

이산 적응 슬라이딩 모드 제어를 이용한 전력계통 안정화 장치에 관한 연구

論 文
45~2~2

A Study on the Power System Stabilizer using Discrete-time Adaptive Sliding Mode Control

朴永文*·金 煜**
(Young-Moon Park · Wook Kim)

Abstract - In this paper the newly developed discrete-time adaptive sliding mode control method is proposed and applied to the power system stabilization problem. In contrast to the conventional continuous-time sliding mode controller, the proposed method is developed in the discrete-time domain and based on the input/output measurements instead of the continuous-time and the full-states feedback, respectively. Because the proposed control method has the adaptivity property in addition to the natural robustness property of the sliding mode control, it is possible to design the power system stabilizer which can overcome both the minor variations of the parameters of the power system and the diverse operating conditions and faults of the power system. Mathematical proof and the various computer simulations are done to verify the performance and stability of the proposed method.

Key Words : power system stabilizer, discrete-time sliding mode control, state observer, parametric adaptive control, input/output measurement

1. 서 론

모든 제어문제가 다 그러하듯이 전력계통 안정화 문제에서도 마찬가지로 전력계통 안정화 장치(Power System Stabilizer : PSS)로 사용되는 제어기가 각종 고장이나 파라미터의 변동에 대하여 매우 높은 강인성(Robustness)을 가질 것을 요구하고 있다. 이미 잘 알려진 바와 같이 전력계통 내에 존재하는 부하나 발전기 및 각종 전로의 상수들이 변동하거나 지락사고, 단선사고와 같은 각종 사고가 발생하였을 때 발전기의 기계적인 제동토크의 부족으로 인하여 저주파 진동이 발생하게 되는데, 이러한 저주파 진동을 억제하기 위하여 사용되는 장치가 바로 PSS이다. 이러한 저주파 진동 억제라는 본래의 목적에 추가하여 각종 고장이나 외란, 측정 잡음 등에도 문제없이 동작할 수 있는 강인성이 극대화된 PSS를 설계하자는 것이 이 논문의 주된 목적이다.

본 논문에서 설계될 PSS는 강인제어 이론의 하나로써 널리 애용되고 있는 슬라이딩 모드 제어기법을 기본으로 하여 여기에 파라미터 인식기법(Parameter Identification)을 통한 적응제어 이론을 접목함으로써 각각의 제어기법이 가지고 있는 장점들을 함께 포함하도록 하였다.

슬라이딩 모드 제어의 가장 큰 장점은 미리 정해진 두 가지의 피드백이득수(Feedback Gain)를 미리 정해진 스위칭 평면을 기준으로 스위칭 시킨다는 매우 단순한 구조만으로도 시스템

파라미터의 변동에 불변성(Invariance)을 가질 수 있다는 것이다. 이러한 간단한 구조 덕분에 최근에는 다른 유용한 제어기법들, 즉, 적응제어(Adaptive Control), 최적제어(Optimal Control), 추정이론(Estimation Theory) 등과 결합한 형태의 새로운 제어 이론들이 제시되어 왔다. 가장 최근의 조사 논문인 [1]에 상세하게 최근의 연구 동향이 나와 있다. 그리고, 이러한 슬라이딩 모드 제어를 전력계통 안정화 문제에 적용한 예도 적지 않게 찾아볼 수 있다. 대표적인 예로 [2] ~ [9] 등을 들 수 있다. 열거된 연구 결과들은 대부분 연속시간 공간에서 동작하며 피드백 신호로써 상태변수를 이용하는 일반적인 슬라이딩 모드 제어를 전력계통 안정화 문제에 적용한 논문들이라고 요약할 수 있다. 하지만, 이러한 논문들의 이론에는 대부분 공통적인 문제점을 가지고 있는데, 첫 번째는 현대 제어의 가장 기본적인 구현 방법인 디지털 제어기로의 구현시 발생하는 문제점이고, 두 번째는 기본적으로 상태피드백(State Feedback)제어의 형식을 가지고 있다는 점이다.

첫 번째 문제점의 심각성은 고전적인 연속시간 슬라이딩 모드 제어 이론을 단순한 이산화(discretization)를 통해 디지털 제어기로 구현하였을 때 슬라이딩 모드 제어의 가장 대표적인 장점인 슬라이딩 모드의 강인성이 사라진다는 점이다. 이는 디지털 제어기의 제한된 샘플링 주기로 인하여 시스템의 상태변수가 슬라이딩 평면을 향해 진행은 하지만, 결코 정확히 슬라이딩 평면 위에 존재할 수 없다는 것과 우연히 슬라이딩 평면 위에 위치하게 된다고 하더라도 그 이후 계속 평면 위에 위치하도록 유지시킬 수 있는 동가제어입력(Equivalent Control Input)을 구현할 수 없다는 것이다. 이러한 상태를 유사-슬라이딩 모드(Quasi-Sliding Mode)[10]라고 하는데, 이러한 상태에서는 전체 시스템의 강인성 내지는 안정성이 샘플링 주기에 따라 변하므로 항상 다시 해석을 해야 하는 치명적인 단점을 가

* 正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學部 教授 · 工博

** 正 會 員 : 서울대 大學院 電氣工學部 博士課程

接受日字 : 1995年 7月 27日

1次 修正 : 1995年 11月 8日

2次 修正 : 1996年 1月 10日

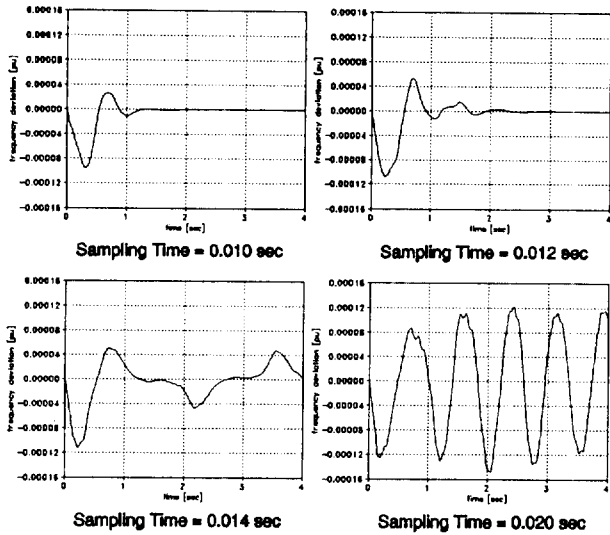


그림 1 여러 가지 샘플링 주기에 대한 연속시간 슬라이딩 모드 제어기의 제어 결과

Fig. 1 Control result for different sampling frequencies using continuous-time sliding mode controller

지고 있다. 그림 1은 이러한 사실을 명백하게 보여주고 있다. 그리고, 두 번째 문제점의 경우에는 이미 잘 알려진 바와 같이 LQR 제어와 같은 모든 상태제환 제어 방식이 모두 다 그러하듯이 상태변수의 측정이 곤란하거나 대상 시스템의 수학적 모델을 구하기 힘든 문제에 대한 적용성이 매우 희박하다는 것이다.

최근에 Pan과 Furuta에 의해 첫 번째 문제점을 해결할 수 있는 이산시간 공간에서의 슬라이딩 모드 제어기의 설계 방법 [11]이 제시되었다. 이는 이산시간 공간에서 유도된 제어 법칙의 강인성을 해석한 최초의 시도으로써 매우 높은 가치가 있는 연구 결과이다. 그러나, 이 논문에서도 마찬가지로 기본적으로 상태제환 제어의 형식을 취하고 있어서 앞에서 설명한 두 번째 문제점을 여전히 포함하고 있다.

따라서, 본 논문에서는 우선 Pan과 Furuta가 제시한 이산시간 슬라이딩 모드 제어기법을 기본으로 하여 여기에 상태변수 감시자(State Observer)를 결합시켜 상태제환 방식이 아닌 입출력 신호 제환 방식으로 바꾸어 줌으로써 상태변수의 측정이 어렵거나 불가능한 문제들에 대한 적용을 보다 쉽게 하는 방법을 제시하며, 특히 상태변수 감시자를 설계하는 과정에서 파라미터 인식을 동시에 병행하여 이루어질 수 있도록 함으로써 제어기가 추가적으로 적응성(Adaptivity)을 가질 수 있도록 하였다.

논문의 구성은 다음과 같다. 우선 제 2 절에서 상태변수 감시기의 구조에 대하여 설명을 하고, 제 3 절과 제 4 절에서는 Pan과 Furuta가 제시한 이산 슬라이딩 모드 제어기법을 간단하게 요약을 하도록 한다. 제 5 절에서는 앞서 기술한 제어기법을 토대로 PSS를 구현하는 전체적인 구조에 대하여 서술하고, 이를 모의 전력계통에 적용한 모의실험의 결과를 제 6 절에 제시한다. 마지막으로 제 7 절에서 결론이 주어진다.

2. 상태변수 감시기(State Observer)의 설계

우선 측정할 수 있는 제어 입력 $u(k)$ ($k=1, \dots, n$)와 출력

$y(k)$ ($k=1, \dots, n$) 들을 이용하여 대상 전력계통을 다음과 같은 ARMA(Auto Regressive Moving Average) 모델로 근사화할 수 있다. 참고로 이 논문에서는 여자기의 보조 입력을 제어 입력 변수로 정의하였으며, 주파수 편차 $\Delta\omega$ 를 출력 변수로 정의하였다.

$$y(k+1) = \hat{a}_1 y(k) + \dots + \hat{a}_n y(k-n+1) + \hat{b}_1 u(k) + \dots + \hat{b}_n u(k-n+1) \quad (1)$$

여기서 n 은 시스템의 차수이며, 각 계수들 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_n, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_n$ 는 선형화된 시스템의 파라미터를 나타내며, $\hat{\cdot}$ 기호는 제한 최소자승법(Recursive Least Square Method)을 통해 추정된 값을 의미한다. 본 논문에서 사용된 제한 최소자승법은 다음과 같이 요약된다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)(y(k) - \phi^T(k) \hat{\theta}(k-1)) \\ K(k) &= P(k-1)\phi(k)(\lambda I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k))^{-1} \\ P(k) &= (I - K(k)\phi^T(k))P(k-1)/\lambda \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 θ 는

$$\theta^T = [\hat{a}_1 \dots \hat{a}_n \hat{b}_1 \dots \hat{b}_n]$$

로 정의되는 파라미터 벡터이며, ϕ 는

$\phi^T(k-1) = [-y(k-1) \dots -y(k-n) u(k-1) \dots u(k-n)]$ 로 정의되는 회귀 벡터(Regression Vector)이다. 그리고, λ 는 망각 계수(Forgetting Factor)로서 1보다 작은 상수이다.

(1)식으로부터 다음과 같은 제어가능 캐노니컬 형태(Controllable Canonical Form)의 상태 방정식이 존재한다고 알려져 있다[14].

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $x(k)$ 는 $n \times 1$ 의 벡터이며 $u(k)$ 와 $y(k)$ 는 스칼라이다. 그리고, A, B, C 는

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ \hat{a}_n & \hat{a}_{n-1} & \dots & \hat{a}_1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ C &= [\hat{b}_n \hat{b}_{n-1} \dots \hat{b}_1] \end{aligned} \quad (4)$$

이다. (4)식의 파라미터 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_n, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_n$ 는 (1)식에서 사용된 값들과 동일한 것이다. 따라서, 제한 최소자승법을 이용하여 (1)식의 파라미터들이 인식이 되면, (3)식과 (4)식에서와 같은 상태 방정식을 쉽게 구할 수 있다. 하지만, 이 상태 방정식을 이용하여 제어를 하기 위하여서는 (3)식에서 상태변수의 값 x_1, \dots, x_n 들을 실제 시스템으로부터 측정하거나 추정해 내는 과정이 필요하다. 그러나, 모든 필요한 상태변수를 측정할 수 있는 경우는 극히 제한적인 경우이며 일반적으로 일부의 상

대변수 값을 제외하면 대부분 측정 불가능인 경우가 대부분이다.

그러므로, 측정 가능한 시스템의 입출력 변수들로부터 필요한 상태변수의 값을 추정해 내는 상태변수 감시기가 사용되는데, 대표적인 방법으로 루엔버거 감시기(Luenburger Observer)와 칼만 필터(Kalman Filter)를 예로 들 수 있다. 하지만, 이러한 감시기들은 (4)식의 모든 파라미터들이 처음부터 고정된 값, 즉 시스템의 파라미터를 정확히 알고 있는 경우에만 사용할 수 있는 방법이므로 시스템의 인식과 제어를 동시에 행하는 온라인 방식에서는 사용할 수 없는 방법이다.

따라서, 다음과 같은 방법을 통하여 (3)식의 상태변수 $x=[x_1, \dots, x_n]$ 의 값을 추정한다.

먼저 다음과 같은 관측 가능 캐노니컬 상태공간 구현(Observable Canonical State Space Realization)을 정의한다.

$$\begin{aligned} \bar{x}(k+1) &= \bar{A} \bar{x}(k) + \bar{B}u(k) \\ y(k) &= \bar{C} \bar{x}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\bar{x}(k)$ 는 $n \times 1$ 의 벡터이며 $u(k)$ 와 $y(k)$ 는 스칼라이다. \bar{A} , \bar{B} 와 \bar{C} 는 다음과 같은 컴패니온 형태(Companion Form)로 주어진다.

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \begin{bmatrix} \alpha_1 & \dots & \alpha_{n-1} & \alpha_n \\ 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{bmatrix} \\ \bar{C} &= [1 \ 0 \ \dots \ 0] \end{aligned} \quad (6)$$

간단한 계산에 의하여 상태변수 $\bar{x}_1(k), \dots, \bar{x}_n(k)$ 들을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{x}_1(k) &= y(k) \\ \bar{x}_2(k) &= y(k-1) + \beta_2 u(k-1) \\ &\vdots \\ \bar{x}_n(k) &= y(k-n+1) + \beta_2 u(k-n+1) + \dots + \beta_n u(k-1) \end{aligned} \quad (7)$$

모든 상태변수 $\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n$ 들이 측정된 입력 $u(k)$ 와 출력 $y(k)$ 들만의 선형 결합으로 이루어졌음을 알 수 있다. 그리고, $y(k+1)$ 는 (6)식으로부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} y(k+1) &= \bar{x}_1(k+1) \\ &= \alpha_1 \bar{x}_1(k) + \dots + \alpha_n \bar{x}_n(k) + \beta_1 u(k) \end{aligned} \quad (8)$$

(7)식을 (8)식에 대입한 다음 그 결과를 (1)식과 비교하면 $\alpha_1, \dots, \alpha_n, \beta_1, \dots, \beta_n$ 와 $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_n, \hat{\delta}_1, \dots, \hat{\delta}_n$ 사이의 관계식이 다음과 같이 구해진다.

$$\alpha_1 = \hat{\alpha}_1, \alpha_2 = \hat{\alpha}_2, \dots, \alpha_n = \hat{\alpha}_n$$

그리고

$$\beta_1 = \hat{\delta}_1$$

$$\begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_n & 0 & \dots & 0 \\ \alpha_{n-1} & \alpha_n & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_2 & \alpha_3 & \dots & \alpha_n \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{\delta}_n \\ \hat{\delta}_{n-1} \\ \vdots \\ \hat{\delta}_2 \end{bmatrix}$$

(5)식을 (3)식으로 변환시켜 주는 변환행렬 T 는 선형시스템 이론으로 쉽게 찾을 수 있다. 이 변환행렬 T 를 (7)식에서 구한 상태변수 벡터 $\bar{x}=[\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n]$ 에 곱해 주면 (3)식에서의 상태변수 $x=[x_1, \dots, x_n]$ 를 구할 수 있다. 즉, $x=T\bar{x}$ 이다.

이와 같이 측정이 가능한 입출력 변수들의 선형결합을 통하여 정확한 상태변수의 값을 추정해 낼 수 있다.

3. 이산 슬라이딩 모드 제어기의 설계

슬라이딩 모드 제어기를 설계하는 과정은 크게 두 가지로 이루어진다. 우선 첫 번째 과정은 안정한 동특성을 가지는 슬라이딩 평면을 설계하는 일이고, 두 번째는 항상 모든 상태변수의 이동 방향이 슬라이딩 평면 쪽으로 향하게 하는, 즉 슬라이딩 모드가 존재하도록 하는 제어 법칙을 설계하는 것이다. 여기서, 슬라이딩 평면은 일반적인 연속시간 공간의 슬라이딩 모드 제어 이론에서는 다음과 같이 정의된다.

$$S = \{x \mid s=0\}$$

그러나, 이산시간 공간에서는 디지털 제어가 샘플링 주기에 따라 동작을 하므로 무한히 빠른 스위칭을 할 수 없어 슬라이딩 모드가 정확히 슬라이딩 평면상에서 발생하지 않는 문제점이 발생한다[10]. 따라서, 실현 불가능한 슬라이딩 평면의 개념 대신에 다음과 같은 슬라이딩 영역이란 개념을 도입하도록 한다.

$$\Phi = \{x(k) \mid |s(k)| \leq \delta_x(k)\} \quad (9)$$

여기서 $\delta_x(k)$ 는 밑의 (14)식과 같이 정의되는 상태변수 $x(k)$ 의 함수이다. 그리고, $s(k)$ 는 상태변수에 대한 선형 함수로 주어진다. 즉,

$$\begin{aligned} s(k) &= c_1 x_1(k) + c_2 x_2(k) + \dots + c_n x_n(k) \\ &= \Gamma x(k) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, $\Gamma=[c_1 \ \dots \ c_n]$ 이며, 이는 다음과 같은 다항식

$$c_n q^{n-1} + c_{n-1} q^{n-2} + \dots + c_2 q + c_1 = 0 \quad (11)$$

을 안정하게 만들도록 설계되었다고 가정한다. (11)식의 각 계수들에 임의의 값을 곱하여도 무관하므로, 계산을 간단하게 하기 위하여 $c_n=1$ 으로 설정하도록 한다.

이제 다음과 같은 제어 법칙을 정의한다.

$$u(k) = -(\Gamma B)^{-1} \{\Gamma A x(k) - \beta s(k) - F x(k)\} \quad (12)$$

여기서 행렬 $F=[f_1 f_2 \dots f_n]$ 의 요소들은 다음과 같이 정의된다.

$$f_i = \begin{cases} 0, & |s(k)| \leq \delta_x(k) \\ -|\beta|c_{\max} \text{sign}(\beta s(k)x_i(k)), & |s(k)| > \delta_x(k) \end{cases} \quad i=1, \dots, n \quad (13)$$

여기서 $\delta_x(k)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\delta_x(k) = \frac{c_{\max}}{2} \sum_{j=1}^n |x_j(k)| \quad (14)$$

단,

$$c_{\max} = \max_{1 \leq j \leq n} \{ |c_j| \} \quad (15)$$

그리고 β 는 다음을 만족하는 상수이다. (β 의 선정 방법은 4절의 (34)식 참조)

$$|\beta| < 1, \beta \neq 0 \quad (16)$$

이제 다음의 정리를 통하여 (12)식의 제어법칙이 전체 시스템을 안정하게 만든다는 것을 증명한다.

정 리 : 조건 (13) ~ (16)식을 만족하고 $\Gamma=[c_1, \dots, c_n]$ 이 (11)식을 안정하게 만들도록 설계되었다고 가정하면 제어법칙 (12)식은 전체시스템을 안정하게 만든다.

증 명.

우선 (12)식을 (8)식의 시스템에 대입하면,

$$x(k+1) = Ax(k) - B(\Gamma B)^{-1} \{ \Gamma Ax(k) - \beta s(k) - Fx(k) \} \quad (17)$$

가 된다. 이 (17)식을 (10)식에 대입하여 정리하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$s(k+1) = \beta s(k) + Fx(k) \quad (18)$$

이 된다. 이 식의 양변에 $\beta s(k)$ 를 곱한 후 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \beta s(k)s(k+1) - \beta^2 s^2(k) &= \beta s(k)Fx(k) \\ &= \beta s(k) \sum_{j=1}^n f_j x_j(k) \end{aligned} \quad (19)$$

이 때 만약 시스템의 상태가 슬라이딩 영역 외부에 있을 경우, 즉 $|s(k+1)| > \delta_x(k)$ 인 경우를 가정하면 F 의 각 성분들은 $f_i = -|\beta|c_{\max} \text{sign}(\beta s(k)x_i(k))$, $i=1, \dots, n$ 이 된다. 이를 (19)식에 대입하면,

$$\begin{aligned} \beta s(k)s(k+1) - \beta^2 s^2(k) &= -\beta s(k) \sum_{j=1}^n |\beta|c_{\max} \\ &\quad \text{sign}(\beta s(k)x_j(k))x_j(k) \quad (20) \\ &= -\beta^2 c_{\max} |s(k)| \sum_{j=1}^n |x_j(k)| \end{aligned}$$

위의 마지막 식은 항상 음이므로 다음과 같은 부등식

$$\beta s(k)s(k+1) - \beta^2 s^2(k) < 0 \quad (21)$$

을 만족한다.

그리고, (14)식에서 $\delta_x(k) = \frac{c_{\max}}{2} \sum_{j=1}^n |x_j(k)|$ 이므로 (20)식의 마지막 식에서 $\sum_{j=1}^n |x_j(k)|$ 를 소거하면,

$$\beta s(k)s(k+1) - \beta^2 s^2(k) = -2\beta^2 \delta_x(k)|s(k)| \quad (22)$$

이 된다. 이 때, $|s(k+1)| > \delta_x(k)$ 를 가정하였으므로 위 식은 다음과 같은 부등식을 만족한다.

$$\beta s(k)s(k+1) - \beta^2 s^2(k) > -2\beta^2 s^2(k) \quad (23)$$

따라서, (21)식과 (23)식으로부터

$$-2\beta^2 s^2(k) < \beta s(k)s(k+1) - \beta^2 s^2(k) < 0$$

이므로, 이 부등식을 정리하면,

$$|\beta| |s(k)||s(k+1)| < \beta^2 s^2(k)$$

이 된다. 그러므로,

$$|s(k+1)| < |\beta| |s(k)| \quad (24)$$

만약 이산 Lyapunov함수를 $V(k) = s^2(k)$ 으로 정의하면, 가정 (16)식으로부터 $|\beta| < 1$ 이므로 $V(k+1) < V(k)$ 가 된다. 이는 만약 시스템의 상태가 슬라이딩 영역밖에 위치하고 있을 때 이는 항상 슬라이딩 영역 내부로 이동하게 됨을 의미한다.

또한, 시스템의 상태가 슬라이딩 영역 내부, 즉 $|s(k)| \leq \delta_x(k)$ 에 있으면, 가정 (13)식에 의하여 F 의 모든 성분 f_i 는 0이 되므로, (19)식의 우변이 0이 된다. 따라서, $s(k+1) = \beta s(k)$ 가 되므로 슬라이딩 영역 외부에 있을 때와 마찬가지로 $V(k) = s^2(k)$ 로 정의된 이산 Lyapunov함수에 대하여 이산 Lyapunov 안정 조건을 만족한다. 이는 시간이 지남에 따라 $s(k)$ 가 0으로 수렴함을 의미한다.

이 경우, 제어법칙 (12)식이 적용된 페루프 시스템의 특성 방정식은 다음과 같다. (유도 과정은 제 4 절 참조)

$$(q-\beta)(q^{n-1} + c_{n-1}q^{n-2} + \dots + c_2q + c_1) = 0$$

이 때, $\beta \neq 0$ 이고 가정에 의하여 $\Gamma=[c_1, \dots, c_n]$ 이 $q^{n-1} + c_{n-1}q^{n-2} + \dots + c_2q + c_1 = 0$ 를 안정하게 만들도록 설계가 되어 있으므로 (3)식은 안정한 시스템이 된다.

-증명끝-

이 정리를 통하여 우선 시스템의 상태변수가 슬라이딩 영역 외부에 있을 때는 항상 슬라이딩 영역 내부로 진입한다는 것을 증명하였고, 또한 슬라이딩 영역 내부에 있을 때는 슬라이딩 평면을 따라 모든 상태변수 x_1, \dots, x_n 이 0으로 수렴한다는 것을 증명하였다. 따라서, 제시된 제어법칙은 전체시스템을 안정하게 만든다는 것을 알 수 있다.

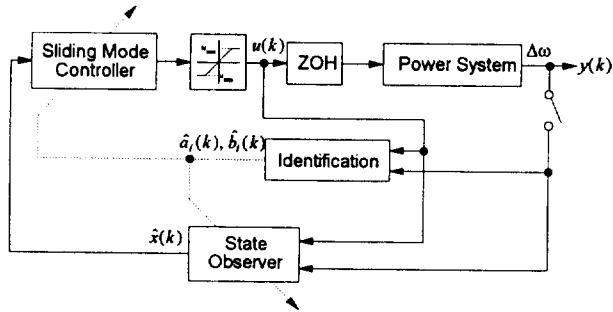


그림 4 전체 시스템의 블록 다이어그램
Fig. 4 Blockdiagram of the overall system

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{K_1}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 \\ \omega_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_4}{T_{do}} & -\frac{1}{T_{do}K_3} & \frac{1}{T_{do}} \\ 0 & -\frac{K_A K_5}{T_A} & -\frac{K_A K_6}{T_A} & -\frac{1}{T_A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix} u$$

$$y = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (35)$$

여기서 정의된 상태변수 x_1, x_2, x_3, x_4 는 각각 $\Delta\omega, \Delta\delta, \Delta e'_d, \Delta E_{FD}$ 로 정의된다. 상태 감시기와 제어기가 결합된 PSS를 포함한 전체적인 블록 다이어그램을 그림 4에 나타낸다.

제안된 PSS의 동작을 요약하면 다음과 같다.

- (1) 매 샘플링 주기마다 (2)식을 이용하여 시스템의 파라미터 값 $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_n$ 과 $\hat{b}_1, \dots, \hat{b}_n$ 을 인식한다.
- (2) 인식된 파라미터 값들은 상태변수 감시기에 전달되고, 상태변수 감시기에서는 (7)식을 통해 상태변수를 추정한다.
- (3) 인식된 파라미터 값들을 이용하여 (34)식으로부터 스위칭 평면의 계수 $\Gamma = [c_1, \dots, c_n]$ 을 계산한다.
- (4) 여자기의 보조 입력 단자로 입력될 제어량 $u(k)$ 를 (12)식을 통하여 계산한다.
- (5) 추정된 시스템 파라미터의 값과 실제의 파라미터 값이 심하게 차이가 날 때 발생할 수 있는 과도한 제어량으로 인해 시스템이 발산하는 것을 방지하기 위하여 제어기의 끝단에 제어량 제한기(Control Limiter)를 부착하였다.

6. 사례 연구

제시된 전력계통 안정화 기기의 성능과 안정성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 다음과 같은 모의실험을 행하였다.

- (1) 경부하(light load) 상태에서의 전력계통(표 1)
- (2) 부하의 유효 전력이 경부하에서 중부하로 변화했을 때 ($P_{eo} : 0.75\text{pu} \rightarrow 1.00\text{pu}$)
- (3) 부하의 무효 전력이 변화했을 때 ($Q_{eo} : 0.015\text{pu} \rightarrow 0.3\text{pu}$)
- (4) 동기 발전기의 관성 정수(Inertial constant)가 변화했을 때 ($M : 9.25\text{sec} \rightarrow 12.0\text{sec}$)

(5) 선로 상수가 변화했을 때 (R, X 는 2배, G, B 는 1/2배)

표 1 발전 시스템의 제정수[14]

Table 1 Constants of the generation systems

발전기 정수	$M = 9.26$	$x_d = 0.973$
	$D \approx 0$	$x'_d = 0.19$
	$T_{do} = 7.76$	$x_q = 0.55$
여자기 정수	$K_A = 50$	$T_A = 0.05$
선로 정수	$R = -0.034$	$X = 0.997$
	$G = 0.249$	$B = 0.262$
초기 상태	$P_{eo} = 0.75$	$Q_{eo} = 0.015$
	$V_{bo} = 1.05$	

경부하시($P_{eo} = 0.75\text{pu}$)의 발전시스템의 여러 상수들은 표 1에 나타난 바와 같고, 이러한 전력계통에 대한 (35)식의 $K_1 \sim K_6$ 는 다음과 같다.

$$K_1 = 0.5758 \quad K_2 = 0.9738 \quad K_3 = 0.6584$$

$$K_4 = 0.5266 \quad K_5 = -0.0494 \quad K_6 = 0.8450$$

따라서, 이 경우 (35)식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & -0.0622 & -0.1052 & 0 \\ 377. & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0679 & -0.1957 & 0.1289 \\ 0 & 49.3876 & -845.0022 & -20 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$B_p = [0 \ 0 \ 0 \ 1000.]$$

비교를 위하여 기존의 다른 PSS에 대하여서도 같은 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 다음에 기존의 PSS와 본 논문에서 제시된 PSS의 구조와 파라미터들을 간단히 요약한다.

Yu의 보상기(Lead/Lag Compensator)를 이용한 PSS(14)

Yu에 의해 제시된 보상기를 이용한 PSS의 구조를 그림 5에 나타낸다. 그림 5에서 사용된 각 파라미터들의 값은 $T_1 = 0.1, T_2 = 0.685, K_c = 7.091$ 그리고 $T = 3.0$ 으로 설정하였다.

Chan et al.의 연속시간 최적 슬라이딩 모드 PSS(3)

Chan et al.에 의해 제안된 연속시간 최적 슬라이딩 모드 PSS(Continuous-time Sliding Mode PSS)의 구조를 그림 6에

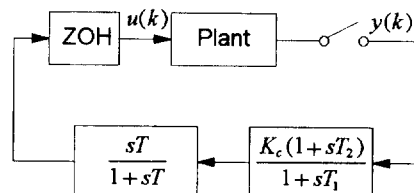


그림 5 Yu의 보상기를 이용한 PSS
Fig. 5 PSS using Yu's Compensator

나타낸다. 그림에 나타난 바와 같이, 이 PSS의 제어법칙은 다음과 같다.

$$u(k) = -\Psi^T x(k)$$

단, 여기서

$$\Psi = \begin{cases} k_1, & x\sigma > 0 \\ k_2, & x\sigma < 0 \end{cases}$$

$$\sigma = \Gamma_c x$$

이며, 슬라이딩 평면의 계수 Γ_c 는 다음과 같다.

$$\Gamma_c = [-8.1808 \quad -0.03250 \quad 0.1257 \quad 0.001]$$

이 슬라이딩 평면의 계수는 다음과 같은 가중 행렬로부터 계산되었다.

$$Q = \begin{bmatrix} 3 \times 10^8 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 \times 10^5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \times 10^3 \end{bmatrix}$$

그리고, 스위칭 되는 뇌먹임 이득상수 k_1 와 k_2 는 다음과 같다.

$$k_1 = -k_2 = [900 \quad 10 \quad 0.1 \quad 0.1]$$

Pan과 Furuta의 이산시간 슬라이딩 모드 제어기에 의한 PSS (11)

Pan과 Furuta에 의해 제안된 이산시간 슬라이딩 모드 제어기의 구조는 그림 7과 같다.

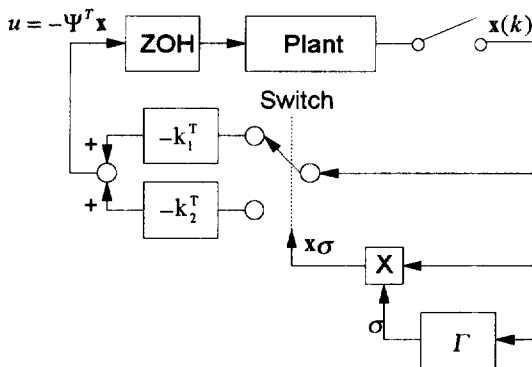


그림 6 Chan의 연속시간 슬라이딩 모드 제어기를 이용한 PSS
Fig. 6 PSS using Chan's continuous-time sliding mode controller

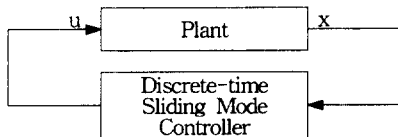


그림 7 Pan의 이산시간 슬라이딩 모드 제어기를 이용한 PSS
Fig. 7 PSS using Pan's discrete-time sliding mode controller

그림 7에서 이산시간 슬라이딩 모드 제어기의 파라미터는 가중 행렬

$$Q = \begin{bmatrix} 10^3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R = 0.01$$

로부터 계산되었고, $\beta = 4.0175 \times 10^{-6}$ 으로 설정되었다.

제안된 PSS

(2)식의 시스템 인식 과정에서 사용된 파라미터는 $\lambda = 0.8$ 이며, 파라미터 벡터 θ 의 초기치는 0으로 설정하였다. 제안된 이론에서 슬라이딩 평면의 계수 행렬 $\Gamma = [c_1, \dots, c_n]$ 를 계산하기 위한 (27)식의 가중행렬 Q 는

$$Q = \begin{bmatrix} 10^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

로 설정하였으며, 그리고, (16)식에서 정의된 β 는 (33)식의 z_1 즉 (32)식의 실근 중 절대값이 가장 작은 것으로 선택하였다.

제안된 PSS를 제외한 나머지 PSS들의 경우는 모두 경부하시의 전력계통의 모든 시스템 파라미터들을 정확히 알고 있다고 가정하였으며 (36)식을 이용하여 제어기를 설계하였다. 반면에 제안된 PSS는 모든 시스템 파라미터를 전혀 모르는 상태에서 제어를 하기 시작하여 시스템 인식과 제어를 동시에 행하는 온-라인 방식으로 제어를 하였다. 그리고, 모든 PSS의 샘플링 주기는 0.05[sec]로 선정하였는데, 단 Chan et al.의 연속시간 슬라이딩 모드 PSS의 경우만은 1절에서 설명한 바와 같은 이유로 인하여 0.01[sec]로 선정하였다. 각각의 모의실험에서 초기에 부하가 편차 $\Delta\delta$ 의 값을 0.01pu만큼 외란을 가하여 실험을 하였고, 각 PSS의 제어량은 0.2pu미만으로 제한을 하였다.

사례 연구 1 : 경부하시의 정상상태의 전력계통 (표 1)

(36)식에 나타난 경부하시(P_{en} 가 정격 부하의 75% 정도)일 때의 정상상태의 전력계통에 대한 각 PSS들의 제어 결과를 그림 8에 나타낸다.

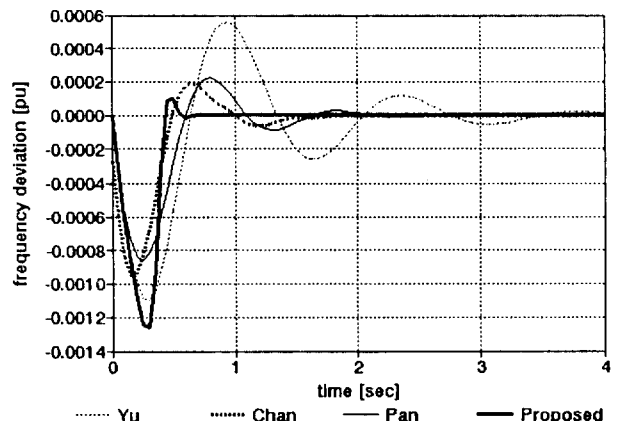


그림 8 정상 상태의 전력계통에 대한 제어 결과
Fig. 8 Control results for the normal power system

사례 연구 2 : 부하의 유효 전력이 중부하로 변화했을 때

($P_{eo} : 0.75pu \rightarrow 1.00pu$)

부하의 유효 전력(P_{eo})이 경부하인 0.75pu에서 중부하인 1.0pu로 증가한 경우에 대한 모의실험이다. 실제의 경우 유효 전력이 변동할 경우 ΔT_m 이 0이 아닌 값을 가지므로 조속기(Governor)의 동특성이 고려되어야 하나 편의를 위하여 무시하였다. 변동한 후의 $K_1 \sim K_6$ 의 값은 다음과 같다.

$$K_1 = 0.5441 \quad K_2 = 1.2067 \quad K_3 = 0.6584$$

$$K_4 = 0.6981 \quad K_5 = -0.0995 \quad K_6 = 0.8159$$

이때의 시스템 행렬 A_p 는 다음과 같다.

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & -0.0588 & -0.1303 & 0 \\ 377 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0900 & -0.1957 & 0.1289 \\ 0 & 95.5320 & -815.9298 & -20 \end{bmatrix}$$

이다. 모의 실험의 결과를 그림 9에 제시한다.

사례 연구 3 : 부하의 무효 전력 Q_{eo} 가 변동 ($Q_{eo} : 0.015pu \rightarrow 0.3pu$)

이번에는 부하의 무효 전력이 0.015pu에서 0.3pu로 변동하였을 때의 모의 실험이다. 변동된 후의 $K_1 \sim K_6$ 의 값은 다음과 같다.

$$K_1 = 0.3310 \quad K_2 = 1.1168 \quad K_3 = 0.6584$$

$$K_4 = 0.5994 \quad K_5 = -0.1132 \quad K_6 = 0.8311$$

이때의 행렬 A_p 는 다음과 같다.

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & -0.0414 & -0.0973 & 0 \\ 377 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0567 & -0.1957 & 0.1289 \\ 0 & 66.1598 & -853.9351 & -20 \end{bmatrix}$$

모의 실험 결과를 그림 10에 나타낸다.

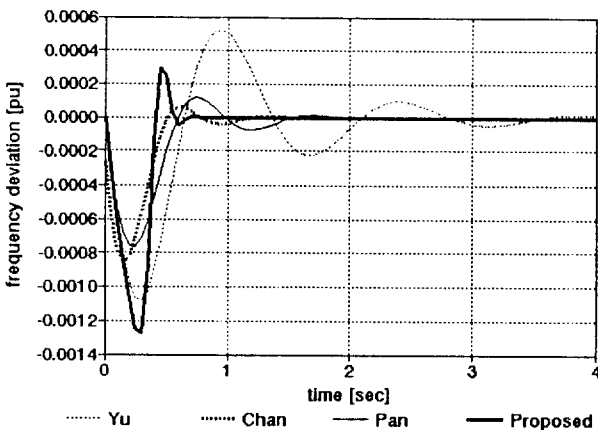


그림 9 부하의 유효 전력 P_{eo} 가 0.75pu에서 1.0pu로 변동하였을 때의 제어 결과

Fig. 9 Control results when the real power of load is changed

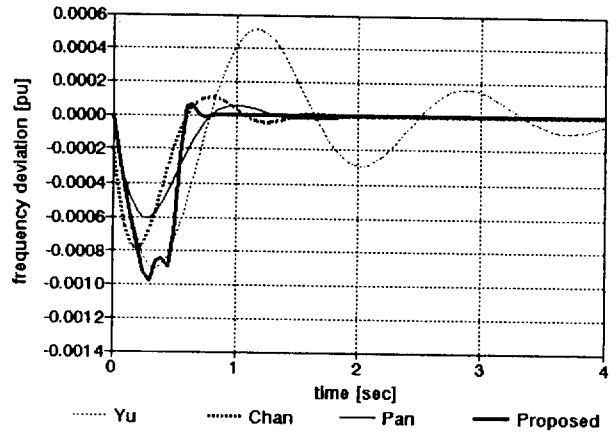


그림 10 부하의 무효 전력 Q_{eo} 가 0.015pu에서 0.3pu로 변동하였을 때의 제어 결과

Fig. 10 Control results when the reactive power of load is changed

사례 연구 4 : 동기 발전기 관성 정수 M 이 변동 ($M : 9.26sec \rightarrow 12.0sec$)

이번에는 중부하와 동기발전기 관성 정수 두 가지 외란을 동시에 고려하도록 한다. 우선 전력계통이 경부하에서 중부하로 변동하였고, 동시에 동기 발전기의 관성 정수 M 이 9.26sec에서 12sec로 변동하였을 때의 모의 실험이다. 이때의 $K_1 \sim K_6$ 값들은 다음과 같다.

$$K_1 = 0.5758 \quad K_2 = 0.9738 \quad K_3 = 0.6584$$

$$K_4 = 0.5266 \quad K_5 = -0.0494 \quad K_6 = 0.8450$$

그리고, 시스템 행렬 A_p 는 다음과 같이 변동한다.

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & -0.0480 & -0.0811 & 0 \\ 377 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0679 & -0.1957 & 0.1289 \\ 0 & 49.3876 & -845.0022 & -20 \end{bmatrix}$$

모의실험 결과를 그림 11에 제시한다.

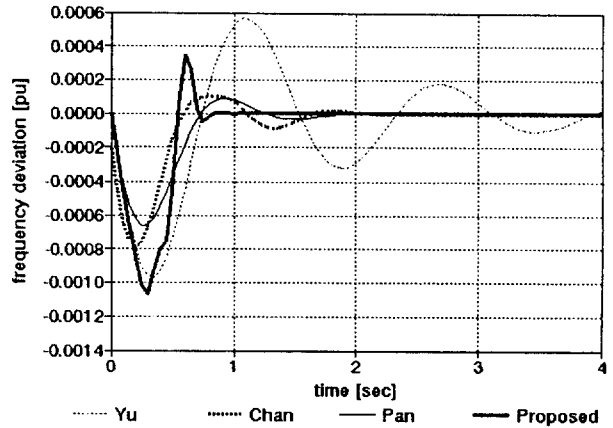


그림 11 동기 발전기 관성 정수 M 이 변동하였을 때의 제어 결과

Fig. 11 Control results when the inertial constant of synchronous generator is changed

사례 연구 5 : 선로의 고장이 발생 (R과 X는 2배, B와 G는 1/2배)

이번 모의 실험은 2중선로로 되어 있는 송전 선로에서 1회선에 지락사고가 발생한 경우를 모의실험한 것이다. 1회선이 지락사고가 발생하고 부하차단기가 동작한 후의 상황이다. 이러한 단선 사고가 발생할 경우 등가변환에 의해 표 1에서 임피던스 부분인 R과 X는 2배가 되고, 어드미턴스 부분인 B와 G는 1/2이 된다. 따라서, $K_1 \sim K_6$ 의 값은 다음과 같다.

$$K_1 = -0.2067 \quad K_2 = 1.0523 \quad K_3 = 0.7848$$

$$K_4 = -0.6699 \quad K_5 = 0.1568 \quad K_6 = 0.8569$$

이때의 행렬 A_p 는 다음과 같다.

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 0.0224 & -0.1136 & 0 \\ 377 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0863 & -0.1642 & 0.1289 \\ 0 & -156.7843 & -856.8562 & -20 \end{bmatrix}$$

이러한 전력계통에 대한 모의 실험의 결과를 그림 12에 제시한다.

제시된 PSS에 의한 제어 결과를 분석하여 보면 기존의 다른 PSS에 비하여 초기의 오버슈트(Overshoot)나 언더슈트(Undershoot)가 비교적 큰 값으로 나타나고 있다. 그 원인은 다른 기존의 PSS들이 이미 제어를 시작하기 전에 대상 시스템의 파라미터를 정확히 알고 있다고 가정한 상태에서 제어를 시작한 것에 반해 제시된 PSS는 전혀 모르는 상태에서 시작하여 온-라인 방식으로 시스템 인식을 병행하면서 제어를 하기 때문이라고 볼 수 있다.

계환 최소화수법의 망각 계수(Forgetting Factor)를 약 0.8로 하였을 경우, 실제 시스템의 출력과 인식된 시스템의 출력의 상대 오차가 10^{-5} 이하로 감소하는 데 소요되는 시간이 대략 0.8초 정도였다는 것을 실험을 통하여 알 수 있었는데, 이러한 초기의 인식과정을 고려한다면 초기에 발생하는 오버슈트나 언더슈트는 불가피한 것이라고 볼 수 있다.

사례연구 1부터 사례연구 4까지 처음 네 가지의 실험 결과를 살펴보면 사용된 PSS들이 모두 큰 문제없이 안정화에 성공하고 있음을 볼 수 있는데, 이는 사용된 PSS들이 모두 어느 정도의 강인성(Robustness)를 가지고 있고, 각각의 시스템이 변화된 정도가 안정도에 영향을 미칠 정도로 크지 않았기 때문이다. 반면에 사례연구 5에서와 같이 시스템의 변화가 매우 큰 경우에는 Yu와 Pan의 방법을 시스템의 변동을 극복하지 못하고 급격히 발산하였으며, Chan의 방법은 급격히 발산하지는 않지만 0으로 수렴하지 못하고 정상 상태 오차를 가지고 있음을 알 수 있다. 반면에 제시된 이론은 시스템의 인식이 끝나기 전까지는 심한 오버슈트를 보여주고 있다가 그 이후에는 안정화를 성공하고 있음을 보여주고 있다.

수행된 모든 5가지 사례연구를 통하여 제시된 PSS는 초기의 시스템 인식이 끝나기 전까지의 비교적 큰 오버슈트나 언더슈트를 제외하면 아무런 문제없이 대상 전력계통을 안정하게 만들 수 있었다.

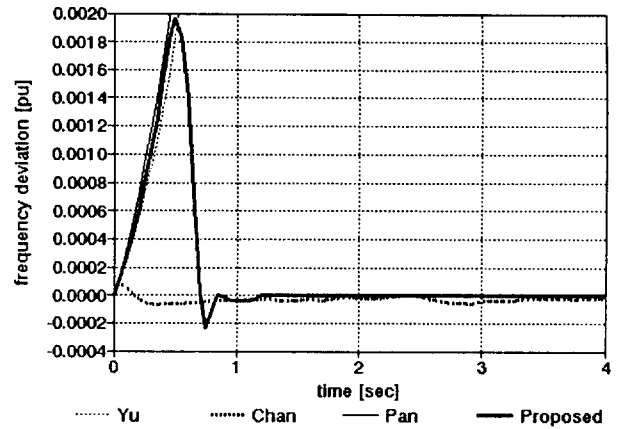


그림 12 송전 선로가 고장났을 때의 제어 결과

Fig. 12 Control results when the line fault is occurred

7. 결 론

본 논문에서는 강인제어의 일종으로 널리 이용되고 있는 슬라이딩 모드 제어를 이용하여 PSS를 설계하는 방법을 새롭게 제시하였다. 특히, 기존의 슬라이딩 모드 제어가 연속시간을 가정하여 이론이 정립되었기 때문에 매우 빠른 샘플링 주기에서만 안정된 동작을 하는데 반하여, 본 이론은 이산시간을 가정하여 이론을 정립하였기 때문에 비교적 느린 샘플링 주기에 대하여서도 안정된 동작을 하는 전력계통 안정화 기기를 설계할 수 있었다. 그리고, 측정이 매우 힘들거나 거의 불가능인 여러 상태변수를 되먹임 신호로 사용하는 대신에 출력 변수를 되먹임 신호로써 사용하여 실제계통에 대한 적용 가능성을 향상시켰으며, 특히 시스템의 인식을 병행하는 적응제어 기법을 도입하여 전력계통의 운전 조건이 심하게 변동하거나 비선형성을 가지는 경우에도 쉽게 이를 극복할 수 있는 전력계통 안정화 기기를 설계하였다.

제시된 이산 적용 슬라이딩 모드 제어기법의 안정성을 수학적으로 증명함으로써 보다 신뢰성 있는 전력계통 안정화 기기를 구현하였고, 특히 매우 다양한 사례 연구를 통하여 결과를 제시함으로써 제시된 PSS의 뛰어난 성능을 보여주었다.

따라서, 본 논문에서 제시된 PSS는 부하의 변동, 발전기 상수의 변동, 선로 고장의 발생 등 전력계통 내에 발생할 수 있는 여러 가지 외란에 대하여서도 아무런 문제없이 전력계통을 안정화할 수 있는 이론임을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] J. Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control: a survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.40, no.1, pp.2-22, 1993
- [2] N. N. Bengiamin and W. C. Chan, "Variable structure control of electric power generation", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-101, no.2, pp.376-380, 1982
- [3] W. C. Chan and Y. Y. Hsu, "An optimal variable structure stabilizer for power system stabilization", *IEEE Trans-*

actions on Power Apparatus and Systems, vol.PAS-102, no.6, pp.1738-1746, 1983

[4] W. C. Chan and Y. Y. Hsu, "Optimal control of electric power generation using variable structure controllers", *Electric Power Systems Research*, vol.6, pp.269-278, 1983

[5] Y. Y. Hsu and W. C. Chan, "Stabilization of Power Systems Using a Variable Structure Stabilizer", *Electric Power Systems Research*, vol.6, pp.129-139, 1983

[6] A. Y. Sivaramakrishnan, M. V. Hariharan and M. C. Srisailam, "Design of Variable Structure Load Frequency Controller using Pole Assignment Technique", *International Journal of Control*, vol.40, no.3, pp.487-498, 1984

[7] G. P. Matthews, R. A. DeCarlo, P. Hawley and S. Lefebvre, "Toward a Feasible Variable Structure Control Design for a Synchronous Machine Connected to an Infinite Bus", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.AC-31, no.12, pp.1159-1163, 1986

[8] R. J. Fleming and J. Sun, "An Optimal Variable Structure Stabilizer for a Synchronous Generator", *International Journal of Power and Energy Systems*, vol.13, no.1, pp. 23-28, 1992

[9] J. Heydemann, G. Honderd, S.I. Juwana and A.M. Sharaf, "Power System Stabilizer based on Variable Structure Control", *Proc. of IFAC Control of Power Plants and Power Systems*, Munich, Germany, pp.415-418, 1992

[10] D. Milosavljevic, "General Conditions for the Existence of a Quasi-sliding Mode on the Switching Hyperplane in Discrete Variable Structure Systems", *Automations and Remote Control*, vol.46, pp.307-314, 1985

[11] Y. Pan and K. Furuta, "VSS Controller Design for Discrete-time Systems", *Control-Theory and Advanced Technology, Part 1*, vol.10, no.4, pp.669-687, 1994

[12] S. Z. Sarpturk, Y. Istefanopoulos and O. Kaynak, "On the Stability of Discrete-Time Sliding Mode Control Systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.AC-32, no.10, pp.930-932, 1987

[13] T. Kailath, *Linear Systems*, Prentice-Hall Inc., NJ, 1980

[14] Y. N. Yu, *Electric Power System Dynamics*, Academic Press, NY., 1983

작가 소개



박영문 (朴永文)

1933년 1월 20일생. 1956년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1971년 동 대학원 졸업(공학박). 1983년 미국 휴스턴 대학교 교환교수. 현재 서울대 공대 전기공학과 교수. 1989년 ~1990년 당학회 회장역임



김욱 (金煜)

1968년 2월 11일생. 1990년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동대학원 석사과정 졸업(석사). 현재 동대학원 박사과정