

## 多機電力系統におけるスライディングモード制御の到達条件

准員 横山 和哉 (新潟大学)

正員 貝津 弘幸 (新潟工科大学)

非会員 菊池 久和 (新潟大学)

## Reachability of the Sliding Mode Control for Multimachine Power Systems

Kazuya Yokoyama, Associate (Niigata University), Hiroyuki Kaizu, Member (Niigata Institute of Technology), Hisakazu Kikuchi, Non-member (Niigata University)

This paper presents conditions of reachability onto a switching plane for the sliding mode control of phase-shifters in multimachine power systems. Sliding mode controllers are usually synthesized so as to satisfy only the existence condition of a sliding mode. However, there is the border of an asymptotically stable region and a system state cannot reach onto a switching plane unless a state at the start of control (initial state) exists in that region. Hence, reachability is defined as an asymptotic stability of the initial state. A sufficient condition to reach onto a switching plane is given by an energy-type Lyapunov function. It is described by control parameters which are introduced to find required control gains rather than feedback gains themselves. This allows us to straightforwardly evaluate an asymptotic stability. A phase-shift control system is numerically tested in a 2-machine 1-infinite-bus power system. The simulation results show that improved control system offers faster transient stability and achieves the reachability of a switching plane.

キーワード：スライディングモード制御，到達条件，リアプノフ関数，多機電力系統，移相器

## 1. まえがき

電力系統の安定化手法の一つとして，スライディングモード制御<sup>(1)～(4)</sup>の系統安定化制御器への適用が研究されている。通常，スライディングモード制御はスライディングモードが発生する存在条件を導出することで構成される。しかし，電力系統は本質的に非線形性の強いシステムであるため，系の安定平衡点を含む漸近安定領域には限界があり，その領域を超えると系統は不安定になる。したがって，単にスライディングモードの存在条件を与えるだけでは安定化制御として十分とはいえず，スライディングモード切換え面への到達条件を与えることが必要と考える。

スライディングモード制御は構造切換型のフィードバック制御であり，状態空間に設定した切換え面の両側で制御システムの構造が切り換わる。そして状態が切換え面に達するとその面に拘束され，状態が面上を滑らされて安定平衡点に達する。そのため，系統の非線形特性や系統モデルに含まれる不確かさを許容できるロバストな制御系が構成できる。また，制御器として移相器を用いると制御入力が系統の非線形関数の変数に発電機相角との一次結合で含まれるため，システムの非線形特性を簡

潔に表現することができ<sup>(5)</sup>，スライディングモードの存在条件および到達条件を与えることが比較的容易と考えられる。移相器によるスライディングモード制御に関しては文献(6)などでも論じられているが，それらはスライディングモード切換え面への到達条件までは示していない。また，移相器以外の安定化制御器によるスライディングモード制御に関しても，到達条件については文献(7)が一機無限大母線系統において静止型無効電力補償装置を用いた場合について論じているほかは存在条件を示すにとどまっている。

本論文では多機電力系統における移相器のスライディングモード制御について，スライディングモード切換え面への到達条件を導出する。制御開始時における系の状態（初期状態）が漸近安定領域外にある場合，系は不安定となり状態は切換え面に到達しない。そのため，切換え面への到達条件として，初期状態の漸近安定が補償されなければならない。到達条件を一般的に必要な・十分条件として与えることは困難であるため，それを十分条件として導出し，エネルギータイプのリアプノフ関数を利用する。導入するリアプノフ関数は移相器のフィードバック利得により漸近安定を評価できるように構成し，初期状態におけるリアプノフ関数値が系の安定限界を表すしき

い値よりも小さくなるように利得を選定する。本文では 2 機一無限大母線系統の事故を例に数値シミュレーションを行い、本移相器制御を行わないときに不安定となるケースに対して導出した到達条件の正当性を考察した。このとき、制御を施さない場合のリアプノフ関数値がしきい値を越える場合にも、到達条件を満たすように本制御を開始すれば、状態が切換え面に到達して系統が安定化されることを確認した。

2. 移相器によるスライディングモード制御の構成

〈2・1〉 系統モデル 移相器制御を行う一般多機系統に対して

- 多機系統の中に基準母線の一つ想定し、これを無限大母線に近似して  $N$  機一無限大母線系統を考える。
- 発電機の過渡リアクタンス背後電圧、機械入力一定。
- 系統の伝達コンダクタンス無視。
- 移相器制御系の遅れを無視。
- すべての発電機端に移相器を設置。

なる近似および仮定をおくとき、制御対象の動特性式は次のように表される。

$$\dot{x}_1 = x_2 \dots\dots\dots (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_2 &= -M^{-1}Dx_2 - M^{-1}C_0^T f(\sigma) \\ \sigma &= C_0(x_1 - u) \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

$$u = -(\alpha x_1 + \beta x_2) \dots\dots\dots (3)$$

ここに、

$$\begin{aligned} x_1 &= [\delta_1 - \delta_1^s \ \delta_2 - \delta_2^s \ \dots \ \delta_N - \delta_N^s]^T, \ \delta_{N+1} = \delta_{N+1}^s = 0, \ x_2 = dx_1/dt, \ u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_N]^T, \\ M &= \text{diag}(M_i), \ D = \text{diag}(D_i), \ \sigma = [\sigma_1 \ \sigma_2 \ \dots \ \sigma_L]^T, \\ f(\sigma) &= [f_1(\sigma_1) \ f_2(\sigma_2) \ \dots \ f_L(\sigma_L)]^T, \ f_k(\sigma_k) = E_i E_j B_{ij} \{\sin(\sigma_k + \delta_{ij}^s) - \sin \delta_{ij}^s\}, \ \delta_{ij}^s = \delta_i^s - \delta_j^s, \ k = (i-1)(N+1) - i(i+1)/2 + j, \ L = N(N+1)/2, \\ 1 \leq i < j \leq N+1. \end{aligned}$$

ただし、

$\delta_i$ : 発電機内部電圧の相差角 (無限大母線系統基準),  $\delta_i^s$ :  $\delta_i$  の安定平衡点 (最終安定運転形態) における値,  $u_i$ : 移相器の制御入力 (移相角),  $M_i$ : 慣性定数,  $D_i$ : 制動係数,  $E_i$ : 発電機の内部電圧,  $B_{ij}$ : ノード  $i$ - $j$  間の送電線路の伝達サセプタンス,  $C_0$ :  $L \times N$  の定数行列,  $\alpha, \beta$ :  $N \times N$  のフィードバック利得行列

つぎに、非線形関数  $f_k(\sigma_k)$  を一般的な線形化表現を用いて  $f_k(\sigma_k) = F_k \sigma_k$  と近似する。また、線形モデルにおいて大擾乱を取り扱う一手法として、図 1 に示すように  $f_k(\sigma_k)$  を原点を通る 2 本の直線で囲み、パラメータ  $F_k$  に対して

$$\lambda_{\min} \leq F_k \leq \lambda_{\max} \quad (k = 1, 2, \dots, L)$$

の範囲で変動を許容する<sup>(8)(9)</sup>。ここで、非線形関数を囲むという意味で  $\lambda_{\min}$  および  $\lambda_{\max}$  は任意であるが、図

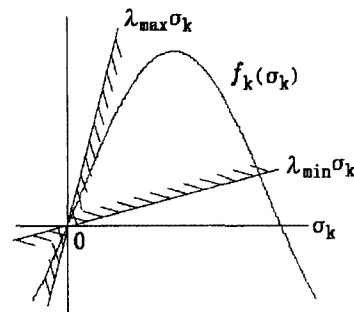


図 1 発電機の相差角-電気出力特性  
Fig. 1. Power-output characteristics of generators

む領域を必要以上に広げると制御入力が高くなるため、それらの値はシミュレーションなどにより選定されることになる。このとき、次式に示す線形モデルが得られる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -Ax_2 - \lambda H(x_1 - u) \\ u &= -(\alpha x_1 + \beta x_2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

ここに、  
 $A = M^{-1}D, \ H = M^{-1}C_0^T C_0$   
 $\lambda_{\min} \leq \lambda \leq \lambda_{\max}$

なお、 $A$  および  $H$  はそれぞれ  $N \times N$  の対角行列,  $N \times N$  の定数行列である。

〈2・2〉 スライディングモードの存在条件 前節の (4) 式の線形化モデルを用いてスライディングモードの存在条件を導出する。系統の漸近安定を保証できる最も簡単な切換え面として、次式に示す平面を設定する。

$$\left. \begin{aligned} S &= Cx_1 + x_2 \\ \text{ここに、} \\ C &= \text{diag}(c_i), \ c_i > 0 \ (i = 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

また、リアプノフのテスト関数として

$$V_s(x_1, x_2) = \frac{1}{2} S^T S \dots\dots\dots (6)$$

を導入すると、 $S = 0$  近傍におけるスライディングモードの存在条件は

$$\dot{V}_s(x_1, x_2) < 0 \dots\dots\dots (7)$$

で与えられる<sup>(10)</sup>。(4) および (5) 式からテスト関数  $V_s$  の時間導関数は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \dot{V}_s(x_1, x_2) &= S^T (C - A - \lambda H \beta) S \\ &\quad - S^T \{(C - A - \lambda H \beta) C + \lambda H (\alpha + I)\} x_1 \dots (8) \end{aligned}$$

ここに、 $I$  は  $N \times N$  の単位行列

上式のフィードバック利得行列に対して、次式

$$\alpha_D \stackrel{\text{def}}{=} H(\alpha + I), \ \beta_D \stackrel{\text{def}}{=} H\beta \dots\dots\dots (9)$$

で定義する  $N \times N$  の対角行列  $\alpha_D, \beta_D$  (制御パラメータ行列と呼ぶ。また、各対角成分を制御パラメータと呼ぶ。)<sup>(11)</sup> を導入すると、(8) 式は

$$\dot{V}_s(x_1, x_2) = \sum_{i=1}^N [(c_i - a_i - \lambda\beta_{Di})s_i^2 - \{(c_i - a_i - \lambda\beta_{Di})c_i + \lambda\alpha_{Di}\}s_i x_{1i}] \cdots (10)$$

ここに、 $a_i$  および  $s_i$  はそれぞれ  $A$  および  $S$  の  $i$  番目の対角成分

と表せる。また、(10) 式において非線形特性を表すための  $\lambda$  および  $a_i$  のパラメータ変動を

$$\left. \begin{aligned} a_{\min} \leq a_i \leq a_{\max} \quad (i = 1, 2, \dots, N) \\ \lambda_{\min} \leq \lambda \leq \lambda_{\max} \end{aligned} \right\} \cdots (11)$$

のように設定すると、(7) 式よりスライディングモードの存在条件は次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} c_i &\leq \lambda_{\min}\beta_{Di} + a_{\min} \\ \alpha_{Di} &\geq \max_{\lambda, a_i} [(\lambda\beta_{Di} + a_i - c_i)c_i/\lambda] \quad (s_i x_{1i} > 0) \\ \alpha_{Di} &\leq \min_{\lambda, a_i} [(\lambda\beta_{Di} + a_i - c_i)c_i/\lambda] \quad (s_i x_{1i} < 0) \\ &\quad (i = 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \right\} \cdots (12)$$

上記の条件式を満たすように  $c_i, \alpha_{Di}, \alpha_{Di}$  および  $\beta_{Di}$  を選定し、(9) 式の逆変換によりフィードバック利得行列  $\alpha, \beta$  を導出する。

### 3. スライディングモードの切換え面への到達条件

電力系統は本質的に非線形性の強いシステムであるため、系の安定平衡点を含む漸近安定領域には限界がある。制御開始時の状態がその領域外にある場合、系は不安定となり状態はスライディングモード切換え面に到達しない。そのため、切換え面への到達条件として、制御開始時において系の漸近安定が補償されなければならない。到達条件を一般的に必要・十分条件として与えることは困難であるため、本文ではそれを十分条件として導出することとしてリアプノフ関数を利用する<sup>(12)(13)</sup>。

まず、(1) および (2) 式に対して 2.2 節で導入した制御パラメータ行列  $\alpha_D, \beta_D$  を用いて次式の座標変換

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_D & \beta_D \\ 0 & \gamma_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \cdots (13)$$

ここに、 $\gamma_D = \alpha_D - \beta_D M^{-1} D$

を行うと、それぞれの式に相似な次式の系が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2 - \beta_D M^{-1} C_0^T f(\hat{\sigma}) \\ \dot{y}_2 &= -\gamma_D M^{-1} D \gamma_D^{-1} y_2 \\ &\quad - \gamma_D M^{-1} C_0^T f(\hat{\sigma}) \\ \dot{\hat{\sigma}} &= C_0 y_1 \end{aligned} \right\} \cdots (14)$$

上式の系に対してスカラー関数

$$V(y_2, \hat{\sigma}) = \frac{1}{2} y_2^T Q y_2 + \int_0^{\hat{\sigma}} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \cdots (15)$$

を導入すると、その時間導関数は次式で表される。

$$\begin{aligned} \dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) &= y_2^T Q \dot{y}_2 + f(\hat{\sigma})^T C_0 \dot{y}_1 \\ &= -y_2^T Q \gamma_D M^{-1} D \gamma_D^{-1} y_2 \\ &\quad - y_2^T Q \gamma_D M^{-1} C_0^T f(\hat{\sigma}) \\ &\quad + y_2^T C_0^T f(\hat{\sigma}) \\ &\quad - f(\hat{\sigma})^T C_0 \beta_D M^{-1} C_0^T f(\hat{\sigma}) \cdots (16) \end{aligned}$$

ここに、 $Q$  は  $N \times N$  の正定値対称行列であり、 $Q = M \gamma_D^{-1}$  に選定すると、(15) および (16) 式はそれぞれ次のように表される。

$$V(y_2, \hat{\sigma}) = \frac{1}{2} y_2^T M \gamma_D^{-1} y_2 + \int_0^{\hat{\sigma}} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \cdots (17)$$

$$\dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) = -y_2^T D \gamma_D^{-1} y_2 - f(\hat{\sigma})^T C_0 \beta_D M^{-1} C_0^T f(\hat{\sigma}) \cdots (18)$$

系の解軌道に沿って  $\dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) < 0$  を満たすためには、 $M_i > 0, D_i > 0$  から、 $\gamma_{Di} > 0$  および  $\beta_{Di} \geq 0$  なる条件が必要となる。そこで、制御パラメータについて

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{Di} &> 0 \\ 0 &\leq \beta_{Di} < \alpha_{Di} M_i / D_i \\ &\quad (i = 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \right\} \cdots (19)$$

を満たすように選定すれば、(14) 式の系の安定平衡点を含むある有界な領域で

- $V(0, 0) = 0, \dot{V}(0, 0) = 0$
- $V(y_2, \hat{\sigma}) > 0, \dot{V}(y_2, \hat{\sigma}) < 0 \quad (y_2 \neq 0, \hat{\sigma} \neq 0)$

が成立し、(17) 式の  $V$  関数は本制御系に対するリアプノフ関数となる。このとき、系の安定限界を表す正のスカラー値、すなわち、しきい値  $V_c$  に対して

$$V(y_2, \hat{\sigma}) < V_c \cdots (20)$$

を満たす領域で系の漸近安定が補償される。ここで、しきい値は  $\xi$  個 ( $\xi \leq 2^{2N-1} - 1$ ) の鞍点における  $V$  の最小値である。

$$V_c = \min_{1 \leq i \leq \xi} [V(0, C_0 y_{1i}^c)] \cdots (21)$$

また、鞍点は  $\text{grad } V = 0$  による次式

$$\left. \begin{aligned} C_0^T f(C_0 y_1) &= 0 \\ M \gamma_D^{-1} y_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \cdots (22)$$

を  $y_1$  および  $y_2$  について解くことにより得られる。なお、非線形関数  $f(C_0 y_1)$  と無制御 ( $u = 0$ ) の場合の  $f(C_0 x_1)$  は  $y_1$  および  $x_1$  に関して同形であるから、この  $V_c$  は  $\alpha_D$  および  $\beta_D$  の値に関わらずしきい値として適用でき

る<sup>(14)</sup>。また、到達条件を制御パラメータについて評価できるという容易さから、(17) 式の  $V$  関数を  $(x_2, \hat{\sigma})$  空間で考察すると、 $y_2 = \gamma_D x_2$  より  $V(x_2, \hat{\sigma})$  は次式

$$V(x_2, \hat{\sigma}) = \frac{1}{2} x_2^T \gamma_D M x_2 + \int_0^{\hat{\sigma}} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \dots (23)$$

で表される。上記の  $V$  関数を用いて到達条件を導くとき、 $s_i x_{1i} < 0$  の領域に初期値が存在する場合はその評価手順が複雑になる、また十分条件としての到達条件が控え目になりすぎることがある。そこで、評価方法を初期値の存在する領域により二つに分け、 $s_i x_{1i} > 0$  の領域では上述の  $V$  関数を用い、 $s_i x_{1i} < 0$  の領域では  $V$  関数を用いない簡単な方法で評価する。

〈3・1〉  $s_i x_{1i} > 0$  の領域に初期値が存在する場合 制御開始時間 ( $t_0$ ) の状態を初期値として

$$x_1^s = x_1(t_0), \quad x_2^s = x_2(t_0). \dots (24)$$

で表す。制御パラメータおよび利得に関して (12) 式の等号条件を採用すると

$$\left. \begin{aligned} c_i &= a_{\min} + \lambda_{\min} \beta_{Di} \\ \alpha_{D1i} &= (\lambda_{\max} \beta_{Di} + a_{\max} - c_i) c_i / \lambda_{\min} \end{aligned} \right\} (25)$$

が得られ、 $\alpha_{D1i}$  を  $\beta_{Di}$  で表すと次式のようになる。

$$\alpha_{D1i} = \{(\lambda_{\max} - \lambda_{\min}) \beta_{Di} + (a_{\max} - a_{\min})\} \times (a_{\min} + \lambda_{\min} \beta_{Di}) / \lambda_{\min} \dots (26)$$

上式から  $\beta_{Di} \geq 0$  を満たす任意の  $\beta_{Di}$  に対して  $\alpha_{D1i} > 0$  が成立し、 $\beta_{Di}$  の増加に対して  $\alpha_{D1i}$  も一様に増加する。また、(13) 式の  $\gamma_{Di} = \alpha_{Di} - \beta_{Di} a_i$  において  $\gamma_{Di} > 0$  を満足する必要があるため、パラメータ変動  $a_i$  について  $\gamma_{Di}$  に余裕をもたせた値を採用し

$$\gamma_{Di} = \alpha_{D1i} - \beta_{Di} a_{\max} \dots (27)$$

とする。これに (26) 式を代入すると、 $\gamma_{Di}$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} \gamma_{Di} &= (\lambda_{\max} - \lambda_{\min}) \beta_{Di}^2 \\ &\quad + (\lambda_{\max} / \lambda_{\min} - 2) a_{\min} \beta_{Di} \\ &\quad + (a_{\max} - a_{\min}) a_{\min} / \lambda_{\min} \dots (28) \end{aligned}$$

ここで、 $\lambda_{\max}$  および  $\lambda_{\min}$  について

$$\lambda_{\max} - 2\lambda_{\min} \geq 0 \dots (29)$$

を満足するように選定すると、 $\gamma_{Di}$  は  $\beta_{Di}$  の増加とともに単調に増加する。

以上の  $\beta_{Di}$  で表された  $\alpha_{D1i}$  および  $\gamma_{Di}$  を (23) 式に代入すると、初期時間  $t_0$  における  $V$  関数値は以下のよう表せる。

$$\begin{aligned} V(t_0; \beta_D) &= \frac{1}{2} x_2^s T (k_1 \beta_D^2 + k_2 \beta_D + k_3 I) M x_2^s \\ &\quad + \int_0^{\hat{\sigma}^s} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \dots (30) \end{aligned}$$

ここに、

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}^s &= C_0 \{ (k_1 \beta_D^2 + k_2 \beta_D + k_3 I) x_1^s + \beta_D x_2^s \} \\ k_1 &= \lambda_{\max} - \lambda_{\min}, \quad k_2 = (\lambda_{\max} / \lambda_{\min} - 2) a_{\min} \\ k_3 &= (a_{\max} - a_{\min}) a_{\min} / \lambda_{\min} \\ k_4 &= a_{\max} + (\lambda_{\max} / \lambda_{\min} - 2) a_{\min} \end{aligned}$$

このとき、制御パラメータ行列  $\beta_D$  の各対角成分を小さくしていくと系の安定領域を拡大でき、 $V(t_0; \beta_D)$  の評価値について

$$\begin{aligned} V(t_0; \beta_D)|_{\beta_D=0} &= \frac{k_3}{2} x_2^s T M x_2^s + \int_0^{k_3 C_0 x_1^s} f(\hat{\sigma})^T d\hat{\sigma} \\ &< V_c \dots (31) \end{aligned}$$

の成立する初期値 ( $x_1^s, x_2^s$ ) に対して系は漸近安定となる。すなわち、スライディングモードの切換え面への到達条件が成立する。

一方、(18) 式においてリアプノフの漸近安定性定理から  $\beta_D$  の各対角成分は大きいことが望ましいが、それらの値を大きくしていくと  $V(t_0; \beta_D)$  の値は大きくなり

$$V(t_0; \beta_D)|_{\beta_D=\beta_{Dc}} = V_c \dots (32)$$

の成立する臨界値  $\beta_{Dc}$  が存在する。したがって、制御パラメータ行列  $\beta_D$  について (31) 式および (32) 式の範囲内に選定すれば系は漸近安定、すなわち到達条件が成立する。また、選定した  $\beta_D$  を用いて  $C$  および  $\alpha_{D1}$  が (25) 式により決定される。

〈3・2〉  $s_i x_{1i} < 0$  の領域に初期値が存在する場合 スライディングモードの発生する存在条件式の等号条件を採用すると

$$\left. \begin{aligned} c_i &= a_{\min} + \lambda_{\min} \beta_{Di} \\ \alpha_{D2i} &= (\lambda_{\min} \beta_{Di} + a_{\min} - c_i) c_i / \lambda_{\max} \end{aligned} \right\} (33)$$

となり、この場合任意の  $\beta_{Di}$  に対して  $\alpha_{D2i} = 0$  であるからリアプノフ関数を成立させる (19) 式の条件を満足しない。このため前述の  $V$  関数を利用せず、以下のように到達条件を評価する。

一般に、原点 (安定平衡点) 以外の初期値における系は加速 (または減速) エネルギーを有しており、電力特性は図 1 に示した  $f_k(\sigma_k)$  の曲線上を動くことになる。制御器は、この外乱に起因する系のエネルギーを減速 (または加速) エネルギーにより補償し動揺を抑制する。いま、動揺を抑制するためのエネルギーを小さく見積もることとして係数  $a_i$ ,  $\lambda$  の最小値を選ぶと、(4) および (9) 式から線形化モデルは次式のように表すことができる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\alpha_{D2} x_1 - (A + \lambda_{\min} \beta_D) x_2 \end{aligned} \right\} \dots (34)$$



果と対応している。

本文ではシミュレーションの一例のみを示したが、系統の初期運転状態や故障除去時間などを変えた場合についても数値シミュレーションを行い、本移相器制御により系が漸近安定となり、到達条件が満足されることを確認している。

## 5. まとめ

本論文は多機電力系統における移相器のスライディングモード制御について、スライディングモード切換え面への到達条件を与えた。到達条件はリアプノフ関数を用いて系の漸近安定を評価し、制御開始時において状態の漸近安定が補償されれば状態は切換え面に到達する。すなわち、制御対象の系統に対して移相器のフィードバック利得に依存するリアプノフ関数を構成し、その関数の値が系の安定限界を表すしきい値よりも小さくなるように利得を選定する。本文では2機一無限大母線系統を例に、本移相器制御を施した場合と施さなかった場合についてV関数値および発電機の時間応答を比較した。その結果、本移相制御を行わなかった場合に系が不安定となる場合にも、到達条件を満足するように移相器の利得を選定することで状態がスライディングモード切換え面に到達し、系が安定化されることを確認した。

(平成10年2月25日受付, 同10年10月6日再受付)

## 文 献

- (1) V.I.Utkin: "Variable structure systems with sliding modes", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol.AC-22, No.2, pp.212-222, April 1977
- (2) J.J.Slotine: "Sliding Controller Design for non-linear Systems", *Int.J.Control*, Vol.40, No.2, pp.421-434, 1984
- (3) R.A.Decarlo, S.H.Zak and G.P.Matthews: "Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial", *Proc. of the IEEE*, Vol.76, No.3, pp.212-232, March 1988
- (4) S.V.Drakunov and V.I.Utkin: "Sliding mode control in dynamic systems", *Int.J.Control*, Vol.55, pp.1029-1037, 1992
- (5) A.Edris: "Enhancement of first-swing stability using a high-speed phase shifter", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol.6, No.3, pp.1113-1118, Aug. 1991
- (6) 石亀, 川本, 谷口: 「電力系統のファジィモデルによるスライディングモード制御」, 電学論B, Vol.113-B, No.1, pp.22-28, Jan. 1993
- (7) X.Yu, H.Sira-Ramirez and C.Ledwich: "Switching control strategy for the power system stabilization problem", *Int.J.Control*, Vol.62, No.5, pp.1021-1036, 1995
- (8) 貝津, 沼田, 横山: 「移相器を用いた電力系統のスライディングモード制御」, 電学論B, Vol.115-B, no.1, pp.91-92, Jan. 1995
- (9) 貝津, 横山, 佐藤, 菊池: 「移相器のスライディングモード制御に基づく一機無限大母線系統安定化の実験と解析」, 電学論B, Vol.118-B, no.1, pp.44-51, Jan. 1998
- (10) 原島, 橋本: 「Sliding Mode とその応用-I」, システムと制御, Vol.29, No.2, pp.94-103, 1985
- (11) 貝津, 目黒, 横山: 「移相器のスライディングモード制御による多機電力系統の安定化」, 電気学会電力技術研究会資料, PE-95-129, 1995
- (12) K.Yokoyama, et al.: "Reachability on the Sliding Mode Control of Phase Shifters", *Proc. ITC-CSCC'98*, Sokcho, Korea, July 1998
- (13) 横山, 貝津, 菊池: 「電力系統におけるスライディングモード制御の到達

条件」, 計測自動制御学会論文集, Vol.34, No.8, pp.923-934, Aug. 1998

- (14) 貝津, 谷口: 「リアプノフ関数の利用による電力系統の安定化制御法」, 電学論B, Vol.104-B, No.9, pp.64-70, Sept. 1984

## 付 録

制御を施さないときの系に対するリアプノフ関数は、(2)式において  $u = 0$  であるから、(1)および(2)式の状態変数  $x_1, x_2$  に対して

$$W(x_2, \sigma) = \frac{1}{2} x_2^T M x_2 + \int_0^\sigma f(\sigma)^T d\sigma$$

で与えられる<sup>(14)</sup>。このとき、(24)式の初期値を用いて計算される制御開始時間におけるW関数の値は

$$W(t_0) = W[x_2^*, \sigma(t_0)]$$

により求められる。

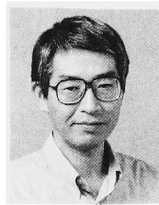
横山 和 哉 (准員) 1993年新潟大学工学部電気電子工学科卒業。95年同大学院工学研究科修士課程修了。同年同大学院自然科学研究科博士後期課程進学、現在に至る。主に、電力系統の安定化制御に関する研究に従事。



貝津 弘 幸 (正員) 1963年新潟大学工学部電気工学科卒業。66年大阪府立大学大学院工学研究科修士課程修了。同年新潟大学工学部助手、助教授を経て、95年新潟工科大学教授、現在に至る。工学博士。主として、電力系統の解析、制御に関する研究に従事。計測自動制御学会、電子情報通信学会各会員。



菊池 久 和 (非会員) 1974年新潟大学工学部電子工学科卒業。76年同大学院工学研究科修士課程修了。富士通(株)、新潟大学助手、助教授を経て、現在同大学工学部電気電子工学科教授。工学博士(東工大)。92年度文部省長期在外研究員(UCLA)。信号処理、画像圧縮符号化、ウェーブレット解析、移動通信方式などの研究に従事。IEEE、電子情報通信学会、映像情報メディア学会、日本応用数



理学会各会員。