

オブザーバ併用型拡大次元自動抽出制御則合成とその電力システムへの適用に関する研究

高田 等* 小濱 健吾** 八野 知博*

Studies on Synthesis of an Augmented Automatic Choosing Control Law with Observer and its Application to Power Systems

Hitoshi TAKATA*, Kengo KOHAMA** and Tomohiro HACHINO*

In this paper we consider a nonlinear feedback control law which is called an augmented automatic choosing control (AACC) for nonlinear systems. A given domain is divided into some subdomains. A constant term which arises on each subdomain from linearization of a given nonlinear system is treated as a coefficient of a stable zero dynamics. The LQ control theory is used to acquire AACC for each sectionwise linear system. In a case of indirect measurements, an observer theory is taken together with AACC, which designs AACCLO and AACCLNO of linear and nonlinear observer types, respectively. These controllers are applied to a transient stability problem of power systems.

Keywords: Nonlinear control, Zero-dynamics, Augmented system, Linearization, Observer

1. まえがき

我々の周りに実在するシステムは線形システムと非線形システムに大別されるが、そのほとんどは非線形システムである。線形システムに対しては既存の線形制御理論を用いた制御系設計が比較的容易である。一方、非線形システムを直接解析、制御することは一般に容易でない。そのため、これまで多くの非線形システム制御に関する研究が行われてきた。非線形システムに対し安定化コントローラを設計する手法の一つとして、何らかの方法で非線形システムを線形化し、線形制御則を適用する手法がある。線形化の例として代表的且つ実用的なものの一つとしては、テイラー展開一次近似があげられる。しかしこれはシステムが単一

の線形システムで、十分に近似できる範囲においては極めて有効なものであるが、非線形性の強いシステムに対しては有効とはいえない。そこで本研究では線形観測型非線形システムに対し、領域毎の拡大次元線形化^{1),2)}とLQ制御理論⁷⁾とオブザーバ^{3),8)}を利用した準最適な単一拡大次元自動抽出制御則を合成した手法を提案した。これはまず、システムの非線形性を考慮して複数の領域に分割し、各領域ごとにテイラー展開一次近似を行い区分的線形制御則群を構成する。それらに自動抽出関数を乗じ総和することで、全領域で一つの非線形準最適制御則を合成することで全体の近似精度を向上させた。更に安定なゼロダイナミクスを用いて次元を拡大することにより、定数項の無い拡大次元線形近似システムを構築した。また、実システムでは常に良好な観測が得られるとは限らない。そのような場合においても制御則の構成に必要な変数を得るために、線形オブザーバ^{4),5)}と非線形オブザーバ^{6),10)}の2種類のオブザーバを用いて状態推定を行った。本

2009年7月10日受理

* 電気電子工学専攻

** 博士前期課程電気電子工学専攻

制御則を電力系統過渡安定化問題に適用し、数値シミュレーションによりその有効性を確認した。

2. 拡大次元自動抽出制御法

2.1 概要

自動抽出制御法は、まず対象とするシステムの非線形性を考慮して分離関数を選び、領域を分割する。各小領域ごとにテイラー展開一次近似を行い LQ 制御則を構成した後、シグモイド型自動抽出関数により各領域で有効な近似関数を抽出し、滑らかに結合して単一フィードバック制御則を合成する手法である。しかし、この手法ではテイラー展開により定数項が生じる。この定数項の無限時間での影響に対処するため、定常状態にある原点で零となる制御を行うための非線形原点補正関数による補正が必要である。そこで本章では安定なゼロダイナミクス変数を導入した拡大次元システムに対し、自動抽出制御法を適用した、いわゆる拡大次元自動抽出制御法を合成する。本手法は自動抽出関数合成時における、テイラー展開定数項に上述のゼロダイナミクス変数を乗じ、拡大次元変数とみなす。これにより定数項のない拡大次元システムを構成し、自動抽出制御理論を適用して制御則を合成する手法である。

2.2 領域毎線形近似の拡大次元化

システムが次の非線形微分方程式:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad x \in \mathbf{D} \quad (1)$$

で与えられる制御問題について考える。ただし、

$$\begin{aligned} \cdot &= d/dt \\ x &= [x[1] \ \dots \ x[n]]^T : n \text{次元状態ベクトル} \\ u &= [u[1] \ \dots \ u[r]]^T : r \text{次元制御ベクトル} \\ f &: \text{連続微分可能な非線形 } n \text{次元ベクトル値関数} \\ g &: \text{連続微分可能な非線形 } n \times r \text{行列値関数} \\ f(0) &= 0, \quad g(0) \neq 0 \end{aligned}$$

である。

評価関数として二次形式の

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (2)$$

を選ぶ。ただし、

Q : $n \times n$ 準正定値対称行列

R : $r \times r$ 正定値対称行列

右肩 T は転置記号、右肩 -1 は逆行列記号である。

連続微分可能な L 次元分離ベクトル値関数 $C : x \rightarrow R^L$ を導入し、その値域を D とする。次に領域 D を $M + 1$ 個の小領域に分割 ($D = \cup_{i=0}^M D_i$) する。(1) 式に対し、各小領域 D_i ごとに、 $\hat{X}_0 = 0$ および $\hat{X}_i \in C^{-1}(D_i)$ 点近傍でのテイラー展開線形化は、

$$\dot{x} = A_i x + w_i + B_i u \quad (3)$$

ただし、

$$A_i = \partial f(\hat{X}_i) / \partial \hat{X}_i^T, w_i = f(\hat{X}_i) - A_i \hat{X}_i,$$

$$B_i = g(\hat{X}_i)$$

である。ここで、安定なゼロダイナミクス変数 x_{n+1} を導入し、定数項 w_i に乗じて、(3) 式を次のように次元拡大する。

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i x + w_i x_{n+1} + B_i u \\ \dot{x}_{n+1} = -\sigma_i x_{n+1} \end{cases} \quad (4)$$

$$(x_{n+1}(0) \simeq 1, \quad 0 < \sigma_i \ll 1)$$

すなわち (4) 式は、

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \begin{bmatrix} A_i & w_i \\ 0 & -\sigma_i \end{bmatrix} \mathbf{X} + \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ &= \mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i u \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [x_1 \ \dots \ x_n \ x_{n+1}]^T \\ \mathbf{A}_i &= \begin{bmatrix} A_i & w_i \\ 0 & -\sigma_i \end{bmatrix}, \mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

である。これを拡大次元システムと呼ぶ。

2.3 領域毎最適制御則

各領域ごとに線形近似した場合、それぞれの制御則 $u(X)$ は完全観測の場合、次の (6) 式により求められる。

$$u(\mathbf{X}) = -F_i \mathbf{X} \quad (6)$$

ただし、

$$F_i = R^{-1} B_i^T P_i$$

である。また、 P_i はリカッチ方程式:

$$P_i \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T P_i + Q - P_i \mathbf{B}_i R^{-1} \mathbf{B}_i^T P_i = 0 \quad (7)$$

の $(n+1) \times (n+1)$ 対称行列の解である。これを、全領域で連続した一つの制御則に合成するため、次の自動抽出関数を導入する。

2.4 自動抽出関数

前節では各領域 D_i ごとに最適制御則 u_i を求めた。隣り合った領域同士の制御則 u_i を抽出し、つなぎ合わ

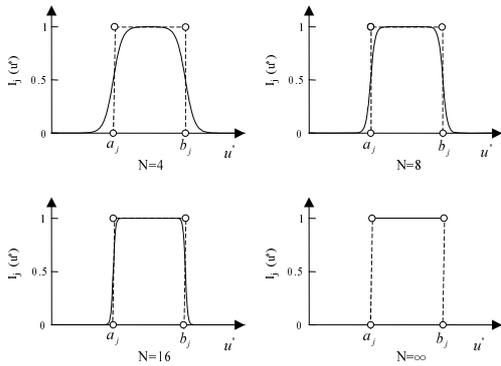


図-1 シグモイド型関数の概略図

せることで、全領域の連続した制御則 $u(X)$ として扱う。このとき、領域が変わると同時に制御則を切り替えねばならない。そのためには、領域 $D_i = \prod_{j=1}^L [a_{ij}, b_{ij}]$ を抽出する関数が必要である。これは、抽出したい領域でほぼ1、それ以外では0となるような関数である。

$$I_{iN}(x) = \begin{cases} 1 & \text{on } D_i \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (8)$$

しかし、(8) 式を満たすような解析関数は存在しないため、次のシグモイド型自動抽出関数で近似する。

$$I_{iN} = \prod_{j=1}^L I_{iN}(x; j) \quad (9)$$

$$I_{iN}(x; j) = 1 - \frac{1}{1 + \exp(2N(C_j(\hat{x}) - a_{ij})/h_j)} - \frac{1}{1 + \exp(-2N(C_j(x) - b_{ij})/h_j)} \quad (10)$$

ただし、 N は自然数、 $h_i = (b_{ij} - a_{ij})/2$ である。

自動抽出関数は、 $N \rightarrow \infty$ で理想的なものに近づくが、実際の制御分野への適用では以前の実験報告で $N = 8$ 以下でも有効であることが検証されている。

図-1 にシグモイド型関数の概略図を示す。

2.5 準最適制御則合成

各領域の最適制御則と自動抽出関数を乗じることで、次のフィードバック制御則が得られる。

$$u(x) = \sum_{i=0}^M u_i(x) I_{iN}(x) \quad (11)$$

これを全領域の完全観測時制御則と定義する。これは、領域毎に切り替えのない単一フィードバック制御則である。次に不完全観測時について考察する。

3. オブザーバ

3.1 概要

前章では非線形性の強いシステムの制御法の一つとして拡大次元自動抽出制御法を提案した。自動抽出制御法では状態フィードバック制御を用いるが、状態値 $x(t)$ が外部から直接には観測できず、出力 $y(t)$ のみが測定できる場合にはこの制御則は適用できない。しかし、このシステムが可観測であれば出力 $y(t)$ の観測値を用いて状態値 $x(t)$ を知ることが出来る。これは可観測行列を用いた直接的な計算法によっても可能であるが、オブザーバを用いることにより、より簡単に推定できる。したがって、状態が観測できない場合にも、オブザーバと状態フィードバック制御則を結合して最適制御則を導く際に有効な手法である。本章では線形オブザーバと非線形オブザーバの2種類のオブザーバについて説明する。

3.2 線形オブザーバ

システムが次の非線形微分方程式で表される制御問題について考える。

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = Hx \end{cases} \quad x \in \mathbf{D} \quad (12)$$

連続微分可能な L 次元分離ベクトル値関数 $C : x \rightarrow R^L$ を導入し、その値域を D とする。次に領域 D を $M+1$ 個の小領域に分割 ($D = \cup_{i=0}^M D_i$) する。(12) 式に対し、各小領域 D_i ごとに、 $\hat{X}_0 = 0$ および $\hat{X}_i \in C^{-1}(D_i)$ 点近傍でのテーラー展開線形化は、

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_i \hat{x} + w_i + B_i u \\ y = H \hat{x} \end{cases} \quad (13)$$

となる。さらに、安定なゼロダイナミクス変数

$$\dot{\hat{x}}_{n+1} = -\sigma \hat{x}_{n+1} \quad \hat{x}_{n+1} \in R \quad (14)$$

を導入し次元を拡大すると、

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i u \\ \mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{X} \end{cases} \quad (15)$$

となる。ただし、

$$\mathbf{X} = [x^T, \hat{x}_{n+1}]^T, \mathbf{Y} = [y^T, x_{n+1}]^T$$

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} A_i & w_i \\ 0 & -\sigma \end{bmatrix}, \mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} H & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

である。このとき、制御則 u と観測値 y から状態推定

値 \hat{x} を与える線形オブザーバを次式とする。

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= \sum_{i=0}^M \{f(\hat{x}) + B_i u + K_i(y - H\hat{x})\} I_{iN}(\hat{x}) \\ &= \sum_{i=0}^M \{A_i \hat{x} + w_i \hat{x}_{n+1} + B_i u + K_i(y - H\hat{x})\} I_{iN}(\hat{x})\end{aligned}\quad (16)$$

ここでのオブザーバゲイン K_i は次式で与えられる。

$$K_i = S_i H^T V^{-1} \quad (17)$$

ただし、 S_i は次のリカッチ代数方程式の解であり、 $V > 0$ 、 $W \geq 0$ を満たす。

$$A_i S_i + S_i A_i^T - S_i H^T V^{-1} H S_i + W = 0 \quad (18)$$

また制御則 $u(\hat{\mathbf{X}})$ は、次式で表される。

$$u(\hat{\mathbf{X}}) = -F_i \hat{\mathbf{X}} \quad (19)$$

ここで F_i は、

$$F_i = R^{-1} \mathbf{B}_i \tilde{P}_i \quad (20)$$

である。ただし、 \tilde{P}_i は次のリカッチ代数方程式の解であり、 $R > 0$ 、 $\mathbf{Q} \geq 0$ を満たす。

$$\mathbf{A}_i^T \tilde{P}_i + \tilde{P}_i \mathbf{A}_i - \tilde{P}_i \mathbf{B}_i R^{-1} \mathbf{B}_i^T \tilde{P}_i + \mathbf{Q} = 0 \quad (21)$$

このときの推定誤差は

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (22)$$

である。(13) 式と (15) 式は近似誤差 ε_i により、

$$\dot{x} = \sum_{i=0}^M (A_i x + w_i \hat{x}_{n+1} + B_i u_i + \varepsilon_i) I_{iN}(x) \quad (23)$$

$$\dot{\hat{x}} = \sum_{i=0}^M (A_i \hat{x} + w_i \hat{x}_{n+1} + B_i u_i + K_i(y - H\hat{x})) I_{iN}(\hat{x}) \quad (24)$$

小領域 D_i 毎に $I_i = 1$ ($I_j = 0, i \neq j$) の場合は (14) 式と上式から $e = x - \hat{x}$ で、

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i u + \bar{\varepsilon}_i \\ \dot{e} = (A_i - K_i H)e + \varepsilon_i \end{cases} \quad (25)$$

すなわち、

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{X}} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i F_i & \mathbf{B}_i F_i E_z \\ 0 & A_i - K_i H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ e \end{bmatrix} + \tilde{\varepsilon}_i \quad (26)$$

ただし、

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x \\ \hat{x}_{n+1} \end{bmatrix}, \quad E_z = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{\varepsilon}_i = \begin{bmatrix} \varepsilon_i \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\varepsilon}_i = \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}_i \\ \varepsilon_i \end{bmatrix}$$

(26) 式で $\bar{\varepsilon}_i$ を入力と考えたときの閉ループシステムの特方程式は $\det[sI - (\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i F_i)] \det[sI - (A_i - K_i H)]$ となり分離定理⁹⁾ が使え、 $(\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i F_i)$ が安定で、 $(A_i - K_i H)$ も安定に選ぶ。ここで、 $(A_i - K_i H)$ が安定行列となるように出力誤差のフィードバックゲイン K_i を選ぶことができれば、 $e(t) \rightarrow 0$ ($t \rightarrow \infty$) とできるので状態推定値 $\hat{x}(t)$ が真の状態値 $x(t)$ に近づく。状態推定値 $\hat{x}(t)$ が制御ループの中で実用上の意味をもつためには、状態推定値 $\hat{x}(t)$ の収束の速さが状態値 $x(t)$ の運動の早さに比べて十分速くなければならない。このためには (26) 式中の $(A_i - K_i H)$ の極を任意の位置に指定できることが必要である。 $(A_i - K_i H)$ の極の極指定の問題は (H, A_i) の可観測性と密接に関係している。すなわち完全次元オブザーバの推定誤差である (25) 式において $(A_i - K_i H)$ の極が任意の位置に配置できるための必要十分条件は (H, A_i) が可観測となることである。よって F_i に関しては評価関数 $J = \frac{1}{2} \int_0^\infty (\mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} + u_i^T R u_i) dt$ を最小にする LQ 制御則を求め、 K_i に関してはロバストオブザーバを求めて (20)、(17) 式が得られる⁸⁾。ただし、合成式に含まれる I_i のパラメータ等は、 D 上大局の意味で安定化されるように選ばれる必要がある。

3.3 非線形オブザーバ

前項の線形オブザーバの問題設定と同様の場合で考える。制御則 u と観測値 y から状態推定値 \hat{x} を与える非線形オブザーバを次式とする。

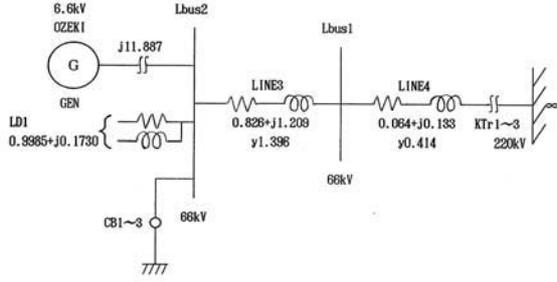
$$\dot{\hat{x}} = \sum_{i=0}^M \{f(\hat{x}) + B_i u + K_i(y - H\hat{x})\} I_{iN}(\hat{x}) \quad (27)$$

(16) 式の線形オブザーバと異なり、(12) 式のシステムの状態方程式 $f(x)$ と同じ形 $f(\hat{x})$ の状態推定モデルを用いる。オブザーバゲイン K_i 、制御ゲイン F_i の導出については線形オブザーバと同様の方法の (17)、(19) 式で求める。

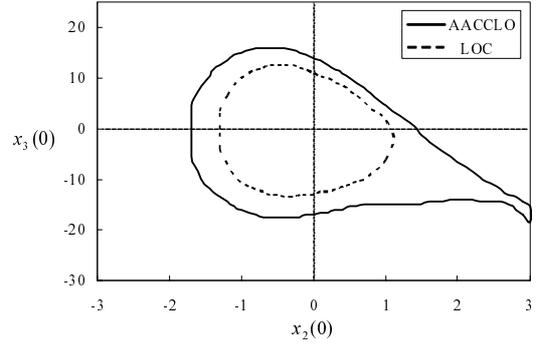
4. 数値シミュレーション

4.1 例題

本研究における各手法の有効性を検証するために



図一 2 小関発電所系統図



図一 3 初期値に対する安定領域の比較

一機無限大母線系統過渡安定化問題に応用し、その有効性を検証する。九州電力(株)小関発電所の系統図を図一 2 に示す。この発電所の発電機動揺方程式を(28)式に示す。

$$M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D(\delta) \frac{d\delta}{dt} + P_e(\delta) = P_{in} \quad (28)$$

$$P_e(\delta) = E_I^2 Y_{11} \cos \theta_{11} + E_I V Y_{12} \cos(\theta_{12} - \delta)$$

$$E_I + T'_{d0} \frac{dE'_q}{dt} = E_{fd}$$

$$E_I = E'_q + (X_d - X'_d) I_d(\delta)$$

$$I_d(\delta) = -E_I Y_{11} \sin \theta_{11} - V Y_{12} \sin(\theta_{12} - \delta)$$

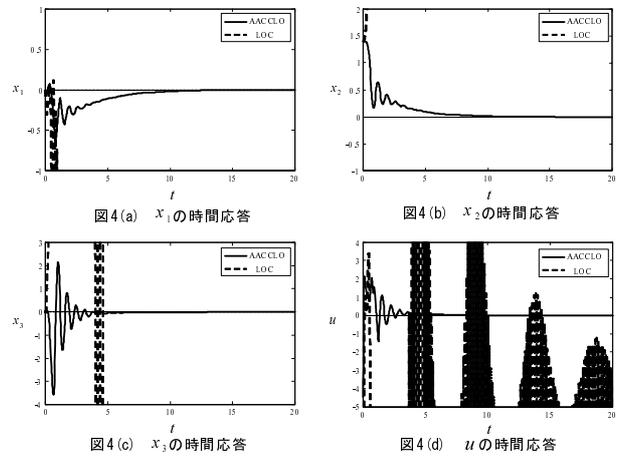
$$D(\delta) = V^2 \left\{ \frac{T''_{d0}(X'_d - X''_d)}{(X'_d + X_e)^2} \sin^2 \delta + \frac{T''_{q0}(X_q - X''_q)}{(X_q + X_e)^2} \cos^2 \delta \right\}$$

ここで、 δ : 発電機の相差角、 P_{in} : 機械的入力、 $P_e(\delta)$: 電気的出力、 M : 発電機慣性定数、 $D(\delta)$: 制動係数、 E_I : 内部誘起電圧、 V : 基準点電圧、 $Y_{11} \angle \theta_{11}$ 、 $Y_{12} \angle \theta_{12}$: 機間アドミタンス、 E'_q : 過渡リアクタンス背後電圧、 E_{fd} : 界磁電圧、 T'_{d0} : 直軸過渡時定数、 T''_{d0} : 直軸短絡初期過渡時定数、 T''_{q0} : 横軸短絡初期過渡時定数、 $I_d(\delta)$: 直軸電流、 X_d : 直軸同期リアクタンス、 X'_d : 直軸過渡リアクタンス、 X''_d : 直軸初期過渡リアクタンス、 X_q : 横軸同期リアクタンス、 X''_q : 横軸初期過渡リアクタンス、 X_e : 外部リアクタンスである。

状態変数を $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [E_I - \hat{E}_I, \delta - \hat{\delta}_0, \delta]^T$ 、制御変数を $u = E_{fd} - \hat{E}_{fd}$ とする。

系統定数と定常状態の各値は以下の通りである。

$M=0.016095$	$T'_{d0}=5.09907$	$V=1.0$
$P_{in}=1.2$	$X_d=0.875$	$X'_d=0.422$
$Y_{11}=1.04276$	$Y_{12}=1.03084$	$\theta_{11}=-1.56495$
$\theta_{12}=1.56189$	$X_e=1.15$	$X''_d=0.238$
$X_q=0.6$	$X''_q=0.3$	$T''_{d0}=0.0299$
$T''_{q0}=0.02616$	$\hat{E}_I=1.52243$	$\hat{\delta}_0=48.57$
$\hat{\delta}_0=0.0$	$\hat{E}_{fd}=1.52243$	



図一 4 時間応答の比較

本手法と比較のため、原点近傍でのテイラー展開一次近似による線形最適制御(以下 LOC と記す)を導入する。

4.2 線形オブザーバ併用の拡大次元自動抽出制御

LOC と本手法(以下 AACCCLO と記す)の比較を行った。各パラメータは以下のように設定した。

$$L = 1, M = 1, N = 5.41, a_{11} = 0.86, R = 1$$

$$V = \mathbf{I}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}, W = \text{diag}(139, 1, 1)$$

AACCCLO の展開点は $X_1 = [0, 48.57^\circ - \hat{\delta}_0, 0]^T$ 、 $X_2 = [0, 80.00^\circ - \hat{\delta}_0, 0]^T$ とした。また線形オブザーバの初期値は $[\hat{x}_1(0), \hat{x}_2(0), \hat{x}_3(0)]^T = [0, 3, 0]^T$ とした。 $x_1(0) = 0$ 面における安定領域を図一 3 に示す。

初期値 $x(0) = [x_1(0), x_2(0), x_3(0)]^T = [0, 1.4, 0]^T$ における x_1, x_2, x_3, u の時間応答の比較をそれぞれ図一 4 に示す。図一 3 から、AACCCLO の方が LOC より安定領域が拡大していることが分かる。また図一 4 より、LOC に比べ AACCCLO は安定時間が短縮して

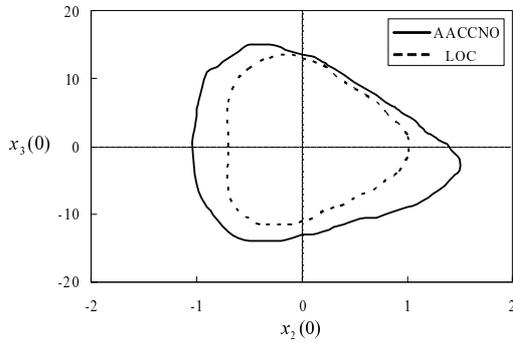


図-5 初期値に対する安定領域の比較

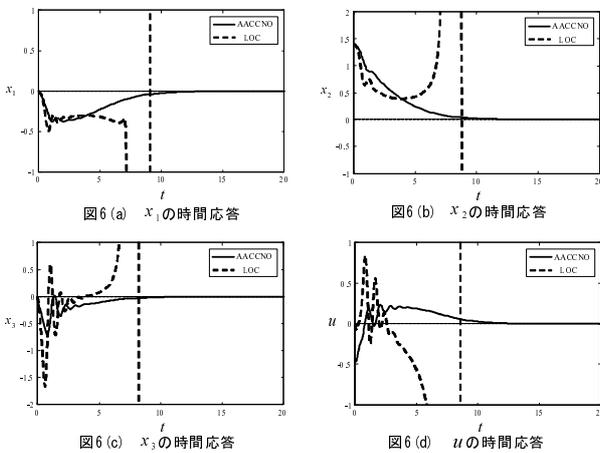


図-6 時間応答の比較

いることが分かる。

4.3 非線形オブザーバ併用の拡大次元自動抽出制御

LOCと本手法(以下AACCCNOと記す)との比較を行う。各パラメータは以下のように設定した。

$$L = 1, M = 1, N = 1, a_{11} = 0.86, R = 1$$

$$V = \mathbf{I}, Q = I, W = \text{diag}(139, 1, 1)$$

AACCCNOの展開点は $X_1 = [0, 48.57^\circ - \hat{\delta}_0, 0]^T$ 、 $X_2 = [0, 89.40^\circ - \hat{\delta}_0, 0]^T$ とした。また非線形オブザーバの初期値は $[\hat{x}_1(0), \hat{x}_2(0), \hat{x}_3(0)]^T = [0, 0, 0]^T$ とした。

$x_1(0) = 0$ 面における安定領域の比較を図-5に示す。初期値 $x(0) = [x_1(0), x_2(0), x_3(0)]^T = [0, 1.4, 0]^T$ における x_1, x_2, x_3, u の時間応答の比較をそれぞれ図-6に示す。図-5より、AACCCNOの方がLOCより安定領域が拡大していることが分かる。また図-6より、LOCに比べAACCCNOは安定時間が短縮していることが分かる。

4.4 シミュレーション結果の検討

本章では数値シミュレーションによりLOCとAACCCLO、LOCとAACCCNOの安定領域の比較を行い、本手法であるAACCCLO及びAACCCNOのいずれにおいても従来法であるLOCよりも安定領域が拡大していくことが確認できた。また、AACCCLOとAACCCNOの比較を行った場合、AACCCLOの方が安定領域は広がることが確認できたが、AACCCLOの場合は、パラメータの変動によって領域の変動が大きいという問題点があった。特にオブザーバの初期値設定に依存して変動が大きいため、その対処が今後の課題としてあげられる。それに比べ、AACCCNOはパラメータの変動による影響を受けにくく、オブザーバの初期値設定にも影響が少ないことが確認できた。したがってシステムの構成や条件に応じて使用するオブザーバの選択を行うことが好ましいと考えられる。

5. 結論と今後の課題

本報告では、非線形性の強いシステムに対する制御法として領域毎の拡大次元線形化とLQ制御理論とオブザーバを利用した準最適な単一拡大次元自動抽出制御則を合成した手法を提案した。また、状態変数が不完全観測の場合を想定して線形オブザーバと非線形オブザーバの2種類のオブザーバを用いることで状態変数を推定し、推定値により制御を行う手法を提案した。本手法を電力系統過渡安定度制御問題に対して数値シミュレーションにより有効性の検証を行った。シミュレーション結果より本手法と従来法である線形制御法(LOC)との比較を行い、いずれのオブザーバを用いた制御則においてもシステムの安定領域が拡大していることが確認できた。線形オブザーバと非線形オブザーバについては直接の比較は行っていないが、システムの構成や用途に応じて使い分けることが好ましいと考えられる。

今後の課題として、最適な展開点、分割点の検討、更なる安定領域の拡大、他のシステムへの適用などが考えられる。

参考文献

- 1) 縄田 俊則, 高田 等: GAによる入力制限付き非線形システムに対する拡大次元自動抽出制御の設計, システム制御情報学会論文誌, Vol.16, No.5, pp.202-208 (2003).

- 2) 高田 等, 深澤 英三郎, 八野 知博: オブザーバを用いた自動抽出制御の合成について, 第 22 回 SICE 九州支部学術講演会, pp.87-88 (2003).
- 3) 高田 等, 梶原 健太郎, 八野 知博: オブザーバを併用した拡大次元自動抽出制御法による非線形制御の数値実験, 第 25 回 SICE 九州支部学術講演会, pp.31-32 (2006).
- 4) 高田 等, 小濱 健吾, 八野 知博: 不完全観測型拡大次元自動抽出制御による電力系統過渡安定度制御, 第 26 回 SICE 九州支部学術講演会, pp.79-80 (2007).
- 5) 高田 等, 小濱 健吾, 八野 知博: 線形観測型非線形システムに対する領域毎線形オブザーバと LQ 制御による拡大次元自動抽出制御則合成, 第 52 回システム制御情報学会研究発表講演会, pp.517-518 (2008).
- 6) 高田 等, 小濱 健吾, 八野 知博: 線形観測型非線形システムに対する領域毎非線形オブザーバと LQ 制御による拡大次元自動抽出制御則合成, 平成 20 年度電気関係学会九州支部連合大会, 12-2P-01 (2008).
- 7) 細江 繁幸: システムと制御, オーム社, pp.83-110 (1997).
- 8) 小郷 寛, 美多 勉: システム制御理論入門, 実教出版, pp.115-140 (1979).
- 9) 野波 健蔵, 西村 秀和: MATLAB による制御理論の基礎, 東京電機大学出版局, pp.182-189 (1998).
- 10) H. Takata, T. Hachino, K. Kohama, T. Nawata: Augmented Automatic Choosing Control of Non-linear Observer Type for Nonlinear Systems with Linear Measurement and Its Application, Proc. of NOLTA2008, B3L-F2 (2008).