H_{∞} 制御によるホバークラフトの姿勢制御*

大須賀 公一**・林 良太**・小野 敏郎**

Heave Dynamics Control of Hovercraft via H_{∞} -Control Theory*

Koichi OSUKA**, Ryota HAYASHI** and Toshiro ONO**

When a hovercraft is navigated, it is frequently heaved by some complex causes. However, most methods of decreasing the heave are only in the structural design of a vehicle.

In this paper we considered the application of H_{∞} -control theory to designing the controllers which decreased the heave of hovercraft. To begin with the study, we made a simple model of a hovercraft which was restricted in two degrees of mechanical freedom (vertical motion and rotation) and made some configuration control experiments on it. As the result, we could show the effectiveness of our method.

1. 緒 言

よく知られているように、水陸両用の交通機関としてホバークラフトが実用化されて久しい。しかしホバークラフトは、走行時に複雑な要因によって上下揺れを繰り返すことが多々ある。ところがその対策としては、機体の構造上の工夫しか考えられていないものがほとんどであり、若干 Vent-Valve-Control-System (VVCS)¹⁾と呼ばれる能動的な制振制御が試みられているにすぎないのが現状である。しかも構造上の工夫による方法では、一度揺れ始めるとそれに応じた制振制御ができないという問題点がある。一方 VVCS は、機体の上下方向の速度や加速度に関する単純な比例制御系を構成しようとするものであるのだが、エアクッションによるホバ特性が厳密には解明されているわけではないので、実際のホバークラフトにおけるその設計は、試行錯誤に頼っているところが大きい。このように、いずれにしてもホバークラフトの乗り心地は快適とは言えず、これからは風量と浮揚高さとの間に、より高性能なフィードバック制御系を構成して能動的に上下の揺れを減衰させることが必要であると考えられる。

そこで本研究では、ホバークラフトの姿勢を自由に制

御できるようにすることを第1段階の目的として、簡単なホバークラフト（圧力室型エアクッション機）の模型を製作してその姿勢制御を試みた。具体的には、本実験で構成する制御系の目的を、エアクッション機を目標高さに非振動的に速やかに追従させることとした。

ところで、このような仕様を満たす制御系を設計する際に注意すべきことは、前述のようにエアクッション機の運動特性が明らかにされていないことである。したがって、制御対象のモデルの構造とその次数に関する情報が必要とされる時間領域における制御理論（多くの非線形制御理論や適応制御理論）を適用することは得策ではないと考えられる。この場合むしろ、周波数領域における線形ロバスト制御理論を用いる方がより自然であり、さらに制御系が満たすべき仕様から制御系の構造は2自由度系²⁾が適していると考えた。

以上から筆者らは、試作したエアクッション機に対して H_{∞} 制御理論に基づく2自由度制御系を構成し、実際に制御実験を行った。その結果ここで示す方式による制御法が、ホバークラフトの姿勢制御に有効であることがわかった。

以下、2. では実験システムについて、3. では制御系設計の方法について述べる。4. では、実際の補償器の設計手順を、そして5. では実験結果および実験結果に対する考察を述べる。最後の6. においては、本論文の結言を述べる。

なお本論文では安定な伝達関数行列を G としたとき $\bar{\sigma}(G(j\omega))$ で行列の最大特異値を、 $\|G(j\omega)\| :=$

* 原稿受付 1992. 1. 29

** 大阪府立大学 工学部 Department of Mechanical Engineering, University of Osaka Prefecture; 1-1, Gakuencho, Sakai, Osaka 593, JAPAN

Key Words: heave dynamics, hovercraft, H_{∞} -control theory, 2-d.o.f. controller, experiment.

$\bar{\sigma}(G(j\omega))$ で G のゲイン, $\|G\|_{\infty} := \sup_{\omega} \bar{\sigma}(G(j\omega))$ で G の H_{∞} ノルムを表わすことにする.

2. 実験システム

これまでのホバークラフト (圧力室型エアクッション機) は, その構造から能動的な姿勢制御はほとんど考えられていない¹⁾. そこで, 本研究ではホバークラフトのエアクッション部を複数かつ独立にして, それを姿勢制御することを考えた.

2.1 エアクッション機の模型

本実験では, Fig.1 に示すように揺れ方向を2自由度 (上下方向, および回転方向) に拘束した2機のエアクッション機の姿勢制御を試みた. アクチュエータ部分である送風機には, サーボモータにプラスチック製のプロペラを取り付けたものを用いた. 制御対象への入力信号は,

(a) View of the experimental system

(b) Structure of the model

Fig. 1 Experimental system

Fig. 2 Geometry of the elevation

Fig. 3 Structure of the experimental system

Table 1 Parts of the experimental equipment

PARTS	CORPORATION	No.
servo motor	SANYO DENKI	SM 26 106-3003-32
servo module	SERVOLAND	SMCM 2-A I
D/A-converter	ADTEC SYSTEM SCIENCE	AB 98-06 V/I
encoder	ONO SOKKI	PR-863 ZL- 2500 P/R
counter	MICRO SCIENCE	UDC-4298 CPC
DC-DC-converter	TDK	TRMO 22
personal computer	NEC	PC-9801 VX

パーソナルコンピュータから D/A 変換されて電圧となり, サーボモジュールを介してサーボモータへの入力電流となる. 入力信号はこれらの過程においてすべて比例するものと考えた. 一方, エアクッション機上部と地面に設置したエンコーダを Fig. 1 のように回転対遇のリンクで結び, エンコーダから検出される角度から幾何学的計算を行って出力である浮揚高さを得る. この計算は Fig. 2 から

$$h_{yi} = l_1 \sin \theta_i - l_2 \sin \phi_i \quad (1)$$

となる (もちろん, 実際のホバークラフトは, 適当なギャップセンサを用いることになる). 実験装置の二つのエアクッション機の全体の大きさは, 縦 45 [cm], 横 80 [cm], 高さ 40 [cm] であり, 総重量は 1.1 [kg] である. 浮揚高さの検出機構に用いているリンクの長さは, $l_1 = l_2 = 28$ [cm], $l_d = 8$ [cm] である. 本実験装置の制御系の構造を Fig. 3 に, それを構成している部品を Table 1 に示している.

3. 制御系の設計仕様とその構造

筆者らは, エアクッション機の特徴が満たすべき仕様

として以下のものを考えた.

- (i) 外乱が加わったとき, 姿勢を維持する.
- (ii) 動特性変動が生じても安定に浮遊する.
- (iii) 出力高さが目標高さに, 非振動的に追従する.

3.1 制御系の設計仕様

上記の仕様を制御理論における問題として表わすと, それぞれ次のようになる.

- (i) 感度低減問題
- (ii) ロバスト安定化問題
- (iii) モデルマッチング問題

これらの設計仕様を満たすためには, 制御系の構造を目標値追従特性とフィードバック特性を独立に指定できる2自由度制御系²⁾にすることが適していると考えられる. また, 制御対象のモデルを周波数応答実験を行うことによって近似的に求めることを考えたので, このモデルの伝達関数行列にはモデル化誤差があることも考慮しなければならない. よって本研究の制御系の構造は Fig. 4 のように想定した.

ここでモデルの伝達関数行列 G の既約分解形²⁾を

$$G = ND^{-1} = \tilde{D}^{-1}\tilde{N} \quad (2)$$

で表わすと, モデル G に対して系を内部安定にする補償器 $C = (C_1, -C_2)$ のクラスは, $M(S)$ を安定有界関数を要素とする行列の集合として

$$C_1 = (D + C_2 N)K; \forall K \in M(S) \quad (3)$$

$$C_2 = (Y - R\tilde{N})^{-1}(X + R\tilde{D}); \forall R \in M(S) \quad (4)$$

となる. ただし, X, Y は Bezout 等式

$$XN + YD = I \quad (I: \text{単位行列}) \quad (5)$$

の解のうちの一組である.

ここで, Fig. 4 の制御系に入る外乱 d から出力信号 h_y への伝達関数行列を考えると

$$S = (I + GC_2)^{-1} \quad (6)$$

の感度関数行列となる. したがって, 感度低減化は感度関数行列 S のゲインを小さくすることに対応する.

次にモデル化誤差による制御対象の変動を, Fig. 4 の

Fig. 4 Block diagram of the control system

Fig. 5 Equivalent closed loop system

乗法的摂動 $\Delta G (\Delta \in M(S))$ と考えると

$$T = (I + GC_2)^{-1}GC_2 \quad (7)$$

の相補感度関数行列を用いて Fig. 4 の閉ループ系の部分は Fig. 5 のように変形できる.

よって, スモールゲイン定理よりロバスト安定性のための十分条件は, 次の不等式で得られる.

$$\|\Delta T\|_\infty < 1 \quad (8)$$

また, Fig. 4 の目標値信号 h_r から出力信号 h_y への伝達関数行列は

$$G_{yr} = NK \quad (9)$$

となる.

以上から設計仕様はそれぞれ次のようになることがわかる.

- (i) $S = (I + GC_2)^{-1}$ のゲインの低減化
- (ii) $T = (I + GC_2)^{-1}GC_2$ のゲインの低減化
- (iii) $G_{yr} = NK (K \in M(S))$ の適当な希望伝達関数行列へのモデルマッチング

3.2 補償器 C_2 の設計法

まず, 設計仕様 (i) と (ii) から補償器 C_2 を設計する. ここで $S + T = I$ であることから, (i) と (ii) の間でトレードオフを考えなければならない. そこで, H_∞ 制御理論における混合感度問題³⁾を解くこととした.

H_∞ 制御理論における混合感度問題では, それぞれの仕様の特性をもつように S と T に別々の周波数重み W_1, W_2 をつけ, それらの H_∞ ノルムを小さくすることを考える.

そこで, 一般化プラントを Fig. 6 のとおりとすると,

この系の w から z_1 への伝達関数行列は $W_1 S$ となり, w から z_2 への伝達関数行列は $W_2 T$ となる. よって感度関数行列 S と相補感度関数行列 T のゲインを, 小さくしたいそれぞれの周波数帯で, 重み W_1, W_2 のゲインがそれぞれ大きくなるようにすると, H_∞ 制御理論における混合感度問題は, この系が内部安定でかつ $\|\Phi\|_\infty < 1$ ($\Phi: w$ から $(z_1, z_2)^T$ への伝達関数行列) を満たす C_2 を求めるこ

Fig. 6 Generalized plant

となる。

本実験では Glover-Doyle⁴⁾ のアルゴリズムで H_∞ 標準問題を解いた (PC-MATLAB を使用)。

3.3 補償器 C_1 の設計法

設計仕様 (iii) より、要求する目標値追従特性を持つ伝達関数行列を指定する。そして、この伝達関数行列に $G_{yr} = NK$ ($K \in M(S)$) をモデルマッチングさせる。この K と補償器 C_2 とから (3) 式より補償器 C_1 を得る。

ここで、制御対象のモデルの伝達関数行列が安定 ($G \in M(S)$) であるとき、 $N = G$, $D = I$ とおくことができる。

4. 補償器の設計

以上の理論に基づき補償器を設計して、実際に実験を行った。

4.1 モデリング

周波数応答実験により、入力信号 (モータへの電圧) から出力高さまでの伝達関数行列を最小 2 乗法を用いて近似的に求めた。

まず、適当な幾つかの正弦波入力に対する応答波形を見て、基準高さと入力波形の振幅を定めた。つぎに、左

右のエアクッション機のうち一方に、基準高さに対応する一定入力を入れ、他方に正弦波入力を入れるということを左右交互に行い、伝達関数行列が 2 行 2 列の正方となるように周波数応答実験を行った。その実験結果は次式の形で得られた。

$$R(j\omega) = \begin{bmatrix} r_{11}(j\omega) & r_{12}(j\omega) \\ r_{21}(j\omega) & r_{22}(j\omega) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$r_{ij}(j\omega)$ ($i, j = 1, 2$) のボード線図を、Fig. 7 に示す。

ここで、実験装置の構造における左右のエアクッションの対称性から、伝達関数行列が対称行列となるように対応する成分のゲインを等しくおくこととした。さらに、周波数応答のボード線図の形状から、伝達関数行列のすべての成分を同一の有理関数を定数倍したものに近似させることとした。

それに加えて、高周波でのゲインの落ち方が -20 [dB/dec] に近いこと、ピークゲインがはっきりしないことから、公称値モデルの伝達関数行列の各成分を 1 次遅れ要素として、最小 2 乗法により近似した。

以上から、次のような伝達関数行列を本実験機の公称値モデルとした。

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.419446}{s+0.419446} & \frac{0.055991}{s+0.419446} \\ \frac{0.055991}{s+0.419446} & \frac{0.419446}{s+0.419446} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Fig. 7 に G の成分の $g_{ij}(j\omega)$ ($i, j = 1, 2$) のボード線図を示す。

4.2 補償器 C_2 の設計

補償器 C_2 は、3.2 で述べた設計法により H_∞ 制御理論における混合感度問題を解いて得られた。

STEP 1) 相補感度関数行列 T に対する重み行列 W_2 を決定する。

モデル化誤差を、公称値モデル G と周波数応答の結果 $R(j\omega)$ とのいずれとしてとらえ、この公称値モデルに対するずれを乗法的摂動と置く。この摂動 Δ は 4.1 の $R(j\omega)$ を用いて次式から得られる。

$$\Delta = (G - R)G^{-1} \quad (12)$$

この摂動に対して

$$\|\Delta(j\omega)\| \leq \|W_2(j\omega)\| \quad (13)$$

となるように、3.2 で述べた相補感度関数行列 T に対する重み行列 W_2 を求めた。ただし $\Delta(j\omega)$ は、実験装置の特性 (エアクッション部の非線形性や、スカートの形状により変動する特性) のために信頼性が弱いので (13) 式の条件に十

Fig. 7 Results of the frequency response experiments

Fig. 8 σ -plots of D and W_2

分余裕を見て W_2 を決定した. この様子を Fig. 8 に示しておく.

$$W_2(s) = \begin{bmatrix} 0.4s + 0.6 & 0 \\ 0 & 0.4s + 0.6 \end{bmatrix} \quad (14)$$

STEP 2) 感度関数行列 S に対する重み行列 W_1 を決定する.

制御対象の特性から, 高周波の外乱は影響が少なく, 影響してくる外乱は比較的低周波なもの (乗客数の変化, あるいは, 地面のうねりや水面の波など) と考えた. よって低周波での外乱を除去するために感度関数行列 S の重み行列 W_1 を W_2 と重複しないよう以下のように決定した.

$$W_1(s) = \begin{bmatrix} \frac{2.01}{s+0.01} & 0 \\ 0 & \frac{2.01}{s+0.01} \end{bmatrix} \quad (15)$$

STEP 3) H_∞ 標準問題に帰着させることで補償器 C_2 を求める.

以上から, 3.2 で述べた一般化プラントを決定して PC-MATLAB における Glover-Doyle⁴⁾ のアルゴリズムを用いて補償器 C_2 を計算した. その結果, 得られた補償器 C_2 は次のとおりである.

$$C_2(s) = \begin{bmatrix} C_{2,11} & C_{2,12} \\ C_{2,21} & C_{2,22} \end{bmatrix} \quad (16)$$

ただし $i \neq j$ として,

$$C_{2,ii} = \frac{11890s^3 + 58263000s^2 + 25601000s + 488720}{s^4 + 9799.1s^3 + 24006000s^2 + 960220s + 9602.1}$$

$$C_{2,ij} = -\frac{1587.2s^3 + 7777400s^2 + 3417400s + 65238}{s^4 + 9799.1s^3 + 24006000s^2 + 960220s + 9602.1}$$

このときの感度関数行列 S と相補感度関数行列 T の σ プロット (S - T 線図と呼んでおく) を Fig. 9 に示す. また同時に $\|W_1^{-1}(j\omega)\|$, $\|W_2^{-1}(j\omega)\|$ も示しておく.

Fig. 9 σ -plots of S and T obtained by C_2

4.3 補償器 C_1 の設計

2 自由度制御系であることから, 目標値追従特性は混合感度問題と独立して指定できる.

STEP 1) 要求する目標値追従特性を与える.

目標値追従特性を次の 2 次遅れ要素と同じ特性になるように考えた.

$$G_M(s) = \begin{bmatrix} m(s) & 0 \\ 0 & m(s) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\zeta = 0.6; \omega_n = 7)$$

ここで特に目標値追従特性を 2 次遅れ要素とした理由は, 2 次遅れ要素は適当な速応性と減衰性を簡単に指定することができるからである.

m のボード線図を Fig. 10 に示しておく.

Fig. 10 Bode diagram of m

STEP 2) 3.3 で述べた設計法により補償器 C_1 を求める.

制御対象のモデルの伝達関数行列が安定であることから, (2) 式において $N = G$, $D = I$ とおける. したがって, $G_M = NK$ とおくことによって

$$\begin{aligned} K &= N^{-1}G_M \\ &= G^{-1}G_M \end{aligned} \quad (18)$$

が得られる. そこでこの K と上記の C_2 から (3) 式よ

り、補償器 C_1 を計算した。

$$C_1(s) = \begin{bmatrix} C_{1,11} & C_{1,21} \\ C_{1,12} & C_{1,22} \end{bmatrix} \quad (19)$$

ただし $i \neq j$ として、

$$C_{1,ii}(s) = \frac{118.94s^3 + 582802s^2 + 838719s + 249271}{s^4 + 4907.9s^3 + 41303s^2 + 240901s + 4801.5}$$

$$C_{1,ij}(s) = -\frac{15.877s^3 + 77797s^2 + 111959s + 33275}{s^4 + 4907.9s^3 + 41303s^2 + 240901s + 4801.5}$$

5. 実験結果

ここでは、ステップ入力を加えて本方式による制御を行った。そして性能の評価のため、開ループ制御[†]やPI制御を行った場合との比較を行った。

実験の内容は以下の(i)~(iii)のとおりであり、その結果がFig.11~Fig.13である。ただし添え字1は左の、添え字2は右のエアクッション機の出力を表わす。そして、各々の図において、(a)は開ループ制御、(b)はPI制御、(c)は本方式による制御、の結果を表わしている。また、サンプリングタイムは20[msec]であり制御則は双一次変換によって離散化した。なお、ここでの実験結果のグラフに現れている高周波のノイズはアクチュエータの部分の振動によるもので、本実験の主旨には関係がないものである。

(i) 左右のエアクッション機に次のステップ入力を加えた。

$$h_{r1} = 1.0 [\text{cm}] \quad (20a)$$

$$h_{r2} = 1.0 [\text{cm}] \quad (20b)$$

(ii) (i)のときに左のエアクッション機に、約15cm上からおもり(約100g)を落下した。

(iii) 左右のエアクッション機に次の異なるステップ入力を加えた。

$$h_{r1} = 1.0 [\text{cm}] \quad (21a)$$

$$h_{r2} = 0.5 [\text{cm}] \quad (21b)$$

[†] これまでの実際のホバークラフトのほとんどには、フィードバック制御系が構成されていなかったことから、開ループ制御の場合の実験を行った。

はじめに、各図の(a)より、開ループ制御の場合は目標値に追従せず、外乱に対する応答も非常に悪いことがわかる。さらに、何回か実験を行った結果、実験結果の再現性もなかった。これらのことから、何らかのフィードバック制御を行うことの必要性が確認できた。

そこでまず、従来からの制御法の一例としてPI制御

Fig. 11 Experimental results of (i)

Fig. 12 Experimental results of (ii)

Fig. 13 Experimental results of (c)

Fig. 14 σ -plots of S and T obtained by PI-controller

$$u_i = k_{Pi} \left(1 + \frac{1}{k_{Ti}s} \right) \quad (22)$$

$$(i = 1, 2), (k_{Pi} = 5.00, k_{Ti} = 0.60)$$

を行ってみた。その結果、実験 (i) (ii) (各図の (b)) からわかるように、若干オーバーシュートが大きいながらも目標値に追従することができた。しかしながらこの場合、実験 (iii) の結果では過渡応答が更に振動的になってしまい、十分な制御性能を得ることはできなかった。ここでの PI 補償器のパラメータ k_{Pi} , k_{Ti} ($i = 1, 2$) はジューラー＝ニコルスの限界感度法によって決定した後、実験 (i) を繰り返して最も良好なものを選んだものである。

一方、本方式による制御を行った場合 (各図の (c)) はいずれも良好な結果が得られ、所望の制御性能を得る

ことができた。

このように本方式の有効性が確認できたので、以下でこのような性能の違いが生じた理由について考察しておく。

まず、Fig. 14 に示す PI 制御系における S - T 線図と Fig. 9 (本方式による制御系の S - T 線図) を比較してみると (便利のため、Fig. 9 の S - T 線図を破線で示しておく)、感度については低周波領域では PI 制御系の方が小さくなっているが、 $\omega = 0.4$ [rad/sec] 付近から急激に大きくなり、 $\omega = 1$ [rad/sec] 以上では本方式による制御系のほうが小さくなっている。また相補感度関数行列については、PI 制御系においてはその σ プロットにピークが見られるが、本方式による制御系の方では見られない。すなわち本方式による設計法では、前述のとおり混合感度問題によって感度関数行列および相補感度関数行列を、望ましいフィードバック特性を持つように指定することができたといえる。さらに目標値追従特性が Fig. 10 のようになるように補償器を設計することもできた。これらのことが、PI 制御の実験結果が本方式による制御の実験結果より過渡応答が振動的になりやすかったことの理由の一つとなっていると考えられる。また、PI 制御系では 2 自由度の制御対象における自由度間の干渉を考慮していなかったが、本方式では考慮したものになっている。

この点も本方式でより良い制御性能が得

られた大きな理由の一つであると考えられる。

6. 結 言

本論文では試作したホバークラフトに対し H_∞ 制御理論を用いた 2 自由度制御系を構成し、その姿勢制御を試みた結果について報告した。

ここで、得られた結果をまとめる以下ようになる。

- (i) H_∞ 制御理論における混合感度問題は、設計仕様に対する設計法が明解であるので、制御対象が多変数系 (2 入出力系) であるにもかかわらず、かなり容易に補償器を設計することができた。また制御系を 2 自由度制御系にしたことで、目標値追従特性は望ましいものに指定することができた。
- (ii) PI 制御の場合でも、ある程度良好な結果を得るこ

とができたが、補償器の設計が試行錯誤的であり、フィードバック特性の指定に設計の自由度が不足した。また、機械的な自由度間の干渉を考慮しなかったことの悪影響が現れた。

以上から、本実験において試作したホバークラフトの姿勢制御には、本方式によるものが有効であることが確かめられた。

本実験ではホバークラフトの静止時を考慮した簡単なモデルを扱ったが、今後はより実際のホバークラフトに近い模型を試作し、それに対して姿勢制御、更に制振制御を試みていきたい。

参 考 文 献

- 1) J. R. Amyot : Hovercraft Technology, Economics and Applications, Studies in Mechanical Engineering, Vol. 11, Elsevier Science Publishers B. V. pp. 601~661 (1990)
- 2) 木村 : LQG から H_∞ へ ; 計測と制御, Vol. 29, No. 2, pp. 111~119 (1990)
- 3) 杉江 : 線形制御系の設計理論IV ; システムと制御, Vol. 32, No. 2, pp. 96~104 (1988)
- 4) K. Glover and J. C. Doyle : State-Space Formulae for All Stabilizing Controllers that Satisfy an H^∞ -Norm Bound and Relations to Risk Sensitivity ; Systems & Control Letters, Vol. 11, No. 3, pp. 167~172 (1988)