リアプノフ関数による電力システムの オンライン過渡安定度評価[†]

仲 間 哲 博*・宮 城 隼 夫**
長 堂 勤**・山 下 勝 己**

On-Line Transient Stability Estimation of Power Systems Using Lyapunov Function

Tetsuhiro NAKAMA*, Hayao MIYAGI**,
Tsutomu NAGADO** and Katsumi YAMASHITA**

It is well known that the direct method of Lyapunov is the most suitable method for on-line transient stability estimation of power systems. Several techniques have been proposed for the construction of Lyapunov functions, for this purpose. The effectiveness of these Lyapunov functions for power systems, however, has been demonstrated only on digital computer simulations, without experimental results. In fact, to utilize the Lyapunov functions for on-line transient stability estimation of actual power systems, it is necessary to measure state values and to manage system noise, operating time for actuating mechanical circuit breakers and computing time of the Lyapunov function well. Moreover, stability boundary obtained by the Lyapunov function is more or less moderate because the Lyapunov method gives only a sufficient condition. Hence, constructing superior Lyapunov function that estimates stability boundary closer to true stability boundary is needed. In this paper, a computer-controlled on-line transient stability estimation system for power systems is constructed, taking these problems into account. An extended Lyapunov function is utilized to estimate the transient stability of the power system with GOV. The experimental results show that the proposed estimation system can act satisfactorily for estimating the transient stability of the actual power system.

Key Words: power system, governor, transient stability, on-line estimation, extended Lyapunov function

1. はじめに

リアプノフ法は、リアプノフ関数によって時々刻々変化するシステムの過渡状態を監視しシステムの動作点が安定領域内から逸脱する時間を評価できるため、電力システムのオンライン過渡安定度評価に最も適した手法だ

と言われている。これは、リアプノフ法が単に原点の安定性のみならずシステムのもつ漸近安定領域まで論じることができることに起因する。このような観点から、これまで電力システムを対象に種々のリアプノフ関数構成法^{1)~5)}が提案され、多くの成果が得られてきた。しかしながら、リアプノフ関数の有効性は実験を伴わないコンピュータシミュレーションのみで示されるものがほとんどで、実際に実機システムへ適用しオンライン制御実験で有効性を検証した例はわずかに文献6)で見られるにすぎない。実機の安定判別をリアプノフ関数で行う場合には、各状態量の計測回路の構築、状態量に含まれる雑音の処理、各種計算に要する時間、機器動作に要する時間の適切な処理が必要になる。また、リアプノフ法によって与えられる安定条件が十分条件にすぎないため評

[†] 第33回計測自動制御学会学術講演会で一部発表(1994.7)

* 沖電情報サービス(株) 那覇市宇古島102

** 琉球大学工学部 沖縄県中頭郡西原町字千原1

* Okiden Information Service Co. 102 Furujima, Naha

** Faculty of Engineering, Ryukyu University. 1 Senbaru, Nishihara, Okinawa
(Received May 31, 1995)
(Revised October 5, 1995)

価される漸近安定領域も多かれ少なかれ控えめであり、したがって、より広い漸近安定領域を保証できる優れたリアブノフ関数を構成しなければならない。文献 6) では、発電機位相の測定装置を構築してシステムの重要な状態量をパーソナルコンピュータへ取り込むための計測回路を完成させるとともに、リアブノフ関数の計算処理に要する時間、故障回線除去のために遮断器が動作する時間をオイラー法による予測法でうまく処理し 1 つのオンライン過渡安定度評価システムを構築している。しかしながら、基本的には評価システムを構築できたものの、雑音に対する処理、得られたリアブノフ関数の点で若干問題を残し、コンピュータ画面上でシステムの振舞いを適切に表示し、安定領域内から逸脱するようすをうまく把握するには至らなかった。

本論文では、計測される状態量に含まれる雑音をデジタル IIR フィルタで除去することにより、精度の高いリアブノフ関数値を計算できるようにするとともに、計算時間や機器の動作時間を加味したリアブノフ関数値の予測手法の精度を上げている。さらに、提案するリアブノフ関数は文献 1), 6) で示されるリアブノフ関数を拡張したものであり、保証する安定領域もかなり真に近い。関数構成法としては文献 6) と同様にラグランジュ・シャルピ法を用いているが、特性微分方程式を解く際に任意関数を導入してリアブノフ関数の拡張を図っている。このようにして、コンピュータ上で表示される安定領域、システムの振舞い、動作点が安定領域外へ逸脱する瞬間の評価それぞれの精度を上げ、故障回線を適切に除去できる電力システムのための有効な監視・制御システムを構築してリアブノフ法の実用化を促進したところに本論文の特長がある。本方式の有効性は、コンピュータシミュレーション結果と実験結果との比較によっても示される。

2. 評価実験システム

実際にパーソナルコンピュータを実験システムに接続し、システムの過渡状態をリアブノフ関数によって時々刻々評価する過渡安定度評価システムの全景を **Photo. 1** に示す。システムの故障による状態量の変化によってリアブノフ関数がしきい値 V_{max} に到達したときに、コンピュータは指令を発し故障回線が自動的に除去される仕組みになっている。

過渡安定度評価システムの概要は **Fig. 1** に示した。図からわかるように、実験用小型回転機を含む電力システム実験装置によって一機-無限大母線系統が構成され、コンピュータによって監視・制御が行えるようになっている。電力システムの実験装置は、実際には原動機となる

Photo. 1 The whole system.

Fig. 1 On-line transient stability estimation system.

5.5[kw] の直流電動機 (DM) により 3[kw] の交流発電機 (SG) が駆動されており、交流発電機と無限大母線 (沖縄電力側) は 100[km] の模擬二回線送電線によって接続されている。本論文では、システム擾乱として二回線送電線のうちの一回線上 A 点において、三相短絡故障を想定し、この擾乱下におけるシステムの振舞いをリアブノフ関数によって監視する。リアブノフ関数を評価するために必要な状態量として、**Fig. 1** に示すように、発電機相角 δ 、角速度 ω 、発電機機械的入力トルク T_e をコンピュータ内に取り込んでいるが、各状態量にはかなりの雑音が含まれているためデジタル IIR フィルタを用いて雑音の除去を行う。

3. GOV を含む電力システムの拡張リアブノフ関数

3.1 システム方程式

システムの動特性は、主として交流発電機の運動方程式によって記述される。電力システムの動特性式は、通常故障前、故障中、故障除去後の 3 段階に分けられるが、安定判別にリアブノフ関数を応用する場合、システムの最終形態における各状態量を把握するだけでよいので、

ここではシステムの最終形態すなわち故障除去後の運動方程式を取り上げる。リアプノフ関数もこの方程式に対して構成される。

Fig.1に示す電力システムの動特性式は、1次遅れ系で表現される調速機(GOV)を考慮すると次式のようになる。

$$\begin{aligned}\dot{\delta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= -\frac{D}{M}\omega - \frac{\omega_0}{M}[P_e(\delta) - P_m] \\ \Delta\dot{P}_m &= \{K_g\omega - \Delta P_m\}/T_g\end{aligned}\quad (1)$$

ここで

$$P_e(\delta) = \frac{E'_q{}^2}{Z} \cos \theta + \frac{E'_q E_b}{Z} \cos(\delta + \theta)$$

であり、 M :慣性定数、 D :制動係数、 $P_e(\delta)$:電氣的出力、 $P_m = P_{ms} - \Delta P_m$:機械的入力、 P_{ms} :定常時の機械的入力、 ω_0 :定格速度、 K_g :調速機ゲイン、 T_g :調速機時定数、 E'_q :内部誘起電圧、 E_b :無限大母線電圧である。また、 Z および θ はそれぞれ直軸過渡リアクタンス X'_d と線路インピーダンス Z_l との和から成るインピーダンスの大きさと角度を示す。(1)式において $x_1 = \delta - \delta_0$, $x_2 = \omega$, $x_3 = \Delta P_m$ とおけば $\dot{x} = f(x)$ の形の状態方程式が得られる。

3.2 拡張リアプノフ関数の構成

ラグランジュ・シャルピ法^{1), 6), 8), 9)}によれば(1)式に対するリアプノフ関数は偏微分方程式

$$F(x, V, P) = P^T f(x) + \varphi(x) = 0 \quad (2)$$

を解くことによって求められる。ここで、 $P = \partial V / \partial x$ であり、 φ は後に決定される任意の非負値関数である。

(2)式を解くための特性微分方程式は次式となる。

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{x_2} &= \frac{dx_2}{-\{D'x_2 + M'x_3 + k(x_1)\}} = \frac{dx_3}{gx_2 - bx_3} \\ &= \frac{dP_1}{\frac{dk(x_1)}{dx_1}P_2 - \frac{\partial \varphi}{\partial x_1}} \\ &= \frac{dP_2}{D'P_2 - P_1 - gP_3 - \frac{\partial \varphi}{\partial x_2}} \\ &= \frac{dP_3}{M'P_2 + bP_3 - \frac{\partial \varphi}{\partial x_3}}\end{aligned}\quad (3)$$

上式において、 P_i はベクトル P_i の要素すなわち $P_i = \partial V / \partial x_i$ ($i = 1, 2, 3$) であり

$$k(x_1) = \frac{1}{M} [P_e(\delta) - P_{ms}],$$

$$D' = \frac{D}{M}, M' = \frac{\omega_0}{M}, g = \frac{K_g}{T_g}, b = \frac{1}{T_g}$$

である。(3)式より4個の偏微分方程式

$$G_1 = \alpha \phi(x_1) + \beta x_2 + \gamma x_3 - P_2 = 0$$

$$G_2 = \alpha \phi(x_1) + \lambda x_2 + \rho x_3 - P_3 = 0$$

$$\begin{aligned}G_3 &= \alpha \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} x_2 \\ &\quad - \beta \{D'x_2 + M'x_3 + k(x_1)\} \\ &\quad + \gamma(gx_2 - bx_3) - D'P_2 \\ &\quad + P_1 + gP_3 + \frac{\partial \varphi}{\partial x_2} \\ G_4 &= \xi \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} x_2 \\ &\quad - \lambda \{D'x_2 + M'x_3 + k(x_1)\} \\ &\quad + \rho(gx_2 - bx_3) - M'P_2 - bP_3 + \frac{\partial \varphi}{\partial x_3}\end{aligned}\quad (4)$$

が得られる。ここで、 $\alpha, \beta, \gamma, \xi, \lambda$ 及び ρ は任意定数である。また、 $\varphi, \phi(x_1)$ は任意関数である。(4)式を解いて P_1, P_2, P_3 を求めれば $(\nabla V)^T dx = P^T dx$ となる ∇V が求まることになり、これの線積分によりリアプノフ関数 V を算出することができる。任意関数 $\varphi, \phi(x_1)$ は(2), (4)式が共通解をもつように条件設定されねばならないが、 $\phi(x_1)$ に任意性をもたせた時点で文献(6)の結果の拡張になっている。つぎに、(2)式と(4)式が共に共通解を有するための条件として

$$\begin{aligned}[G_p, G_q] &= \sum_{k=1}^3 \left[\frac{dG_p}{dx_k} \frac{\partial G_q}{\partial P_k} - \frac{dG_q}{dx_k} \frac{\partial G_p}{\partial P_k} \right] = 0 \\ [G_p, F] &= \sum_{k=1}^3 \left[\frac{dG_p}{dx_k} \frac{\partial F}{\partial P_k} - \frac{dF}{dx_k} \frac{\partial G_p}{\partial P_k} \right] = 0\end{aligned}\quad (5)$$

ただし、 $p, q = 1, 2, 3, 4, p \neq q$

が成立する必要がある、この関係より

$$\lambda - \gamma = 0$$

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_2^2} + 2 \left\{ \alpha \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} - \beta D' + \gamma g \right\} = 0$$

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_3 \partial x_2} + \left\{ \xi \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} - \lambda D' + \rho g - \beta M' - \gamma b \right\} = 0$$

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_2 \partial x_3} + \left\{ \xi \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} - \lambda D' + \rho g - \beta M' - \gamma b \right\} = 0$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_3 \partial x_1} - \lambda \frac{d^2 k(x_1)}{dx_1^2} - (\alpha M' + \xi b) \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} \\ + \frac{d^2 \phi(x_1)}{dx_1^2} x_2 = 0\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial \varphi}{\partial x_1} - \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_2 \partial x_1} \right) x_2 \\
& - (\alpha M' + \xi b) \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} x_3 - \gamma \frac{dk(x_1)}{dx_1} x_3 \\
& - \alpha \left\{ \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} k(x_1) - \phi(x_1) \frac{dk(x_1)}{dx_1} \right\} = 0 \\
& \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_3 \partial x_1} - \lambda \frac{dk(x_1)}{dx_1} - (\alpha M' + \xi b) \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} \\
& + \xi \frac{d^2 \phi(x_1)}{dx_1^2} x_2 = 0
\end{aligned} \quad (6)$$

が導出される。(6)式から φ を決定すれば

$$\begin{aligned}
\varphi &= b\rho x_3^2 + \left(\beta M' + \alpha \frac{M'}{b} \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} - \rho g \right) x_2 x_3 \\
&+ \left\{ \beta D' - \alpha \frac{d\phi(x_1)}{dx_1} \right\} x_2^2 + \Phi(x_1) x_2 \\
&+ \alpha \phi(x_1) k(x_1)
\end{aligned} \quad (7)$$

となる。ここで、 φ の非負値性の証明の容易さから

$$\begin{aligned}
\lambda &= \gamma = 0 \\
\xi &= -\alpha M' / b \\
\rho &= \frac{M'}{g} \left[1 + \frac{\alpha D'}{b} \right]
\end{aligned} \quad (8)$$

$$\Phi(x_1) = -2\sqrt{\alpha D' \psi_1(x_1) \phi(x_1) k(x_1)}$$

とし、置き換えた変数を元に戻すと φ はつぎのように整理される。

$$\begin{aligned}
-\varphi &= \dot{V}(\delta, \omega, \Delta P_m) \\
&= - \left[\sqrt{b\rho} \Delta P_m - \psi_2(\delta) \omega \right]^2 \\
&- \left[\sqrt{\psi_1(\delta)} \omega - \sqrt{\alpha D' k(\delta) \phi(\delta)} \right]^2
\end{aligned} \quad (9)$$

また、(4), (6), (8)式の関係を用いて

$$\begin{aligned}
V(\delta, \omega, \Delta P_m) &= \frac{1}{2} \left[\omega + \alpha D' \phi(\delta) \right]^2 \\
&+ \frac{\alpha D' M' g}{b} \int_{\delta_0}^{\delta} \phi(\delta) \left\{ 1 - \frac{d\phi(\delta)}{d\delta} \right\} d\delta \\
&+ \alpha D' \int_{\delta_0}^{\delta} \phi(\delta) \psi_2^2(\delta) d\delta + \frac{M'}{2g} \Delta P_m^2 \\
&+ \int_{\delta_0}^{\delta} k(\delta) d\delta + \alpha D' \int_{\delta_0}^{\delta} \phi(\delta) \psi_1(\delta) d\delta \\
&+ 2\sqrt{\alpha D'} \int_{\delta_0}^{\delta} \sqrt{k(\delta) \phi(\delta) \psi_1(\delta)} d\delta \\
&+ \frac{\alpha D' M'}{2b} \left[\sqrt{\frac{1}{g}} \Delta P_m - \sqrt{g\phi(\delta)} \right]^2
\end{aligned} \quad (10)$$

が導かれる。ただし、(9), (10)式における $\psi_1(\delta), \psi_2(\delta)$ は次式のように与えられる。

$$\psi_1(\delta) = D' \left\{ 1 - \alpha \frac{d\phi(\delta)}{d\delta} \right\} - \psi_2^2(\delta) \quad (11)$$

$$\psi_2(\delta) = \frac{\alpha D' M' \left\{ 1 - \frac{d\phi(\delta)}{d\delta} \right\}}{2b\sqrt{b\rho}} \quad (12)$$

リアプノフの安定定理によれば、(9), (10)式において、 $\dot{V} \leq 0, V > 0$ となれば(1)式のシステムの安定性が保証されるが、これが満足されるための条件は(11), (12)式より次式となる。

$$\frac{d\phi(\delta)}{d\delta} \leq 1 \quad (13)$$

$$\psi_1(\delta) \geq 0 \quad (14)$$

ここで(13)式は任意関数に課される制約条件となる。また定数 $\alpha, \phi(\delta)$ は(13)式の制約の下に(14)式を満足しなければならない。

(10)式のリアプノフ関数において α と $\phi(\delta)$ を変化させることにより、従来提案されてきたリアプノフ関数をすべて得ることができ、保証する安定領域も変化させることができるが、本論文では、従来の結果と比較検討するために(13), (14)式を満足する $\alpha, \phi(\delta)$ の例として、つぎの3つのケースを考える。

$$\text{I)} \alpha = 0, \phi(\delta) = 0$$

$$\text{II)} \alpha = 0.62, \phi(\delta) = \delta - \delta_0$$

$$\text{III)} \alpha = 1.05$$

$$\begin{aligned}
\phi(\delta) &= 0.030(\delta - \delta_0)^4 - 0.068(\delta - \delta_0)^3 \\
&+ 0.153(\delta - \delta_0)^2 + 0.757(\delta - \delta_0)
\end{aligned}$$

Fig. 2 には、II), III) の任意関数が示されている。

I) は一般によく知られるエネルギー関数を与え、II) は文献6)に示されているリアプノフ関数を与える。また、本論文で提案するIII)は4次曲線を用い、 $(\delta_0, 0)$ の点に関して点対称とならないような任意関数 $\phi(\delta)$ を採用した場合を示している。

Fig. 2 Optional functions.

Fig. 3 Stability surfaces for the power system.

Fig. 4 On-line transient stability estimation system.

(10)式で示されるリアプノフ関数を安定度評価に用いるためには、安定限界を与える V の値 V_{max} を求めなければならないが、その値はラグランジュの未定乗数法¹⁰⁾によって決定する。Fig. 3 はそれぞれ I), II), III) における α と $\phi(\delta)$ を用いた場合の安定領域を示している。

図に示されるように、本システムに対する安定領域は本来、3次元空間で与えられるべきものであるが、安

定・不安定を決定する主要因が δ および ω であることから Fig. 4 には $\Delta P_m = 0$ における断面図も示した。これより提案したリアプノフ関数が文献 6) で示されているリアプノフ関数の拡張となっていることがわかる。なお実験には Fig. 4 において最も広い安定領域を保証している III) における α と $\phi(\delta)$ を用いる。

4. 予測による安定度評価

リアプノフの安定定理によれば、(10)式によって保証される安定領域内を初期値とするシステムの解軌道は、最終的には安定平衡点に落ちつくことが保証されている。よって、システムが不安定に陥るような大きな事故（ここでは三相短絡故障を想定している）に対してはリアプノフ関数を用いて安定領域内で適切な処置（故障回線の遮断）を施してやればよいことになる。しかしながら、実際にリアプノフ関数による安定判別を行う際には、実際の遮断が行われるまでの時間遅れを考慮するとともに、リアプノフ関数を評価するために必要な状態量 $\delta, \omega, \Delta P_m$ に含まれる雑音を除去しなければならない。

4.1 デジタル IIR フィルタ⁷⁾の設計

本論においては、状態量 $\delta, \omega, \Delta P_m$ に含まれる雑音の除去を行うため、アナログ信号を A/D 変換器によりデジタル信号に変換し、このデジタル信号をパーソナルコンピュータに取り込む。これにデジタルフィルタをかけて雑音除去を行うことにより、次節に示すリアプノフ関数値の予測をより正確に行うことができる。

デジタルフィルタは IIR フィルタと FIR フィルタの2つに大別することができるが、ここでは

- 1) 少ない次数（ハードウェア）で実現できる。
- 2) 設計が容易である。
- 3) FIR フィルタに比べ群遅延が小さい。

といった利点を有する IIR フィルタを用いる。最初に、設計仕様を定める。ここでは、カットオフ周波数 f_c 、阻止域エッジ周波数 f_a 、通過域リプル A_c 及び阻止減衰量 A_a を決定することになる。これらの決定は、3つの状態量 $\delta, \omega, \Delta P_m$ に含まれる雑音、フィルタによる信号の群遅延及び次節における時間遅れ T を考慮に入れたシミュレーションにより行なわれる。次に、上述の設計仕様を実現するために必要なフィルタの次数を次式より求める⁷⁾。

$$n = \frac{\log k_1}{\log k_2} \quad (15)$$

ただし

$$k_1 = \sqrt{\frac{10^{A_c/10} - 1}{10^{A_a/10} - 1}}, \quad k_2 = \frac{\tan \pi f_c T_c}{\tan \pi f_a T_a}$$

であり、 T_s はサンプリング時間(4[ms])である。上記の結果を用いて、デジタル LPF (ローパスフィルタ)の基準となるアナログ LPF の伝達関数が求められる。最後に、アナログ LPF の伝達関数からデジタル LPF の伝達関数を求めるための周波数変換すなわちブリワーピングを行なう。このようにして、最終的にデジタル IIR フィルタの伝達関数が得られ、雑音の除去はこの伝達関数にサンプリングデータを入力することによって行なわれる。

なお、実験のサンプリングデータによるシミュレーション結果から、本実験システムでは $f_c = 10[\text{Hz}]$, $f_a = 30[\text{Hz}]$, $A_c = 3[\text{dB}]$, $A_a = 40[\text{dB}]$ のように決定した。これらの値を用いて、(15)式を計算すると $n=3.55$ が得られ、設定する次数は 4 以上となるが、本実験では最小の 4 を採用する。

4.2 リアプノフ関数値の予測

実際に、リアプノフ関数によってシステムの安定判別を行う際の問題点として、リアプノフ関数を計算するために必要な時間および遮断器を動作させるために必要な時間、また各状態量をフィルタにかけるために生じる信号の群遅延などの時間遅れがある。そのために、リアプノフ関数値 V が V_{max} に到達した時点でコンピュータが遮断信号を出力してもすでに動作点は安定領域外に進んでしまい、実際の遮断は安定領域外で行われてしまう。そこで、これらの時間遅れを補正するために次式によって予測値を求める方法⁹⁾を採用する。

$$V_{(t+T)} = V_{(t)} + \{V_{(t)} - V_{(t+NT)}\} T/NT_s \quad (16)$$

上式において、 $V_{(t)}$ は時刻 t におけるリアプノフ関数値、 T_s はサンプリング時間、 T はリアプノフ関数を計算するために必要な処理時間、遮断器を動作させるために必要な動作時間およびフィルタをかけるために生じる群遅延などのトータル時間である。したがって、遮断信号の出力は(16)式によって求められた予測値が V_{max} を超えた時点で行うことになる。ここで、サンプリング時間 T_s は[4ms]であり、時間遅れ T は120[ms]である。オイラー法⁹⁾においては、基本的にリアプノフ関数値の変化分を用いて120[ms]先の予測値を求める。この手法で予測を精度よく行なうためには、動作点の進行方向に対するリアプノフ関数の傾きを正確に求める必要がある。しかしながら、文献6)においては、状態量の雑音の影響を受けて関数値にかなりの雑音が入っていたため T の分割数 T/NT_s を 1 とせざるを得なかった。本論文ではデジタル IIR フィルタを用いることにより雑音はかなり除去されているため、分割数 T/NT_s を 6 程度まで増やすことができる。したがって、動作点での値とより動

作点に近い過去の履歴を用いることができ、予測の精度を上げることができる。この場合の N の値は 5 となる。

5. 結果および考察

電力システムのオンライン過渡安定度評価システムの有効性を検証するために、Fig. 1 に示す一機-無限大母線系統を対象としたコンピュータシミュレーションおよび実験による実験結果を比較する。このとき電力システムの運転条件は、位相差 $\delta_0 = 0.34[\text{rad}]$, 角速度 $\omega_0 = 60\pi[\text{rad/s}]$ および定常時の機械的入力 $P_m = 0.67[\text{pu}]$ である。その他の諸定数は文献6)に示されたものと同一である。実験においては、(10)式のリアプノフ関数をオンラインで評価するためにシステムの状態変数 $\delta, \omega, \Delta P_m$ をパーソナルコンピュータに逐次取り込む必要があるが、本装置において ΔP_m を直接得ることが困難なため、次式によって算出することにする。

$$\Delta P_m = P_{ms} - P_m, P_m = \eta \tau \omega / P \quad (17)$$

ただし、 τ は発電機の効率、 P は発電機の定格出力である。

Figs. 5~8 には、提案するオンライン過渡安定度評価システムを用いて二回線送電線の一回線上 A 点に想定した三相短絡故障を除去したときのコンピュータシミュレーションによる結果と実験結果とが示されている。これらの図において、a 点は三相短絡の故障発生点を、b 点は遮断信号出力点を、また c 点は故障回線の遮断点をそれぞれ示している。なお実験モデルでは三相短絡故障が瞬時に起こらないことから、コンピュータシミュレーションを行う際にはこの点を補正するために故障発生瞬時に仮想的負荷を考慮する。Fig. 5, Fig. 6 より(10)式によって保証される安定領域内でシステムの動作点が動いていくことがわかる。また故障回線の遮断後は速やかに新しい安定平衡点に収束していくことがわかる。Fig. 5(b), Fig. 6(b) には、時間対リアプノフ関数値 V の図が示されている。故障発生後、発電機の加速とともに V も上昇するが、 V_{max} に到達するまでにうまく遮断が行われていることがわかる。Fig. 7(a)~(c) および Fig. 8(a)~(c) は、コンピュータシミュレーションと実験モデルから得られた δ, ω および ΔP_m の時間的变化を示したものである。コンピュータシミュレーションと実験から得られた結果はよく似た傾向を示している。これらの結果より提案した過渡安定度評価システムがコンピュータによる監視・制御システムとして有効であることがわかる。

6. おわりに

本論文では、電力システムの監視・制御にリアプノフ法を適用したオンライン過渡安定度評価システムを構築

(a) Motion of state variables in the stability region.

(b) V-t characteristic

Fig. 5 Computer simulation for transient stability estimation.

(a) Motion of state variables in the stability region.

(b) V-t characteristic

Fig. 6 Experimental result for transient stability estimation.

した。リアプノフ法の実用化のためには、システムの状態量の計測、状態量に含まれる雑音の処理、各種計算と

(a) Response of phase angle δ . (b) Response of speed ω . (c) Response of mechanical power input ΔP_m .**Fig. 7** Responses of δ , ω and ΔP_m (computer simulation).

機器動作に要する時間の適切な処理が必要となるが、ここでは文献6)の状態量計測回路を基に、デジタル IIR フィルタによるソフト上の雑音の除去、リアプノフ関数の計算時間や故障除去などのための遮断器の動作時間を考慮に入れたリアプノフ関数値の予測手法の改善を行い、精度のよい監視・制御システムを構築した。また、1つのリアプノフ関数構成法であるラグランジュ・シャルビ法において、特性微分方程式を解く際に任意関数を導入することにより、拡張リアプノフ関数を導けることも示した。この拡張リアプノフ関数に含まれる任意関数の与え方によって従来のリアプノフ関数すべてを得ることができるとともに、これまでにない新しいリアプノフ関数も得ることができる。リアプノフ法の実用化に向けた本方式の有効性は、安定領域内でのシステムの振舞い、動作点が安定領域外へ逸脱する瞬間の評価をコンピュータシミュレーションと実機による実験双方で示すことによって明らかにした。

(a) Response of phase angle δ . (b) Response of speed ω . (c) Response of mechanical power input ΔP_m .**Fig. 8** Responses of δ, ω and ΔP_m (experimental results).

参 考 文 献

- 1) H.Miyagi and T.Taniguchi:Lagrange-Charpit method and stability problem of power system, IEE Proc., 128-3, 117/178(1981)
- 2) H.Miyagi and T.Taniguchi:Construction of Lyapunov function of power systems, IEE Proc., 124-2, 1197/1202(1977)
- 3) Y.N.Yu and K.Vongsuriya:Nonlinear Power Systems Stability Study by Lyapunov Function and Zubov's Method, IEEE Trans., PAS-86-12, 1480/1485(1967)
- 4) H.Miyagi, M.Ikema and K.Yamashita:Stability Studies of Dynamical Systems Using the Non-Lur Type Lyapunov Function, Proceedings of IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 1, 60/65(1993)
- 5) M.A.Pai, M.A.Mohan and J.G.Rao:Power system transient stability regions using Popov's method, IEEE Trans. Power Apparatus Syst., PAS-89-5/6, 788(1970)
- 6) 平良, 宮城, 山下:リアプノフ関数を用いた電力系統のオンライン過渡安定度評価の一手法, 電気学会論文誌D, 111-1, 55/62(1991)
- 7) 尾知:デジタル・フィルタ設計入門, 92/139, C Q出版(1992)
- 8) 宮城, 山城, 宮城:ラグランジュ・シャルビ法による Linard 形非線形システムの一般化リアプノフ関数, 計測自動制御

学会学術講演会予稿集, 487/488(1991)

- 9) 宮城, 山城, 山下:ラグランジュ・シャルビ法による Linard 形非線形システムの一般化リアプノフ関数, 電気関係学会九州支部連合大会論文集, 511(1991)
- 10) J.L.Willems:The Computation of Finite Stability Regions by Means of Lyapunov Surfaces, Int.J.Control, 10-5, 537/544(1969)

[著 者 紹 介]

仲 間 哲 博 (正会員)

1993 年琉球大学工学部電気工学科卒業, 95 年琉球大学工学研究科電気・情報工学専攻修士課程修了, 同年 4 月沖電情報サービス株式会社入社, 現在に至る。

宮 城 隼 夫 (正会員)

1977 年大阪府立大学大学院博士課程修了, 77 年琉球大学理工学部助手, 82 年同大学助教授, 87 年同教授, 現在に至る。システムの安定性, ファジ理論の研究に従事, 現在に至る。IEEE, 日本ファジ学会, 情報処理学会などの会員 (工学博士)。

長 堂 勤 (正会員)

1986 年琉球大学工学部電子・情報工学科卒業, 91 年早稲田大学大学院理工学研究科博士後期課程退学, 同年琉球大学工学部電子・情報工学科助手, 現在に至る。モデル低次元化の研究に従事, 電気学会などの会員。

山 下 勝 己 (正会員)

1976 年大阪府立大学大学院工学研究科修士課程修了, 80 年同博士課程満退, 82 年琉球大学工学部助手, 91 年同教授, 現在に至る。適応制御, 信号処理の研究に従事。工学博士 (大阪大学) 電子情報通信学会, システム制御情報学会, IEEE などの会員。