沿岸水域環境モニタリング用 AUV “REEF” の運動制御

正会員 渡 邊 亘 樹**

高 木 智 史***

岩 崎 雅 也****

正会員 加 藤 直 三*

Motion control of AUV “REEF” for monitoring coastal sea environments

by Koki Watanabe, *Member*

Masaya Iwasaki

Satoshi Takagi

Naomi Kato, *Member*

Summary

AUV “REEF” was developed in Osaka University for monitoring environments in coastal sea areas. REEF is characterized as a surface piercing autonomous underwater vehicle using route tracking control in horizontal plane and pitch control in waves in longitudinal plane. Route tracking controller was designed using PID control method, and pitch control was designed using H_{∞} control method. Route tracking control was evaluated through experiments both in still waters and in winds. Pitch control in waves was evaluated in irregular waves in water tank comparing with PID control.

1. 結 言

沿岸水域に生息するサンゴは、環境浄化機能、防災機能、景観機能等の様々な役割を担っている。しかし、近年世界的にサンゴの白化現象が観測され、その機能を失っている。白化現象の主な原因として水温変化、塩分濃度変化、強い紫外線等が挙げられる。この他にもサンゴを捕食するオニヒトデの増加、水質汚染等の要因によりサンゴは危機に陥っている。

現在、沿岸水域に生息するサンゴは主にリーフチェックと呼ばれる方法でモニタリングされている。リーフチェックとは等水深線上に全長 100m の調査線を設定し、調査線上をダイバーが泳ぎ、0.5m ごとにサンゴの状態をモニタリングする方法である。しかしこのリーフチェックには多くの人手を必要とするだけでなく、ダイバーの潜水深度や潜水時間に制約があり、これらを守らなければ死に至る危険性がある。

また 2011 年 3 月の東北地方太平洋沖地震による津波によって、東北沿岸の藻場が大きな被害を受けた。沿岸の藻場は、沿岸の海洋環境の保全や沿岸域の海洋生物の生育には欠か

せないものであるため、沿岸域の生態系被害と回復状況の調査が、海洋環境の修復にとって、まずは重要な最初のステップとなっている。被害を受けた東北沿岸の藻場は広範囲に広がっており、これまでのダイバーを使った調査手法では限界がある。

人手を懸けずに、簡便な設備で効率的に広域にわたる沿岸の海洋環境の定期的な調査が望まれている。

これらの問題を克服するため、本研究グループではカメラ、ソナー、環境センサーなどを搭載し、GPS による位置情報をリアルタイムに取得できる水面貫通型の AUV “REEF” による浅海域におけるモニタリングを考えた。そのため REEF には設定した調査線をトラッキングする機能、波浪外力による動揺を抑制する機能が必要となる。

近年、小型の水中ビークルである AUV や ROV の開発が活発になっている。これらの水中ビークルは調査で得たデータの送信のため、または操縦用としてアンテナを搭載することが多い。また、位置情報取得のための GPS システムを搭載する水中ビークルもある。そのため、少なくとも一定の時間海面近くを航行する必要がある。水中ビークルに作用する波浪の影響を考慮する必要が出てきた。このような水中ビークルへの波浪の影響は、主に深海調査用に用いられていた水中ビークルでは考慮されていなかったものである。一方、浅海域での海洋調査のニーズも増加しており、この場合も波浪の影響が大きい。水中ビークルに対する波浪の影響の研究では、これまで主に潜水艦が対象となってきた。そのため小型の水

* 大阪大学大学院工学研究科

** 富士重工業（研究当時 大阪大学大学院工学研究科）

*** リコー（研究当時 大阪大学大学院工学研究科）

**** 大阪ガス（研究当時 大阪大学大学院工学研究科）

原稿受理 平成 24 年 11 月 5 日

中ビークルに対する波浪の影響の研究は最近始まったばかりである。

制御手法の中で、潜水艦を対象として、LQG 制御を用いた Daniel ら¹⁾ や Gueler²⁾ の研究があり、 H_{∞} 制御を用いて、水面近くに浮上した状態の波浪中の潜航（ピッチ角と深度）と航路制御を扱っている Williams ら³⁾、Marshfield⁴⁾、Castro ら⁵⁾、Grimble⁶⁾ などの研究がある。波浪の影響を受ける AUV や ROV を対象として、 H_{∞} 制御を用いた Moreira ら⁷⁾ や 中村 ら⁸⁾ の研究がある。 H_{∞} 制御が用いられる理由として、波浪中における水中ビークルは航行速度や運動パラメータが変動するが、周波数領域でそれらの物理パラメータの変動を考慮した設計を行うことができるロバスト制御手法であることが挙げられる。

既存の AUV の制御手法には、PID、スライディングモード、 H_{∞} 制御、Fuzzy 制御など、多くの制御手法が提案されているが、殆どは、深海での運用を想定したものである。REEF に見られるような、ストラットを水面上に出し、波浪外乱を大きく受ける浅海域での AUV として、Ferguson⁹⁾ の記述に遡り、Young ら¹⁰⁾ がその開発の歴史や応用について説明しているが、制御に関する文献としては、著者らが知る限り、Larkin¹¹⁾ による PID 制御を用いた研究があるだけである。

本研究では、ルートトラッキング制御に関しては現場レベルでの調整のしやすさ、実機への搭載性を考慮し PID 制御を用いる。ピッチ運動制御に関しては、周波数領域で制御設計が可能となる H_{∞} 制御を用いて制御系を設計し、その有効性を検証する。

2. REEF

2.1 REEF の概要

Fig. 1 に REEF の外形写真、Fig. 2 にその外形図および Table 1 にその主要目を示す。REEF には推進機能として 1 対のプロペラを搭載しており、水平前翼、水平尾翼、垂直尾翼の 3 種類の翼を持つ。このうち水平前翼と垂直尾翼は可動式であり、迎角を変化させることができる。また位置データ取得のために GPS (Crescent A100 (精度: 0.5m))、地上局とのデータ送受信のために無線 LAN システム、サンゴや海底の画像データ取得のためにデジタルカメラを搭載している。CTD センサーは今後取り付ける予定である。方位角データ取得には機体内部船首側に取り付けた方位計 (HMR3000 (精度: 0.5 deg)) を装備している。制御周期は 0.1sec とした。

GPS による位置データ取得のために、REEF は常にストラットを海面から出した状態で航行する。この時、ビークル本体は水深 0.5m に位置し、調査海域に Fig. 3 に示すような

Fig. 1 Photograph of REEF.

Fig. 2 Schematic view of REEF.

モニタリング用ルートを設定しエリアマッピングを行う。モニタリング用ルートは直進部分と旋回部分に分けられ、ビークルは直進部分でデータの取得を行う。そして取得したデータを用いてモザイク処理を行い、観測用海底マップ作成を行いサンゴや藻場の観測を行う。モザイク処理とは、お互いに重なり(crossover lap)を持つ複数枚の画像を用いて、その重なりに従い画像を結合させ1枚の大きな画像を作成する処理である。

Table 1 Principal particulars of REEF.

Vehicle length (m)	1.452
Vehicle diameter (m)	0.130
Battery case length (m)	0.575
Battery case diameter (m)	0.165
Fore wing span (m)	0.180
Fore wing chord (m)	0.120
Rear wing span (m)	0.240
Rear wing chord (m)	0.120
Tail fin span (m)	0.210
Tail fin chord (m)	0.140
Weight in air (kg)	38.45
Natural period in roll motion (sec)	4.3
Natural period in pitch motion (sec)	4.6

Fig. 3 Operation of the vehicle.

2.2 運用想定海域と‘REEF’の制御戦略

サンゴの生息する海域として沖縄県石垣島近海を想定し、海域の周辺地図を Fig. 4 に示す。また Table 2 に想定海域の

気象・海象データを示す。データは2004年8月の1ヶ月間の平均値である。風速・風向については、気象庁のデータ¹²⁾を、波浪情報に関しては、ナウファス(全国港湾海洋波浪情報網)¹³⁾から得た。

Fig. 4 Expected operational sea area.

Table 2 Meteorological and oceanographic data in expected operational sea area.

wind velocity (34.6m height)	4.0 m/sec
wind velocity (10.0m height conversion)	3.6 m/sec
predominant direction	South-southwest
water depth	16.7 m
Average significant wave height	0.4 m
Average significant wave period	3.2 sec

ビークルには運用効率向上のために設定したモニタリング用ルートを精度良くトラッキングする制御と、画像データの動揺を低減するため波浪動揺を抑制する制御の2つが必要である。画像データの動揺に関してはロール、ピッチ運動が大きく影響すると考えられるが、ビークルはロール運動を動的に制御する手段を持たない。またモザイク処理の際、横方向ではなく前進方向の重なりで処理を行った方が画像データを時系列で処理することができるという利点がある。そこで今回は可動式の水平前翼を用いてピッチ運動を最大限に抑制することとする。

2.3 不規則波のモデル化

制御設計における運用想定海域の不規則波モデルとして、Pierson-Moskowitz 型スペクトルを使用した。

Pierson-Moskowitz 型スペクトル $S(\omega)$ は次式で与えられる。

$$S(\omega) = \frac{A}{\omega^5} \exp\left(-\frac{B}{\omega^4}\right) \quad (1)$$

A 及び B の値は ITTC (International Towing Tank Conference)

により以下のように与えられる。ここで h_s は有義波高である。

$$\begin{aligned} A &= 0.0081g^2 \\ B &= 3.109h_s^{-2} \end{aligned} \quad (2)$$

(1) 式の表現を制御設計で用いやすい伝達関数の形式で表すことを考え、以下のように 2 次系の積の形で表す。

$$G^{PM}(s) = \sqrt{\frac{0.0661}{\omega_r}} \prod_{i=1}^2 G_i(s) \quad (3)$$

ここで、 $G_i(s)$ は以下のものである。

$$G_i(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (4)$$

$$\omega_r = 0.40 \sqrt{\frac{g}{h_s}} \quad (5)$$

$$\omega_1 = 0.9053\omega_r, \omega_2 = 1.4392\omega_r, \zeta_1 = 0.1896, \zeta_2 = 0.2991 \quad (6)$$

この伝達関数は平均値ゼロの単位強度ガウス性白色雑音によって出力される。Fig.6 に有義波高 $h_s = 0.4(m)$ の場合の Pierson-Moskowitz 型スペクトル $S(\omega)$ とその近似 $G^{PM}(S)$ の比較を示す。Fig. 5 から近似した場合も $S(\omega)$ と良く一致してい

Fig. 5 The PM-spectrum and its approximation.

ることから、制御設計においては近似形である $G^{PM}(s)$ を使用する。

3. ビークルのモデル化

制御系の設計には、モデル化したビークルの運動方程式を用いる。ビークルの線形化した運動方程式を以下に示す。地球固定座標系 $O_E - X_E Y_E Z_E$ 、機体固定座標系 $O - XYZ$ を Fig. 6 のように定義する。本章で使用するその他の記号を以下に定義する。

Fig. 6 Coordinate system.

M	: ビークル質量
U_{X_0}	: ビークル航行速度
A_{ij}	: 付加質量
u, v, w	: x, y, z 軸方向速度
p, q, r	: x, y, z 軸まわりの角速度
φ, θ, ψ	: オイラー角
I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}	: x, y, z 軸まわりの慣性モーメント
F_{Hx}, F_{Hy}, F_{Hz}	: 流体力成分
M_{Hx}, M_{Hy}, M_{Hz}	: 流体力モーメント成分
$F_{x_{wave}}, F_{y_{wave}}, F_{z_{wave}}$	: 波浪による x, y, z 方向の力
$M_{x_{wave}}, M_{y_{wave}}, M_{z_{wave}}$	: 波浪による x, y, z 方向のモーメント
Z_B	: 浮心位置の z 軸座標
Z_G	: 重心位置の z 座標
η_z, η_y	: 波浪からの入力
δ_c, δ_t	: 水平前翼、垂直尾翼の翼角
g	: 重力加速度

3.1 縦方向の線形運動方程式

ビークルの縦方向の線形運動方程式は以下のように表すことができる。

$$a_z \dot{x}_z = b_z x_z + c_z u_z \quad (7)$$

ここで状態変数ベクトル $\mathbf{x}_z$ と入力ベクトル $\mathbf{u}_z$ は以下のようにとった。

$$\mathbf{x}_z = [u, w, q, \theta]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{u}_z = [\eta_z, \delta c]^T \quad (9)$$

ただし, η_z は波浪からの入力, δc は水平前翼の翼角である。
係数行列 a_z , b_z , c_z は以下ようになる。

$$a_z = \begin{pmatrix} M + A_{11} & 0 & Mz_G + A_{15} & 0 \\ 0 & M + A_{33} & 0 & 0 \\ Mz_G + A_{15} & 0 & I_{yy} + A_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$b_z = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_{Hx}}{\partial u} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial F_{Hx}}{\partial w} & (m + A_{11})U_{x0} + \frac{\partial F_{Hx}}{\partial q} & 0 \\ \frac{\partial M_{Hy}}{\partial u} & \frac{\partial M_{Hy}}{\partial w} & \frac{\partial M_{Hy}}{\partial q} & Mg(z_B - z_G) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$c_z = \begin{pmatrix} F_{z\text{wave}} & \frac{\partial F_{Hx}}{\partial \delta_w} \\ M_{y\text{wave}} & \frac{\partial M_{Hy}}{\partial \delta_w} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

以上の結果を用いてシステム行列 A_z , 入力行列 B_z を求め、
出力行列 C_z , 直達行列 D_z を以下のように定義する。

$$A_z = a_z^{-1} b_z \quad (13)$$

$$B_z = a_z^{-1} c_z \quad (14)$$

$$C_z = \text{diag}(1, 1, 1, 1) \quad (15)$$

$$D_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

最終的 y_z を出力ベクトルと定義すると, 以下のような一般的な状態方程式が得られる。

$$\dot{\mathbf{x}}_z = A_z \mathbf{x}_z + B_z \mathbf{u}_z \quad (17)$$

$$\mathbf{y}_z = C_z \mathbf{x}_z + D_z \mathbf{u}_z \quad (18)$$

3.2 横方向の線形運動方程式

ビークルの横方向の線形運動方程式は以下のように表すことができる。

$$a_y \dot{\mathbf{x}}_y = b_y \mathbf{x}_y + c_y \mathbf{u}_y \quad (19)$$

ここで, 状態変数ベクトル $\mathbf{x}_y$ と入力ベクトル $\mathbf{u}_y$ は以下のようにとった。

$$\mathbf{x}_y = [v, p, r, \phi, \psi]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{u}_y = [\eta_y, \delta t]^T \quad (21)$$

ただし, η_y は波浪からの入力, δt は垂直尾翼の翼角である。
係数行列 a_y , b_y , c_y は以下ようになる。

$$a_y = \begin{pmatrix} M + A_{22} & -(Mz_G - A_{24}) & A_{26} & 0 & 0 \\ -(Mz_G - A_{24}) & I_{xx} + A_{44} & 0 & 0 & 0 \\ A_{26} & 0 & I_{zz} + A_{66} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (22)$$

$$b_y = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_{Hy}}{\partial v} & \frac{\partial F_{Hy}}{\partial p} & -(M + A_{11})U_{x0} + \frac{\partial F_{Hy}}{\partial r} & 0 & 0 \\ \frac{\partial M_{Hx}}{\partial v} & \frac{\partial M_{Hx}}{\partial p} & (Mz_G + A_{15})U_{x0} + \frac{\partial M_{Hx}}{\partial r} & Mg(z_B - z_G) & 0 \\ \frac{\partial M_{Hz}}{\partial v} & -(A_{15} + A_{24})U_{x0} + \frac{\partial M_{Hz}}{\partial p} & -A_{26}U_{x0} + \frac{\partial M_{Hz}}{\partial r} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$c_y = \begin{pmatrix} F_{y\text{wave}} & \frac{\partial F_{Hy}}{\partial \delta_t} \\ M_{x\text{wave}} & \frac{\partial M_{Hx}}{\partial \delta_t} \\ M_{z\text{wave}} & \frac{\partial M_{Hz}}{\partial \delta_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (24)$$

以上の結果を用いてシステム行列 A_y , 入力行列 B_y を求め、
出力行列 C_y , 直達行列 D_y を以下のように定義する。

$$A_y = a_y^{-1} b_y \quad (25)$$

$$B_y = a_y^{-1} c_y \quad (26)$$

$$C_y = \text{diag}(1, 1, 1, 1, 1) \quad (27)$$

$$D_y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

最終的に, y_y を出力ベクトルと定義すると, 以下のような一般的な状態方程式が得られる。

$$\dot{\mathbf{x}}_y = A_y \mathbf{x}_y + B_y \mathbf{u}_y \quad (29)$$

$$\mathbf{y}_y = C_y \mathbf{x}_y + D_y \mathbf{u}_y \quad (30)$$

3.3 フィンアクチュエータモデル

フィンアクチュエータは2次系の伝達関数でモデル化される。アクチュエータの2次系の伝達関数は以下のものを使用する。パラメータは $\zeta=0.78, \omega=6.0 \text{ rad/s}$ である。

$$G = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (31)$$

また、デジタル信号で制御することを考え、2次のpade近似を用いた翼の時間遅れもモデルに追加する。むだ時間は0.344secである。Fig. 7にフィンアクチュエータモデルのボード線図を示す。図より遅れ時間を付加したことにより位相差が生じていることがわかる。

Fig. 7 Bode plots of fin actuator model.

4. ルートトラッキング制御

4.1 ルートトラッキング制御設計

ルートトラッキング制御はあらかじめ設定されたルート上をビークルに進ませるための制御であり、調査線からのビークルの位置の距離を偏差と設定し、その値を小さくすれば良い。しかしビークルは概して船首方向に進むため、位置の偏差のみでなく、調査線の方角とビークルのヨー角の偏差を同時に小さくするように制御した場合の方が結果的に位置偏差を素早く減衰させること、すなわちルートトラッキングに有効であることをシミュレーションにより確認した。

そこで、位置偏差、ヨー角偏差それぞれにPID制御を適用し、得られた出力に対して重みパラメータ W を与え、垂直尾翼への入力とすることとした。Fig. 8に設計した制御系のブロック線図、Table3に使用した制御パラメータを示す。パラメータはシミュレーションによって有効な値を推定し、その後実験により試行錯誤的に決定した。添字のAzi, Locはそれぞれヨー角制御、位置制御であることを示している。

Fig. 8 Block diagram of designed control system.

Table 3 Control parameters.

P_{Azi}	2.0
I_{Azi}	0.01
D_{Azi}	0.5
W_{Azi}	0.3
P_{Loc}	10.0
I_{Loc}	0.02
D_{Loc}	6.0
W_{Loc}	0.7

4.2 制御性能評価試験

設計した制御系を用いて、ルートトラッキング制御試験を行った。ビークルのモニタリング用ルートはFig. 9のように設定した。実験は静水中（大阪大学犬飼池）、風外乱中（琵琶湖）の2つの場合で行った。風外乱試験における平均風速は1.2 m/sであり、平均風向は226.7degである。なお、ビークルの前進速度は0.40 m/secで一定とし、旋回の際の翼角は40.0 degとした。

Fig. 9 Sample route for monitoring.

風外乱中試験における風・風速データをFig. 10に示し、静水中および風外乱中におけるビークルの軌跡をFig. 11, Fig. 12に示す。静水中の結果と比較して、風外乱中はルートトラ

ッキングの性能は悪化している．特に旋回部分において風の影響を大きく受けており，各 Straight route の初期偏差が大きくなっていることが問題であると考えられる．しかし時間の経過とともに偏差は減衰し，小さい値を維持できているため，風外乱中においても設計したコントローラは有効であると考えられる．

Fig. 10 Wind data.

Fig. 11 Trajectory in calm condition.

Fig. 12 Trajectory in windy condition.

5. H_∞ 制御コントローラ設計

5.1 H_∞ 制御理論

H_∞ 制御では様々の制御問題を統一的な枠組みで扱えるように Fig. 13 に示すフィードバック系が用いられる． G は一般化プラントと呼ばれ，次式で示す入出力をもつ伝達関数として定義される．

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$u = Ky \quad (33)$$

一般化プラント G に対して，制御器 K を用いてフィードバック制御を施すと， w から z までの伝達関数は次式となる．

$$z = G_{zw} w \quad (34)$$

$$G_{zw} = G_{11} + G_{12}K(I - G_{22}K)^{-1}G_{21} \quad (35)$$

制御目的は外部入力 w に対して制御量 z をなるべく小さく抑えることなので，制御器 K は伝達関数 G_{zw} を何らかの意味で小さくするように設計すればよい．このとき G_{zw} の大きさの尺度として H_∞ ノルムを用いたものが H_∞ 制御である．安定な伝達関数 G_{zw} の H_∞ ノルムは $\|G_{zw}\|_\infty$ と表し，次式で定義される．ただし $\bar{\sigma}$ は行列 $G_{zw}(j\omega)$ の最大特異値である．

$$\|G_{zw}(s)\|_\infty = \sup_{0 \leq \omega \leq \infty} \bar{\sigma}\{G_{zw}(j\omega)\} \quad (36)$$

H_∞ 制御とは一般化プラント G に対し， $u = Ky$ のフィードバック制御により，閉ループ系を内部安定化し，かつ与えられた正数 γ に対して以下の条件を満たす制御器 K を求める問題である．

$$\|G_{zw}\|_\infty \leq \gamma \quad (37)$$

Fig. 13 General control configuration.

5.2 乗法摂動

ロバスト制御の目的はモデルの不確かさを許容する制御系を構成することである．よってモデルの不確かさを定量的

に表現することが必要になる.モデルの不確かさを表現する方法は大きく分けて, ‘非構造的な不確かさ(unstructured uncertainty)’ と ‘構造的な不確かさ(structured uncertainty)’ の二つがある.今回は非構造的な不確かさの一つである乗法摂動を用いて, 航行速度の変化($\pm 20\%$)を不確かさとして設定した.非構造的な不確かさは周波数領域で伝達関数の摂動として表現される. $G_0(s)$ を制御対象モデルの伝達関数とすると, 実際の伝達関数は

$$G(s) = G_0(s)(1 + \Delta(s)) \quad (38)$$

$$\Delta(s) = \frac{G(s) - G_0(s)}{G_0(s)} \quad (39)$$

各周波数 ω [rad/sec] に対する最大特異値 $\bar{\sigma}\{P(j\omega)\}$ をデシベル値で表示した特異値線図を用いて, Fig. 14 にノミナルプラント P_{nominal} ($U=0.40$ m/sec), 最大摂動プラント P_{max} ($U=0.48$ m/sec), 最小摂動プラント P_{min} ($U=0.32$ m/sec) の各プラントの最大特異値を示した.

Fig. 14 Maximum singular values.

5.3 重み関数

先ほど設定した摂動を覆うように重み関数 W_T を設定する. この際ノイズなどを多く含む高周波数帯でコントローラ K のゲインが低下するよう, 試行錯誤的に W_T を設計した. H_∞ 制御はロバスト安定化問題を陽に扱うことができることが利点の一つである. Fig. 15 に示したブロック線図における点 a から点 b までの伝達関数を求めると,

$$T_m = (I - PK)^{-1} PK \quad (40)$$

出力感度行列を $S_o = (I - PK)^{-1}$ とすると, スモールゲイン定理

よりロバスト安定条件は以下になる.

$$\|\Delta S_o PK\|_\infty \leq 1 \quad (41)$$

この摂動 Δ を含んだ形では制御器の設計ができないため, 以下の不等式を満たすように重み関数 W_T を定めてロバスト安定条件を書き換える.

$$\|\Delta\|_\infty \leq \|W_T\|_\infty \quad (42)$$

書き換えたロバスト安定条件は以下になる.

$$\|W_T S_o PK\|_\infty \leq 1 \quad (43)$$

Fig. 16 に $\|\Delta\|_\infty$ と設計した $\|W_T\|_\infty$ を表示し, 設計した W_T が (42) 式の関係を満たしていることを示す. このことから設計したコントローラがロバスト安定であることがわかる.

先に決定した重み関数 W_T を用いて, 試行錯誤的に関数 W_s を決定した. Fig. 17 に設計で用いる重み関数 W_s, W_T, W_d を示す. 今回は W_s を変化させると実装した際に著しく安定性が低下するため, 安定性の役割を持つ W_T のゲインを操作することで制御性能を向上させる.

Fig. 15 Feedback system.

Fig. 16 Uncertainty and weighting function W_t .

$$W_s = \frac{0.001s + 1}{1000s + 10} * 10000 \quad (44)$$

$$W_T = 4 * \frac{s + 0.28}{0.28} * \frac{25.1}{s + 25.1} \quad (45)$$

$$W_d = G_z^{PM}(s) = \sqrt{\frac{0.0661}{\omega_r}} \frac{1}{1 + T_z s} \prod_{i=1}^2 \frac{s}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (46)$$

$$W_n = 0.0001 \quad (47)$$

Fig. 17 Frequency responses of weighting functions.

5.4 一般化プラントの成形

求めたプラント P, 重み関数を用いて一般化プラント G を Fig. 18 のように設計した. W_s, W_T は重み関数であり, 周波数領域の設計仕様を H_∞ 制御問題に取り込むための設計パラメータである. W_d は波浪外力の伝達関数モデル (Pierson-Moskowitz 型スペクトルを不規則波のモデルに使用), W_n はセンサーノイズのモデルである.

Fig. 18 Designed generalized plant G.

5.5 コントローラ K と離散化

前節の一般化プラントを用いて, MATLAB の μ -Analysis and Synthesis Toolbox のコマンドである hinfsyn よりコント

ローラ K を設計した. コントローラの設計はすべて連続時間で行われていたが, 実際ビークルのセンサーから得られる信号はデジタル信号である. simulink を用いてシミュレーションを作成する段階でも実装することを考慮して作る必要があり, 設計したコントローラ K とプラント P の離散化を行う. Table 4 に各センサーのデータ取得時間を示す. このことから離散化する際のサンプリング時間を 0.1sec とし, Tustin 変換を用いて離散化を行った. ビークルにはこの離散化したコントローラを搭載した.

Table 4 Data acquisition times.

	data acquisition time	Use apparatus
x direction speed U[m/sec]	1.0 sec	differential value of output level from GPS
z direction speed w[m/sec]	0.1 sec	differential value of output level from FP101A
angular velocity of pitch motion q[deg/sec]	0.1 sec	CRS03
pitch angle θ [deg]	0.1 sec	HMR3000

5.6 閉ループ系 L の評価

Fig.19 Results of step response.

設計したコントローラ Kd とプラント Prd を接続し, 閉ル

ープ L を構成した. ステップ入力を加えたときの目標値応答を評価することで閉ループ系の特性を評価した. Fig. 19 に閉ループ系の (u, w, q, θ) のステップ応答を示す. 結果より構成した閉ループ系 L はステップ入力に対して発散することなく収束している. つまり設計したコントローラ K_d は安定しており、実装可能であることがわかる.

6. 不規則波中でのピッチ運動制御性能評価

設計した H_∞ コントローラの性能を評価するため, 大阪大学の長水槽にて不規則波中の制御性能評価制試験を行った. 試験は造波機を用いて不規則波を発生させ, ビークルをどことも接触をしないで曳航台車の間に置き, 曳航台車をビークルの速度に合わせて運転をし, フリーランニングの状態では, 波浪中において定常航行させた. なお, 不規則波は Pierson-Moskowitz スペクトル近似を用いた. 造波機は有義波高と波長を入力して不規則波を発生させるので波長を $L[m]$, 有義周期を $T[sec]$, 有義波高を $h_s[m]$ とすると波長計算式(深水)は以下のようになる. 今回発生させた不規則波は $L=6.657$ m, $h_s=0.163$ m とした.

$$L = \frac{g}{2\pi} T^2 \quad (48)$$

$$T = \sqrt{\frac{2\pi L}{g}} \quad (49)$$

発生させた不規則波によって生じるビークルのピッチ角動揺を H_∞ 制御を用いて制御する. また制御がない場合と制御がある場合 (H_∞ 制御, PID 制御) で性能を評価する. PID 制御のパラメータは $P=0.2$, $I=0.1$, $D=1.0$ とした.

Figs. 20, 21 に造波機で発生させた向い波の波振幅の時系列とパワースペクトラム密度を示し, Figs. 22, 23 に追い波の波振幅とパワースペクトラム密度を示す. 試験において初期偏差が生じているため, 向かい波に関してはビークルが最初の波に出会ってから 12.6 秒後, 追い波に関しては 10.3 秒後において, 高速フーリエ変換によってパワースペクトラム密度を求める. なお, パワースペクトラム密度はピッチ角の時系列データにフーリエ変換を施し, そこから各周波数におけるパワースペクトルを求め計算した. 周波数解像度を 0.01 Hz とした.

Figs. 24, 25, 26 は向い波中におけるピッチ角の時系列, そのパワースペクトラム密度, 水平前翼の時間変化であり, Figs. 27, 28, 29 は追い波中におけるピッチ角の時系列, そのパワースペクトラム密度, 水平前翼の時間変化を表している. また

Fig. 20 Time history of wave amplitude in head waves.

Fig. 21 PSD of wave amplitude in head waves.

Fig. 22 Time history of wave amplitude in following waves.

Fig. 23 PSD of wave amplitude in following waves.

Tables 5, 6 は向い波中, 追い波中のそれぞれにおける角周波数に対するパワースペクトラム密度を数値として表したものである。

以上の結果より全体的に H_{∞} 制御の PSD が小さくなっている。特にピークが立っている周波数において H_{∞} 制御は PID よりも効果があり, 周波数領域で設計できる H_{∞} 制御の方が有効であると言える。また, 運用想定海域である沖縄県石垣島近海における有義周波数 0.31Hz (周期 3.2sec に相当) においても, H_{∞} 制御のパワースペクトラム密度が他の制御に比べ最小となっている。これより運用想定海域における運用においても設計したコントローラが有効であることがわかる。なお, 制御なしの場合に, 翼角に変動が見られるのは, 電気信号ノイズが加わっているものと思われる。また翼角が 10 deg 当たりで変動しているのは, 航走中のピッチングモーメントのバランスのためである。

Fig. 24 Time histories of pitch motion in head waves.

Fig. 25 PSDs of pitch motion in head waves.

Fig. 26 Time histories of fin motion in head waves.

Fig. 27 Time histories of pitch motion in following waves.

Fig. 28 PSDs of pitch motion in following waves.

参 考 文 献

Fig.29 Time histories of fin motion in following waves.

Table 5 Frequency histories of PSDs in head waves.

	Frequency [Hz]	0.08	0.15	0.30	0.45	0.53
PSD [deg ² /Hz]	Without control	0.57	0.62	0.12	0.10	1.00
	PID	0.11	0.03	0.17	0.16	0.84
	Hinfinite	0.09	0.05	0.06	0.01	0.68

Table 6 Frequency histories of PSDs in following waves.

	Frequency [Hz]	0.10	0.19	0.29	0.39	0.48
PSD [deg ² /Hz]	Without control	0.54	1.04	0.30	5.1	1.65
	PID	0.46	1.51	0.19	4.2	1.90
	Hinfinite	0.625	0.30	0.14	2.68	2.21

7. 結 言

PID 制御理論を用いて REEF のルートトラッキング制御系の制御器を設計した。実験により制御器は静水中のみでなく、風外乱中においても有効であることを確認した。

また H_∞ 制御を用いて REEF のピッチ角を制御するコントローラの設計を行った。性能評価として長水槽で不規則波中ピッチ角制御性能試験を行い、PID 制御と H_∞ 制御の比較を行った。結果として H_∞ 制御を用いた場合、制御性能がよく、広範囲の波に対応できていることがわかった。これは H_∞ 制御が周波数領域で設計できるためと考えられる。

- 1) C. J. Daniel and R. J. Richards ; A multivariable controller for depth control of a submersible vehicle, in Proc. Inst. of Meas. and Cont. Con on Application of Multivariable Systems, Oct. 1982.
- 2) G. F. Gueler : Modelling, design and analysis of an autopilot for submarine vehicles, Inst. Shipbuilding Progress, vol. 36, pp. 51-85, 1989.
- 3) S. J. Williams and W. B. Marshfield, " multivariable design of a submarine depth control system," Inst. of Meas. and Contr., Symp. Appl. Multivariable Syst. Techniques, 1990, pp. 104-205.
- 4) W. B. Marshfield, "Submarine depth keeping using an , controller together with sea-noise-reduction notch filters," Trans. Inst. Mech. Contr., vol. 13, no. 5, pp. 233-240, 1991.
- 5) E. Liceaga-Castro and G. M. Van der Molen, "Submarine depth control under wave disturbances," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 3, no. 3, pp. 338-346, May 1995.
- 6) M. Grimble, "Robust Industrial Control of Systems," pp.554-580, John Wiley & Sons, Ltd(2006)
- 7) L. Moreira, and C. Guedes Soares, " H_2 and H_∞ Designs for Diving and Course Control of an Autonomous Underwater Vehicle in Presence of Waves," in IEEE Journal of Oceanic engineering, vol. 33, issue. 2, pp. 69-88, 2008.
- 8) 中村昌彦 他, "曳航体「FLYING FISH」の H_∞ コントローラーによる深度制御, "西部造船会会報, vol.98, pp. 135-150, 1999.
- 9) J. S. Ferguson "Design and development of a diesel-powered semi-submersible ROV", ROV 1983 Conference Proceedings, pp.277 -281 1983.
- 10) H. Young, J. Ferguson, S. Phillips and D. Hook, "Wave-piercing autonomous vehicles," in "Advances in Unmanned Marine Vehicles(edited by G.N. Roberts and R. Sutton)," The Institution of Engineering and Technology, pp.387-406, 2006.
- 11) L. J. Larkin "Dynamics of a high speed autonomous semisubmersible vehicle", Proc. of OCEANS '02 MTS/IEEE, vol.1 , 210 - 216, 2002.
- 12) 気象庁 : <http://www.jma.go.jp/jma/index.html>
- 13) ナウファス : <http://www.mlit.go.jp/kowan/nowphas/>