

불연속 동작특성을 갖는 전력계통의 RCF법을 사용한 고유치 해석 : 상태전이 방정식으로의 모델링

論 文
54A-2-3

Eigenvalue Analysis of Power Systems with Non-Continuous Operating Elements by the RCF Method : Modeling of the State Transition Equations

金 德 泳[†]
(Deok Young Kim)

Abstract - In conventional small signal stability analysis, system is assumed to be invariant and the state space equations are used to calculate the eigenvalues of state matrix. However, when a system contains switching elements such as FACTS devices, it becomes non-continuous system. In this case, a mathematically rigorous approach to system small signal stability analysis is by means of eigenvalue analysis of the system periodic transition matrix based on discrete system analysis method. In this paper, RCF(Resistive Companion Form) method is used to analyse small signal stability of a non-continuous system including switching elements. Applying the RCF method to the differential and integral equations of power system, generator, controllers and FACTS devices including switching elements should be modeled in the form of state transition equations. From this state transition matrix eigenvalues which are mapped to unit circle can be calculated.

Key Words : Eigenvalue Analysis, Non-Continuous Operating Elements, RCF Method, State Transition Matrix

1. 서 론

현대의 전력계통분야에서 FACTS 설비는 조류제어를 보다 효율적으로 하기 위해 대용량의 전력전자소자를 사용하고 있으며, 이로 인해 기존의 전력망을 그대로 사용하면서도 전력 전송 용량과 경제성이 크게 증대되는 효과가 있다. 그러나 이러한 긍정적인 요소와 함께 전력전자 소자의 스위칭 동작에 의한 왜란이나 새로운 진동모드의 발생 등과 같은 부정적인 효과도 같이 나타나고 있다.[1,2]

전력계통의 미소신호 안정도해석은 이전까지의 연구방향인 연속 선형계통을 대상으로 상태방정식을 구성하여 고유치 해석을 하는 방법이 주된 연구방향이었다. 고유치 해석법은 시간영역에서의 해석법인 과도안정도 해석법에서 여러 진동모드들이 섞여진 형태로 나타나는 것과 달리, 각 상태변수별로 진동모드가 분리되어 구해지며, 고유치 각각에 대한 고유벡터로부터 진동의 물리적 의미와 각 상태변수와 진동모드와의 관계를 알 수 있고, 감도계수 등의 많은 정보를 구할 수 있어서 제어기 설계 등의 계통안정화에 사용할 수 있는 장점을 갖는다. 그러나 상태방정식에 의한 고유치 해석법은 불연속 동작특성을 갖는 계통의 해석에는 적용할 수 없다는 문제점을 갖는다.

실제의 전력계통은 스위칭 소자를 포함한 불연속적인 동작 특성을 갖는 다양한 설비를 포함하고 있으며, 그 대표적인 제어설비로 FACTS 설비를 들 수 있다. 이러한 FACTS 설비뿐만 아니라 일반적인 스위칭 소자를 포함하는 설비는 스위칭

동작에 의한 불연속 동작구간을 갖게 되며, 스위칭 동작에 의해 기존 진동모드의 변화뿐만 아니라 새로운 불안정한 진동모드가 발생하기도 한다. 따라서 불연속의 스위칭 동작특성을 갖는 설비를 포함하는 전력계통의 스위칭 동작에 의한 진동모드의 변화를 포함하는 미소신호 안정도 측면의 정확한 해석을 위한 연구의 필요성이 요구된다.[3,4]

본 논문에서는 이러한 불연속 특성을 갖는 계통의 미소신호 안정도해석을 위해서 수학적으로도 강인한 특성을 갖는 RCF(Resistive Companion Form)법을 사용하여 계통의 상태전이방정식으로부터 고유치를 해석하고자 한다. 이러한 RCF법은 스위칭 소자를 포함하는 불연속 계통의 미소신호 안정도 해석에 매우 적합한 방법이다. 이를 위해서는 RCF법을 미·적분 방정식으로 표현되는 계통구성 설비에 적용하여 발전기와 제어장치 그리고 스위칭 소자를 포함하는 FACTS 설비를 상태전이 방정식의 형태로 모델링하고, 이때의 상태전이 행렬로부터 단위원으로 mapping 된 고유치를 구하게 된다. RCF법을 사용하여 스위칭 소자를 포함하는 FACTS 설비가 있는 계통의 미소신호 안정도 해석을 함으로써, 스위칭 동작에 의한 진동모드의 변동과 새로이 발생할 수 있는 불안정 진동모드에 대한 정확한 해석이 가능하게 된다.

RCF법을 적용한 전력계통의 미소신호안정도 해석을 하기 위해, 전력계통의 중요 구성설비인 발전기의 상세모델과 이축모델 그리고 제어기인 여자기와 조속기 그리고 PSS에 대하여 상태전이 방정식으로 모델링한 관계식을 제시하였다.

2. Resistive Companion Form(RCF)을 사용한 미소신호 안정도 해석법

전력계통의 미소신호 안정도 해석을 하기 위해서는 모든 계

[†] 교신저자, 正會員 : 群山大學 電子情報工學部 副教授 · 工博

E-mail : dykim@kunsan.ac.kr

接受日字 : 2004年 10月 27日

最終完了 : 2004年 12月 8日

통구성장치를 다음과 같이 대수방정식과 미·적분 방정식으로 구성하게 되며, 이들 방정식의 일반적인 형태는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1[\dot{v}(t), \dot{y}(t), v(t), y(t), u(t)] \\ f_2[\dot{v}(t), \dot{y}(t), v(t), y(t), u(t)] \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, $i(t)$: 단자전류 벡터
 $v(t)$: 단자전압 벡터
 $y(t)$: 장치 내부상태변수 벡터
 $u(t)$: 독립제어변수 벡터

위의 방정식은 외부 방정식과 내부 방정식의 두 종류의 식으로 구성되어 있다. 단자전류는 외부 방정식에만 나와 있고, 구성장치의 상태변수는 단자전압 $v(t)$, 내부변수 $y(t)$ 의 두 개의 변수로 구성되어 있다. 위의 식에서 외부상태변수의 수와 내부변수의 수는 각각 외부방정식과 내부 방정식의 수와 같게 된다. 전력계통의 구성장치 중에서 선형요소로 구성된 일반적인 복합계통에서의 선형 미분방정식의 형태는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ y(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

위의 방정식을 수치적분법인 Trapezoidal Method를 사용하여 적분구간 h 에 대해 적분하면 다음과 같은 결과식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i(t) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ y(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t-h) \\ y(t-h) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t-h) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

계통연결 상태를 고려하기 위해서는 키르히호프의 전류법칙을 각 모선에 적용하여야 하며, 이때의 전체적인 계통방정식은 다음과 같은 형태가 된다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{s11} & Y_{s12} \\ Y_{s21} & Y_{s22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ y(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_{s11} & P_{s12} \\ P_{s21} & P_{s22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t-h) \\ y(t-h) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Q_1(t-h) \\ Q_2(t-h) \end{bmatrix} \quad (4)$$

위의 식은 다음과 같이 등가변환이 가능하다.

$$\begin{bmatrix} v(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{s11} & Y_{s12} \\ Y_{s21} & Y_{s22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_{s11} & P_{s12} \\ P_{s21} & P_{s22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t-h) \\ y(t-h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{s11} & Y_{s12} \\ Y_{s21} & Y_{s22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Q_1(t-h) \\ Q_2(t-h) \end{bmatrix} \quad (5)$$

위의 방정식은 시간 $t-h$ 에서 t 동안의 전체계통의 상태천이방정식을 나타내며, 하나의 적분구간 h 에서의 천이행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\Phi(t, t-h) = \begin{bmatrix} Y_{s11} & Y_{s12} \\ Y_{s21} & Y_{s22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_{s11} & P_{s12} \\ P_{s21} & P_{s22} \end{bmatrix} \quad (6)$$

위의 식에서 상태천이행렬의 고유치 해석으로부터 대상계통의 미소신호 안정도해석이 가능하게 된다. 일반적으로 스위칭 소자를 포함하는 회로에 대해 고유치 해석을 하는 경우 불연속의 스위칭 구간을 포함하는 다수개의 적분구간에 대한 천이행렬은 각각의 적분구간에 대해 구한 천이행렬을 치환하여 다음과 같은 방법으로 전체구간에 대한 상태 천이행렬을 구할 수 있다. 해석하고자 하는 전체 적분구간에서의 상태 천이행렬 Φ 는 다음과 같다.

$$\Phi(t_n, t_0) = \Phi(t_n, t_{n-1})\Phi(t_{n-1}, t_{n-2}) \cdots \Phi(t_1, t_0) \quad (7)$$

위의 천이행렬로부터 구한 고유치를 λ_d 라하고, 상태행렬에서 구한 고유치를 $\lambda_c (= -\alpha + j\beta)$ 라 하면 천이행렬로부터 구한 고유치와 상태행렬로부터 구한 고유치는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\lambda_d = e^{\lambda_c t} = e^{-\alpha t} e^{j\beta t} \quad (8)$$

식(8)은 상태 천이행렬로부터 구한 고유치는 상태행렬로부터 구한 고유치를 크기가 1인 단위원으로 mapping한 것과 같으며, 모든 고유치가 단위원 안에 있는 경우 안정하며, 단위원 밖에 있는 경우는 불안정함을 의미한다.

3. RCF법을 적용한 불연속 시스템의 고유치 해석

RCF법을 사용한 미소신호 안정도 해석법을 다음과 같이 두 개의 스위칭 소자를 포함하는 회로에 적용하였다.

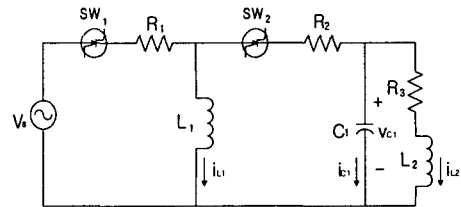


그림 1. 두 개의 스위칭 소자를 포함하는 회로도
 Fig. 1 Circuit diagram of complex system with two switching elements

3.1. RCF법을 적용한 시스템의 상태천이 방정식에서의 모델링

그림 1의 회로에서 스위칭 동작은 $t=0$ 에서 $t=0.006$ sec 동안에는 첫 번째 스위치는 단락상태이고 두 번째 스위치는 개방상태이며, $t=0.006$ sec에서 $t=0.011$ sec 동안에는 첫 번째 스위치는 개방상태이고 두 번째 스위치는 단락상태를 유지하는 것으로 가정하였다. 고유치 해석시 사용한 적분구간 값은 0.0001 sec로 하였으며, 회로소자의 값은 다음과 같다.

$$R_1 = 20[\Omega], R_2 = 40[\Omega], R_3 = 30[\Omega], L_1 = 0.05[H], L_2 = 0.1[H], C_1 = 0.2[F], V_s = 110[V], h = 0.0001sec$$

사례 1: 첫 번째 스위칭 동작구간 (스위치 1 : 단락, 스위치 2 : 개방)

첫 번째 스위칭 동작구간에 대해 RCF법을 적용한 상태천이 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{hR_1}{2L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 + \frac{hR_3}{2L_2} & \frac{-h}{2L_2} \\ 0 & \frac{h}{2C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-hV_s(t)}{2L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 1 - \frac{hR_1}{2L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{hR_3}{2L_2} & \frac{h}{2L_2} \\ 0 & \frac{-h}{2C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t-h) \\ i_{L2}(t-h) \\ V_C(t-h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{h}{2L_1} V_s(t-h) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

사례 2 : 두 번째 스위칭 동작구간
(스위치 1 : 개방, 스위치 2 : 단락)

두 번째 스위칭 동작구간에 대해 RCF법을 적용한 상태천이 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{hR_2}{2L_1} & 0 & -\frac{h}{2L_1} \\ 0 & 1 + \frac{hR_2}{2L_2} & -\frac{h}{2L_2} \\ \frac{h}{2C_1} & \frac{h}{2C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{hR_2}{2L_1} & 0 & \frac{h}{2L_1} \\ 0 & 1 - \frac{hR_2}{2L_2} & \frac{h}{2L_2} \\ -\frac{h}{2C_1} & -\frac{h}{2C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t-h) \\ i_{L2}(t-h) \\ V_C(t-h) \end{bmatrix}$$

사례 1과 사례 2의 상태천이 방정식은 식(4)와 같은 형태이며, 이로부터 식(6)에서와 같은 방법으로 상태 천이행렬을 구할 수 있다.

3.2 RCF법과 상태행렬법의 고유치 해석결과 비교

표 1은 기존의 상태방정식에 의해 구한 사례 1과 사례 2의 고유치 해석결과로서, 사례 1과 사례 2의 고유치는 서로 아무런 연관이 없으며, 스위칭 동작에 의한 진동모드의 변화가 해석되지 않는 것을 알 수 있다.

표 1 상태행렬법에 의한 사례1과 사례 2의 고유치 해석결과 (S-평면)

Table 1 Eigenvalues of Case 1 and Case 2 by state space matrix method (S-Plane)

고유치	사례 1	사례 2
1	-0.16675	-0.29187
2	-299.83323	-299.83312
3	-400.0	-799.87498

표 2와 3은 사례 1과 사례 2에 대해 상태방정식에 의해 구한 고유치와 RCF법을 적용하여 구한 고유치의 해석결과의 정확도를 비교한 것으로, 상태행렬법에 의해 구한 고유치를 식(7)에 의해 단위원으로 환산한 후 RCF법으로 구한 고유치와의 오차를 비교하였다. 표 2는 t=0에서 0.0006 sec까지의 첫 번째 스위칭 동작구간에 대해 적분구간 h를 0.0001sec로 하여 구한 해석결과로서, 누적적분에 의해 천이행렬의 오차가 가장 클 것

표 2. 상태행렬법과 RCF법의 고유치 정확도 비교 (사례 1, t=0.0006 sec)

Table 2 Comparison of eigenvalues by state space matrix method and RCF method (Case 1, t=0.0006 sec)

고유치	t = 0.0006 sec 일 때의 고유치 계산결과 (0 < t < 0.0006 sec)			
	상태행렬법에 의한 고유치		RCF법에 의한 고유치	오차율 (%)
	S-평면의 값	단위원으로 환산된 값		
1	-0.16675	0.99989	0.99989	0.0
2	-299.83323	0.83535	0.83534	0.00134
3	-399.99999	0.78662	0.78660	0.00318

로 예상되는 t=0.0006 sec일 때의 상태행렬에 의한 고유치와 RCF법에 의해 구성한 천이행렬로부터 구한 고유치 값의 최대 오차율이 0.0032%로 거의 일치함을 알 수 있다.

표 3. 상태행렬법과 RCF법의 고유치 정확도 비교 (사례 2, t=0.001 sec)

Table 3 Comparison of eigenvalues by state space matrix method and RCF method (Case 2, t=0.001 sec)

고유치	t = 0.001 sec 일 때의 고유치 계산결과 (0.0006 < t < 0.001 sec)			
	상태행렬법에 의한 고유치		RCF법에 의한 고유치	오차율 (%)
	S-평면의 값	단위원으로 환산된 값		
1	-0.29187	0.99988	0.99988	0.00089
2	-299.83312	0.88697	0.88697	0.0
3	-799.87498	0.72618	0.72606	0.01706

표 3은 표 2의 첫 번째 스위칭 동작과 별도로 t=0.0006 sec에서 0.001 sec까지의 두 번째 스위칭 동작구간에 대해 적분구간 h를 0.0001 sec로 하여 구한 해석결과이다. 표 1에서와 같이 누적적분에 의한 천이행렬의 오차가 가장 클 것으로 예상되는 t=0.001 sec일 때의 상태행렬에 의한 고유치와 RCF법에 의해 구성한 천이행렬로부터 구한 고유치 값의 최대 오차율이 0.0171%로 거의 일치함을 알 수 있다.

표 4 RCF법을 적용하여 구한 전체 스위칭 동작구간에서의 고유치 계산결과 (S-평면)

Table 4 Eigenvalues of over all switched operating intervals by RCF method (S-Plane)

고유치	t=0.0006 sec	t=0.0007 sec	t=0.0008 sec	t=0.0009 sec	t=0.001 sec
1	-0.16672000	-0.1498011	-0.17927935	-0.18765829	-0.19543919
2	-299.855559	-262.373608	-299.855541	-299.855532	-299.855524
3	-400.053151	-457.244866	-500.133939	-533.490013	-560.173795

표 4는 상태천이 방정식으로부터 구한 고유치 해석결과로서, 스위칭 동작에 의해 시간단위 별로 진동모드의 변화가 정확히 계산되어 있음을 알 수 있다. 두 번째 스위칭 구간이 시작되기 직전의 t=0.0006 sec에서의 고유치 해석결과는 표 1의 상태방정식에 의해 구한 결과와 동일하지만, 그 후의 시간단위에서는 스위칭 동작에 의해 진동모드가 영향을 받고 있음을 알 수 있다. 즉, 표 2에서의 0.0007 sec에서부터 0.001 sec까지의 고유치 해석결과가 표 1의 상태방정식에 의해 구한 해석결과와 다르며, RCF법에 의한 미소신호 안정도 해석결과가 불연속 동작특성을 갖는 계통의 미소신호 안정도 해석시 스위칭에 의한 진동모드의 변화와 새로이 발생할 수 있는 불안정 진동모드를 정확히 해석할 수 있음을 보이고 있다.

4. 전력계통 구성설비의 상태천이 방정식으로서의 모델링

RCF법을 적용한 불연속 스위칭 동작특성을 갖는 전력계통의 미소신호 안정도 해석을 하기위해, 계통의 구성설비 중에서 발전기와 여자기, PSS 그리고 조속기에 대해 상태천이 방정식으로 모델링한 방정식을 제시하였다.

4.1 발전기 상세모델의 모델링

발전기 특성에 대한 상세한 해석을 필요로 하는 경우나 일기무한 모션계통에서의 제어기 동작특성을 해석하고자 하

는 경우 발전기 상세모델이 사용된다. 발전기 상세모델에 대한 상태천이 방정식은 다음과 같다.

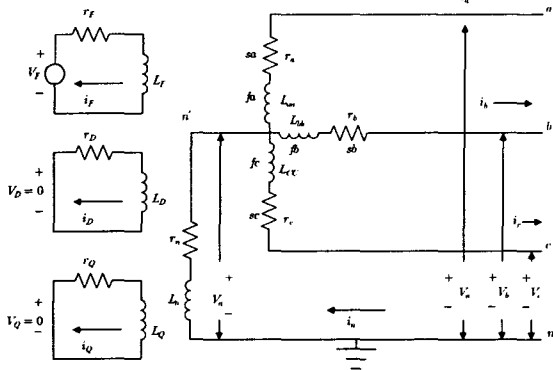


그림 2 발전기 상세모델의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of full modeled generator

4.2 발전기 이축모델의 모델링

다기계통의 해석시 발전기는 계산상의 부담을 줄이기 위한 간략모델이 일반적으로 사용되며, 그 중에서도 이축모델이 가장 널리 사용된다. 발전기 이축모델의 등가회로는 그림 3과 같다.

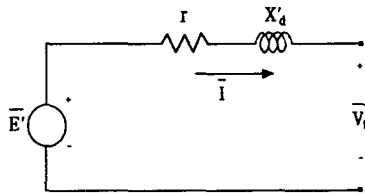


그림 3 발전기 이축모델의 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuit of two-axis modeled generator

발전기 이축모델의 상태천이 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{h}{2\tau_{d0}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 + \frac{h}{2\tau_{d0}} & 0 & 0 \\ \frac{hI_{d0}}{2\tau_j} & \frac{hI_{d0}}{2\tau_j} & 1 + \frac{hD}{2\tau_j} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{h}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E'_d(t) \\ E'_q(t) \\ \omega(t) \\ \delta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{h}{2\tau_{d0}} [(X_d - X'_d)I_d(t) + E_{FD}(t)] \\ -\frac{h}{2\tau_{d0}} [(-X_q + X'_q)I_q(t)] \\ -\frac{h}{2\tau_j} [-E'_d I_q(t) - E'_q I_d(t) + T_m(t)] \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \frac{h}{2\tau_{d0}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{h}{2\tau_{d0}} & 0 & 0 \\ -\frac{hI_{d0}}{2\tau_j} & -\frac{hI_{d0}}{2\tau_j} & 1 - \frac{hD}{2\tau_j} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{h}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E'_d(t-h) \\ E'_q(t-h) \\ \omega(t-h) \\ \delta(t-h) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{h}{2\tau_{d0}} [(X_d - X'_d)I_d(t-h) + E_{FD}(t-h)] \\ \frac{h}{2\tau_{d0}} [(-X_q + X'_q)I_q(t-h)] \\ \frac{h}{2\tau_j} [-E'_d I_q(t-h) - E'_q I_d(t-h) + T_m(t-h)] \\ 0 \end{bmatrix}$$

4.3 IEEE Type 1 Exciter의 모델링

여자기 모델 중에서 가장 일반적으로 사용되는 IEEE Type 1 여자기의 블록선도는 다음과 같다.

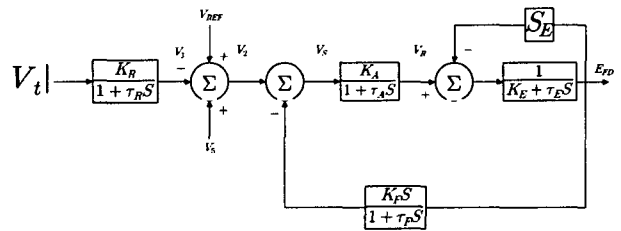


그림 4 IEEE Type 1 여자기 블록선도
Fig. 4 Block diagram of IEEE Type 1 Exciter

IEEE Type 1 여자기의 상태천이 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} L_d + \frac{h}{2} r & kM_F & kM_D & \frac{h}{2} w_0 L_q & \frac{h}{2} w_0 kM_Q & \frac{h}{2} \lambda_{\phi} & 0 \\ kM_F & L_F + \frac{h}{2} r_F & M_R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ kM_D & M_R & L_D + \frac{h}{2} r_D & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{h}{2} w_0 L_d & -\frac{h}{2} w_0 kM_F & -\frac{h}{2} w_0 kM_D & L_q + \frac{h}{2} r & kM_Q & -\frac{h}{2} \lambda_{\phi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & kM_Q & L_Q + \frac{h}{2} r_Q & 0 & 0 \\ \frac{h(\lambda_{\phi} - L_d i_{\phi 0})}{6} & \frac{h k M_F i_{\phi 0}}{6} & \frac{h k M_D i_{\phi 0}}{6} & \frac{h(-\lambda_{\phi 0} + L_q i_{\phi 0})}{6} & \frac{h k M_Q i_{\phi 0}}{6} & -\tau_j - \frac{h}{2} D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{h}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_f(t) \\ i_D(t) \\ i_Q(t) \\ \omega(t) \\ \delta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{h}{2} v_d(t) \\ -\frac{h}{2} v_f(t) \\ 0 \\ \frac{h}{2} v_q(t) \\ 0 \\ \frac{h}{2} T_m(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_d - \frac{h}{2} r & kM_F & kM_D & -\frac{h}{2} w_0 L_q & -\frac{h}{2} w_0 kM_Q & -\frac{h}{2} \lambda_{\phi} & 0 \\ kM_F & L_F - \frac{h}{2} r_F & M_R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ kM_D & M_R & L_D - \frac{h}{2} r_D & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{h}{2} w_0 L_d & \frac{h}{2} w_0 kM_F & \frac{h}{2} w_0 kM_D & L_q - \frac{h}{2} r & kM_Q & \frac{h}{2} \lambda_{\phi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & kM_Q & L_Q - \frac{h}{2} r_Q & 0 & 0 \\ -\frac{h(\lambda_{\phi} - L_d i_{\phi 0})}{6} & \frac{h k M_F i_{\phi 0}}{6} & \frac{h k M_D i_{\phi 0}}{6} & -\frac{h(-\lambda_{\phi 0} + L_q i_{\phi 0})}{6} & -\frac{h k M_Q i_{\phi 0}}{6} & -\tau_j + \frac{h}{2} D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{h}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t-h) \\ i_f(t-h) \\ i_D(t-h) \\ i_Q(t-h) \\ \omega(t-h) \\ \delta(t-h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{h}{2} v_d(t-h) \\ \frac{h}{2} v_f(t-h) \\ 0 \\ -\frac{h}{2} v_q(t-h) \\ 0 \\ -\frac{h}{2} T_m(t-h) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{h}{2\tau_E}(S_E + K_E) & 0 & 0 & -\frac{h}{2\tau_E} \\ 0 & 1 + \frac{h}{2\tau_R} & 0 & 0 \\ \frac{h\omega_R K_F(S_E + K_E)}{2\tau_F\tau_E} & 0 & 1 + \frac{h}{2\tau_F} & -\frac{h\omega_R K_F}{2\tau_F\tau_E} \\ 0 & \frac{hK_A}{2\tau_A} & \frac{hK_A}{2\tau_A} & 1 + \frac{h}{2\tau_A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{FD}(t) \\ V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_R(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{hK_R}{2\tau_R} |V_A(t)| \\ 0 \\ -\frac{hK_A}{2\tau_A} [V_{REF}(t) + V_S(t)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{h(S_E + K_E)}{2\tau_E} & 0 & 0 & \frac{h}{2\tau_E} \\ 0 & 1 - \frac{h}{2\tau_R} & 0 & 0 \\ -\frac{h\omega_R K_F(S_E + K_E)}{2\tau_F\tau_E} & 0 & 1 - \frac{h}{2\tau_F} & \frac{h\omega_R K_F}{2\tau_F\tau_E} \\ 0 & -\frac{hK_A}{2\tau_A} & -\frac{hK_A}{2\tau_A} & 1 - \frac{h}{2\tau_A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{FD}(t-h) \\ V_1(t-h) \\ V_2(t-h) \\ V_R(t-h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{hK_R}{2\tau_R} |V_A(t-h)| \\ 0 \\ \frac{hK_A}{2\tau_A} [V_{REF}(t-h) + V_S(t-h)] \end{bmatrix}$$

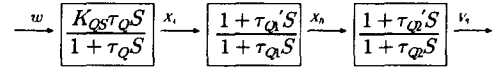


그림 6 전력계통 안정기의 블록선도
Fig. 6 Block diagram of power system stabilizer

PSS의 상태천이 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{h}{2\tau_Q} & 0 & 0 \\ -\frac{h}{2\tau_{Q1}}(1 - \frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q}) & 1 + \frac{h}{2\tau_{Q1}} & 0 \\ -\frac{h\tau_{Q2}}{2\tau_{Q1}\tau_{Q2}}(1 - \frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q}) & -\frac{h}{2\tau_{Q2}}(1 - \frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q}) & 1 + \frac{h}{2\tau_{Q2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A(t) \\ X_B(t) \\ V_S(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -K_{QS}\omega(t) \\ -\frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q} K_{QS}\omega(t) \\ -\frac{\tau_{Q1}\tau_{Q2}}{\tau_Q\tau_{Q2}} K_{QS}\omega(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{h}{2\tau_Q} & 0 & 0 \\ \frac{h}{2\tau_{Q1}}(1 - \frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q}) & 1 - \frac{h}{2\tau_{Q1}} & 0 \\ \frac{h\tau_{Q2}}{2\tau_{Q1}\tau_{Q2}}(1 - \frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q}) & \frac{h}{2\tau_{Q2}}(1 - \frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q}) & 1 - \frac{h}{2\tau_{Q2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A(t-h) \\ X_B(t-h) \\ V_S(t-h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -K_{QS}\omega(t-h) \\ -\frac{\tau_{Q1}}{\tau_Q} K_{QS}\omega(t-h) \\ -\frac{\tau_{Q1}\tau_{Q2}}{\tau_Q\tau_{Q2}} K_{QS}\omega(t-h) \end{bmatrix}$$

4.4 Governor의 모델링

조속기 모델의 블록선도는 다음과 같다.

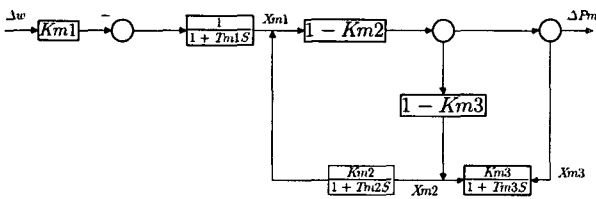


그림 5 조속기 블록선도
Fig. 5 Block diagram of governor

그림 5에 나타낸 조속기의 상태천이 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{h}{2\tau_{m1}} & 0 & 0 \\ -\frac{hK_{m2}}{2\tau_{m2}} & 1 + \frac{h}{2\tau_{m2}} & 0 \\ 0 & -\frac{hK_{m3}}{2\tau_{m3}} & 1 + \frac{h}{2\tau_{m3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{m1}(t) \\ X_{m2}(t) \\ X_{m3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{hK_{m1}}{2\tau_{m1}} \omega(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{h}{2\tau_{m1}} & 0 & 0 \\ \frac{hK_{m2}}{2\tau_{m2}} & 1 - \frac{h}{2\tau_{m2}} & 0 \\ 0 & \frac{hK_{m3}}{2\tau_{m3}} & 1 - \frac{h}{2\tau_{m3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{m1}(t-h) \\ X_{m2}(t-h) \\ X_{m3}(t-h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{hK_{m1}}{2\tau_{m1}} \omega(t-h) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

4.5 Power System Stabilizer의 모델링

PSS 모델은 그림 6와 같이 w를 입력신호로 하는 모델을 사용하였다.

5. 결론

본 논문에서는 불연속 동작특성을 갖는 계통설비를 포함하는 전력계통의 미소신호 안정도 해석을 위해, RCF법을 적용하기 위한 전력계통 구성설비의 상태천이 방정식 형태의 모델링을 제시하였다. RCF법에 의한 미소신호 안정도 해석은 연속 또는 불연속의 동작특성을 갖는 모든 계통에 적용이 가능하며, 스위칭 동작에 의한 불연속 특성을 갖는 경우, 스위칭 동작에 의한 진동모드의 변화와 새로이 발생할 수 있는 불안정 진동모드에 대해서도 정확한 해석이 가능하다는 장점을 갖는다. 본 논문에서 제시한 전력계통 구성설비의 상태천이 방정식 형태의 모델링 식을 사용한 불연속 동작특성을 갖는 계통의 미소신호 안정도 해석에 관한 연구가 진행 중이다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(과제관리번호:R-2003-B-465) 주관으로 수행된 과제의 일부임.

참고 문헌

[1] "FACTS overview", IEEE power engineering society, 95TP 108, 1995.
[2] Bohmann L. J., Lasseter R. H., "Stability and harmonics in thyristor controlled reactors", IEEE Trans. on Power delivery, Vol. 5, No. 2, pp.1175-1181, April 1990.
[3] Yousin Tang, A. P. Sakis Meliopoulos, "Power system small signal stability analysis with FACTS elements", IEEE Trans. of power delivery, Vol. 12, No. 3, pp.1352-1361, July 1997.

- [4] Eugene V. Solodovnik, George J. Cokkinides, A. P. Sakis Meliopoulos, "On stability of implicit numerical methods in nonlinear dynamical systems simulation", Proceedings of the 30th southeastern symposium on system theory, pp. 27-31, West Virginia, March 1998.

저 자 소 개



김 덕 영(金 德 泳)

1964년 11월 22일 생. 1988년 고려대 전기 공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2001년-2002년 미국 Georgia Tech. Post-doc. Fellow, 1996년~현재 군산대학교 전자정보공학부 부교수

Tel : (063) 469-4746

Fax : (063) 469-4699

E-mail : dykim@kunsan.ac.kr