

전자기 과도현상 해석을 위한 S 영역 등가시스템 PART I : 주파수 의존 시스템 등가

論 文

52A-11-2

S-Domain Equivalent System for Electromagnetic Transient Studies PART I : Frequency Dependent Network Equivalent

王 龍 泌*
(Yong-Peel Wang)

Abstract – Modern power systems are very complex and to model them completely is impractical for electromagnetic transient studies. Therefore areas outside the immediate area of interest must be represented by some form of frequency dependent equivalent. The s-domain rational function form of frequency dependent equivalent does not need refitting if the simulation time-step is changed in the electromagnetic transient program. This is because the s-domain rational function coefficients are independent of the simulation time-step, unlike the z-domain rational function coefficients. S-domain rational function fitting techniques for representing frequency dependent equivalents have been developed using Least Squares Fitting(LSF). However it does not suffer the implementation error that existed in this work as it ignored the instantaneous term.

This paper presents the formulation for developing 1 port Frequency Dependent Network Equivalent(FDNE) with the instantaneous term in S-domain and illustrates its use. This 1 port FDNE have been applied to the CIGRE Benchmark Rectifier test AC system. The electromagnetic transient package PSCAD/EMTDC is used to assess the transient response of the 1 port (FDNE) developed with Thevenin and Norton Equivalent network.

The study results have indicated the robustness and accuracy of 1 port FDNE for electromagnetic transient studies.

Key Words : S-Domain Equivalent System, Frequency Dependent Network Equivalent(FDNE), Electromagnetic Transient Studies, Least Squares Fitting(LSF)

1. 서 론

전력시스템 전자기 과도현상은 시간 영역에서 정확하고 효과적으로 해석되어야 한다. 그러나 대규모 전력시스템을 상세하게 표현하기 위해서는 엄청난 계산량이 필요하다. 그러므로 전력시스템 과도현상을 해석하기 위하여 전력시스템의 작은 부분은 상세하게 표현하고, 나머지 부분은 효과적인 등가 회로망으로 표현하는 방법이 필요하다. 종래의 등가방법은 상용 주파수 단락회로를 기초로 하였으나, 다른 주파수 성분이 존재하는 경우에는 외부 회로망의 과도현상을 해석하기에는 부적절하였다.

주파수 의존 등가 시스템 모델링 기초는 시간 영역과 주파수 영역에서 관계를 가지고 있다. 또한 시간 영역 응답은 여기 입력신호(Excitation Input Signal)를 가지는 시스템 임펄스 응답의 상승(Convolution)이며, 이 상승은 주파수 영역에서는 증배(Multiplication)이다. 따라서 과도현상 해석시 주파수 응답이 정확하게 해석된다면 정확한 시간 영역에서의 해석이 될 것이다. 그러므로 과도현상을 해석하기 위하여 해석 하고자하는 주파수 영역에서 외부 회로망을 정확하게 표

현할 필요가 있다. 시간 영역에서 정확하고 효과적인 과도현상 해석을 위하여 주파수 영역에서 주파수 특성을 반영하는 주파수 의존 등가 회로망(Frequency Dependent Network Equivalent: FDNE)이 필요 하다[1-2].

초기에 개발된 주파수 의존 등가회로는 등가 회로망은 외부 회로망과 같은 주파수 응답을 가진다고 가정하여 집중 정수 RLC 회로망을 이용한 외부 시스템을 모델링하였다 [3-5]. 집중 정수 RLC 회로망은 현존하는 과도해석 프로그램을 광범위하게 수정하지 않고도 쉽게 적용할 수 있었다. 그러나 집중 정수 RLC 회로망은 모든 주파수 영역에서 등가하는 것은 제한이 있었다. 따라서 모든 주파수 영역에서 등가 회로망을 개발하기 위하여 최소제곱적합(Least Square Fitting)을 이용한 S 및 Z 영역 유리함수 계수(Rational Function Coefficient)를 추정하는 연구가 이루어지고 있다 [3-8]. S 영역 유리함수 적합은 시간영역 해석시 시간 스텝(Time Step)에 변화에 의존하지 않는 반면, Z 영역 유리함수 적합은 시간영역 해석시 시간 스텝의 변화에 따라 유리함수 적합을 다시 실행하여야하는 단점을 가지고 있다. S 영역 유리함수 적합을 이용한 주파수 의존 등가 회로망을 구성하여 정확한 시간영역 과도현상 해석을 위하여 과거항(History Term) 및 순간항(Instantaneous Term)을 고려한 모델 완성(Model Implementation)이 이루어져야 한다. 그러나 현재 개발된 S-영역 주파수 의존 등가회로망은 과거항만을 고려

* 正 會 員 : 東亞大 電氣電子컴퓨터工學部 BK 教授 · 工博
接受日字 : 2003年 4月 18日
最終完了 : 2003年 6月 23日

한 모델 완성으로 이루어져 있다. 따라서 이 주파수 의존 등가 회로망은 시간영역 전자기 과도현상 해석시 오차를 발생한다.

본 논문에서는 전력시스템 전자기 과도현상을 정확하고 효과적으로 해석하기 위하여 모델완성에서 과거항과 순간항을 모두 포함한 테브랑(Thevenin Equivalent) 등가와 노턴 등가(Norton Equivalent) 회로로 표현한 S 영역 1 포트 주파수 의존 등가 회로망을 개발하였다. 개발한 1 포트의 주파수 의존 등가 회로망의 우수성을 입증하기 위하여 CIGRE Benchmark rectifier AC 테스트 시스템에 적용하여 전자기 과도현상 프로그램인 PSCAD/EMTDC를 이용하여 과도현상을 비교·검토하였다. 또한 1 포트 FDNE를 CIGRE 시스템과 Hingonani 등가회로 방법과 비교·검토하였다. 이상의 결과 개발한 S 영역 1 포트 주파수 의존 등가회로망은 전자기 과도 현상 해석시 강인성과 정확성을 가짐을 확인하였다.

2. S 영역의 주파수 의존 회로망 등가

2.1 주파수 영역 동정

S 영역에서 주파수 의존 등가 회로망을 개발하기 위하여 다음과 같은 과정이 필요하다. 첫째, 시간영역 혹은 주파수 영역에서 시스템 응답을 주파수 의존 임피던스나 어드미턴스로 나타낸다. 둘째, 주파수 영역 동정(Frequency Domain Identification)을 사용하여 시스템 파라미터를 S 영역에서 유리함수적합(Rational Function Fitting)을 한다. 셋째, 과도현상 시뮬레이션 프로그램에서 테브랑(Thevenin Equivalent) 등가와 노턴 등가(Norton Equivalent)회로로 표현된 주파수 의존 등가 회로를 완성한다.

과도현상을 해석하기 위하여 대상시스템은 경계모선을 통해 해석시스템(Study System)과 외부시스템(External System)으로 연결되어있다. 따라서 외부 시스템의 주파수 의존 등가회로는 이 경계모선에서 구동점(Driving Point) 전달 임피던스(Transfer Impedance)나 전달 어드미턴스(Transfer Admittance) 함수로 나타내어야 한다. 또한 이 외부 시스템은 주파수 영역이 0-1250[Hz]에서의 주파수 의존 등가회로로 구성하여야 정확한 과도현상을 해석할 수 있다.

주파수 영역 동정에서 임피던스와 어드미턴스를 구성하기 위하여 시간 영역에서 단자 모선에 전류나 전압을 입력으로 사용한다. 여기서 전류 입력으로 한 경우는 출력이 전압이므로 임피던스로 나타내어지고, 전압 입력으로 한 경우는 출력이 전압이므로 어드미턴스로 나타내어진다.

2.2 모델 적합

주파수 영역 응답을 등가 회로망으로 구성하기 위하여 곡선 적합(Curve Fitting)을 이용하여 유리함수(Rational Function)로 구성한다. 현재 유리함수 적합방법은 S 영역과 Z 영역에서 구성할 수 있다[8]. S 영역 유리함수 적합은 적합한 계수가 시간 영역 해석시 시간 스텝에 의존하지 않는 장점을 가지고 있다. 그러나 Z 영역 유리함수 적합은 적합한 계수가 시간 영역 해석시 시간 스텝에 따라 다시 유리함수 적합을 시행해야하는 단점을 가지고 있다.

따라서, 본 논문에서는 주파수 영역 응답을 S 영역 유리함수로 적합하기 위하여 식(1)과 같은 함수를 이용한다.

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1s^{-1} + a_2s^{-2} + \dots + a_ns^{-n}}{b_0 + b_1s^{-1} + b_2s^{-2} + \dots + b_ns^{-n}} \quad (1)$$

식(1)과 같은 유리함수를 한 지점의 주파수 응답을 평가하기 위하여 식(2)와 같이 나타낸다.

$$H(j\omega) = \frac{\sum_{m=0}^n (a_m (j\omega)^{-m})}{1 + \sum_{m=1}^n (b_m (j\omega)^{-m})} \quad (2)$$

여기서 $b_0 = 1$

식(2)에서 $H(j\omega) = c(j\omega) + jd(j\omega)$ 을 이용하여 식(3)과 같이 나타낸다.

$$\frac{c(j\omega) + jd(j\omega)}{1 + \sum_{m=1}^n (b_m (j\omega)^{-m})} = \frac{(a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots) + j(a_1\omega - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 - \dots)}{(1 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - \dots) + j(b_1\omega - b_3\omega^3 + b_5\omega^5 - \dots)} \quad (3)$$

식(3)에서 실수부와 복소수부로 나누면 식(4)과 식(5)로 나타낸다.

$$-c(j\omega) = \frac{-d(j\omega)(b_1\omega - b_3\omega^3 + b_5\omega^5 - \dots) + c(j\omega)(-b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - b_6\omega^6 - \dots)}{-(a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots)} \quad (4)$$

$$-d(j\omega) = \frac{d(j\omega)(-b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - b_6\omega^6 + \dots) + c(j\omega)(b_1\omega - b_3\omega^3 + b_5\omega^5 - \dots)}{-(a_1\omega - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 - \dots)} \quad (5)$$

전자기 과도현상을 고찰하고자 하는 주파수 영역에서 각 샘플링 주파수 지점을 고려하여 식(4)와 식(5)를 이용하여 식(6)과 같은 행렬형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} -d(j\omega_1)\omega_1 & -d(j\omega_1)\omega_1^2 & d(j\omega_1)\omega_1^3 & \cdot & t_1 & -1 & 0 & a_1^2 & 0 & -a_1^4 & \cdot & t_2 \\ -d(j\omega_2)\omega_2 & -d(j\omega_2)\omega_2^2 & d(j\omega_2)\omega_2^3 & \cdot & t_1 & -1 & 0 & a_2^2 & 0 & -a_2^4 & \cdot & t_2 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -d(j\omega_k)\omega_k & -d(j\omega_k)\omega_k^2 & d(j\omega_k)\omega_k^3 & \cdot & t_1 & -1 & 0 & a_k^2 & 0 & -a_k^4 & \cdot & t_2 \\ d(j\omega_l)\omega_l & -d(j\omega_l)\omega_l^2 & -d(j\omega_l)\omega_l^3 & \cdot & t_3 & 0 & -a_l & 0 & a_l^3 & 0 & \cdot & t_4 \\ d(j\omega_m)\omega_m & -d(j\omega_m)\omega_m^2 & -d(j\omega_m)\omega_m^3 & \cdot & t_3 & 0 & -a_m & 0 & a_m^3 & 0 & \cdot & t_4 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ d(j\omega_n)\omega_n & -d(j\omega_n)\omega_n^2 & -d(j\omega_n)\omega_n^3 & \cdot & t_3 & 0 & -a_n & 0 & a_n^3 & 0 & \cdot & t_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_n \\ a_0 \\ a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_n \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$= \begin{pmatrix} -c(j\omega_1) \\ -c(j\omega_2) \\ \vdots \\ -c(j\omega_k) \\ -d(j\omega_1) \\ -d(j\omega_2) \\ \vdots \\ -d(j\omega_k) \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$t_1 = \left(\sin\left(\frac{-l\pi}{2}\right)\omega_k^l d(j\omega_k) + \cos\left(\frac{l\pi}{2}\right)\omega_k^l c(j\omega_k) \right)$$

$$t_2 = -\cos\left(\frac{-l\pi}{2}\right)\omega_k^{n+l}$$

$$t_3 = \left(\cos\left(\frac{l\pi}{2}\right)\omega_k^l d(j\omega_k) + \sin\left(\frac{l\pi}{2}\right)\omega_k^l c(j\omega_k) \right)$$

$$t_4 = \sin\left(\frac{-l\pi}{2}\right)\omega_k^{n+l}$$

여기서

l = column number

k = row and sample number

이상에서 최소 제곱 적합(Least Squares Fitting: LSE)을 이용하여 S 영역 유리함수를 구성할 수 있다. 이 LSE 방법은 임의의 유리함수(Artificial Rational Function)를 적용한 결과 매우 우수한 방법임이 증명되었다.

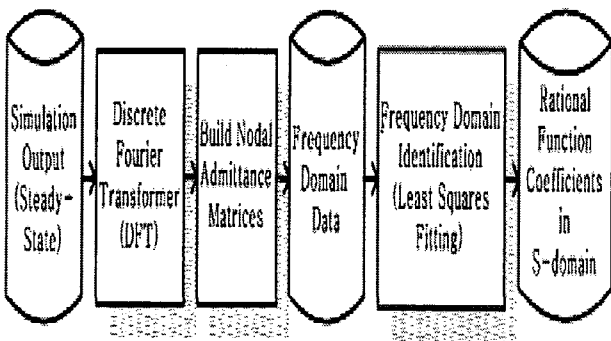


그림 1 S 영역에서 주파수 영역 동정 및 모델 적합
Fig. 1 Frequency domain identification and model fitting.

또한 식 (6)은 특이값분해(Singular Value Decomposition: SVD)를 이용하면 해를 직접적으로 빠르게 구할 수 있다. 따라서 시간영역에서 시간응답을 구하고, 이산 푸리에 변환을 이용하여 주파수 응답을 구하고, 이 주파수 응답을 SVD를 기초로 한 LSE를 이용하여 S 영역에서 유리함수로 적합할 수 있다. 이 적합한 S 영역 유리함수의 계수(Coefficient)들은 모델 완

성(Implementation of Model)에서 테브랑과 노턴 등가회로 풀인 S 영역 주파수 의존 등가회로를 구성할 수 있다. 그림 1은 S 영역에서 주파수 영역 동정 및 모델적합 과정을 나타낸 것이다.

2.3 모델 완성

최소 제곱 적합 과정에서 S 영역 유리함수를 구성하고, 이것을 이용하여 S 영역 주파수 의존 등가 회로를 완성한다. 모델 적합에서는 임피던스 유리함수는 테브랑 등가회로로 구성되고, 어드미턴스 유리함수는 노턴 등가회로로 구성할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 모델 적합에서 임피던스 및 어드미턴스 유리함수로 구성할 경우 식(7)과 같은 전달함수를 이용한다.

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1s^{-1} + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + a_n s^{-n}}{b_0 + b_1s^{-1} + \dots + b_{n-1}s^{n-1} + b_n s^{-n}} = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (7)$$

식 (7)을 b_n 으로 분모와 분자항을 나누면 식(8)과 같이 분모항이 s^n 인 단위 계수를 가지는 형태로 나타낼 수 있다.

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1s^{-1} + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + a_n s^{-n}}{b_0 + b_1s^{-1} + \dots + b_{n-1}s^{n-1} + s^{-n}} = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (8)$$

식(8)에서 분모항인 $D(s)$ 와 분자항인 $N(s)$ 을 입력항과 출력항에 서로 곱하면 $D(s)Y(s) = N(s)U(s)$ 인 형태의 방정식을 얻을 수 있고, s^k 연산자를 시간 영역 등가인 $\frac{d^k}{dt^k}$ 로 대체하면 식(9)와 같은 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d^n y}{dt^n} + b_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + b_1 \frac{dy}{dt} + b_0 y = a_n \frac{d^n u}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{du}{dt} + a_0 u \quad (9)$$

식(9)에서 n 개의 상태변수는 상태방정식에서 u 의 도함수들이 소거될 수 있도록 식(10)과 같이 선택한다.

$$x_1 = y - \beta_0 u$$

$$x_2 = \dot{y} - \beta_0 \dot{u} = \dot{x}_1 - \beta_1 u$$

$$\vdots$$

$$x_n = \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} - \beta_0 \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}} - \beta_1 \frac{d^{n-2} u}{dt^{n-2}} - \beta_{n-2} \dot{u} - \beta_{n-1} u$$

$$= \dot{x}_{n-1} - \beta_{n-1} u \quad (10)$$

여기서 β 와 a 의 관계는 식(11)과 같고, $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_n$ 은 식(12)로부터 결정된다.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ b_{n-1} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ b_{n-2} & b_{n-1} & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ b_0 & b_1 & \dots & b_{n-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_n \\ a_{n-1} \\ a_{n-2} \\ \vdots \\ a_0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \beta_0 &= a_n \\ \beta_1 &= a_{n-1} - b_{n-1}\beta_0 \\ \beta_2 &= a_{n-2} - b_{n-1}\beta_1 - b_{n-2}\beta_0 \\ &\vdots \\ \beta_n &= a_0 - b_{n-1}\beta_{n-1} - \dots - b_1\beta_1 - b_0\beta_0 \end{aligned} \quad (12)$$

이와 같이 상태 변수를 선택하면 상태방정식은 식(13)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + \beta_1 u \\ \dot{x}_2 &= x_3 + \beta_2 u \\ \dot{x}_3 &= x_4 + \beta_3 u \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-2} &= x_n + \beta_{n-1} u \\ \dot{x}_n &= -b_0 x_1 - b_1 x_2 - b_2 x_3 - \dots - b_{n-1} x_n + \beta_n u \end{aligned} \quad (13)$$

식(13)과 출력방정식을 벡터 행렬 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -b_0 & -b_1 & -b_2 & \dots & -b_{n-1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_{n-1} \\ \beta_n \end{pmatrix} u \\ y &= (1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0) \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{pmatrix} + a_n u \end{aligned} \quad (14)$$

또는

$$\begin{aligned} X &= AX + BU \\ Y &= CX + DU \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} X &= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -b_0 & -b_1 & -b_2 & \dots & -b_{n-1} \end{pmatrix}, \\ B &= \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_{n-1} \\ \beta_n \end{pmatrix}, \quad C = (1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0), \quad D = \beta_0 = a_n \end{aligned}$$

주어진 임피던스 및 어드미턴스 유리함수를 이상의 방법으로 상태 방정식을 구성한 후 사다리꼴(Trapezoidal) 방정식을 이용하여 모델 완성을 한다. 이 완성된 모델은 테브랑 및 노턴 등가회로로 구성되고 PSCAD/EMTDC 이용하여 전자기 과도현상을 해석한다.

먼저 식(14)의 상태 방정식을 사다리꼴 방정식에 치환하면 식(15), 식(16)과 같이 상태 변수로 형태로 일반화 할 수 있다.

$$X(t) = X(t-\Delta t) + \frac{\Delta t}{2} (X(t) + X(t-\Delta t)) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} &= X(t-\Delta t) \\ &+ \frac{\Delta t}{2} (AX(t) + BU(t) + AX(t-\Delta t) + BU(t-\Delta t)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right) X(t) &= \left(I + \frac{\Delta t}{2} A\right) X(t-\Delta t) \\ &+ \frac{\Delta t}{2} B(U(t) + U(t-\Delta t)) \end{aligned} \quad (16)$$

식(16)에서 $X(t)$ 을 입력항과 출력항으로 다시 나타내면 식(17)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} X(t) &= \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \left(I + \frac{\Delta t}{2} A\right) X(t-\Delta t) \\ &+ \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \frac{\Delta t}{2} B(U(t) + U(t-\Delta t)) \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)과 식(14)의 출력식을 이용하면 입력에 대한 출력을 식(18)과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \left(I + \frac{\Delta t}{2} A\right) x_1(t-\Delta t) \\ &+ \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \frac{\Delta t}{2} B(u(t) + u(t-\Delta t)) + \beta u(t) \end{aligned} \quad (18)$$

식(18)은 현재 PSCAD/EMTDC에서 전자기 과도현상을 해석시 사용되는 방법이다. 그러나 식(18)은 과거항(History Term)과 순간항(Instantaneous Term)을 구분하지 않고 있다. 따라서 본 논문에서 식(18)을 과거항과 순간항을 구분한 식(19)을 사용하여 전압원 (Voltage Source) $V_{History}$ 와 레지스턴스(Resistance)를 가지는 테브랑 등가회로 및 전류원 (Current Source) $I_{History}$ 와 콘덕턴스(Conductances)를 가지는 노턴 등가회로를 개발하였다.

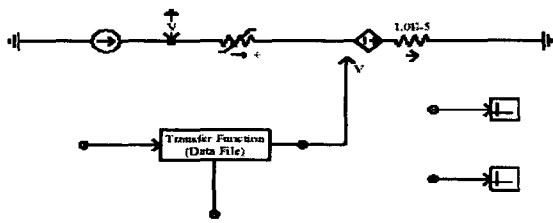
$$\begin{aligned} y(t) &= \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \left(I + \frac{\Delta t}{2} A\right) x_1(t-\Delta t) \\ &+ \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \frac{\Delta t}{2} B u(t-\Delta t) \\ &+ \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \frac{\Delta t}{2} B u(t) + \beta u(t) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} &= R_{Equivalent} + V_{History} \text{ (테브랑 등가회로)} \\ &= Y_{Equivalent} + I_{History} \text{ (노턴 등가회로)} \end{aligned}$$

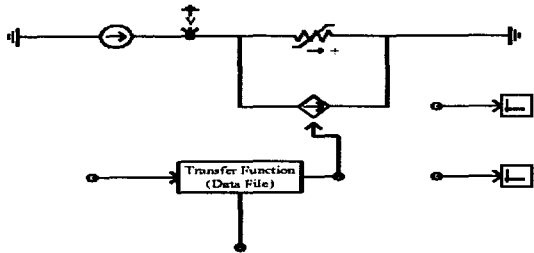
여기서

$$\begin{aligned} R_{Equivalent}, Y_{Equivalent} &= \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \frac{\Delta t}{2} B u(t) + \beta u(t) \\ &\left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \left(I + \frac{\Delta t}{2} A\right) x_1(t-\Delta t) \\ V_{History}, I_{History} &= \left(I - \frac{\Delta t}{2} A\right)^{-1} \frac{\Delta t}{2} B u(t-\Delta t) \end{aligned}$$

이상에서 PSCAD/EMTDC에서 Recursive Two Side Component를 완성하여 테브랑 및 노턴 등가회로망으로 구성된 S 영역 1 포트 주파수 의존 네트워크 등가(FDNE) 회로를 개발하였다. 그림 3은 개발한 Recursive Two Side Component를 이용하여 PSCAD/EMTDC에서 S 영역 1 포트 FDNE를 나타내었다.



(a) 테브랑 등가회로



(b) 노턴 등가회로

그림 3 Recursive two side component 이용한 1포트 주파수 의존 등가 회로

Fig. 3 1 port frequency dependent network equivalent using recursive two side component

3. 사례 연구

S 영역에서 과거항과 순간항을 포함한 테브랑 및 노턴 주파수 의존 등가 회로망(FDNE)을 개발하여 그 우수성을 입증하고자 그림 4와 같은 CIGRE Benchmark rectifier AC 시스템을 사용하였다[9]. 전자기 과도현상 프로그램인 PSCAD/EMTDC를 이용하여 1 포트 FDNE의 과도현상을 CIGRE 시스템과 Hingorani 등가회로와 비교·고찰하였다.

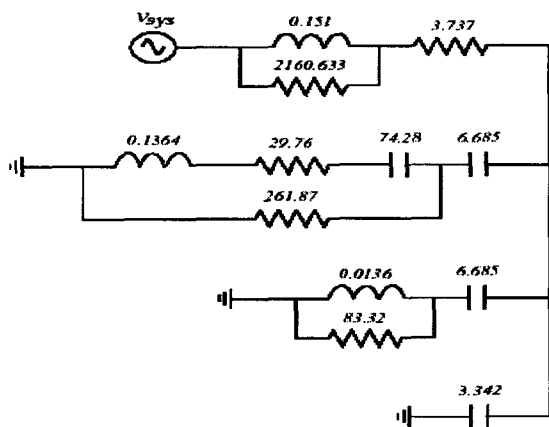
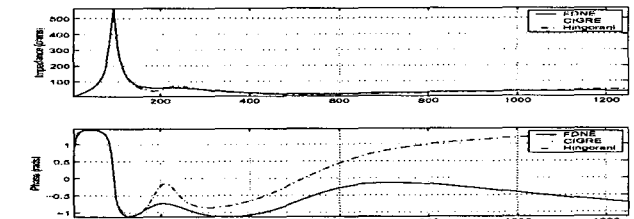


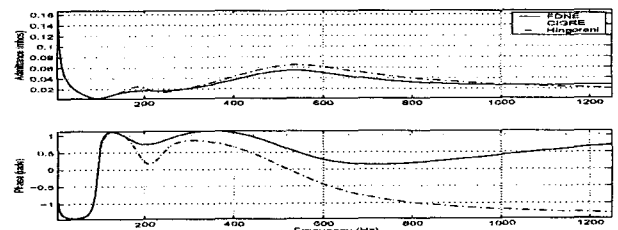
그림 4 CIGRE Benchmark rectifier AC 테스트 시스템.

Fig. 4 Simplified CIGRE Benchmark AC System (SCR=2.5). All component values are in Ω , H and μF

시간 영역 시뮬레이션에서 외부 시스템의 전압파형 혹은 전류파형을 구하고, 이 파형을 이산 푸리에 변환을 이용하여 주파수 영역 응답을 구할 수 있다. 그림 4는 FDNE, CIGRE 및 Hingonai 등가회로의 임피던스와 어드미턴스의 주파수 영역 응답을 나타내었다. 또한 그림 5는 FDNE, CIGRE 및 Hingonai 등가회로의 임피던스와 어드미턴스의 궤적(Loci)을 나타내었다.



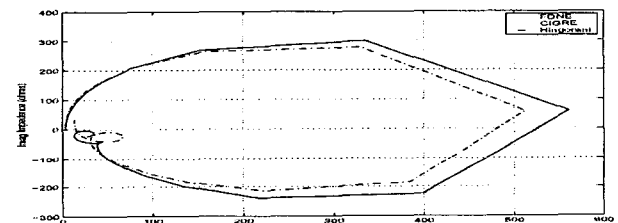
(a) Impedance



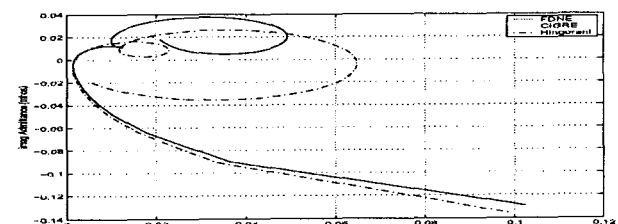
(b) Admittance

그림 5 임피던스 및 어드미턴스의 주파수 응답

Fig. 5 Frequency response of impedance and admittance



(a) Impedance



(b) Admittance

그림 6 임피던스 및 어드미턴스의 궤적

Fig. 6 Loci of impedance and admittance

3.1 테브랑 주파수 의존 등가

그림 7은 CIGRE Benchmark rectifier AC 테스트 시스템에서 기존의 Hingonani 등가회로와 개발한 1 포트 테브랑 FDNE의 전압을 비교·고찰하였다. 개발한 1 포트 테브랑 FDNE는 최소 제곱 적합(LSF)을 이용하여 6차 S 영역 유리 함수를 구성하였다. 또한 PSCAD/EMTDC에서 이 유리함수를

이용하여 FDNE를 완성하고, 시간영역 과도현상 시뮬레이션 결과 상당히 우수한 특성을 나타내고 있다. 또한 개발한 FDNE는 정상상태 오차가 적고, 과도응답 특성도 매우 정확함을 알 수 있다. 이상의 결과에서 LSE를 이용하여 S 영역 유리함수의 구성은 매우 우수함을 알 수 있고, 개발한 1 포트 FDNE는 매우 정확하고, 강인성을 가짐을 보이고 있다.

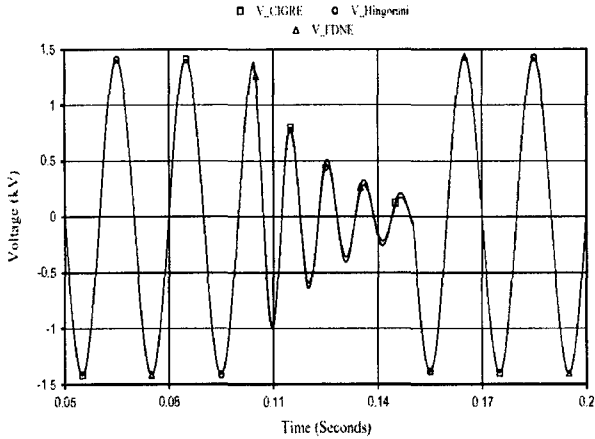


그림 7 과도응답 비교
Fig. 7 Comparison of transient result

3. 2 노턴 주파수 의존 등가

그림 8은 CIGRE Benchmark rectifier AC 테스트 시스템에서 기존의 Hingonani 등가회로와 개발한 1 포트 노턴 FDNE의 전압을 비교·고찰하였다. 개발한 1 포트 노턴 FDNE는 최소 제곱 적합(LSF)을 이용하여 6차 S 영역 유리함수를 구성하였다. 또한 PSCAD/EMTDC에서 이 유리함수를 이용하여 FDNE를 완성하고, 시간영역 과도현상 시뮬레이션 결과 상당히 우수한 특성을 나타내고 있다. 또한 개발한 FDNE는 정상상태 오차가 적고, 과도응답 특성도 매우 정확함을 알 수 있다. 이상의 결과에서 LSE를 이용하여 S 영역 유리함수의 구성은 매우 우수함을 알 수 있고, 개발한 1 포트 FDNE는 매우 정확하고, 강인성을 가짐을 보이고 있다.

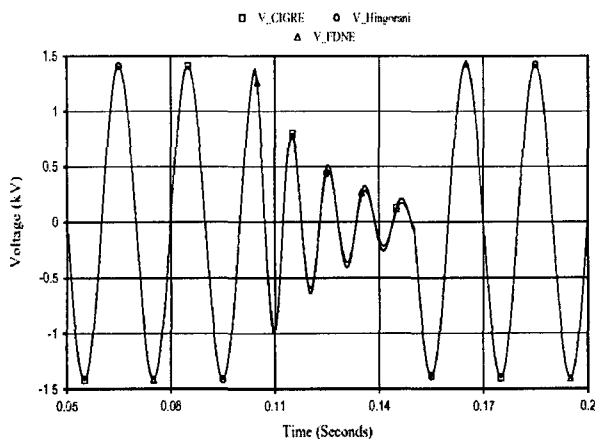


그림 8 과도응답 비교
Fig. 8 Comparison of transient result

4. 결 론

본 논문에서는 전자기 과도현상을 정확하고 효과적으로 해석하기 위해 주파수 응답의 S 영역 유리함수적합(S Domain Rational Function Fitting)을 이용하여 과거항과 순간항을 포함한 1 포트(1-port) 테브랑 및 노턴 주파수 의존 네트워크 등가 시스템(Frequency Dependent Network Equivalent: FDNE)을 개발하였고, 개발한 FDNE의 유용성을 입증하기 위하여 CIGRE Benchmark rectifier AC 시스템에 적용하였다. 그리고 전자기 과도현상 프로그램인 PSCAD/EMTDC를 사용하여 CIGRE Benchmark rectifier AC 시스템과 개발한 FDNE를 비교·검토하였다. 이상에서 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

1. 주파수 응답을 최소 제곱 적합을 이용하여 S 영역 유리함수 구성 방법은 매우 정확하였다.
2. 과도항과 순간항을 포함한 S 영역에서 등가 시스템 모델은 구성이 용이하고 구성 오차를 포함하지 않는다.
3. 개발한 S 영역 1 포트 테브랑 및 노턴 FDNE는 전자기 과도현상 프로그램에 쉽게 적용할 수 있다.
4. 개발한 S 영역 1 포트 테브랑 및 노턴 FDNE는 강인성과 우수성을 가지고 있어, 전력시스템 과도현상을 정확하고 효과적으로 해석할 수 있다.

향후 이 연구결과를 바탕으로 전자기 과도 현상을 위한 S 영역에서의 주파수 의존 교류 등가 시스템을 개발하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] Hingorani N.G. and Burberry M.F., "Simulation of AC System Impedance in HVDC System Studies", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-89, No. 5/6, May/June 1970, pp 820-828
- [2] Do V.Q. and Gavrilovic M.M., "A Synthesis method for One Port and Multi-Port Equivalent Networks for Analysis of Power System Transients", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. PWRD-1, No. 2, April 1986, pp 103-111
- [3] Medina A., Arrillaga J. and Watson N.R., "Derivation of Multi-Harmonic Equivalent Models of Power Networks", *Proceedings of the 1990 International Conference on Harmonics in Power Systems*, Budapest, Hungary, 4-6 Oct, 1990
- [4] Morched A.S., Ottevangers J.H. and Marti L., "Multi Port Frequency Dependent Network Equivalents for the EMTP", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, No. 3, July 1993, pp 1403-1412
- [5] Nota T., Nagaoka N. and Ametani A. "Phase-Domain Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines by Means of an ARMA Model", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, No. 1, January 1996, pp 401-411
- [6] Todd S., Wood A.R., Bodger. P.S. and Smith B.C., "Rational functions as frequency dependent equivalents for transient studies", *Proceedings of the 1997*

International Conference on Power Systems Transients, pp 137-144, June 1997, Seattle, USA

- [7] Gustavsen B. and Semlyen A., "Simulation of Transmission Line Transients Using Vector Fitting and Modal Decomposition", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 2, April 1998, pp 605-614
- [8] Wang Y. P. and Watson N. R., "Z-domain frequency-dependent AC-system equivalent for electromagnetic transient simulation", *IEE Proceeding-Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 150, 2003.
- [9] M. Szechtman, T. Weiss and C. V. Thio, " First benchmark model for HVdc control studies", *Electra*, No. 135, April 1991, pp 55-75

저 자 소 개



왕 용 필(王龍泌)

1966년 8월 25일생. 1992년 동아대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1999년-2001년 뉴질랜드 Canterbury University(Post- Doc). 현재 동아대학교 전기전자컴퓨터공학부 BK교수. 관심분야 : 직류송전 시스템 해석 및 제어설계, 전자기 과도현상, 전력품질(고조파, 플리커)

Tel : 051-200-6944, Fax : 051-200-7743

E-mail : ypwang@smail.donga.ac.kr