切換曲面を用いる最短時間制御の一応用 — 船の最短時間変針制御*

西村 行雄**・木村 純壮**・櫛田 直規***・米澤 洋**

An Application of Time-Optimal Control by Using Switching Surface — Time-Optimal Changing Course Control of a Ship*

Yukio NISHIMURA**, Junso KIMURA**,
Naoki KUSHIDA*** and Yoh YONEZAWA**

The authors have previously proposed a design method of time-optimal feedback control system by using switching hypersurface. In the present paper, the proposed method is applied to construct the control system of the training ship Ohshimamaru 330 GT, and then the practical applicability is shown in the sea trial.

The dynamics of a ship is presented by a complicated mathematical model with some nonlinear elements and dead time elements. To make the design of the dual mode controller tractable, the model of ship dynamics is simplified from the practical point of view. And dead time problem is evaded by making use of predictive control. In the simulated course changing control using the nonlinear mathematical model as a controlled object, it is confirmed that the time-optimal control is approximately realized. It is demonstrated that the proposed method is effective showing the resemblance of the results in the sea trial with those in the simulation.

1. はじめに

サーボ系において、目標値への速応性は重要な設計指標の一つである。速応性を理論的に追求するとき、最適制御理論隆盛の端緒ともなった最短時間制御問題が派生する¹⁾。近年、最適制御問題といえば線形2次形式問題(LQ問題)を指す場合が一般的であり、その実システムへの適用事例も多々報告されている²⁾。しかしながら、2次形式評価関数はプロセス系などの定値制御における保持特性の評価には適しているが、サーボ系などの追従制御における速応性に対しては、あまり適したものとは思えない。一方、速応性を評価する最短時間制御の実システムへの適用事例は、LQ制御の場合に比べて僅少で

ある。その主たる理由として、①最適解の効率よい求解アルゴリズムが衆知ではない、②数値的最適解は与えられた特定の初期状態に対してしか求められず、求解速度の点で閉ループ制御系の構成には適さない、③高次の制御対象に対して、最適制御を状態の関数として解析的に求め、閉ループ制御系を構成することは現時点では不可能に近い、④最短時間制御系のロバスト性の評価が困難である³⁾、などが考えられる。特に④に関連して、設計に利用する制御対象の数学モデルには誤差が存在するので、モデルより求めた最適操作量では、実システムの状態を有限の時間で整定させることは不可能となり、制御系の安定性すら損なわれる場合がある。すなわち、モデリング誤差を伴う実システムにおいては、最短時間制御問題そのものが理論的には実在し得ない架空の制御問題となり、LQ制御系がロバスト安定となることと対照すれば、実用化に際して大きな障害となるものと思われる。したがって、速応性のあるシステムの現実的な一つの設計法として、目標値へ大まかに追従させるために最短時間制御を利用し、平衡点の近傍ではLQ制御などを併用するいわゆるデュアルモード制御系を構成することが考

* 原稿受付 1992. 1. 8

** 広島大学 工学部 Faculty of Engineering, Hiroshima University; Kagamiyama, Higasi-Hiroshima 724, JAPAN

*** 大島商船高等専門学校 Ohosima National College of Maritime Technology, Ohoshimagun, Yamaguchi 742-21, JAPAN

Key Words: time-optimal control, switching function, predictive control, application, ship.

えられる。

操作量制限のある線形系の最短時間制御は、操作量の最大値と最小値とを区分的に切り換える Bang-Bang 制御となる。状態空間において、最大の操作量が最適となる領域と、最小の操作量が最適となる領域は、切換曲面で2分することができる。筆者らは先に、線形系の切換曲面の算出法を明らかにし、これを用いた最短時間フィードバック制御系の近似的構成法を提案した⁴⁾。本論文の目的はこの方法の実システムへの適用の可能性を検討することにある。すなわち、本方法を基本としたデュアルモードによる船の最短時間変針制御系を設計し、その特性を330 GT 型練習船大島丸を用いた海上実験において検討する。熟練パイロットは、変針初期には一定の大きい操作量を正負に切り換えて船首回頭角を大まかに制御し、変針後期には小振幅の操作量によって回頭角の微調整を行っている。すなわち、異質の制御方式を使い分けること（デュアルモード制御）によって、目標方位への最短時間整定性と滑らかな追従性との相反する応答特性を、適当な妥協の元で達成しているものと考えられる。このような変針制御の自動化技術は、現時点ではさておき将来的には一考に値するものと思われる。

船の最短時間制御に関しては、すでに幾つかの先駆的な研究がある^{5)~8)}。参考文献5)では最適制御の理論解析が行われ、参考文献6)~8)では、手動操舵ではあるが、海上における実船実験結果も示されている。特に参考文献7), 8)は、閉ループ制御系の構成をめざした研究として注目することができる。参考文献7)では、逐次高次化法と称する高次系の一般的な数値解法が示され、これを船の3次近似モデルに適用している。一般的に、数値解を用いて閉ループ系を構成する場合には、所要計算時間が問題となる。しかしながら、2次の部分系の最適制御は、解析的に求めることができるので、逐次高次化法による3次系の求解所要時間は、制御対象の時定数に比べて無視できるものとなる。また、この方法を、対象の動特性が変動する場合に適用する試みも行われている^{9), 10)}。参考文献8)では、3次近似モデルに対して、解析的に求めた切換関数をアナログ回路により発生し、最短時間閉ループ制御系を構成している。この方法の利点は、状態値に対応する最適制御が瞬時に求められることである。しかしながら、高次系の切換関数を解析的に求めることは不可能に近いので、事実上3次系がこの方法の適用限界であると考えられる。参考文献11)では、切り換え関数を直接海上実験により同定して制御系を構成する方法が提案されている。この方法では、対象の非線形特性の影響を反映した切り換え関数が構成できるが、適用対象は2次系に限定される。本論文では対象船

の動特性モデルを元にして、数値的に同定した切換関数を使用する。したがって、原理的には次元の制約を受けないこと、およびある種の非線形系にも適用可能であることなどの点においてより汎用的である。

以下、2.では、操舵に起因する船速変化の影響を考慮した、むだ時間を含む船の非線形数学モデルについて述べる。さらにモデル簡略化の方法を述べ、制御系設計用モデルとして、従来と同一の3次モデルを導出する。3.では、切換関数を用いた操作量の決定法、GMDH法¹²⁾による切換関数の同定法、モデリング誤差への対処法およびむだ時間対策としての状態予測オブザーバの構成法を示す。4.では、非線形数学モデルを制御対象とする閉ループ制御のシミュレーションを行い、本設計によって、最短時間制御系が近似的に実現されていることを示す。また、全自動による実船実験結果を示し、所期の目的がおおむね達成されていることを明らかにする。

2. 変針制御のための船の数学モデル

2.1 数学モデル

従来より、保針制御を主目的とする船舶用オートパイロットの設計には、線形数学モデルが利用されている¹³⁾。これは、保針制御においては一般に操舵角は小さいので、線形近似が容易なためである。一方、大舵角指令により針路を大きく変更する場合には、船首の回頭運動は複雑な非線形特性を呈するものとなる。したがって、変針用オートパイロットの設計およびそのチューニングにはこのような特性を加味したモデルが必要となる。参考文献10)では、これらの影響を変係数の線形系とみなし、適応同定器を含む制御系設計法ならびに設計結果の有効性が示されているが、同定されたパラメータ値は必ずしも物理現象を反映したものとはならない欠点がある。

Fig.1は、変針制御系設計のために作成した船の非線形数学モデルのブロック線図であり、破線で示した四つのサブブロックより成る。ブロックB₁は船体の回頭運動を示し、実効舵角 δ_a に対する船首方位角 θ の動特性を表わしている。B₂は操舵機の特性を示し、指令舵角 δ_c に対して実舵角 δ を出力する。B₃は、舵抵抗による船速 v の低下特性を示す。B₄は船体の回転力が、舵角 δ と船速 v の非線形関数 $g(v)$ の積として与えられる実効舵角 δ_a に比例すると考えて導出したものである。ここに、

$$g(v) = a \left(\frac{v}{v_0} \right) + (1-a) \left(\frac{v}{v_0} \right)^2 \quad (1)$$

であり、 a は同定パラメータであり、定常船速 $v=v_0$ では $g(v_0)=1$ を満足する。また、一定外乱 D (主として推進機の回転に依存する)を加えている。本数学モデ

Fig. 1 Block diagram of the nonlinear mathematical model of a ship

Table 1 Principal parameters of M.S. Ohshimamaru

Gross tonnage	[GT]	328
Length	[m]	37
Breadth	[m]	7.8
Depth	[m]	4.1
Speed	[Knot]	10.2
Revolution	[rpm]	320

Table 2 Estimated value of the model parameters obtained with Ohshimamaru

B ₁	$T_1(s)$	3.62	B ₃	$T_3(s)$	17.9
	K_1	0.103		K_3	0.135
	$L_1(s)$	0.8		$L_3(s)$	7.4
B ₂	$T_2(s)$	0.936	B ₄	a	2.14
	K_2	1.02		D	1.23
	$L_2(s)$	2.5	$V_0 = 10.2$ (Knot)		
	c	4.05	$ \delta_c \leq 30$ (deg)		

ルにおいて、非線形特性はブロック B₂ および B₃, B₄ により模擬されている。船速低下が無視できるような小舵角操作時にはブロック B₃, B₄ を無視することができ、 $\delta_a = \delta$ が成立する。また、指令舵角の変化が十分緩やかな場合 (δ_c の角周波数が舵機の折点周波数 $1/T_2$ より十分小さいとき) ブロック B₂ 中の飽和特性 (飽和値 $\pm c$) は無視することができる。

Table 1 は、本論文で制御対象とした練習船大島丸の主要目を示したものである。Table 2 は、大島丸のモデルパラメータの推定結果である。パラメータ推定に

は、海上でのジグザグ舵行試験 (Z 試験) においてサンプル周期 0.5 秒ごとに測定した δ_c , δ , v , θ に関する 300 個のデータを利用した。たとえば、ブロック B₂ の 4 個のパラメータ K_2 , L_2 , c , T_2 は、実測指令舵角 δ_c に対するモデルの応答 (δ_m とする) とその実測値との誤差 2 乗和を最小化することにより決定した。

最小化には非線形計画法 (共役勾配法) を適用している。Fig. 2 は、実測した指令舵角 δ_c を本モデルへ入力した場合のモデル

各部の応答 δ_m , v_m , θ_m (実線) を実測データ (点線) と共に示したものである。モデルの応答は、実測データをかなり良く再現していることが分かる。船速 v の応答には若干の誤差が認められるが、その回頭角 θ に及ぼす影響はさほど大きくはないことが推察される。また、他の条件下における実測データに対しても、比較的良好な一致度を得ている¹⁴⁾。本数学モデルは、直接的には制御対象のシミュレータとして、設計したコントローラの可調整パラメータのチューニングに利用する。

Fig. 2 Responses of the model and those of Ohshimamaru measured at the Z-test

2.2 モデルの簡略化

変針デュアルモード制御の内、最短時間制御モード (以下 N モードと略称する) においては、大舵角操作が行われるので非線形特性が問題となる。しかしながら、Fig. 1 のモデルは複雑すぎるので、これを直接コントローラの設計に利用するのは困難である。モデルの伝達特性 θ/δ_c において、ブロック B₃, B₄ は船速変化にともなうゲイン変動要素として機能している。このゲイン変動

量がさほど大きくないこと、およびNモードの制御目的「目標針路へ大まかに追従させること」などを考慮して、これを定常船速における一定ゲイン $g(v)=1$ で置換し、外乱 D は無視する。この近似に起因する制御特性の劣化は、コントローラの可調整パラメータで部分的に補償することにする。さらに、むだ時間 L_1, L_2 は、後述のように状態予測制御を行うので、コントローラ的设计段階では無視することができる。以上より、Nモード的设计用モデルの状態方程式は、変数 (x_1, x_2, x_3, u) を、各変数 $(\theta, \dot{\theta}, \delta, \delta_c)$ から各々の平衡状態を差し引いたものを表わすものとして、

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (2a)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{T_1} (-x_2 + K_1 x_3) \quad (2b)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{T_2} \text{SAT}(w, c) \quad (2c)$$

$$w = -x_3 + K_2 u, |u| \leq U = 30 (\text{deg}) \quad (2d)$$

となる。ただし、関数 $\text{SAT}(w, c)$ は、入力 w をレベル c で打ち切った飽和特性を、 U は指令舵角の最大値を示している。つぎに、デュアルモードのいま一つのモードである保針用の線形状態フィードバック制御モード（以下Lモードと略称する）の設計には、前節で述べた理由により、ブロック B_2 の飽和要素を除いた線形モデルを使用することができ、(2c)式は次式となる。

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{T_2} (-x_3 + K_2 u) \quad (3)$$

3. 制御系の設計

3.1 最短時間制御モード⁴⁾

3.1.1 切換曲面と操作量の決定法

最適操作量の切換曲面は、 n 次元の制御対象の場合、 $(n-1)$ 次元の関数（切換関数）で表現することができる[†]。この切換関数のみを用いる場合、状態が切換曲面に沿って運動するときには操作量を決定することができない。実際には状態軌道が曲面を僅かに通過した時点で操作量を決定すればよいが、曲面に同定誤差がある場合には、いわゆるチャタリング現象が発生する。これを抑制するために部分空間上の切換関数を利用する。

一般に $i (\geq 2)$ 次元の部分切換関数は、 $(i-1)$ 次元以下の切換関数を含んでいる。いま、(4)式のような直列形で記述されている安定な制御対象の、 $(n-i)$ 次元の部分切換関数が(5)式で表わされているとする。

$$\dot{x}_i = a_i x_i + b_i x_{i+1}, (i=1, 2, \dots, n-1) \quad (4a)$$

$$\dot{x}_n = a_n x_n + b_n u, |u| \leq U \quad (4b)$$

$$x_i = F_i(\tilde{x}_i), (i=1, 2, \dots, n) \quad (5)$$

ただし、

$$\tilde{x}_i \triangleq (x_{i+1}, \dots, x_n)', F_n = 0 \quad (6)$$

このとき、最適操作量の決定手順は次のとおりである。

- ① k 番目のサンプル時刻 $t_k (= k\tau, \tau$ はサンプル周期)において、制御対象の状態 x を測定し、 $i=1$ とおく。
- ② 次式で与えられる、 $(n-i)$ 次元の切換関数と x_i との偏差 e_i を計算する。

$$e_i = F_i(\tilde{x}_i) - x_i \quad (7)$$

- ③ e_i に関して、(8)式が成立するとき、操作量を(9)式で決定する。

$$|e_i| > \varepsilon_i \quad (8)$$

$$u = b_i U \text{SIGN}(e_i) \quad (9)$$

ただし、関数 SIGN は符号関数を示す。また、 $\varepsilon_i (\varepsilon_n = 0)$ は、モデリング誤差に対処するための許容誤差基準であり、この具体的な設定法は後述する。(9)式の u を制御対象に投入し、 $k \leftarrow k+1$ としてステップ①へ行く。 $|e_i| \leq \varepsilon_i$ のとき、 $i \leftarrow i+1$ としてステップ②へ戻る。

3.1.2 切換関数の同定

操作量の切り換えなしで原点に到達できる初期状態は、原点から U または $-U$ の逆時間軌道上に存在し、これを(10)式のように関数表現したものが1次元の切換関数（曲線）となる。

$$x_{n-1} = F_{n-1}(x_n) \quad (10)$$

この関数を同定するため、モデルの逆時間軌道上で採集した多数の状態サンプル値を用いる(Fig. 3 参照)。 U と $-U$ の逆時間軌道は原点に関して対称であるから、たとえば $u=U$ に対するデータを同定に使用する。つぎに操作量 u を $-U$ に変更して、先に求めた切換曲線上の状態サンプル値を初期状態として、各初期状態からの逆時間軌道を求め、軌道上のデータサンプル値より2次元の切換関数（曲面）

$$x_{n-2} = F_{n-2}(x_{n-1}, x_n) \quad (11)$$

を同定する。以下同様にして、部分切換関数(5)式を同定する。このようにして同定した切換関数は、状態空間の半空間において定義されており、残りの半空間における関数はこれらと原点に関して対称である。任意の x に対して(7)式の計算を可能とするため、(5)式の同定時に、 $(n-i)$ 次元の部分切換関数上の任意の1状態点 $\tilde{x}_i$ に対して(12)式で定義される符号 p_i も併せて記憶しておく。

[†] 本方法の汎用性を示すために、制御対象を一般に n 次系として説明する。なお、船の4次元数学モデルに対して切換超曲面を用いた設計結果が、参考文献15)に報告されている。

$$p_i \triangleq \text{SIGN}(e_{i+1}), (i = 1, 2, \dots, n-1) \quad (12)$$

(12) 式および半空間上で定義された切換関数を用いて、前記 3.1.1 項ステップ ② における偏差 e_i は次のように計算することができる。

$$e_n = -x_n \quad (13a)$$

$$q_{n-j} \triangleq \text{SIGN}(e_{n+1-j}) p_{n-j} \\ (j = 1, 2, \dots, n-1)$$

$$e_{n-j} = q_{n-j} F_{n-j}(q_{n-j} \tilde{x}_{n-j}) - x_{n-j} \\ (j = 1, 2, \dots, n-1) \quad (13b)$$

また、部分切換関数の具体的同定手段は、次のとおりである。1次元の曲線(10)式のモデルとしては x_n の6次多項式を仮定し、多項式の係数を最小2乗法で推定した。2次元以上の切換曲面は、非線形関数の有力な同定法である GMDH 法¹²⁾を適用した。ただし、GMDH 法の適用には入力変数が3個以上必要となるため、(11)式の2入力の場合には、人工変数 z を導入し、(11a)式によった。

$$x_{n-2} = F_{n-2}(x_{n-1}, x_n, z), \quad z = x_{n-1} x_n \quad (11a)$$

3.1.3 同定用データの収集範囲

安定な制御対象が有界な操作入力下で稼働しているとき、その状態変数も有界である。したがって、切換関数はその有界閉領域内でのみ近似されておれば十分である。(4) 式のモデルの状態変域は次式で与えられる。

$$|x_i| \leq \left| \prod_{j=1}^n \frac{b_j}{a_i} \right| U, \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (14)$$

Fig. 3 は、(2) 式に対する切換関数の同定に用いたデー

Fig. 3 Data sampled on the switching surface

タサンプル値を (x_2, x_3) 平面に表示したものである。切換曲線上のデータとして、0.15 秒ごとと約 20 点を、曲面上では 0.5 秒ごとと約 200 点を収集した。

3.1.4 許容誤差基準

制御対象のモデリング誤差、切換関数の同定誤差および状態量の計測雑音などに起因する、操作量のチャタリング現象を抑制するため、(8) 式の許容誤差 ε として、

$$\varepsilon_i \triangleq \sigma_i \left(1 + \lambda \frac{v_d}{v_0} \right), \quad (i = 1, 2, 3) \quad (15)$$

を用いた。ただし、 v_d は船速低下量で、 $\sigma_1 = 1, \sigma_2 = 0.05, \sigma_3 = 0, \lambda = 5$ としている。(15) 式は、モデルの近似度が船速に依存することを考慮したものであり、 σ の値は関数近似誤差を基にして、 λ の値はシミュレーション実験により試行錯誤的に決定した。

3.2 線形状態フィードバック制御モード

3.2.1 モード変更基準

N モードから L モードへの変更基準として、次の領域 Ω_1 と偏差ノルム Ω_X を利用した。

$$\Omega_1 \triangleq \{x \mid |x_1| < 6, |x_2| < 0.6, |x_3| < 6\} \quad (16)$$

$$\Omega_2 \triangleq 25 x_1^2 + 15 x_2^2 + x_3^2 \quad (17)$$

すなわち、 $x \notin \Omega_1$ の場合には無条件で N モードで制御し、N モードにおいて $x \in \Omega_1$ と $\dot{\Omega}_2 > 0$ とが同時に成立した場合は L モードへ変更することとした[†]。(16) 式の領域は、N モードで到達できる平衡点近傍の領域を見積ったものであり、(17) 式の係数は、それぞれの変数の単位時間当りの最大変化量の概算値から決定した。

3.2.2 フィードバックゲインの決定

極配置法を適用したが、その際操作量制限を考慮した。すなわち、フィードバックゲインを k とするとき、(18) 式で与えられる操作量が (19) 式を満足し、閉ループ系が実軸上に 3 重極を持つように決定した。

$$u = -k'x \quad (18)$$

$$|u| < U \quad \text{for } x \in \Omega_1 \quad (19)$$

この結果、閉ループ極を -0.3 としたときゲイン

$$k = (0.87, 3.16, -0.41)' \quad (20)$$

を得た。

3.3 状態予測オブザーバ

3.3.1 むだ時間系の状態予測制御

一般に、高次遅れ系のモデリングにおいて、低周波領域の特性はむだ時間を導入することにより低次元系で近似することができる。このようなむだ時間を含むサブシステムが、直列に結合したシステム (Fig.1 はその一例) の状態予測制御について考察する。いま、(4) 式の制御対象において、操作量が状態の関数として (21) 式で与

† 外乱により状態変動が生じる場合を除いて、 $x \in \Omega_1$ において L モードから N モードへ変更されることは好ましくない。これを排除するためには、 Ω_1 として L モード制御系のリアプノフ関数 $V(x)$ を用いればよい。たとえば、 c を定数として $\Omega_1 = \{x \mid V(x) < c\}$ とする。

Fig. 4 Block diagram of the predictive observer

えられる閉ループ系があるとする。

$$u(t) = l(x(t)) \quad (21)$$

このとき、むだ時間が分布する制御対象 (22) 式に対して、前記と等価な閉ループ系の構成問題を考える。

$$\dot{x}_i(t) = a_i x_i(t) + b_i x_{i+1}(t - L_i) \quad (i = 1, 2, \dots, n-1) \quad (22a)$$

$$\dot{x}_n(t) = a_n x_n(t) + b_n u(t - L_n) \quad (22b)$$

ただし、 $L_i \geq 0$, ($i = 1, 2, \dots, n$) はむだ時間である。いま、(22) 式の状態変数 x_i に対して予測状態 x_{pi} を (23) 式で定義し、 u を (24) 式で与える。

$$x_{pi}(t) \triangleq x_i\left(t + \sum_{j=i}^n L_j\right) \quad (23)$$

$$u(t) = l(x_p(t)) \quad (24)$$

このとき、(22)~(24) 式による閉ループ系は、むだ時間の無い (4) 式の系と等価となる。これは、(23), (24) 式を (22) 式に代入することにより容易に確かめることができる。したがって、前述の操作遅れを伴うサブシステムが直列に結合したような制御対象に対しても、各サブシステムの状態ベクトルに対して (23) 式と同様の予測状態ベクトルを用いることにより、むだ時間の無い系と等価な系を構成することができる。

3.3.2 状態予測オブザーバ

安定なサブシステムの状態方程式が次式で与えられているとする。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t - L) \quad (25a)$$

$$y(t) = c'x(t) \quad (25b)$$

このとき、計算量節減等のために新たに考案した状態予測オブザーバは次式で与えられる¹⁶⁾。

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + bu(t - L) + he(t) \quad (26a)$$

$$\hat{y}(t) = c'\hat{x}(t), \quad e(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (26b)$$

$$\dot{\hat{x}}_p(t) = A\hat{x}_p(t) + bu(t) + \Phi(L)he(t) \quad (27)$$

ただし、 $\Phi(t)$ は (25a) 式の遷移行列であり、 h はオブザーバゲインである。(26) 式は (25) 式のオブザーバであり、(27) 式は予測器である。(26), (27) 式を併せたものを状態予測オブザーバと呼ぶことにする。予測誤差の特性については付録を参照されたい。Fig. 4 に構成した状態予測オブザーバを示す。図において $L_0 \triangleq L_1 + L_2$ として、

$$x_{p1}(t) = \hat{x}_1(t + L_0) \quad (28)$$

$$x_{p2}(t) = \hat{x}_2(t + L_0)$$

$$x_{p3}(t) = \hat{x}_3(t + L_2)$$

$$\Phi_1(t) = \text{EXP}\left(-\frac{t}{T_2}\right)$$

$$\Phi_2(t) = \begin{bmatrix} 1 & T_1(1 - \text{EXP}\left(-\frac{t}{T_1}\right)) \\ 0 & \text{EXP}\left(-\frac{t}{T_1}\right) \end{bmatrix} \quad (29)$$

である。 x_1, x_2 の予測に上記の原理が使用されている。ただし、 x_1 に対しては、積分器に基づくオフセットを消去する構成とした。 x_3 は直接測定できるので、従来型の予測器¹⁷⁾を用いた。ただし、 x_3 の初期値応答は、飽和特性を無視して $\Phi_1(t)$ とした。また、オブザーバゲイン h は、状態推定誤差の減衰速度が、対象の自由応答の 5 倍 (オブザーバ時定数 $= T_1/5$) 程度となるように $h = (2.48, 1.22)'$ としている。

4. シミュレーションと海上実験

4.1 シミュレーション

船の非線形数学モデル Fig.1 を制御対象として、デュ

アルモードによる変針制御のデジタルシミュレーションを行った。系の構成をFig. 5に示す。制御対象の非線形微分方程式は、ルンゲクッタ法を適用し時間刻み0.1秒で解いた。ただし、制御対象からの計測状態量 x_1 , x_3 および船速 v の入力と、制御対象への操作量 u の出力は、後述の実船による海上実験と相似させるために、0.5秒のサンプル周期で入出力した。このため、オブザーバ

Fig. 5 Construction of the control system

(a) Reference angle $\theta_R = -10$ (deg)

(b) Reference angle $\theta_R = 50$ (deg)

Fig. 6 Results of the simulation

のむだ時間要素は、0.5秒単位で丸めている[†]。また、目標方位角 θ_R は初期状態として設定した。すなわち、コントローラにおいて、操作量の決定に用いる状態変数を x_c とすれば、

$$x_c = (x_{p1} - \theta_R, x_{p2}, x_{p3} + D)'$$
(30)

である。さらに、コントローラ出力には一定外乱 D に対応する当て舵分 u_d を加えている。シミュレーションでは、まず、許容誤差基準(15)式およびモード変更基準(16), (17)式の妥当性を確認した。つぎに、 θ_R を種々変更して、諸変数の応答を観測した。結果の一例をFig. 6(a), (b)に示す。Fig. 6(a)は $\theta_R = -10$ (deg)のときの、 $u (= \delta_c)$, $x_3 (= \delta)$ および $x_1 (= \theta)$ の応答を示している。Fig. 6(b)は $\theta_R = 50$ (deg)のときである。Fig. 6(a), (b)両図の u および x_1 の応答より、制御モードがLモードへ切り換わる時点において、制御量 x_1 は、所期のとおりほぼ目標値に一致しており、最短時間制御が近似的に実現されていることがわかる。Fig. 7は、Fig. 6(b)の実験における状態予測オブザーバの出力 x_{p1} , x_{p3} を示したものである。それぞれを、 $L_1 + L_2 = 3.5$ 秒および $L_2 = 2.5$ 秒遅らせた場合、Fig. 6(b)の x_1 および x_3 にはほぼ一致することより、構成したオブザーバの有効性は明らかである。

Fig. 7 Responses of the predictive observer, $\theta_R = 50$ (deg)

4.2 海上実験

システム構成はFig. 5と同様であるが、図中の船のモデルの箇所に実船大島丸を置換した構成となる。オブザーバならびにコントローラの機能は、マイクロコンピュータYHP 310 M (CPU 68010, BASIC言語)に持たせた。また、コントローラのすべてのパラメータはシミュレーション時と同一とした。舵角指令信号($\delta_c \equiv u$)はD/Aコンバータ(分解能12bit)を介して出力し、方位角($\theta \equiv x_1$)、実舵角($\delta \equiv x_3$)および船速(v)はA/Dコンバータ(分解能12bit)を介して入力した。入出力のサンプル周期はコンピュータの演算速度を考慮して、0.5秒と設定した。実験は1990年2月14日安芸灘(ビュフォート階級2~3)において行われた。Fig. 8(a), (b)

[†] 丸め誤差もモデルの同定誤差の一部と考えて、切り換え許容誤差基準(15)式のパラメータ調整で対処している。

Fig. 8 Results of the sea trial

は実験結果の一例であり、それぞれ前節のシミュレーション結果 Fig. 6 (a), (b) に対応している。Fig. 8 (a), (b) 両図とも方位角の応答波形は、シミュレーション結果とほぼ一致しており、近似的に最短時間変針制御が実現されたものと認定することができる。Fig. 8 (b) の指令舵角波の応答波形において、N モードではチャタリング現象が観測される。これは、許容誤差基準の再調整の必要性を示唆している。しかしながら、実舵角の応答波形は、舵機のダイナミクスによるフィルタリング効果のため、おおむねシミュレーション結果に近似しており、結果として、方位角の整定時間はシミュレーション結果とほぼ一致している。なお参考文献 10) において、本研究と同一の対象船に対するほかの方法の適用結果が示されている。本研究の場合と比較すれば、シミュレーション結果は本研究の方が優れているが、海上実験結果には顕著な差異は認められない。これは、海上実験においてはモデリングでは考慮されていない測定雑音や外乱などが複雑に影響するためであると思われるが、その原因を特定するには至っていない。参考文献 10) の方法は、船の動特性を時変係数を持つ 3 次の線形系と見なし、時々

刻々同定した係数を、固定係数の 3 次系の最短時間制御求解アルゴリズムに適用して操作量を求めている。したがって、この方法によって最適制御が行われるという理論的な裏付けはない。また、適用可能な制御対象の次元は 3 次以下に限定されている。

実験結果を総合すれば、設計において簡略化モデルを使用したことの妥当性と本設計法、特に切換関数の同定法とそれを用いた操作量決定法の妥当性・有効性は明らかである。なお、本コントローラを実用化するためには、雑音対策を施すとともに、特に N モードの操作量決定における許容誤差基準 (15) 式のパラメータを、実船実験において最適化することが必要と思われる。

5. おわりに

切換曲面を用いる最短時間制御法を、船の最短時間変針制御に適用した。船の動特性は、幾つかの非線形要素やむだ時間要素を含む複雑な数学モデルとして与えられたが、現実的観点からの非線形特性の簡略化と、状態予測制御の導入によるむだ時間問題の回避により、比較的簡素な設計用数学モデルを構成した。モデルのミスマッチに伴う制御性能の劣化は、コントローラの可調整パラメータを事後調整すること、および平衡点近傍で状態フィードバック制御を併用することにより補償した。設計したコントローラを含む制御系の特性を、シミュレーションならびに実船による海上実験において調べた。結果はおおむね所期のとおり良好であり、設計における手段と方法の妥当性を裏付けるものであった。なお、むだ時間のカスケード接続よりなる系の状態予測制御法を示し、新たな状態予測オブザーバの構成法を提案した。

以上より、本原理に基づく制御系構成法は、十分実用に供し得るものと考えられる。おわりに、実船実験にご援助頂いた大島丸の西田正道船長はじめ乗組員諸氏、ならびに数値計算に協力頂いた本学の卒業研究生諸氏に感謝します。

参 考 文 献

- 1) J. E. GIBSON (堀井 (訳))：非線形自動制御，コロナ社，pp. 526～529 (1968)
- 2) 藤井 (編)：最近の制御理論応用特集号；システム/制御/情報，Vol. 34, No. 1, pp. 2～62 (1990)
- 3) E. P. Ryan：On the Stability of a Time-Optimal Switching Function；IEEE Trans. Automatic Control, Vol. AC-25, No. 2, pp. 275～277 (1980)
- 4) 西村，米澤：切換超曲面を用いる最短時間フィードバック制御；計測自動制御学会論文集，Vol. 17, No. 3, pp. 9～15 (1981)
- 5) 市川，田村：最適操舵法の研究；日本機械学会論文集，Vol. 34, No. 266, pp. 1733～1747 (1968)

- 6) 山本：船の最適操舵法；日本造船協会論文集，Vol. 121, pp. 20~30 (1967)
- 7) 広田：変針の最短時間制御法則とその手動操舵実験；日本造船学会論文集，Vol. 131, pp. 165~178 (1972)
- 8) 千原，桜井：最適変針操舵装置と海上実験；システムと制御，Vol. 18, No. 1, pp. 45~53 (1974)
- 9) M. Fukino and M. Tomizuka：Adaptive Time Optimal Control for Ships Steering；Trans. ASME, J. of DSMC, Vol. 108, pp. 233~239 (1986)
- 10) 橋田，西村，米澤：適応最短時間オートパイロット系の設計と実船実験；計測自動制御学会論文集，Vol. 27, No. 4, pp. 429~435 (1991)
- 11) 橋田，西村，米澤：船用オートパイロット系の設計と実船実験；計測自動制御学会論文集，Vol. 24, No. 1, pp. 47~54 (1988)
- 12) 池田：GMDH (変数組合せ計算法) の基礎と応用 (I)；システムと制御，Vol. 23, No. 12, pp. 710~717 (1979)
- 13) 伊藤：適応制御の実施応用の現状—船舶のオートパイロットを中心として；システムと制御，Vol. 31, No. 4, pp. 252~263 (1987)
- 14) 橋田，西村，米澤：船速変化を考慮した船の数学モデルの一設計；日本シミュレーション学会誌，Vol. 10, No. 3, pp. 218~225 (1991)
- 15) 中村：船の近似最短時間制御；広島大学工学部昭和63年度卒業論文 (1989)
- 16) 西村，米澤：むだ時間系のオブザーバ (予測器) の一構成法；第28回自動制御連合講演会予稿集，pp. 111~112 (1985)
- 17) 渡部，伊藤：入・出力にむだ時間を含むシステムの制御；システムと制御，Vol. 28, No. 5, pp. 269~277 (1984)

付録 状態予測誤差について

時刻 τ ($\tau > L$ とする) において大きさ d のインパルス状の状態外乱が印加する場合について，本論文の状態予測オブザーバ (26)，(27) 式に基づく状態予測誤差を導出する。

まず，状態推定誤差 $e_o(t)$ および状態予測誤差 $e_p(t)$ を次式で定義する。

$$e_o(t) \triangleq x(t) - \hat{x}(t) \quad (A1)$$

$$e_p(t) \triangleq x(t+L) - x_p(t) \quad (A2)$$

(25)，(26)，(27) 式より，

$$\dot{e}_o(t) = (A - hc')e_o(t) \quad (A3)$$

$$\dot{e}_p(t) = Ae_p(t) - \Phi(L)hc'e_o(t) \quad (A4)$$

(A3) 式の $e_o(t)$ は， (c, A) の可制御性よりゲイン h を適当に選定することによって，任意の減衰特性を持たせることができる。(A3)，(A4) 式をラプラス変換することによって，

$$E_o(s) = (sI - A + hc')^{-1} \{e_o(0) + \text{EXP}(-\tau s)d\} \quad (A5)$$

$$E_p(s) = (sI - A)^{-1} [e_p(0) + \text{EXP}\{(L - \tau)s\}d - \Phi(L)hc'E_o(s)] \quad (A6)$$

(A6) 式において，

$$hc' = sI - A + hc' - (sI - A) \quad (A7)$$

(A5)，(A7) 式を (A6) 式へ代入し， $(sI - A)$ と $\Phi(L)$ の可換性を考慮して整理すれば，

$$\begin{aligned} E_p(s) &= (sI - A)^{-1} [e_p(0) - \Phi(L)e_o(0) \\ &\quad + \{\text{EXP}\{(L - \tau)s\} - \Phi(L)\text{EXP}(-\tau s)\}d] \\ &\quad + \Phi(L)E_o(s) \end{aligned} \quad (A9)$$

さらに，(A9) 式において，

$$\begin{aligned} e_p(0) - \Phi(L)e_o(0) \\ = x(L) - x_p(0) - \Phi(L)(x(0) - \hat{x}(0)) \end{aligned} \quad (A10)$$

時刻 $t = 0$ において，制御対象および状態予測オブザーバが定義状態にあると仮定し， $-L \leq t < 0$ の時間に外乱の印加はないものとすれば，

$$e_o(t) = 0, \quad t < 0 \quad (A11)$$

$$\hat{x}(0) = x_p(-L) \quad (A12)$$

が成立し，

$$\begin{aligned} x(L) - \Phi(L)x(0) &= x_p(0) - \Phi(L)x_p(-L) \\ &= \int_0^L \Phi(L - \lambda)bu(\lambda - L)d\lambda \end{aligned} \quad (A13)$$

となる。(A12)，(A13) 式を (A10) 式へ適用すれば，(A10) 式右辺は 0 になる。このことを考慮にいて (A9) 式をラプラス逆変換すれば，

$$\begin{aligned} e_p(t) &= \Phi(t + L - \tau)d\{H(t + L - \tau) - H(t - \tau)\} \\ &\quad + \Phi(L)e_o(t) \end{aligned} \quad (A14)$$

となる。ただし， $H(t)$ は $H(t) = 1$ ($t \geq 0$) で定義される単位ステップ関数とする。(A14) 式より，外乱が印加する直前の L 秒間を除外すれば，予測誤差 $e_p(t)$ は減衰速度が任意に指定できる $e_o(t)$ と同等 ($e_o(t)$ を定行列 $\Phi(L)$ で線形変換したもの) となる。