

최적 변조 제어를 이용한 교류-직류계통의 안정화에 관한 연구

왕 용 필*, 허 동 렬*, 정 형 환*, 김 해 제**
* 동아대학교 전기공학과 ** 거제전문대학 전기과

A Study for the Stabilization of A.C.-D.C. Power Systems Using Optimal Modulation Controllers

Y. P. Wang*, O. D. R. Hur*, H. H. Chong*, H. J. Kim**
* Dept. of Electrical Engineering, Dong-A University
** Dept. of Electrical, K&J Junior College

Abstract - In this paper, optimal modulation controller is designed to improve the stability of A.C. and A.C.-D.C. power system, and optimal theory is applied to select optimal modulation controller input signal. Optimal modulation controller for speed governor and exciter controller system is constructed in A.C. power system, while the controller is constructed to the both control systems like A.C. power system, considering ACR-AVR, APR-A7R as the control method of direct current system. It is considered that the stability of A.C. power system only and A.C.-D.C. power system against load fluctuations and disturbances under case of optimal modulation control.

I. 서론

급격한 경제성장과 더불어 전력수요가 크게 증대하면서 전력 시스템은 점차 연계된 계통으로 변화하고 있으나 안정도는 오히려 저하하기 때문에 안정적인 전력공급을 위해서 지속적인 대책이 요구되고 있다. 따라서 고정도 전력제어의 요구에 따라 현대 제어 이론을 이용한 제이 설계와 최적 변조 제이 설계 및 제이 성능을 향상시키려는 노력이 이루어지고 있다. 최적 변조 제이기는 최적 제이 이론을 바탕으로 하는 제이방식이며, 시간 영역 안에서 전력계통의 정확한 동특성 해석을 할 수 있고, 교류-직류 계통에서는 안정도 향상에 크게 기여하고 있다.

본 논문에서는 교류 및 교류-직류 계통의 안정도를 향상시키기 위하여 최적 변조 제이기를 설계하였다. 최적 변조 제이기가 입력신호를 선택함에 있어서 최적제이 이론을 이용하였고, 상태 가중치를 결정하는 방법에서는 순환 알고리즘을 이용하여 상태 가중치를 체계적으로 선정하였다.

본 논문에서는 순환 알고리즘을 이용한 최적 변조 제이기를 설계하여 교류 및 교류-직류 계통에 적용하여, 최적 변조 제이를 갖는 시스템 고유치 판별에 의한 안정도를 해석하였다. 또한 외란 및 부하변동에 따른 발전기의 단자 전압과 주파수, 유효·무효전력, 회전자각의 동특성을 고찰하였고, 직류계통에 있어서는 직류전압과 전류, 전력 그리고 변환기의 제이각 특성을 고찰하였다.

II. 최적 변조 제이

1. 선형 최적제이 이론

전력계통의 선형 최적 제이에서 제이 가능하며 관측 가능한 외란없는 시스템의 상태 방정식은 식(1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1)$$

단, x : 상태벡터($n \times 1$), U : 제어벡터($m \times 1$), A : 상태 계수행렬($n \times n$), B : 제어 계수행렬($n \times m$)

식(1)에 대한 최적 제이 입력 U 는 다음에 의해 구해진다. 먼저, 2차 형식의 평가함수를 t_f 에 대해 식(2)로 정의한다.

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [x^T(t)Qx(t) + U^T(t)RU(t)] dt \quad (2)$$

단, Q : 상태 가중치 행렬($n \times n$), R : 제어 가중치 행렬($m \times m$) Riccati 방정식은 식(3)과 같이 얻어진다.

$$\dot{k}(t) + k(t)A + A^T k(t) + Q - k(t)BR^{-1}B^T k(t) = 0, k(t_f) = 0 \quad (3)$$

이처럼 제이대상과 평가함수가 주어지면, 최적 제이 입력 $U(t)$ 는 식(4)와 같이 얻어진다.

$$U(t) = -R^{-1}B^T k(t)x(t) = F(t)x(t), F(t) = -R^{-1}B^T k(t) \quad (4)$$

Riccati 행렬 방정식 식(3)을 보조상태행렬과 상태행렬의 고유벡터로부터 계산하면, 좌측 고유치들에 대한 고유벡터를 x_1, x_2 이라고 할 때, 이 경우 $[x_1][x_2]^{-1}$ 는 Riccati 행렬 방정식을 만족한다. $[K] = [x_1][x_2]^{-1}$ 은 식(3)의 Riccati 행렬 방정식의 해, 즉 Riccati 행렬 K 의 값이 된다. 따라서 최적 제이 시스템 방정식은 식(5)와 같다.

$$\dot{x}(t) = (A - BR^{-1}B^T K)x = (A - DK)x \quad (5)$$

2. 상태 가중치를 결정하는 순환 알고리즘

상태 가중치를 결정하기 위해서 안정계수 p_s 를 대입하면 식(6)과 같다.

$$0_1 = 0_1 - 2p_s 0_1 \quad (6)$$

결정된 상태 가중치 0_1 를 이용하여 식(7)의 대수 Riccati 방정식의 안정화 해 K_S 를 결정하고, 식(8)의 최적 제이 시스템 방정식을 계산한다.

$$AK_S + K_S A^T - K_S B R^{-1} B^T K_S + 0_1 = 0 \quad (7)$$

$$A_F = A - DK_S \quad (8)$$

상태 가중치를 결정하기 위한 순환 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

- (1) 상태 행렬 A 와 상태 가중치 행렬 0_1 의 초기값을 설정.
- (2) 안정계수 p_s 를 결정하고 식(6)의 상태가중치 0_1 를 결정
- (3) 식(7)의 대수 Riccati 방정식의 안정화 해 K_S 를 구한다.
- (4) 식(8)의 페루프 시스템 방정식 A_F 를 구한다.
- (5) A_F 의 고유치를 계산한다.
- (6) 고유치가 개선되었는지를 확인하고 과정(2)로 돌아가서 반복 수행한다.

3. 최적 변조 제이

최적 변조 제이기는 저주파수 진동현상, 경부하 심야운전중의 전압상승, 특히 교류 및 교류-직류계통의 전력 전송 용량 증가로 인한 시스템의 일정한 주파수 변동에 대

하여 필요한 제어 방법이다. 그림 1은 최적 변조 제어 계통의 기본 구조이다. 교류계통 및 교류-직류계통의 유효전력 편차 ΔP_e , 성분과 무효전력 편차 ΔQ_e , 성분을 판측한다.

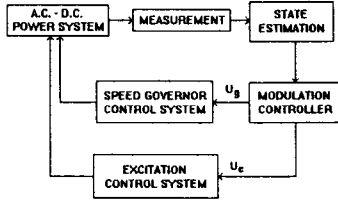


Fig 1. The structure of the control system

또한, 시스템에 외란이 발생하였을 경우 시스템은 불안정하게 되어 안정화시킬 수 있는 최적 변조 제어 신호가 필요하게 된다. 이 경우에서 유효 전력 변화는 시스템의 주파수 편차의 함수로 식(9)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta f = f_0 - f \quad (9)$$

여기서 f_0 는 정적 주파수이고, f 는 외란이 발생하였을 때의 주파수이다. 따라서 유효전력 변조 제어신호는 식(10)과 같고, 무효 전력 변화는 시스템의 전압 편차의 함수로 식(11)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta P_e = a \cdot \Delta f \quad (10)$$

$$\Delta Q_e = b \cdot \Delta V_t \quad (11)$$

여기서, a 는 주파수 바이어스 계수(frequency bias coefficient), b 는 안정화 신호 계수(stabilizing signal coefficient)이다.

교류계통과 직류계통이 연계하는 경우에 직류전력의 변동이 교류계통의 주파수에 영향을 미칠 수 있으므로, 주파수 변동에 대비하여 안정성을 유지하기 위하여 큰 전력 변조 신호가 필요하다. 교류-직류계통에 대한 변조 제어기는 교류계통에서와 마찬가지로 최적 제어이론을 이용하여 순환 알고리즘에 의해서 상태 가중치 행렬을 결정한 후 제환 행렬 $F_e = R^{-1} b^T K_e$ 를 구하여 최적 변조 제어 신호를 식(12)와 식(13)의 입력 값을 사용한다.

$$U_s = F_s \cdot X \quad (12)$$

$$U_e = F_e \cdot X \quad (13)$$

교류-직류계통에서는 직류계통 제어 방식을 정전류-정전압, 정전력-정여유각제어 방식으로 구성하여 교류계통에서 같이 조속기 및 여자기 제어계통에 최적 변조 제어 신호를 선택한다.

III. 계통 방정식

본 연구에서 고찰하고자 하는 대표적인 교류-직류 계통 모델은 그림 2와 같으며, 동기 발전기에서 2 단자 직류선로와 교류선로가 연계되어 무한대 모선에 공급하고 있다.

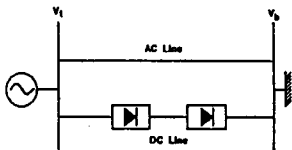


Fig. 2 Simplified single machine infinite a.c.-d.c. power systems

교류계통에서 전력을 포함한 계통방정식은 식(14)~(19)와 같이 표현할 수 있다. 단, 전자기 저항과 교류선로의 저항은 무시한다.

$$V_d = i_d x_d \quad (14)$$

$$V_q = E_d' - x_d' i_d \quad (15)$$

$$P_e = V_d i_d + V_q i_q \quad (16)$$

$$Q_e = V_q i_q - V_d i_d \quad (17)$$

$$V_t^2 = V_d^2 + V_q^2 \quad (18)$$

$$i_t^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (19)$$

발전기의 기계입력과 수효 전기 출력이 서로 같으면 발전기는 동기속도로 운전을 하나, 차가 생기면 다음의 발전기 회전자 운동 방정식인 식(20), (21)과 같이 운동에너지와 주파수 변환에 대한 부하 증가분으로 분배한다.

$$M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} = P_m - P_e \quad (20)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega \quad (21)$$

2. 직류계통 방정식

교류계통의 유효전력 P 와 무효전력 Q 의 분포를 지배하는 것은 전압과 위상각이지만 직류계통은 P 만이 전달되고 그 크기는 직류전압과 전류에 좌우된다. 따라서 변환기는 교류계통에 연결되어 있는 하나의 P-Q지정부하라고 가정한다. 교류측에서 본 변환기의 소비전력(P 와 Q)을 결정하기 위해서 직류전류(혹은 전력)와 전압을 임의의 값으로 설정한다. 또한 점호각 α 와 여유각 γ 의 초기값을 설정하여 변환기의 교류 공급 전압이 변압기의 탭조정 범위내에 수렴하도록 반복 계산한다. 역변환기에서 최소 여유각 γ_{min} 으로 고정시킨 경우는 소호각 β 를 설정하여 계산한다.

변환기용 변압기의 저항, 변환기의 양극 전압강하 및 내부 동기 저항은 무시하고, 변환기의 교류 전류 I 와 직류 I_d 는 식(22), (23)과 같이 된다.

$$I = \frac{\sqrt{6} I_d}{\pi} \sqrt{\rho^2(\alpha, u) + \rho^2(\alpha, u)} \approx \frac{\sqrt{6} I_d}{\pi} \quad (22)$$

$$I_a = \frac{3\sqrt{2}(V_r \cos \alpha - V_t \cos \gamma)}{\pi R_d + 3(X_r - X_t)} \quad (23)$$

여기서 X_r, X_t 는 전류리액턴스(commutation reactance), R_d 는 직류선로 저항, V_r, V_t 는 변환기의 교류측 전압이다.

순변환기측의 제어각이 점호각 α 인 경우, 계통 방정식을 요약하면 식(24)~(30)과 같은 관계를 갖는다.

$$E_d = E_{d0} - \frac{3}{\pi} X_t I_d \quad (24)$$

$$\cos \alpha = \frac{\cos \phi_r + \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d X_t}{V_r}}{\sqrt{1 + \left[3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_d X_t}{V_r} \right]^2 + 2 \left[3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_d X_t}{V_r} \sin \phi_r \right]}} \quad (25)$$

$$\tan \phi_r = \sqrt{\left[\frac{\pi E_d + 3 I_d X_t}{\pi E_d \cos \alpha} \right]^2 - 1} - \frac{18 I_d X_t}{\pi^2 E_d} \quad (26)$$

$$V_r = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{E_d}{\cos \phi_r} \quad (27)$$

$$V_r = V_r' \sqrt{1 + 3 \left[\frac{I_d X_t}{V_r'} \right]^2 + 2\sqrt{3} \frac{I_d X_t}{V_r'} \sin \phi_r} \quad (28)$$

$$P_r = \sqrt{3} V_r' I \cos \phi_r \quad (29)$$

$$Q_r = \sqrt{3} V_r' I \sin \phi_r + \frac{18}{\pi} I_d^2 X_t \quad (30)$$

역변환기측에서도 유사한 형태로 구성되는데 소호각 β 로 제어하는 경우, 계통 방정식을 요약하면 식(31)~(37)과 같다.

$$E_{d1} = 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_t \cos \beta + \frac{3}{\pi} X_t I_d \quad (31)$$

$$\cos \beta = \cos \gamma_{min} - \frac{\sqrt{2} X_t}{V_t} \quad (32)$$

$$\tan \phi_t = \sqrt{\left[\frac{\pi E_{d1} + 3 I_d X_t}{\pi E_{d1} \cos \gamma} \right]^2 - 1} - \frac{18 I_d X_t}{\pi^2 E_{d1}} \quad (33)$$

$$V_t' = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{E_{d1}}{\cos \phi_t} \quad (34)$$

$$V_1 = V_1' \sqrt{1 + 3 \left[\frac{IX_1'}{V_1'} \right]^2} + 2\sqrt{3} \frac{IX_1'}{V_1'} \sin \phi_1 \quad (35)$$

$$P_1 = \sqrt{3} V_1' I_1 \cos \phi_1 \quad (36)$$

$$Q_1 = \sqrt{3} V_1' I_1 \sin \phi_1 + \frac{1}{\sqrt{3}} I_1^2 X_1 \quad (37)$$

IV. 제어계통의 동적 모델

1. 주파수 및 여자기 제어계통

주파수 및 여자기 계통은 그림 3과 같이 IEEE-Type을 선정하였다.

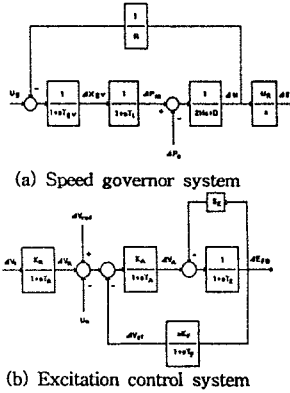
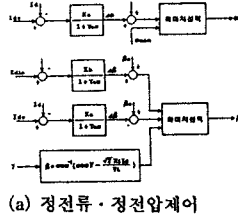


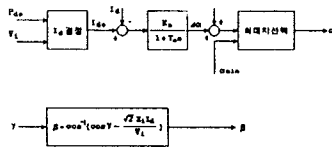
Fig. 3 Control system - IEEE type

2. 직류제어 계통

직류 송전계통에서의 송전은 교류 계통과는 전혀 다른 원리로 이루어지고, 직류 송전선의 양단에 설치된 순역변환기의 제어 특성에 의해서 전체적 특성이 크게 영향을 받는다. 본 연구에서는 정전류-정전압제어, 정전력-정여유각제어 방식을 채택하였으며, 그림 4는 각 제어방식의 제어계통 블록선도이다.



(a) 정전류·정전압제어



(b) 정전력·정여유각제어

Fig. 4 Block diagram of control circuit in d.c. systems

이상에서 언급한 상태방정식에서 동적인 안정도를 유지하기 위해서는 평형운전점에서 발생할 수 있는 미소 외란에 대한 제어계통이 항상 안정하게 운전할 수 있는지를 판정한다. 따라서 평형 운전점 부근의 미소 변화분을 고찰함으로써 해석할 수 있다.

V. 컴퓨터 해석 및 결과 고찰

상태 가중치를 결정하는 순환 알고리즘을 이용하여 최적 변조제어한 경우(case 1)와 무제어시(case 2)의 경우에 대한 계통의 동태 안정도를 해석하였다.

교류 계통에 교류선로와 제어계통을 포함하는 상태변수는 $X_{ac} = [\Delta E_d', \Delta \omega, \Delta \delta, \Delta V_R, \Delta V_{fd}, \Delta V_A, \Delta E_{FD}, \Delta P_m]^T$ 이고, 직류계통에

직류선로와 제어계통을 포함하는

상태변수는 $X_{dc} = [\Delta I_d, \Delta a, \Delta \beta]^T$ 이다. 교류계통의 제어변수는 $U_{ac} = [U_e, U_g]^T$ 이며, 직류계통의 제어요소

는 두지 않았다. 여기서, 교류계통만의 경우와 같이 제어

가중치는 $R = \text{diag}[1, 1]$ 로 두었으며, 초기 상태

가중치는 $0 = [0, 0, 1.0, 0, 0, 1.0, 0, 0, 1.0, 0, 0, 0]^T$ 로

두었다. 교류-직류계통에 있어서 교류 계통의 샘플링

시간은 $T = 0.01[\text{sec}]$ 로 두었으며, 직류계통의 샘플링

주기는 교류 계통의 주기를 다시 5등분한

$T = 0.002[\text{sec}]$ 로 하였다. 이것은 직류 계통이

교류 계통에 비해서 변화의 속도가 빠르므로 교류계통의 한

시점과 다음 시점 사이를 세분할 필요가 있기 때문에

일반적으로 직류 계통의 샘플링 주기를 짧게 잡는다.

최적 변조 제어한 폐루프 시스템의 고유치와 무제어한 개

루프 시스템 고유치는 표 2에 나타내었다.

순환 알고리즘을 이용하여 결정된 상태 가중치 행렬의 대

각요소 값 $Q = \text{diag}[9.125, 1684.635, 1.147, 0.009, 0.052,$

$1.002, 0.006, 0.212, 1.023, 0, 0, 0]^T$ 로 나타났고, 최적 변조

제어한 최적 이득계수는 $U_e = 0.5773\Delta\omega - 0.4476\Delta E_{FD},$

$U_g = -171.564\Delta\omega - 2.1439\Delta P$ 으로 나타났다.

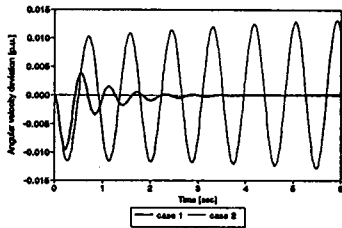
case 1	case 2
$\lambda_1 = -124.8156 + j0.0000$	$\lambda_1 = -16.5810 + j0.0000$
$\lambda_2 = -17.4757 + j0.0000$	$\lambda_2 = -13.1054 + j0.0000$
$\lambda_3 = -16.6675 + j0.0000$	$\lambda_3 = -8.2016 - j15.6917$
$\lambda_4 = -8.2016 - j15.6917$	$\lambda_4 = -8.2016 + j15.6917$
$\lambda_5 = -8.2016 + j15.6917$	$\lambda_5 = -4.0605 - j7.1367$
$\lambda_6 = -5.5207 - j0.0000$	$\lambda_6 = -4.0605 + j7.1367$
$\lambda_7 = -2.7474 - j4.0168$	$\lambda_7 = -1.9717 + j2.1645$
$\lambda_8 = -2.7474 - j4.0168$	$\lambda_8 = -1.9717 - j2.1645$
$\lambda_9 = -2.7474 + j4.0168$	$\lambda_9 = -1.4024 + j0.0000$
$\lambda_{10} = -1.4022 + j0.0000$	$\lambda_{10} = -0.3889 + j0.8827$
$\lambda_{11} = -0.5077 + j0.2288$	$\lambda_{11} = -0.3889 - j0.8827$
$\lambda_{12} = -0.5077 - j0.2288$	$\lambda_{12} = 0.0000 + j0.0000$

위 결과 교류계통에서의 마찬가지로, 개루프 시스템의 고유치와 최적 변조제어 후 시스템의 고유치를 비교 해 보면, 최적 변조제어 후 시스템의 안정도가 크게 향상되었다는 것을 알 수 있다.

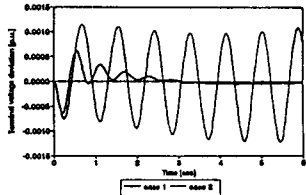
직류제어계통의 제어방식을 정전류-정전압제어로 한 경우, 부하가 0.1[sec] 사이에 경계 출력 3% 증가한 경우에 case 1, case 2를 비교한 동특성을 각각 그림 5에 나타내었다. case 1인 경우의 결과에 따르면 각속도 편차인 경우는 오버슈트가 0.00015[p.u.], 도달시간 0.44[sec], 수렴시간은 4.05[sec]로 나타났으며, case 2인 경우는 오버슈트가 0.00017 [p.u.], 도달시간 0.3[sec]로 나타났고 장시간 진동하는 것을 보여주었다. 단 자전압 편차의 특성도 case 1인 경우는 오버슈트가 0.00067[p.u.], 도달시간 0.38[sec], 수렴시간은 5.84[sec]로 나타났으며, case 2인 경우는 오버슈트가 0.00107[p.u.], 도달시간 0.05[sec]로 나타났고 장시간 진동하였다.

특히, 정전류-정전압제어, 정전력-정여유각제어는 미소외란에 의해 순변환기측의 교류전압이 저하한 경우, 순변환기는 정효각을 적게 함으로써 소오 무효전력을 감소시켜 교류전압의 저하를 억제하는 방향으로 동작하고, 역변환기는 소효각

β 를 적게하여 교류전압의 저하를 억제시키고 있음을 나타낸다. 교류계통에서의 값이 case 1의 최적 변조제어가 case 2의 무제어시 경우보다 오버슈트(overshoot), 도달시간(reaching time) 및 정정시간(setting time)에서 속용성이 우수한 제어성능을 보여주고 있다.

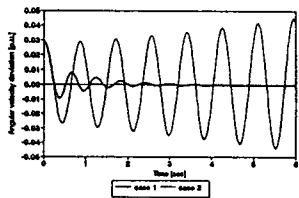


(a) Angular velocity $\Delta\omega$

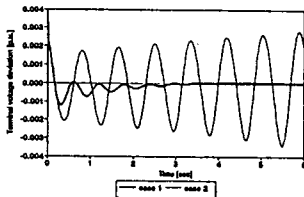


(b) Terminal voltage ΔV_t

Fig. 5 Response to increasing power 3%, disturbance duration 100ms



(a) Angular velocity $\Delta\omega$



(b) Terminal voltage ΔV_t

Fig. 6 Response to increasing angular velocity deviation in initial point

V. 결론

본 논문에서는 교류 및 교류-직류계통의 안정도를 향상시키기 위하여 최적 변조 제어를 설계하였고, 최적 변조 제어기 입력 신호를 선택함에 있어서 최적 제어 이론을 이용하였다. 교류-직류계통에 있어서 부하 변동 및 외란에 대해서 최적 변조 제어한 경우의 계통 안정도를 고찰하였다.

중요한 결과를 요약하면 다음과 같다.

1. 교류-직류계통의 안정도를 향상시키기 위해 상태 가중치 행렬 Q를 결정하는 순환 알고리즘을 이용하여 최적 변조 제어를 하였다.

2. 순환 알고리즘은 상태 가중치를 결정함에 있어서 복잡한 수식을 간소화 할 수 있었고, 계산과정에 있어 반복 횟수를 최소화 할 수 있었다.

3. 외란 및 부하변동에 대해서 최적 변조 제어를 사용한 교류-직류계통에 있어서 교류계통의 전압, 주파수 및 전력과 직류계통의 변환기의 제어, 직류전압 및 직류전류 등의 응답은 오버슈트, 정정 시간 및 수렴 시간에서 매우 우수한 제어 특성을 나타내었다.

4. 최적 변조 제어를 이용한 교류-직류계통의 고유치 값이 개부프 시스템의 고유치 값보다 계통의 안정도를 크게 향상시켰다.

참고문헌

1. E. Uhlmann, "Power transmission by direct current", Springer-verlag, Berlin/Heidelberg, 1975.
2. B. K. Johnson, "HVDC models used in stability studies", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PD-4, No. 2, pp. 1153-1163, 1989.
3. 정형환 외 3, "고속분할법을 이용해서 D.C. 링크를 포함한 전력계통의 조류계산", 대한전기학회의 논문지, Vol. 42, No. 5, pp. 52-59, 1993.
4. T. L. Huang and S. C. Chen, "Power System Output Feedback Stabilizer Design via Optimal Subeigenstructure Assignment", IEEE Trans. on Power System, Vol. 6, No. 3, pp. 1035-1041, 1991.
5. 정형환 외 3, "가중치 조정에 의한 교류-직류 병렬계통의 동특성 해석" 대한전기학회의 논문지, Vol. 44, No. 10, pp. 1265-1273, 1995.
6. 정형환 외 3, "교류-직류 연계계통에 있어서 직류제어방식의 비교연구" 대한전기학회의 논문지, Vol. 45, No. 4, pp. 474-483, 1996.
7. R. L. Cresap, W. A. Mittelstadt, "Smallsignal Modulation of the Pacific HVDC Intertie", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-95, No. 2, pp. 536-541, 1978.
8. M. A. Choudhry, D. P. Carroll "Coordinated Active and Reactive Power Modulation of Multiterminal HVDC Systems." IEEE Trans., Power App. Syst., PAS-103, pp. 1480-1485, June 1984.
9. Y. N. Yu, "Electric power system dynamics", Academic press, 1983.
10. P. Kundur, "Power system stability and control", McGraw-Hill, Inc, 1994.
11. C. W. Taylor, "Power system voltage stability", McGraw-Hill, Inc, 1994.