

Extremum Seeking 制御の電力系統への適用に関する研究

著者	高田 等, 小山 彰一, 八野 知博
雑誌名	鹿児島大学工学部研究報告
巻	51
ページ	31-38
別言語のタイトル	Studies on Application of Extremum Seeking Control to Electric Power Systems
URL	http://hdl.handle.net/10232/9041

Extremum Seeking 制御の電力系統への適用に関する研究

著者	高田 等, 小山 彰一, 八野 知博
雑誌名	鹿児島大学工学部研究報告
巻	51
ページ	31-38
別言語のタイトル	Studies on Application of Extremum Seeking Control to Electric Power Systems
URL	http://hdl.handle.net/10232/00001990

Extremum Seeking 制御の 電力系統への適用に関する研究

高田 等* 小山 彰一** 八野 知博*

Studies on Application of Extremum Seeking Control to Electric Power Systems

Hitoshi TAKATA* , Shoichi OYAMA** and Tomohiro HACHINO*

This paper is concerned with an application of an extremum seeking control to electric power systems. We design a modification of standard type extremum seeking control for nonlinear adaptive control systems. This method modifies amount of control by adding accelerator based on Chebyshev polynomial identification and an overvoltage regulator. The proposed method is applied to a transition stabilization problem of power systems. Simulation results show that this enables its operation to reach the maximum points swiftly.

Keywords: Nonlinear control, Extremum seeking control, Chebyshev polynomial identification, Power system

1. まえがき

サーボシステムを制御する技術として現在幅広く使われているものに古典制御があり、その中でも多くの場面で活躍している制御技術の一つに P I D 制御¹⁾がある。また、非線形システムを制御する方法として Extremum Seeking 制御^{2),3)}がある。これは適応制御の一つで、時間的にランダムに変化するシステムに対してオンラインで最適な状態運転点へ移行する特長ある制御手法である。

本論文では、Extremum Seeking 制御法を、一機無限大母線系統の発電機の過渡安定度制御に適用する研究に着手した。これにより例えば、電圧が適切に維持できないと需要家設備に悪影響を及ぼし、送電ロスが

増すなど様々な弊害が発生することから、電圧制約の面での本制御手法の有効性等について考察した。その際、標準型 Extremum Seeking 制御のみならず、標準型に加え最適運転点探索用加速器や過電圧調節器を付加した改良型フィードバック制御器である AOVR 型 Extremum Seeking 制御についても考察した。後者は、制御の加速器部分として一定のサンプリング時間毎にデータを収集し、評価関数を用いてチェビシェフ多項式同定を行う。この値を制御量 u の最適値とする出力を繰り返し行うものである。

MATLAB-Simulink による数値シミュレーション実験によりこれらの有効性を確認した。その際、最適運転点を設定することで、標準型と AOVR 型 Extremum Seeking 制御との最適運転点移行時間の比較や、P I D 制御との比較検討などを行った。

2. P I D 制御

我々は P I D 制御を電力系統一機無限大母線系統の

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

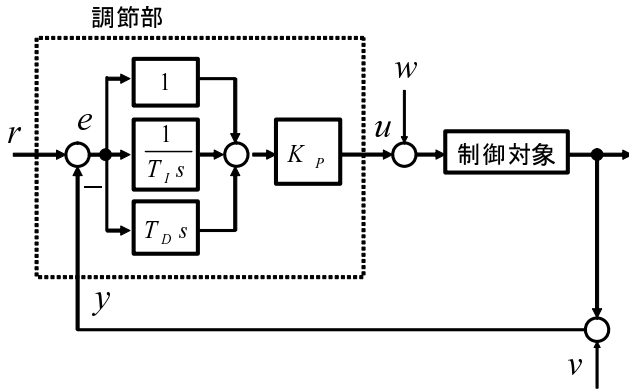


図-1 P I D制御系の基本構成

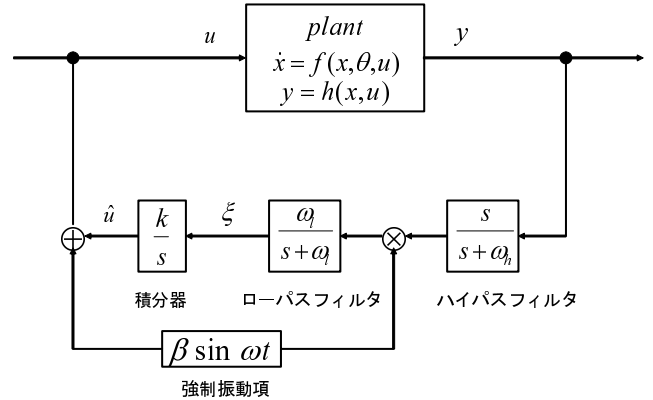


図-2 標準型 Extremum Seeking 制御の構成

システムに適用し、その有効性について考察した。手法としては、システムに対して、目標値を設定し、目標値と観測量との偏差をP I D制御により制御し、最適な値に近づける基本的なものである。我々が使用したのは純粋なP I D制御であり、P I D調節器の偏差 e を入力、操作量 u を出力とした時の制御則は

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (1)$$

但し、 K_P, K_I, K_D は比例係数である。また比例ゲイン K_P は比例動作における偏差と操作量の比であり、積分時間 T_I は同じステップ状の入力に対する比例動作と積分動作の出力が等しくなるまでの時間、微分時間 T_D は同じランプ状の入力に対する比例動作と微分動作の出力が等しくなるまでの時間に等しい。従って、式(1)は次のように表現される。

$$u(t) = K_P \left\{ e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (2)$$

すなわち、P I D調節器としての伝達関数 $C(s)$ は

$$C(s) = K_P \left\{ 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right\} = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (3)$$

と表される。ただし、 $K_I = K_P/T_I, K_D = K_P T_D$ 。図-1にP I D制御系の基本構成を示す。

3. 標準型 Extremum Seeking 制御

3.1 概要

標準型 Extremum Seeking 制御は、非線形システムの最適化を目的として Krstić らによって積極的に考察された制御則^{2),3)}である。

3.2 問題設定

制御対象(プラント)として未知パラメータを含む次の1入力1出力の非線形システムを考える。

$$\dot{x}(t) = f(x(t), \alpha(t), u(t)) \quad (4)$$

$$y(t) = h(x(t), u(t)) \quad (5)$$

ただし、 t :時刻、 $x \in R^n$:状態ベクトル、 $u \in R$:入力、 $y \in R$:出力、 f と h :未知の非線形関数、 $\alpha \in R$:未知パラメータ。

評価関数は(1)式の平衡点状態 $\{z: f(z, \alpha, u) = 0\}$ に対し

$$J(u) = h(z, u) \quad (6)$$

で与えられる。

図-2は標準型 Extremum Seeking 制御の構成図を示す。ただし、 $k > 0, \beta > 0, \omega_l \leq \omega_h$ である。

ここで制御量は、

$$u(t) = \hat{u}(t) + \beta \sin \omega t \quad (7)$$

である。強制振動項 $\beta \sin \omega t$ は、 f や h のシステム変化の場合にも、常に $J(u) \leq J(u^*)$ となる最適値 u^* へ制御量 u を移行するための常時監視機構である。 $s/(s + \omega_h)$ は高域フィルタで、 y の直流成分を消去する。次に、 $\{s/(s + \omega_h)\} \cdot y$ に含まれる $\sin \omega t$ の項に、 $\beta \sin \omega t$ が乗じられると直流成分 ξ が発生し、これを低域フィルタ $\omega_l/(s + \omega_l)$ で抽出する。積分器 k/s によって、 $\hat{u} = (k/s)\xi$ の傾きが決定され、 \hat{u} が最適値 u^* の方向へ移動する。標準型 Extremum Seeking 制御は構造が簡単で実用的であるが、制御量 u の最適値 u^* への移行に時間が掛かり、その間の非最適運転時の損失が大きくなる。その為、安定性を考慮し、かつ移行時間を短縮させる為に、次のチェビシェフ多項式

同定と過電圧調整器を利用した AOVR 型 Extremum Seeking 制御を提案する。

4. チェビシエフ多項式同定

4.1 領域変換

制御領域を $D = [u_{min}, u_{max}] \subset R$ とする。規格化関数

$$\eta(u) = \frac{(u - m)}{p} \quad (8)$$

を導入し、チェビシエフ多項式による近似は基準領域 $D_0 = [-1, 1]$ で定義されるため、同定する前に制御領域 D を D_0 へ変換する。ここで、制御量 $u_k (k = 1, 2, \dots)$ の最大値 u_{max} と最小値 u_{min} から領域を $D = [m - p, m + p]$ と定める。ただし、

$$\begin{aligned} \eta &: D \rightarrow D_0 \\ m &= (u_{max} + u_{min})/2 \\ p &= (u_{max} - u_{min})/2 \end{aligned}$$

である。ここで、次のチェビシエフ多項式を導入する。

$$\begin{aligned} \Phi_r(u) &= \cos(r \cdot \cos^{-1} \eta(u)) \\ &(r = 0, 1, 2, \dots) \end{aligned} \quad (9)$$

すなわち、チェビシエフ多項式は

$$\begin{aligned} \Phi_0(u) &= 1 \\ \Phi_1(u) &= \eta(u) \\ \Phi_2(u) &= 2\eta^2(u) - 1 \\ \Phi_3(u) &= 4\eta^3(u) - 3\eta(u) \\ \Phi_4(u) &= 8\eta^4(u) - 8\eta^2(u) + 1 \\ \Phi_5(u) &= 16\eta^5(u) - 20\eta^3(u) + 5\eta(u) \\ &\vdots \\ \Phi_{i+2}(u) &= 2\eta\phi_{i+1}(u) - \phi_i(u) \end{aligned}$$

と定義される。

4.2 同定手法

評価関数をチェビシエフ多項式表現する。

$$\begin{aligned} J(u_k) &= \Phi(u_k)^T C + \omega_2 \\ &= C_0 + C_1\phi_1(u_k) + C_2\phi_2(u_k) + \dots \\ &+ C_N\phi_N(u_k) + \omega_2 \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} y_k &= J(u_k) + \omega_1 \\ &= \Phi(u_k)^T C + \omega \end{aligned}$$

ただし、

$$\begin{aligned} C &= [C_0, C_1, C_2, \dots, C_N]^T \\ \Phi(u_k) &= [1, \phi_1(u_k), \phi_2(u_k), \dots, \phi_N(u_k)]^T \\ \omega &= \omega_1 + \omega_2 \\ \omega_1, \omega_2 &= error \end{aligned}$$

N はチェビシエフ展開次数、 T は転置を表す。

次に、二乗誤差の式

$$\sum_{k=k_i(start)}^{k_i} (J(u_k) - \Phi(u_k)^T C)^2 \quad (11)$$

に対し、最小二乗法を用いて係数を

$$\begin{aligned} \hat{C} &= \left[\sum_{k=k_i(start)}^{k_i} \Phi(u_k)\Phi^T(u_k) \right]^{-1} \\ &\times \left[\sum_{k=k_i(start)}^{k_i} \Phi(u_k)J(u_k) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

と定める。

このとき (10) 式の評価関数が

$$\begin{aligned} \hat{J}(u_k) &= \Phi^T(u_k)\hat{C} \\ &= \hat{C}_0 + \hat{C}_1\phi_1(u_k) + \hat{C}_2\phi_2(u_k) + \dots \\ &+ \hat{C}_N\phi_N(u_k) \end{aligned} \quad (13)$$

と近似される。

5. AOVR 型 Extremum Seeking 制御

5.1 概要

3章の標準型 Extremum Seeking 制御を改良し、以下の改良型を合成する。加速器を追加し、過電圧調整器に通すことで、最適運転点移行時間を短縮し、かつ周波数変動の少ない安定した電圧を得ることを目的とする。本論文では、加速器 (*Accelerator*) と過電圧調整器 (*Overvoltage Regulator*) の文字をとって、AOVR 型 Extremum Seeking 制御と呼ぶことにする。加速器のアルゴリズムは以下の通りである。

- step1 データ収集

● step2 チェビシエフ多項式同定

これらを繰り返し行う。

図-3に AOVR 型 Extremum Seeking 制御の構成、図-4に加速器 (a) と過電圧調整器 (b) の内部構成を示す。

5.2 \hat{u} と y のデータ収集

サンプリング時間を Δ とし、 $y_k = y(k\Delta)$ および $u_k = u(k\Delta)$ と記す。追加補正項の計算を時刻 $t = k_i\Delta$ ($i = 1, 2, 3$) に、周期 $T = k_i - k_{i-1}$ で行う。その評価式同定のためのデータ収集初期時刻を $k_{i(start)}\Delta$ とする。一般に制御が進み定常運転点状態へ近づけば x が平衡点 z へ近づくことから評価値 $J(u_k)$ を出力値 y_k で近似する。収集データは $\{y_k, u_k : k = k_{i(start)}, \dots, k_i\}$ である。

5.3 チェビシエフ多項式同定

チェビシエフ多項式同定を行うために、制御領域を $D = [u_{min}, u_{max}] \subset R$ から $\eta(u) = (u - m)/p$ とすることにより、基準領域 $D_0 = [-1, 1]$ へ変換する。ただし $m = (u_{max} + u_{min})/2$, $p = (u_{max} - u_{min})/2$ とする。ここでチェビシエフ多項式 $\phi_r(u) = \cos(r \cdot \cos^{-1} \eta(u))$ を導入する。評価関数をチェビシエフ多項式展開し、上記収集データを用いた最小二乗法で係数 $\{\hat{C}_r : r = 0, \dots, N\}$ を求める。

特に多項式次数が $N = 2$ の場合、評価関数は

$$\hat{J}(u) = \hat{C}_0 + \hat{C}_1(u-m)/p + \hat{C}_2(2(u-m)^2/p^2 - 1) \quad (14)$$

で、その最大点は

$$u^* = m - \frac{p\hat{C}_1}{4\hat{C}_2} \quad (15)$$

となる。

よって、この時の $J(u^*) = y^*$ は

$$y^* = \hat{C}_0 + \hat{C}_1 \frac{u^* - m}{p} + \hat{C}_2 \left(\frac{2(u^* - m)^2}{p^2} - 1 \right) \quad (16)$$

である。また、基本制御量 \hat{u} との差を $\mu(t)$ とすると、

$$\mu(t) = \mu_k - \hat{u}(t) \quad (17)$$

本手法の改良型は、サンプラー (A/D) とホルダ (D/A) を用いて

$$\hat{u}^*(t) = \hat{u}(t) + \beta \sin \omega t + \mu(t) \quad (18)$$

である (図-3 参照)。

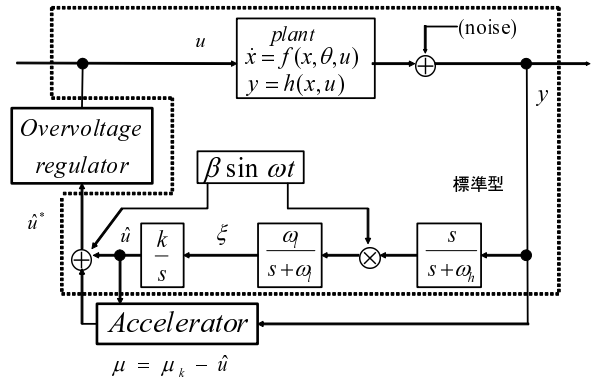


図-3 AOVR 型 Extremum Seeking 制御の構成

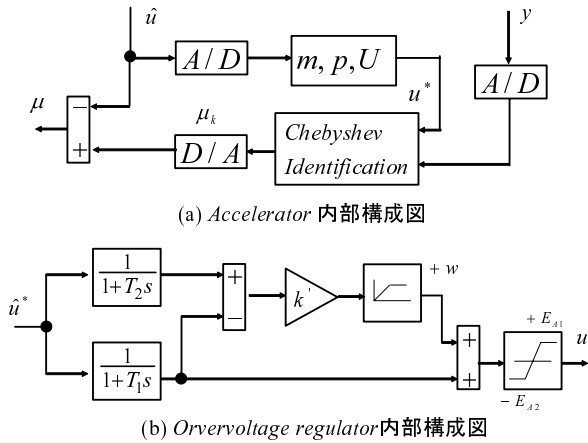


図-4 加速器 (a) と過電圧調整器 (b) の内部構成

5.4 過電圧調整器を用いた最適運転点補正量

システムが加速器を通ることで出力される制御量 $\hat{u}^*(t)$ に対して、図-4 (b) に示されるような過電圧調整器を用いる。今、図-4 (b) のように遮断周波数 ω_1 の一次遅れ要素に通したシステムを考える時、 ω_1 を適切に調整することで、振幅が小さく、システムの許容範囲を超えない値に調整することができる^{6),7)}。しかし、遅れ時間が出てきて、最適値移行時間が長くなる。そこで、新たに遮断周波数 ω_2 の一次遅れ要素にシステムを通し、その値と遮断周波数 ω_1 の一次遅れ要素に通した値との差をとり、それを重み w として、元のシステムに加えるという手法を導入した。但し、 $\omega_1 = 1/T_1$, $\omega_2 = 1/T_2$, $T_1 > T_2$ とし、これは振幅誤差を発生させることで、遅れ時間の改善を狙っている。また、異常誤差などがないように、その出力ごとに制限をかけ、電圧許容範囲を指定するものとする。

6. 数値シミュレーション

6.1 制御対象

電力系統一機無限大母線系統の運動方程式を考える⁵⁾。

$$M \frac{d^2\delta}{dt^2} + D(\delta) \frac{d\delta}{dt} + P_e(\delta) = P_{in} \quad (19)$$

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

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

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

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

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

ここで、 δ : 発電機の相角、 P_{in} : 機械的入力、 $P_e(\delta)$: 電氣的出力、 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、 $Y_{11}\angle\theta_{11}, Y_{12}\angle\theta_{12}$: 機関アドミタンス、 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。

系統定数を以下に示す。

$$M = 0.016095, T'_{d0} = 5.09907, V = 1, P_{in} = 1.2, X_d = 0.875, X'_d = 0.422, Y_{11} = 1.04276, Y_{12} = 1.03084, \theta_{11} = -1.56495, \theta_{12} = 1.56189, X_e = 1.15, X''_d = 0.238, X_q = 0.6, X''_q = 0.3, T''_{d0} = 0.0299, T''_{q0} = 0.02616$$

また状態ベクトルを $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [E'_q, \delta, \dot{\delta}]^T$ 、入力を $u = E_{fd}$ 、出力を $y = P_e(\delta)$ とすると、

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{T'_{d0}}(u - E_I) \quad (20)$$

$$\dot{x}_2 = x_3 \quad (21)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{M} \{P_{in} - y - D(\delta)x_3\} \quad (22)$$

$$E_I = \frac{x_1 - (X_d - X'_d) V Y_{12} \sin(\theta_{12} - x_2)}{1 + (X_d - X'_d) Y_{11} \sin\theta_{11}}$$

$$y = E_I^2 Y_{11} \cos\theta_{11} + E_I V Y_{12} \cos(\theta_{12} - x_2)$$

シミュレーション実験として次のように設定した。

PID制御のパラメータとして、限界感度法により、比例ゲイン K_P 、積分時間 T_I 、微分時間 T_D を以下の値に設定した。

$$K_P = 0.6, T_I = 1.5708, T_D = 0.3927$$

また、標準型 Extremum Seeking 制御のパラメータは以下に設定した。

$$\omega_h = 0.05, \omega_l = 0.01, k = 1, \beta \sin\omega t = 0.05 \sin 2\pi(0.05)t$$

但し、初期値は、 $x_1(0)=1.192, x_2(0)=0.8477, x_3(0)=0, \hat{E}_{fd} = \hat{E}_I=1.52243$ と設定した。また、 $0[s] \leq t < 1500[s]$ の間では $P_{in} = 1.2$ 、 $1500[s] \leq t < 3000[s]$ の間では $P_{in} = 0.6$ と設定する。

$P_{in} = 1.2$ の最適運転点状態は、 $u^* = 2.1279, x_2^* = 0.555, J(u^*) = 1.2$ である。

$P_{in} = 0.6$ の最適運転点状態は、 $u^* = 1.9630, x_2^* = 0.28, J(u^*) = 0.6$ である。

この場合、AOVR型 Extremum Seeking 制御に使用したパラメータの設定として、加速器部分では、サンプリングタイムは $\Delta = 0.01[s]$ 、データ収集時間領域として $\{u_{min}, u_{max} : t\} = 0.1[s]$ 毎にそれぞれ制御値を取り規格化する。又、チェビシェフ多項式同定周期は $\tau_i = \tau_{i-1} + 2[s]$ ($i = 0, 1, 2, 3, \dots, \tau_0 = 0$) とする。また、過電圧調整器では、各パラメータを、以下の様に設定した。

$$T_1 = 30[s], T_2 = 25[s], k_r = 1, 0 \leq w < 0.5, -E_{A2} \leq E < E_{A1}, -E_{A2} = 1.52243, E_{A1} = 2.3$$

6.2 シミュレーション結果

シミュレーション結果を図-5~図-14に示す。我々は電力システムに対して、 $0[s], 1500[s]$ 時に、機械的入力 P_{in} を変化させた。それに対する制御量に相当する界磁電圧 u と出力に相当する電氣的出力 y について数値シミュレーション実験を行った。

PID制御においては目標値を既知として与える必要がある。一方、Extremum Seeking 制御では自らオンラインで目標値である最適値を探索しつつ制御するので、目標値設定が不要である。

6.3 シミュレーション結果の考察

図-5は、制御対象である発電 plant に対して、PID制御を施した場合の時間 t に対する出力 y の時間

応答特性である。この場合、目標値 r を $r = 1.2$ ($0[s] \leq t < 1500[s]$), $r = 0.6$ ($1500[s] \leq t < 3000[s]$) が既知として与えた。システムの如何なる変化においても、早い段階で最適値まで移行していることが分かる。しかし、システムの変化時における振れ幅が大きく、それが異常値としてシステムに何らかの影響を与えることが十分考えられる。そこで、実際は、自動電圧調整器などと組み合わせることで電圧を制御するといったことが一般的に用いられている。

図-6, 図-7 は、標準型 Extremum Seeking 制御を用いた時の制御量 u と出力 y の時間応答特性を示している。制御量 u において、シミュレーション開始 50[s] 程で最適値まで移行しており、十分に精度の良い制御がされている。また出力 y においても、PID 制御とあまり変わらない精度で制御がされており、標準型 Extremum Seeking 制御の有効性が確認される。

図-8, 図-9, 図-10 は、標準型 Extremum Seeking 制御手法と本手法の比較を示している。図-6 を見て分かる様に、標準型では定常状態における出力応答波形は振動している。これは標準型 Extremum Seeking 制御特有の正弦波強制振動項が関係しており、振れ幅が許容範囲ぎりぎりの値となり不安である。そこで加速器と過電圧調整器を通すことで、速応性と振幅特性を改善し精度の良い制御器にしたものが AOVR 型 Extremum Seeking 制御器である。残念ながら、今回の実験では、速応性において微量の改善しか見られなく、他のシステムに適用した時ほど大幅な改善はみられなかった⁴⁾。しかし、振幅特性の改善においては本手法の有効性が確認される。図-9 は、過電圧調整器で使用する重み w の応答波形を示す。また図-10 においては、出力 y の異常値を強制的に遮断した場合の応答特性を示す。

図-11 に、PID 制御を適用した時の出力 y_P と AOVR 型 Extremum Seeking 制御を適用した時の出力 y_A との絶対値誤差について示す。絶対値誤差は、0 に近いほど良い。従って、システムの変化時において、多少の誤差はあるものの、ほぼ 0 となっており、このことは、AOVR 型 Extremum Seeking 制御で、PID 制御と同等の制御が実現できたことを示している。

図-12, 図-13 図-14 は、ノイズを考慮した場合の標準型 Extremum Seeking 制御手法と本手法の比較を示している。図-12 では微量過ぎて確認できないが、図-13 図-14 から分かる様に、本手法の方が若干、ノイズの影響を受けている。これは本手

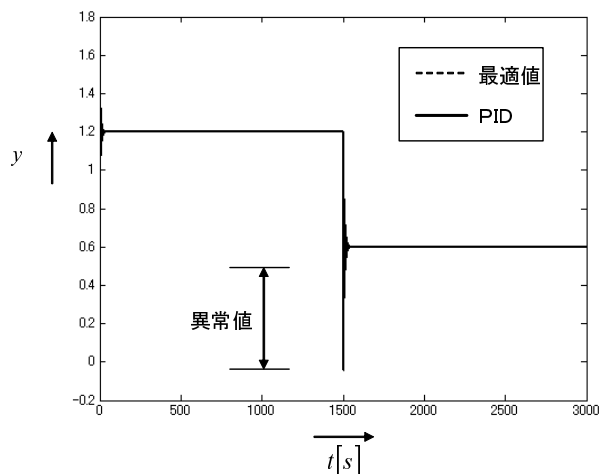


図-5 PID 制御による制御量 y の値

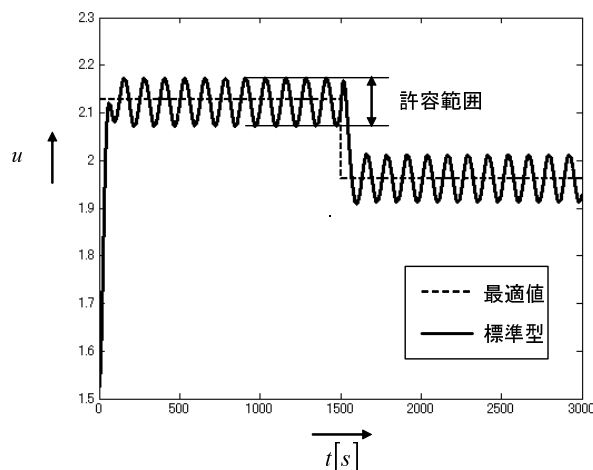


図-6 標準型制御による制御量 u の値

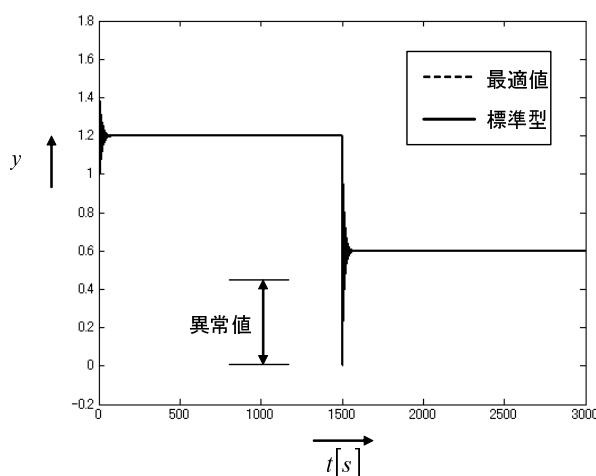


図-7 標準型制御による出力 y の値

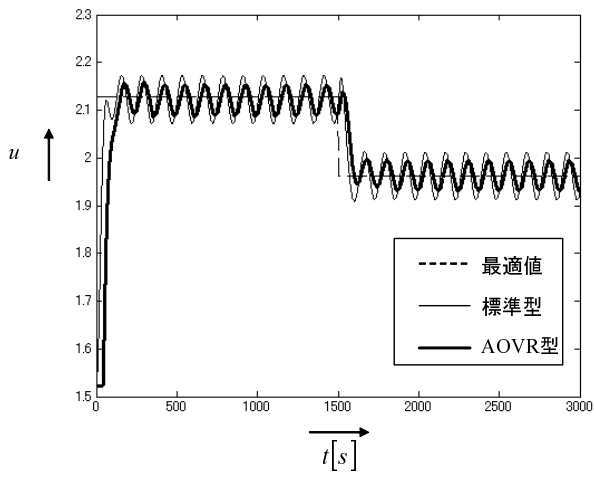


図-8 標準型と AOVR 型の制御量の比較

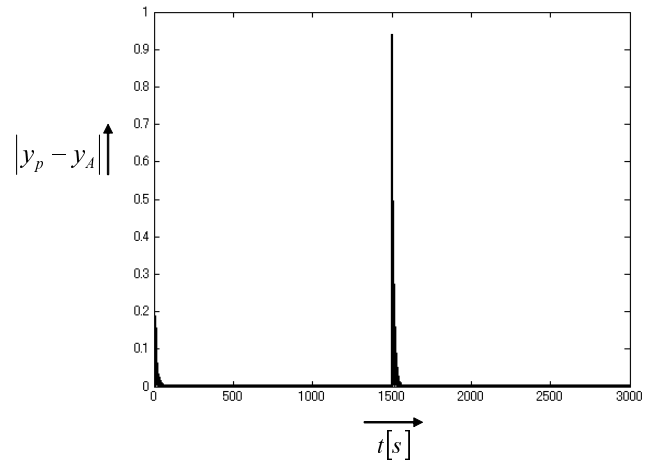


図-9 1PID制御と AOVR 型の出力絶対値誤差

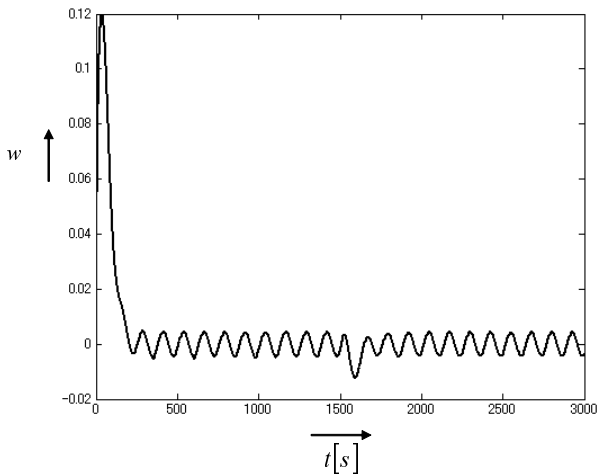


図-10 重み w の応答波形

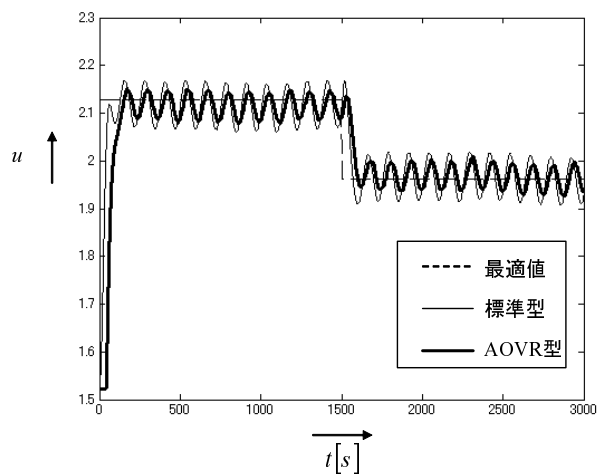


図-11 ノイズがある場合の制御量 u の値

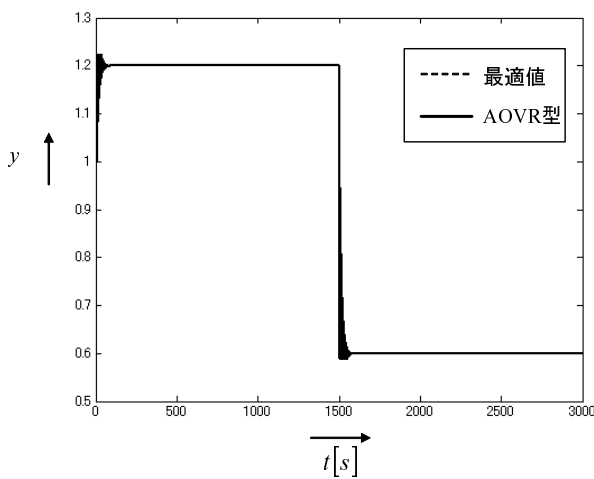


図-12 出力 y の出力強制遮断特性

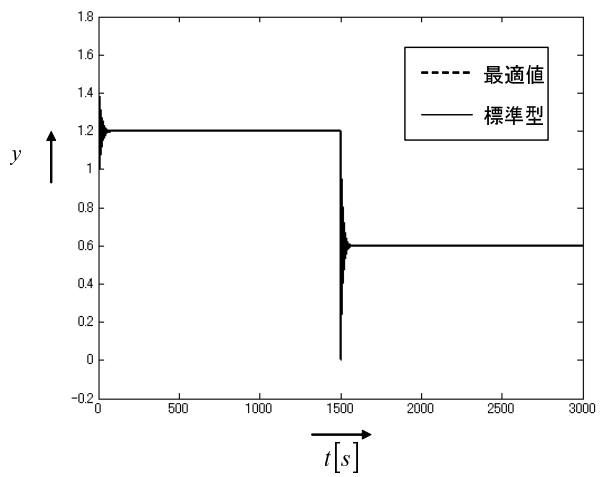


図-13 ノイズがある場合の標準型出力 y の値

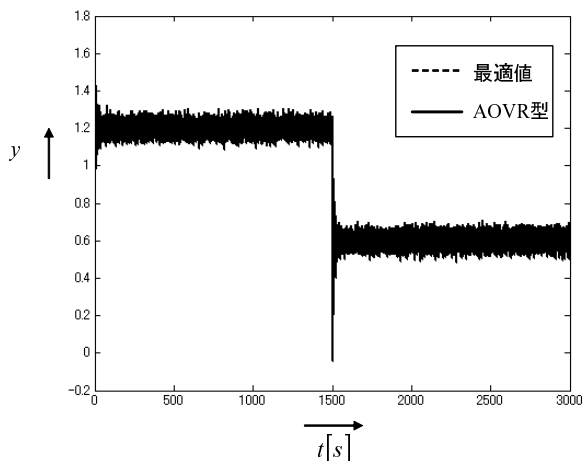


図-14 ノイズがある場合のAOVR型出力 y の値

法においては、加速器部分にチェビシェフ多項式同定を用いた近似を行っているため、ノイズが入ってきた場合の近似の際の式、又はプログラムによる影響が出たと推測される。

7. おわりに

本報告は、電力系統問題について、PID制御および標準型と改良型 Extremum Seeking 制御を適用した場合の数値シミュレーション実験を行った。その際、標準型 Extremum Seeking 制御の改良型として AOVR 型 Extremum Seeking 制御を提案した。この改良型は、標準型 Extremum Seeking 制御に加速器と過電圧調整器を付加した構造となっている。加速器については、A/D 変換、チェビシェフ多項式、極値探索 (U, m, p)、D/A 変換から成り立っている。シミュレーション結果をもとに、PID制御と Extremum Seeking 制御の比較や考察を行った。PID制御は目標値 r が既知でなければならないが、Extremum Seeking 制御は目標値である最適値を自らオンラインで探索しつつ行う制御であり、 r は未知で良い。この状態での数値シミュレーション結果より、PID制御と Extremum Seeking 制御では、ほぼ同等の精度を有する制御が可能ということが確認された。AOVR 型 Extremum Seeking 制御に付加した加速器においては、他のシステムに適用した時ほど大幅な改善はみられなかった。しかし、過電圧調整器では、振幅特性が改善され、電圧の振れ幅を最小限に抑えることができ、本手法の有効性が確認された。今後の研究課題として以下がある。

ノイズの収束性を考慮した加速器のパラメータ設定。現在、試行錯誤で設定しているパラメータに対して、GA(Genetic Algorithm)、PSO(Particle Swarm Optimization) などを用いた最適パラメータの決定。また更なる最適運転点移行時間の短縮やその他のシステムに対する応用などがある。

参考文献

- 1) 須田 信英、PID制御、朝倉書店 pp.1-20 (1996).
- 2) K. B. Ariyur and M. Krstić, Real Time Optimization by Extremum Seeking Control, John Wiley & Sons INC., pp.99-117 (2003).
- 3) H-H. Wang, M. Krstić and G. Bastin, Optimizing Bioreactors by Extremum Seeking, *Int. J. Adapt Control Signal Process*, Vol.13, pp.651-669 (1999).
- 4) 小山 彰一、Haldane model に対する加速器付き Extremum Seeking 制御の研究、卒業論文、鹿児島大学工学部電気電子工学科 (2007).
- 5) 高田 等、八野 知博、小濱 健吾、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) 武藤 高義、アクチュエータの駆動と制御、コロナ社、pp.1-13 (1997).
- 7) 添田 喬、中溝 高好、自動制御の講義と演習、日新出版、pp.60-75 (2003).