

Design of a Fixed-Structure H_{∞} Power System Stabilizer金碩柱[†] · 李鍾武^{*} · 權淳萬^{**} · 文永鉉^{***}

(Seog-Joo Kim · Jong-Moo Lee · Soonman Kwon · Young-Hyun Moon)

Abstract - This paper deals with the design of a fixed-structure H_{∞} power system stabilizer (PSS) by using an iterative linear matrix inequality (LMI) method. The fixed-structure H_{∞} controller is represented in terms of LMIs with a rank condition. To solve the non-convex rank-constrained LMI problem, a linear penalty function is incorporated into the objective function so that minimizing the penalized objective function subject to LMIs amounts to a convex optimization problem. With an increasing sequence of the penalty parameter, the solution of the penalized optimization problem moves towards the feasible region of the original non-convex problem. The proposed algorithm is, therefore, convergent. Numerical experiments show the practical applicability of the proposed algorithm.

Key Words : Power System Stabilizer (PSS), Linear Matrix Inequality (LMI), Penalty Method, Rank Condition

1. 서 론

경쟁적 전력시장의 도입과 규제완화(deregulation) 추세로 전력계통이 한계 영역 근처에서 운전될 가능성이 높아지고 있다는 것은 주지의 사실이다. 한계영역 가까운 지점에서는 미소신호 안정도(small-signal stability)가 중요하기 때문에 전력계통 안정화 장치(Power System Stabilizer: PSS)도 그 역할이 과거에 비해 커질 수밖에 없다. 또한 전력거래 환경에서는 계통의 운전점이 갑작스럽게 변동하기보다는 점진적으로 변화되는 경우가 많아질 전망이어서 미소신호 안정도 문제는 더욱 부각될 전망이다. 더욱이 신규 또는 개보수 발전기의 여자기에는 계통의 과도안정도를 향상시키기 위해서 속응형 타입의 사이리스터 직접여자 방식을 채택하는 경우가 대부분이어서 전기-기계적인 진동을 제어하기 위한 PSS의 필요성은 더욱 커지고 있다[1].

종래의 PSS는 진·지상(lead-lag) 방식을 대부분 채택하였지만[1,2] 강인제어 이론이 등장하면서 H_{∞} 이론을 이용한 PSS에 관한 연구가 시작되었다[3]. 최근에는 1990년대 들어 가장 활발한 연구 분야인 선형행렬부등식(Linear Matrix Inequality: LMI)을 이용하여 PSS를 설계하는 방법에 대해서 많은 연구가 있었다[4-6]. 하지만 현장 엔지니어들은 고전적 제어이론에 입각한 제어기는 강인성이 떨어지고 H_{∞} 이론에 의한 제어기는 고차의 제어기를 구현해야 하기 때문

에 PSS를 설계하고 튜닝하는 것은 어렵다고 느끼고 있다. 또한 이미 설치되어 운용중인 PSS도 주변의 계통 상황이 바뀌면서 여러 가지 성능지표를 고려하여 다시 튜닝해야 하는 경우가 늘고 있지만 그대로 운전하고 있는 경우도 많다. 따라서 기존의 진·지상 제어기와 같이 고정된 구조를 가진 PSS를 H_{∞} 와 같은 현대 제어이론을 이용하여 설계할 수 있다면 현장에서도 보다 강한 제어기 설계가 가능할 것이다.

일반적으로 고정된 구조를 가지는 안정화 제어기 설계는 비볼록(non-convex) NP-hard 문제로 풀기 어렵고 시간이 많이 걸리는 것으로 알려져 있다. 이러한 어려움 때문에 일부에서는 인공지능 알고리즘을 이용하여 고정 구조 제어기의 이득과 변수를 설정하는 방법을 제시하기도 하였다[7,8].

고정 구조의 제어기 설계 문제는 양선형행렬부등식(Bilinear Matrix Inequality: BMI)나 비볼록 계수조건(rank condition)을 가지는 LMI 문제로 표현된다[9]. BMI 문제를 푸는 방법으로 Goh 등[10]은 한정과 분기에 의한 전역적 방법을 제안하였다. 전역적 방법의 단점을 극복하기 위해 여러 지역적 방법이 연구되었고 그 중 가장 성능이 좋은 방법은 Ghaoui 등[11]이 선형화에 기초하여 제안한 CCL(Cone Complementarity Linearization) 법으로 알려져 있다.

본 논문에서는 CCL 법과 같이 간단하게 구현이 가능한 반복 알고리즘을 제안하고 이를 진·지상 방식의 PSS 설계에 이용하고자 한다. 이를 위하여 먼저 비볼록 계수조건을 선형 페널티 함수를 이용하여 목적함수로 나타내는 방법을 제시한다. 그리고 이 목적함수를 최적화시키는 해를 구하고 페널티 함수를 갱신하는 방법을 반복함으로써 비볼록 LMI 문제의 해를 얻는 알고리즘을 제시한다.

본 논문에서 사용하는 주요 표기법은 다음과 같다. I 는 단위행렬을, A^T 는 행렬 A 의 전치행렬을 나타낸다. $\text{tr}(A)$

[†] 교신저자, 正會員 : 韓國電氣研究院 先任研究員
E-mail : sjkim@keri.re.kr

^{*} 正會員 : 韓國電氣研究院 先任研究員

^{**} 正會員 : 韓國電氣研究院 責任研究員 · 工博

^{***} 正會員 : 延世大 工大 電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2004年 8月 18日

最終完了 : 2004年 10月 18日

와 rank (A)는 각각 행렬 A 의 대각합(trace)과 계수(rank)를 나타낸다. $A > 0$ (또는 $A \geq 0$)은 행렬 A 가 대칭이고 양한정(positive definite)(또는 양반한정: positive semidefinite)이라는 것을 표시한다. A^\perp 는 A 의 직교여행렬(orthogonal complement matrix)로 $A^\perp A = 0, A^\perp A^\perp{}^T > 0$ 이다.

2. 전력계통 안정화장치

그림 1과 같은 1기 무한모선 계통에 연결되어 있는 동기 발전기에서 계통권선의 영향과 고정자 과도현상을 무시하면 다음과 같은 3차 비선형 상태방정식을 얻을 수 있다[1,12].

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_s$$

$$\dot{\omega} = \frac{\omega_s}{2H} (T_m - E'_q I_q - (X_q - X'_d) I_d I_q - D(\omega - \omega_s)) \quad (1)$$

$$E'_q = -\frac{1}{T_{do'}} (E'_q + (X_d - X'_d) I_d - E_{FD})$$

여기서

$$I_d = \frac{E'_q - V_\infty \cos \delta}{X_e + X'_d}$$

$$I_q = \frac{V_\infty \sin \delta}{X_e + X'_q}$$

이며 상태변수는 δ, ω, E'_q 으로 각각 부하자, 발전기의 각속도, 내부 기전력이고 입력은 T_m 과 E_{FD} 로 발전기의 기계적 입력과 계자에 인가되는 전압이다. 또한 ω_s 는 동기 각속도, H 는 발전기 관성상수, X_d 와 X'_d 은 d-축 동기 및 과도 리액턴스, X_q 는 q-축 동기 리액턴스이고 X_e 는 무한모선에 연결되는 송전선의 리액턴스이며, $T_{do'}$ 은 d-축 과도 개방회로 시정수이다. 무한모선의 전압은 V_∞ 이고, I_d, I_q 는 각각 발전기의 d-축, q-축 전류를 나타낸다.

비선형 발전기 시스템 (1)에 1차 지연요소로 표현되는 여자기를 포함시키고 전체 시스템을 선형화하면 그림 2와 같은 블록도가 얻어진다. 그림 2에서 $K_1 \sim K_6$ 가 선형화 상수이다.

이때 다음과 같은 전달함수를 가지면서 극점 관련 제약 조건이 있는 PSS를 설계하는 문제에 대해서 생각해 보자.

$$G_{PSS} = K_{PSS} \left(\frac{1+sT_1}{1+sT_2} \right) \left(\frac{1+sT_3}{1+sT_4} \right) \left(\frac{sT_w}{1+sT_w} \right) \quad (2)$$

즉, 본 논문에서는 문헌 [6]과 같이 washout 필터의 상수와 전달함수 (2)의 극점이 정해져 있는 경우에 H_∞ 성능을 고려하여 PSS를 설계하는 방법을 다룬다.

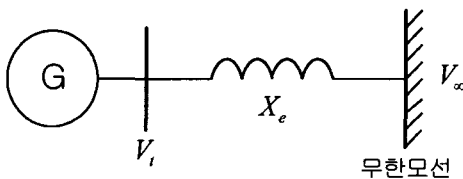


그림 1 1기 무한 모선 계통
Fig. 1 Single machine connected to an infinite bus

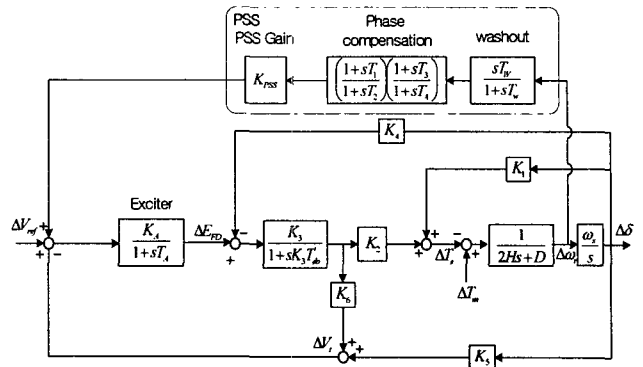


그림 2 1기 무한모선 계통과 PSS 블록도
Fig. 2 Block diagram of a PSS and a single machine connected to an infinite bus

이러한 경우는 (2)에서 T_w, T_2, T_4 가 정해져 있을 때 H_∞ 성능을 고려하여 K_{PSS}, T_1, T_3 를 구하는 문제가 된다. 물론 여기서는 속도입력 PSS에 대해서 고려하였지만 다른 형태의 PSS에 대해서도 쉽게 적용할 수 있다.

3. 고정 구조를 가진 H_∞ 제어기

고정된 구조를 가진 제어기는 시스템 첨가(augmentation) 기법[9,11]에 의해 정적출력 제어기로 표현될 수 있다. 이를 위해 먼저 다음과 같은 상태방정식으로 표시되는 일반화된 플랜트에 대해서 생각해 보자.

$$\dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u$$

$$z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \quad (3)$$

$$y = C_2 x + D_{21} w$$

여기서 $x \in \mathbb{R}^n, w \in \mathbb{R}^{n_w}, u \in \mathbb{R}^{n_u}, z \in \mathbb{R}^{n_z}, y \in \mathbb{R}^{n_y}$ 는 각각 시스템의 상태, 외부입력, 제어입력, 제어하고자 하는 제어변수 및 측정 벡터이고 행렬 $A, B_1, B_2, C_1, C_2, D_{11}, D_{12}, D_{21}$ 은 주어지는 데이터 행렬이다. 이때 다음과 같이 n_c 차 H_∞ 제어기를 구하는 문제를 고려하자.

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B_c y$$

$$u = C_c x_c + D_c y \quad (4)$$

이때 H_∞ 제어문제는 (4)의 제어법칙으로 (3)의 페루프 시스템을 안정화시키면서 H_∞ 놈 $\|T_{zw}\|_\infty$ 를 최소화시키는 제어기 변수 K

$$K = \begin{bmatrix} A_c & B_c \\ C_c & D_c \end{bmatrix}$$

를 구하는 문제가 된다. 여기서 페루프 시스템을

$$\dot{x}_{cl} = A_{cl} x_{cl} + B_{cl} w$$

$$z = C_{cl} x_{cl} + D_{cl} w \quad (5)$$

로 놓기로 하자. 만약 제어기 K 가 다음과 같이 알고 있는 L, M, N 행렬과 모르는 행렬 Θ 로 표현된다고 가정하고

$$K = L + M\Theta N \quad (6)$$

$$= \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} \Theta \begin{bmatrix} N_1 & N_2 \end{bmatrix}$$

페루프 시스템 행렬을 정리하면 전체 시스템은 다음과 같은 시스템 행렬을 가지는

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A + B_2 L_{22} C_2 & B_2 L_{21} \\ L_{12} C_2 & L_{11} \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_1 = \begin{bmatrix} B_1 + B_2 L_{22} D_{21} \\ L_{12} D_{21} \end{bmatrix}, \bar{B}_2 = \begin{bmatrix} B_2 M_2 \\ M_1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\bar{C}_1 = [C_1 + D_{12} L_{22} C_2 \quad D_{12} L_{21}], \bar{C}_2 = [N_2 C_2 \quad N_1]$$

$$\bar{D}_{11} = D_{11} + D_{12} L_{22} D_{21}$$

$$\bar{D}_{12} = D_{12} M_2, \bar{D}_{21} = N_2 D_{21}$$

플랜트를 정적출력 제어기 Θ 로 제어한다고 할 때의 페루프 시스템으로 표현된다. 따라서 (7)은 제어기가 (6)과 같이 알고 있는 부분과 모르는 부분으로 표현이 된다면 모르는 부분에 의한 정적출력제어기로 나타낼 수 있다는 것을 의미한다.

이제 이 방법을 고정된 구조를 가지는 PSS에 적용해 보기로 한다. 먼저 (2)을 오름차순 형태의 다항식으로 표현하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$G_c(s) = K + \frac{b_{k-1}s^{k-1} + \dots + b_1s + b_0}{s^k + a_{k-1}s^{k-1} + \dots + a_1s + a_0} \quad (8)$$

여기서 $K_{PSS} = K$ 이고 제어기의 극점이 정해져 있다면 행렬 $\Theta \in \mathbb{R}^{1 \times (k+1)}$, $L \in \mathbb{R}^{(k+1) \times (k+1)}$, $M \in \mathbb{R}^{(k+1) \times 1}$, $N \in \mathbb{R}^{(k+1) \times (k+1)}$ 은 각각

$$\Theta = [b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{k-1} \quad K]$$

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 1 & 0 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & -a_k & 1 \end{bmatrix},$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, N = I_{(k+1) \times (k+1)}$$

이 된다.

잘 알려진 바와 같이 (7)과 같은 시스템 행렬을 가지는 시스템의 H_∞ 놈 $\|T_{zw}\|_\infty$ 를 최소화하는 정적출력 제어기를 설계하는 문제는 다음과 같은 LMI를 만족하는 양한정 행렬 X, Y 와 양의 실수 γ 를 구하는 문제로 표현된다.

$$\min_{X, Y} \gamma \quad \text{subject to}$$

$$\begin{bmatrix} \bar{C}_2^T \\ \bar{D}_{21}^T \\ 0 \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} X\bar{A} + \bar{A}^T X & X\bar{B}_1 & \bar{C}_1^T \\ \bar{B}_1^T X & -\gamma I & \bar{D}_{11}^T \\ \bar{C}_1 & \bar{D}_{11} & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{C}_2^T \\ \bar{D}_{21}^T \\ 0 \end{bmatrix}^{+T} < 0$$

$$\begin{bmatrix} \bar{B}_2 \\ \bar{D}_{12} \\ 0 \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} \bar{A}Y + Y\bar{A}^T & Y\bar{C}_1^T & \bar{B}_1 \\ \bar{C}_1 Y & -\gamma I & \bar{D}_{11} \\ \bar{B}_1^T & \bar{D}_{11}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{B}_2 \\ \bar{D}_{12} \\ 0 \end{bmatrix}^{+T} < 0 \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} \geq 0$$

$$\text{rank} \begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} = n \quad (10)$$

LMI (9)와 계수조건 (10)을 만족하는 X, Y 가 얻어지면 제어이득 K 는 수치적인 방법이나 해석적인 방법으로 쉽게 구할 수 있다.

여기서 마지막 (10)의 비선형 대수 방정식이 이 문제를 비볼록으로 만드는 계수조건이며 본 논문에서는 이와 같은 형태의 선형행렬부등식 문제를 푸는 방법을 제시하고 이를 PSS 설계에 이용한다.

3. 페널티 함수를 이용한 LMI 문제 해법

계수조건이 있는 LMI 최적화 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\min \quad c^T x$$

$$\text{subject to} \quad X(x) \geq 0, L(x) > 0 \quad (11)$$

$$\text{rank} (X(x)) = r$$

여기서 x 는 구하고자 하는 변수(decision vector)이고 $X(x), L(x)$ 는 x 에 관한 아핀(affine) 함수이다. 또한 r 은 X 의 전계수(full rank)보다 작다고 가정한다.

3.1 페널티 방법을 이용한 LMI 문제의 정식화

어떤 $n \times n$ 양반한정 행렬의 $n - r$ 개의 고유치의 합이 영이 되면 그 행렬의 계수는 r 이하가 된다는 것이 본 논문의 착안점이다.

【보조정리 1】[13] 정규직교열(orthonormal column)을 가지는 행렬 $V \in \mathbb{R}^{n \times (n-r)}$ 에 대해서 어떤 양반한정 행렬 $X \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 가 다음을

$$\text{tr} (V^T X V) = 0 \quad (12)$$

만족한다고 하면 X 의 계수는 $\text{rank} (X) \leq r$ 이다.

(12)에서 보면 행렬 X 의 계수가 r 보다 크면 대각합은 항상 영보다 크며 X 의 계수가 r 보다 작거나 같을 때만 영이 된다. 따라서 (12)의 대각합을 페널티 함수로 이용할 수 있다.

이제 문제 (11)에서 페널티 함수를 고려한 목적함수를 다음과 같이 정의한다.

$$\varphi(x; \rho, \mu, V) = \rho c^T x + \text{tr} (X) + \mu p(x; V) \quad (13)$$

여기서 μ 는 페널티 변수이고 페널티 함수 $p(x; V)$ 는

$$p(x; V) = \text{tr} (V^T X V) \quad (14)$$

이며 ρ 는 최적화를 위한 하중값이다.

(13)에서 페널티 변수를 변화시키면서 $p(x; V) = 0$ 이 되는 x 를 구하면 주어진 계수조건을 만족하는 해가 얻어지고 계속해서 하중함수를 변화시키면 지역적으로 최적인 해를 얻을 수 있다. 따라서 계수조건이 있는 문제 (11)은 다음과 같이 계수조건이 없고 페널티 함수가 포함된 목적함수의 최

적화 문제로 바뀌게 된다.

$$\begin{aligned} & \text{minimize } \varphi(x; \rho, \mu, V) \\ & \text{subject to } x \in \Omega \end{aligned} \quad (15)$$

여기서

$$\Omega = \{x : X(x) \geq 0, L(x) > 0\}$$

이다.

(15)에서 다음과 같이 V_0 가 주어지고 ρ 와 μ 가 고정된 경우를 생각해 보자.

$$x_k = \min \{ \varphi(x; \rho, \mu, V_{k-1}) : x \in \Omega \}, k = 1, 2, \dots \quad (16)$$

여기서 V_k 는 x_k 로부터 고유치 분해를 이용하면 계산할 수 있다. 이때 (16)의 해는 다음과 같은 수렴특성을 가진다.

[보조정리 2] 양의 실수 μ 와 행렬 V_0 가 주어졌다고 가정하고 (16)의 해를 순차적으로 구하면 $\{x_k\}$ 는 다음과 같은 부등식을 만족한다.

$$\varphi(x_{k+1}; \rho, \mu, V_k) \leq \varphi(x_k; \rho, \mu, V_{k-1}) \quad (17)$$

$$p(x_{k+1}; V_{k+1}) \leq p(x_{k+1}; V_k) \leq p(x_{k+1}; V_{k-1}) \quad (18)$$

[증명] 최적조건과 [13, p.191]로부터 다음의 부등식이 성립하고

$$\varphi(x_{k+1}; \rho, \mu, V_k) \leq \varphi(x_k; \rho, \mu, V_k) \leq \varphi(x_k; \rho, \mu, V_{k-1})$$

이 부등식으로부터 (17)과 (18)이 성립한다. □

보조정리 2는 목적함수 $\varphi(x_k; \rho, \mu, V_{k-1})$ 가 고정된 ρ 와 μ 에 대해서 반드시 수렴한다는 것을 나타내고 있다. 만약 어떤 ρ 와 μ 에 대해서 페널티 함수 $p(x; V)$ 의 값이 충분히 작아지지 않는다면 μ 를 증가시켜 (16)의 해를 구한다. 그때 얻어진 해는 다음의 보조정리에 의해서 좀 더 가능영역에 근접하게 된다.

[보조정리 3] (\bar{x}_k, \bar{V}_k) 를 (ρ, μ_k, V_0) 에 대한 (16)의 수렴값이라고 하고 $(\bar{x}_{k+1}, \bar{V}_{k+1})$ 를 $(\rho, \mu_{k+1}, \bar{V}_k)$ 에 대한 수렴값이라고 할때 $\mu_{k+1} > \mu_k$ 라 하면 다음과 같은 페널티 부등식이 성립한다.

$$\varphi(\bar{x}_{k+1}; \rho, \mu_{k+1}, \bar{V}_k) \geq \varphi(\bar{x}_k; \rho, \mu_k, \bar{V}_k) \quad (19)$$

$$p(\bar{x}_{k+1}; \bar{V}_{k+1}) \leq p(\bar{x}_k; \bar{V}_k) \quad (20)$$

[증명] 보조정리 2와 일반적인 페널티 방법[14]을 응용하면 쉽게 증명할 수 있다. □

보조정리 3과 4로부터 페널티 변수를 증가시키면서 페널티화된 목적함수를 최소화시키는 해가 수렴한다는 것을 알 수 있다. 또한 계산과정 중에 얻어지는 해는 항상 페널티 함수값을 감소시키는 방향으로 구해진다는 것을 알 수 있다.

또한 (14)에서 페널티 함수가 선형이고 페널티 함수값이 $x \in \Omega$ 에서 항상 영보다 크기 때문에 (14)의 페널티 함수가 $x \in \Omega$ 에서 완전 페널티함수(exact penalty function)가 된

다는 것을 알 수 있다. 따라서 $p(x_{k+1}; V_k) = 0$ 을 만족하는 유한의 μ 가 존재하게 된다.

3.2 페널티 함수를 이용한 알고리즘

페널티 함수를 이용하여 비블록 LMI 최적화 문제의 해를 구하는 알고리즘은 다음과 같다.

[알고리즘 1] 페널티 함수를 이용한 비블록 LMI 문제의 해법 (Penalty Function Method : PFM)

(단계 1) 초기화. 페널티 변수 $\mu = 0$, $\rho_0 \gg 1$ 으로 놓고 다음의 LMI 최적화 문제의 해를 구한 후

$$x_0 = \min_x \{ \rho c^T x + \text{tr}(X) : x \in \Omega \}$$

$$x_k = x_0, \mu_k = \mu_0, \rho_k = \rho_0, \alpha \in (0, 1), \tau > 1, \xi > 1, \epsilon_1 \ll 1, \epsilon_2 \ll 1, \beta \ll 1 \text{ 로 놓는다.}$$

(단계 2) 행렬 V 계산. $X(x_k)$ 로부터 고유치 분해를 이용하여 V_k 행렬을 구한다.

(단계 3) 블록 최적화 수행. 다음 LMI 최적화 문제를 풀어 x_{k+1} 을 구한다.

$$x_{k+1} = \min_x \{ \rho_k c^T x + \text{tr}(X) + \mu_k p(x; V_k) : x \in \Omega \}$$

(단계 4) 가능해 여부 시험 (feasibility test). 만약 $p(x_{k+1}; V_k) < \epsilon$ 이면 주어진 계수조건을 만족하는 가능해를 얻은 것으로 한다.

(단계 5) 최적해 여부 시험(optimality test). 만약 x_{k+1} 이 가능해이고 $|c^T x_{k+1} - c^T x_k| \leq \epsilon_2$ 이면 지역적인 최적해를 얻은 것으로 보고 프로그램을 종료한다.

(단계 6) 페널티 변수 갱신. 만약 x_{k+1} 이 가능해가 아니고 $p(x_{k+1}; V_k) > \alpha p(x_k; V_{k-1})$ 이면 페널티 변수를 $\mu_{k+1} = \tau \mu_k$ 로 증가시킨다.

(단계 7) 최적화 하중변수 갱신. 만약 x_{k+1} 이 가능해이고 $|c^T x_{k+1} - c^T x_k| \leq \beta$ 이면 최적화 하중변수 $\rho_{k+1} = \xi \rho_k$ 로 증가시킨다.

(단계 8) 다음 스텝 수행. $k = k + 1$ 로 놓고 단계 2로 간다.

PFM은 알고리즘에서 알 수 있듯이 고유치 분해 부분을 제외하면 CCL 법과 거의 비슷하다. 하지만 조정 변수인 페널티 변수에 의해서 CCL 법보다 우수한 성능을 가지게 된다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하고 있는 페널티 함수법을 고정 구조를 가지는 PSS 설계에 이용하기 위해서 다음과 같은 1기 무한 모션 계통을 선정하였다. 발전기 정수는

$$H = 3.5, D = 0, w_s = 377$$

$$X_d = 1.81, X_d' = 0.3, X_q = 1.76, T_{d0}' = 8.0$$

이고 송전선은 $X_e = 0.65$, 여자기 상수는 $K_A = 200$, $T_A = 0.001$ 이고 운전조건은

$$V_\infty = 0.995, V_t = 1.0, P_m = 0.9$$

이다. 이때 H_∞ 성능을 위해서

$$w = \begin{bmatrix} V_{ref} \\ P_m \end{bmatrix}, z = \begin{bmatrix} V_{ref} - V_t \\ \delta \end{bmatrix}$$

으로 하였으며 하중함수는 다음과 같이 선정하였다.

$$W_{z_1} = \frac{20}{20s + 1}, W_{z_2} = \frac{20s}{10s + 1}$$

또한 제어기의 극점은 -25의 이중근으로 정하였고 위시아웃 필터의 상수는 1.4로 하였다. 페널티 함수법을 위한 계산 변수는 다음과 같다.

$$\mu_0 = 2.5 \cdot 10^4, \alpha = 0.98, \tau = 1.2, \rho = 10^4, \xi = 1.01$$

그림 3은 페널티 함수법의 계산 특성을 나타내고 있다. 그림 3에서 알 수 있는 바와 같이 반복횟수 200번 근처에서 가능해를 얻었으며 반복횟수 400번에 최종적인 H_∞ 놈 5.007 을 얻을 수 있었다. 구해진 PSS 는 다음과 같다.

$$G_{PSS}(s) = \frac{30.63s^2 + 1532s + 19147}{s^2 + 50s + 625}$$

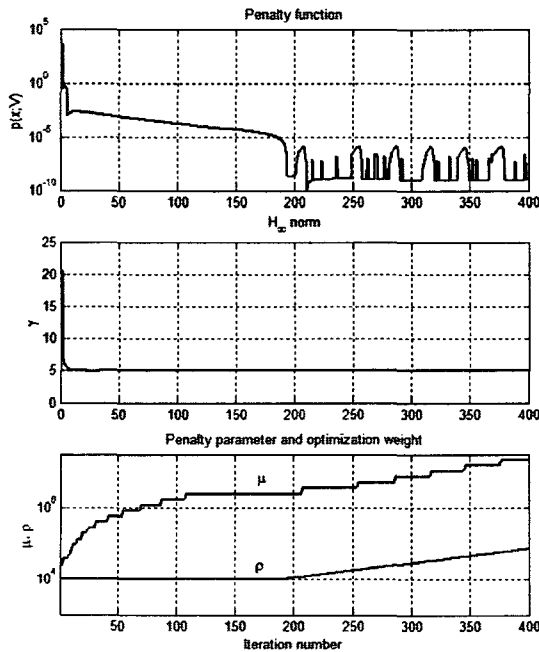


그림 3 페널티 함수법의 알고리즘 특성
Fig. 3 Computational behavior of the proposed algorithm for the fixed structure PSS design.

다음 그림 4~그림 7은 설계된 PSS의 성능을 시험하기 위해서 발전기의 기계적 입력을 10% 스텝으로 증가시켰을 때 부하각, 전기적 출력, 단자전압 및 PSS 출력의 변화물 문헌 [1]의 전형적인 PSS와 비교하여 나타내고 있다. 시뮬레이션은 식 (1)의 비선형 상태방정식을 이용하였다.

고정 구조를 가지는 H_∞ 전력계통 안정화 장치 설계

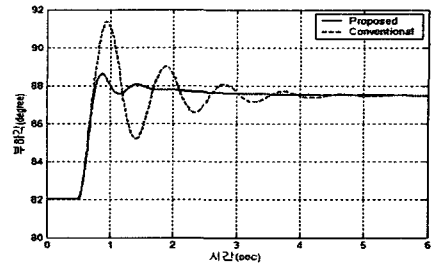


그림 4 부하각 변화
Fig. 4 Load angle response to 10% step increase in the generator mechanical power.

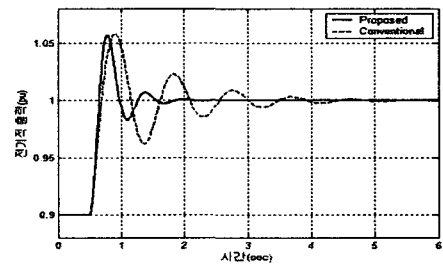


그림 5 전기적 출력 변화
Fig. 5 Load angle response to 10% step increase in the generator mechanical power.

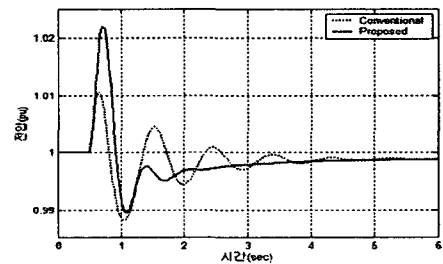


그림 6 단자전압 변화
Fig. 6 Terminal voltage response to 10% step increase in the generator mechanical power.

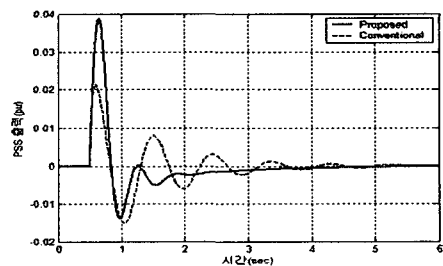


그림 7 PSS 출력
Fig. 7 PSS output for 10% step increase in the generator mechanical power.

그림에서 보면 새로이 제안된 PSS 는 종래의 경우보다 제동 특성은 좋지만 단자전압의 변동폭이나 PSS 출력폭의 크기가 더 큰 것을 알 수 있다. 이것은 제동과 전압 제어 특성은 서로 상충 관계가 있기 때문이다.

이상에서 종래의 구조를 가진 PSS 도 H_∞ 성능을 고려하여 튜닝할 수 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 고정된 구조를 가지는 H_{∞} PSS를 설계하는 방법에 대해서 연구하였다. 이를 위해 먼저 고정된 구조를 가지는 H_{∞} PSS를 계수조건이 있는 LMI 최적화 문제로 변환하고 변환된 비볼록 LMI 최적화 문제를 페널티 함수를 이용하여 반복적으로 푸는 알고리즘을 제안하였다.

페널티 변수를 증가시키면서 순차적인 LMI 문제의 해를 구하면 그 해는 항상 계수조건을 만족시키려는 방향으로 구해진다는 것을 알 수 있었다.

제시된 방법을 1기 무한모션 계통에서 고정된 구조를 가진 PSS 설계에 적용한 결과 충분히 효용성이 입증되었으며 강인제어 및 다목적 제어 등에도 활용될 수 있는 가능성을 보였다.

참 고 문 헌

[1] P. Kundur, Power System Stability and Control, McGraw-Hill, 1994.
 [2] E. V. Larsen and D. A. Swann, "Applying power system stabilizers, Parts I, II, III", IEEE Trans. Vol. PAS-100, pp. 3017-3046, 1981.
 [3] S. Chen and O. P. Malik, "Power system stabilizer design using μ -synthesis," IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 10, No. 1, pp. 175-181, 1995.
 [4] H. Werner, P. Korba and T. C. Yang, "Robust tuning of power system stabilizers using LMI-techniques", IEEE Trans. Control Systems Technology, Vol. 11, No. 1, pp.147-152, 2003.
 [5] P. S. Rao and I. Sen, "Robust pole placement stabilizer design using linear matrix inequalities", IEEE Trans. Power Systems, Vol. 15, No. 1, pp. 313-319, 2000.
 [6] J. K. Shiau, G. N. Taranto, J. H. Chow and G. Boukarim, "Power swing damping controller design using an iterative linear matrix inequality algorithm", IEEE Trans. Control System Technology, Vol. 7, No. 3, pp. 371-381, 1999.
 [7] T. Okada, T. Watanabe and K. Yasuda, "Parameter tuning of fixed structure controller for power system stability enhancement", IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, Vol. 1, pp. 162-167, 2002.
 [8] Y. L. Abdel-Magid, M. Bettayeb and M. M. Dawoud, "Simultaneous stabilization of power systems using genetic algorithms", IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib. Vol. 144, No. 1, pp. 39-44, 1997.
 [9] S. Ibaraki and M. Tomizuka, " H_{∞} optimization of fixed structure controllers", Proc. of the International Mechanical Engineering Congress and Exhibition (IMECE), 2000.
 [10] K. C. Goh, M. G. Safonov and G. P. Papavassilopoulos, "A global optimization approach for the BMI problem", In Proc. IEEE Conf. on Decision and

Control, pp. 2009-2114, 1994.

[11] L. El Ghaoui, F. Oustry and M. Rami, "A cone complementarity linearization algorithm for static output feedback and related problems", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 42, No. 8, pp. 1171-1176, 1997.
 [12] P. W. Sauer and M. A. Pai, Power System Dynamics and Stability, Prentice Hall Inc. 1998.
 [13] R. A. Horn and C. R. Johnson, Matrix Analysis, Cambridge University Press, 1986.
 [14] D. G. Luenberger, "Linear and Nonlinear Programming", Addison-Wesley, 1982.

저 자 소 개



김 석 주(金碩柱)

1984년 연세대학교 전기공학과 졸업(학사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년~현재 한국전기연구원 계측제어그룹
 Tel : 055-280-1472, Fax : 055-280-1476
 E-mail : sjkim@keri.re.kr



이 중 무(李鍾武)

1983년 영남대학교 전기공학과 졸업(학사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년~현재 한국전기연구원 계측제어그룹
 Tel : 055-280-1471, Fax : 055-280-1476
 E-mail : jmlee@keri.re.kr



권 순 만(權淳萬)

1982년 부산대 전기공학과 졸업(학사). 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 Washington University 졸업(박사). 1984년~현재 한국전기연구원 계측제어그룹 그룹장
 Tel : 055-280-1441, Fax : 055-280-1476
 E-mail : smkwon@keri.re.kr



문 영 환(文英煥)

1956년 5월 13일 생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 Univ. of Texas(Arlington) 전기공학과 졸업(공학박). 현재 한국전기연구원 전력시장기술연구그룹 그룹장, 책임연구원.
 Tel : 02-2123-2771
 E-mail : Moon@yonsei.ac.kr