quad-Rotor MAV and flying performance with complete embedded system, The Third International Symposium on Aero Aqua Bio-mechanisms, Paper No.S46, Okinawa Convention Center, Ginowan, Okinawa, Japan, July 3-7, 2006
2. Wei Wang, Kenzou Nonami, Mitsuo Hirata, Osamu Miyazawa: Autonomous Control of Micro Flying Robot, the 8th International Conference on Motion and Vibration Control, Paper No.1197, Korea Advanced Institute of Science and Technology, Daejeon, Korea, August 27-30, 2006
3. Wei Wang, Gang Song, Kenzou Nonami, Mitsuo Hirata, Osamu Miyazawa: Autonomous Control for Micro-Flying Robot and Small Wireless Helicopter X.R.B, 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Paper No.472, pp.2906-2911, Beijing International Convention Center, Beijing, China, October 9-15, 2006
4. Wei Wang, Satoshi Suzuki, Kenzo Nonami, Daisuke Iwakura, Dwi Pebrianti, LaiDi Zhu, and Farid Kendoul: Fully Autonomous Quad-Rotor MAV and flying performance with complete embedded system, the 9th International Conference on Motion and Vibration Control, Paper No.1201, Technische Universitaet Muenchen Campus Garching, Munich, Germany, September 15-18, 2008

国内での口頭発表論文

1. 王 偉, 平田 光男, 野波 健蔵, 宮澤 修: 超小型・超軽量マイクロフライングロボットのモデリングと H_∞ ホバリング制御, 第 47 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 823, 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
2. 王 偉, 野波 健蔵, 平田 光男: 超小型無人ヘリの自動離着陸とホバリング制御, 第 23 回日本ロボット学会学術講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 2A15, 慶応義塾大学日吉キャンパス (神奈川県横浜市), 2005 年 9 月 15 日~9 月 17 日
3. 王 偉, 平田 光男, 野波 健蔵, 宮澤 修: 超小型無人ヘリの自動離着陸とホバリング制御, 日本機械学会 2005 年度年次大会講演論文集, pp.275-276, 電気通信大学 (東京都調布市), 2005 年 9 月 19 日~9 月 21 日
4. 王 偉, 野波 健蔵, 平田 光男, 宋 鋼, 宮澤 修: 小型軽量フライングロボットのガイダンスコントロール, 第 48 回自動制御連合講演会 D-ROM 講演論文集, 講演番号 G2-16, JA 長野県ビル (長野県長野市), 2005 年 11 月 25 日~11 月 26 日
5. 王 偉, 大平 悠太, 于 振宇, 野波 健蔵: 小型電動ヘリ Horse-Fly の屋外自律飛行制御, 第 25 回日本ロボット学会学術講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 3F11, 千葉工業大学津田沼キャンパス (千葉県習志野市), 2007 年 9 月 13 日~9 月 15 日
6. 王 偉, 大平 悠太, 于 振宇, 野波 健蔵: 情報収集用小型電動ヘリの屋外モデルベース自律飛行制御, 第 50 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 314, 慶応義塾大学日吉キャンパス (神奈川県横浜市), 2007 年 11 月 24 日~11 月 25 日

関連業績

1. 大平 悠太, 野波 健蔵, 王 偉: ステレオビジョンカメラを用いた, 同軸二重反転式ヘリコプタの自律飛行制御, 第 25 回日本ロボット学会学術講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 3F12, 千葉工業大学津田沼キャンパス (千葉県習志野市), 2007 年 9 月 13 日~9 月 15 日
2. 大平 悠多, 王 偉, 野波 健蔵: ステレオビジョンカメラを用いた小型ヘリコプタの複数機自律制御, 第 50 回自動制御連合講演会 CD-ROM 講演論文集, 講演番号 312, 慶応義塾大学日吉キャンパス (神奈川県横浜市), 2007 年 11 月 24 日~11 月 25 日
3. 大平 悠多, 王 偉, 野波 健蔵: ステレオビジョンカメラを用いた同軸二重反転式ヘリコプタのモデリングと自律飛行制御, 日本ロボット学会誌, Vol.26, No.6, pp.175-182, 2008

謝辞

本研究を行うにあたり、直接ご指導下さいました野波健蔵教授に心より感謝いたします。また本研究に対し、日頃より適切で温かい御助言をいただきました、西村秀和現慶応義塾大学教授、酒井悟助教に感謝いたします。快適な研究生生活を送るにあたり、多岐にわたりお世話をして頂きました五十嵐美恵子様に深く感謝いたします。

共に研究を進め、様々な御助言、御協力をいただいた MAV 研究グループ及び UAV 研究グループの皆様、心より感謝いたします。さらに、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皆様、深く感謝いたします。

そして、本研究を行なう上で多大な御支援、御協力と、実験装置を提供して頂きました(株)セイコーエプソンビジネス開拓本部の宮澤修氏に深く感謝致します。

最後に、長きに渡る留学生生活を許していただき、いろいろな面で支えていただいた家族の方々に心より感謝いたします。

目 次

1.1	Image of Ornithopter	2
1.2	Photo of Fixed wing MAV	3
1.3	Photo of Rotating-wing MAV	4
1.4	Photo of Autogiro	5
1.5	Photo of MicroSTAR	6
1.6	Ground Station for MicroSTAR	6
1.7	Photo of Swift	7
1.8	Photo of Mini-Vertigo	8
1.9	Photo of AscTec Hornet	9
1.10	Photo of RH-1D	9
2.1	Micro flying robot(μ FR)	12
2.2	configuration of μ FR	12
2.3	Images by μ FR	13
2.4	Detailed configuration of μ FR	14
2.5	Ultrasonic motor	14
2.6	Overview of ultrasonic motor	15
2.7	X.R.B.	15
2.8	Photo of X-UFO	16
2.9	Image of X-UFO flight	17
2.10	Experimental setup	18
2.11	Camera and the coordinate systems	20
2.12	An example of markers	21
2.13	Compensation of direction vector	24
2.14	Camera experiment system	25
2.15	Position of the marker	26
2.16	Errors of position estimation	27
2.17	Computer control Camera platform	28

2.18 Block diagram	28
2.19 Image of Wireless InertiaCube3	29
2.20 Control window	29
2.21 Photo of MNAV	30
2.22 Photo of XBee pro	30
2.23 Photo of Pressure Sensor	30
2.24 Output versus Pressure Differential	31
2.25 Experimental result of accuracy (0 m)	32
2.26 Experimental result of accuracy (4 m)	32
2.27 Experimental result compared with GPS	33
2.28 Photo of Wireless camera system	33
2.29 Image from wireless camera system	33
2.30 Image of experimental system	34
2.31 Quad-rotor based MAVs in real-flight	34
2.32 Image of control window	35
3.1 Bode plot of PID controller for Z direction	38
3.2 Bode plot of PID controller for Yaw direction	38
3.3 Input and output data	39
3.4 Procedure of CIFER modeling	40
3.5 Bode plot of identified model and real plant	41
3.6 Cross Validation	42
3.7 Bode plot of μ FR and X.R.B. X direction model	43
3.8 Identified model bode plot of X.R.B. Z direction	44
3.9 Cross validation	45
3.10 H_∞ standard configuration	46
3.11 Robust stability problem with multiplicative error	48
3.12 Closed-loop system for small gain theorem	49
3.13 Feedback control system	50
3.14 Shaping of sensitivity function	50
3.15 Optimal surbo system	64
3.16 Augment plant G with weighting functions W_1 and W_2	64
3.17 W_1 and W_2 chosen so weighted plant has good shape	65
3.18 Optimal controller to robustly stabilize shaped plant	65
3.19 Final controller	66
3.20 Frequency response of weighting function	66

3.21	Frequency response of Controller	67
3.22	Bode diagram of $G(s)K(s)$	67
3.23	Step response of H_∞ Controller	68
3.24	Block plot of control system	68
3.25	Hovering image	69
3.26	Experimental result of hovering control	69
3.27	Control input of hovering control	69
3.28	2D Experimental result of hovering control	70
3.29	3D Experimental result of hovering control	70
3.30	Experimental result of guidance control	71
3.31	Control input of guidance control	71
3.32	Experimental result of guidance control	71
3.33	Generalized plant	72
3.34	Frequency response of weighing function	73
3.35	Frequency response of H_∞ Controller	73
3.36	Step response of H_∞ Controller	73
3.37	Optimum taking off input	74
3.38	Simulation result by SMC	78
3.39	Frequency response of H_∞ controller	79
3.40	Simulation result	79
3.41	Control input of simulation	80
3.42	Block plot of control system	80
3.43	Experimental result of step reference with H_∞ Controller	81
3.44	Experimental result of hovering with SMC	81
3.45	Experimental result of auto taking off and landing with SMC	82
3.46	Experimental result of auto taking off and landing with H_∞ controller	82
3.47	The comparison of two models	83
3.48	Cross Validation result	84
3.49	The comparison of two position models	85
3.50	Cross Validation result of acceleration model	85
3.51	Cross Validation result of position model	85
3.52	Block diagram of control system	86
3.53	Simulation result of attitude Control system	86
3.54	Smith controller	87
3.55	Experimental result of Operator System	88

3.56	Experimental result of guidance control by square trajectory	88
3.57	Experimental result of guidance control by square trajectory	89
3.58	Experimental result of guidance control by square trajectory	89
3.59	Experimental result of guidance control by circle trajectory	90
3.60	Experimental result of guidance control by circle trajectory	90
3.61	Experimental result of guidance control by circle trajectory	90
3.62	Experimental result of guidance control by circle trajectory	91
4.1	Frequency response of identified attitude model	93
4.2	Cross validation result of attitude model	93
4.3	Frequency response of identified velocity model	94
4.4	Cross validation result of velocity model	94
4.5	Frequency response of identified yaw model	95
4.6	Cross validation result of yaw model	95
4.7	Frequency response of identified altitude model	96
4.8	Cross validation result of altitude model	96
4.9	New Block diagram of Z	97
4.10	Result of Kalman Filter	98
4.11	Block diagram of Control System	99
4.12	Experimental result of hovering control	100
4.13	Image of control window	100
4.14	Experimental result of hovering control	101
4.15	Experimental result of waypoint flight control	101
4.16	Experimental result of waypoint flight control	102
4.17	Experimental result of waypoint flight control	102
4.18	Experimental result of waypoint flight control	103

表 目 次

2.1	Spec. of micro flying robot(μ FR)	13
2.2	Spec. of Hirobo X.R.B.	16
2.3	Spec. of X-UFO	17
2.4	Spec. of experimental setup	19
2.5	Spec. of Camera platform	26
2.6	Spec. of Wireless Inertiacube3	27
2.7	Spec. of Pressure Sensor	31
2.8	Spec. of Embedded Control Board	36