

## Analysis of Pulse Propagation Characteristics in GIS Using Spatial Network Method

高 榮 浩\*  
(Young-Ho Ko)

**Abstract** - In this paper, propagation and damping characteristics of PD pulse in GIS are analyzed using SNM. These characteristics are very important to make a diagnosis and protection of accident in GIS. SNM is numerical method in time domain and very useful method to analyze 3-Dimensional structure such as GIS. GIS modeling is made simply as the form of coaxial cable and then spacers are inserted in it. The scattering and reflection in the GIS are appeared and damping characteristics of PD pulse are shown. When simulation using SNM compare to measurement, two results are similar.

**Key Words** : GIS, PD pulse, 공간회로망법, 전자장수치해석

### 1. 서 론

최근 고도정보화 사회로의 발전과 생활환경, 사회기능의 전력의존도가 증가함에 따라 전력의 공급신뢰도 및 질적 개선에 대한 요청이 한층 강화되고 있다. 이런 요청에 부응하여 전기설비는 설치공간의 축소화 및 기밀용기에 의한 밀폐화 등의 설비형태의 변화를 가졌고 따라서 가동중인 설비사고의 미연방지에 관한 예방보전기술에 관하여 새로운 대응책이 요구되고 있다.

GIS(Gas Insulated Switchgear)는 모선, 차단기, 단로기, 접지개폐기, 변류기 등을 SF<sub>6</sub> 가스로 채워진 밀폐된 좁은 공간에 설치한 것으로, 고신뢰도, 설치공간의 축소, 밀폐된 구조, 운전면에서 경제적인 장점을 가지고 있다. 그러나 구조적 특징으로 인해 사고를 사전에 외부에서 감시하기 어렵고 사고시 경제적으로 많은 피해를 줄 수 있으며 복구시간도 장시간이 소요된다.

GIS의 사고예방 및 보전을 위해 주로 탱크내부에서 발생하는 절연이상이나 통전 이상을 검출할 필요가 있고 이러한 이상을 검출하는 방법으로는 사고시 발생하는 부분방전을 검출하는 방식이 유용하며 현재 이에 대한 연구성과가 보고되고 있다[1]. GIS의 내부고장 검출법에는 내부 이상시 발생하는 부분방전(Partial Discharge)을 이용한 부분방전검출법과 음향신호를 이용하는 초음파법등이 있다. 부분방전을 검출하는 방법중 전자파 검출법중 하나인 UHF법은 GIS의 내부 또는 외부에 UHF대역의 센서를 설치하여 펄스형태의 전

자파를 검출하여 부분방전을 검출하는 방법으로 0.5~1GHz의 대역을 이용한다.

이러한 GIS의 예방진단시스템은 설계하는데 있어서 부분방전펄스의 전파특성의 분석은 실험적인 방법과 수치해석방법을 통하여 연구되고 있다[2]. 본 논문에서는 시간영역에서 집중정수로 매질조건을 표현하여 통일적 해석이 가능한 공간회로망법(Spatial Network Method:SNM)을 사용하여 GIS 내부에서의 펄스의 전파특성을 분석하였다. 공간회로망법은 다른 수치해석법들과 비교할 때 과도해석부분에서 뛰어난 해석능력을 가지고 있으며 일반적인 상용툴에서 구현하기 어려운 움직이는 물체에 대한 3차원 해석이 가능하기 때문에 GIS를 해석하는데 매우 유용한 수치해석 방법이다.

### 2. 공간회로망법

#### 2.1 공간회로망법의 개요

공간회로망법은 시간 영역에서 전자계 해석을 위한 방법으로 전송선로 이론과 Bergeron법을 이용하여 맥스웰 방정식으로부터 유도되어진 수치해석기법으로 3차원 과도해석이 가능하다[6]. 이것은 도파관, 여파기와 같은 전자계해석뿐만 아니라 음향, 초음파 분야를 연구하는데 응용되고 있다. 비슷한 3차원 공간해석법으로 이용되는 FDTD[3]와 TLM[4]에 비교하여 분극과 비동방성 매질에 대한 동적인 해석에 유리하다.

정식화된 공간회로망법은 원리적으로 임의의 형상, 임의의 매질정수를 가지는 물체에 대하여 전자계 해석이 가능하다

매질 조건은 각 절점에 있어서 집중정수로 표시되는데 예를 들면 유전분극 및 유전체 손실은 전기적 절점에 있어서

\* 正 會 員 : 全北大 工大 電子情報工學部 助教授 · 工博  
接受日字 : 2000年 10月 04日  
最終完了 : 2000年 12月 18日

각각 용량 및 컨덕턴스로 표시된다. 한편 자기적 절점에 있어서는 쌍대적으로 직렬 인덕턴스 저항으로 표시된다. 이와 같이 매질조건을 포함하는 계에 대해서도 3차원 등가회로를 구성할 수 있으며 각 절점에 접속되어 있는 1차원 선로에 대하여 Bergeron법에 의한 변환식을 적용하여 전류 연속의 관계에 의하여 각 절점마다 절점 방정식을 유도한다. 그리고 임의의 절점에 있어서 시간  $t$ 에서 전압, 전류는 인접하는 절점의 시간  $t-\Delta t$ 에서의 전압, 전류값을 이용하여 순차적으로 계산한다

2.2 공간회로망

공간회로망법의 3차원 입방격자의 구조는 그림 1과 같은 구조를 이룬다.

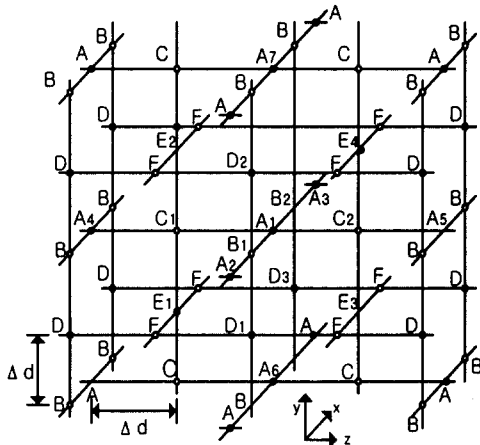


그림 1 3차원 입방격자망  
Fig. 1 Three dimensional cubic lattice

그림1 에 표시한 것과 같이 하나의 셀은 6개의 절점으로 구성되는데 이 절점들은 그 성질에 따라 전계를 전압함수로 하는 절점(A,D,E)과 자계를 전압함수로 하는 절점(B,C,F)으로 나눌 수 있다. 전기적 절점은 전압과 전류의 관계를 표시하는 전송선로상의 절점과 동가적이고 자기적 절점은 자압과 자류의 관계를 표시하는 자기형 전송선로상의 절점과 동가가 된다. 즉, 자압이 전류에 대응하고 자류가 전압에 대응되는데 이때 자기적 절점과 전기적 절점을 연결하기 위해 공간회로망법에서는 그림 2와 같은 자이레이터를 도입하여 해결한다.

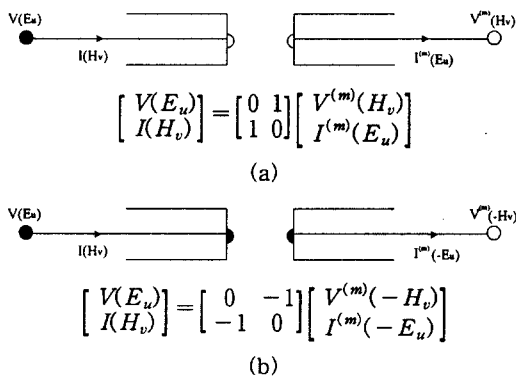


그림 2 자이레이터 (a) 양의 자이레이터 (b) 음의 자이레이터  
Fig. 2 Gyrator (a) positive gyrator, (b) negative gyrator

자기적 절점의 경우 전압, 전류의 물리적 의미가 일반적 인 전기회로이론의 경우와 쌍대적이다. 즉, 맥스웰 방정식을 만족하는 전자계는 그림 3과 같은 단위셀로 구성되는 공간 회로망상의 전압, 전류 및 자압, 자류와 동가가 된다. 이때 절점사이에는 그림2와 같은 양의 자이레이터 또는 음의 자이레이터에 의해 연결된다.

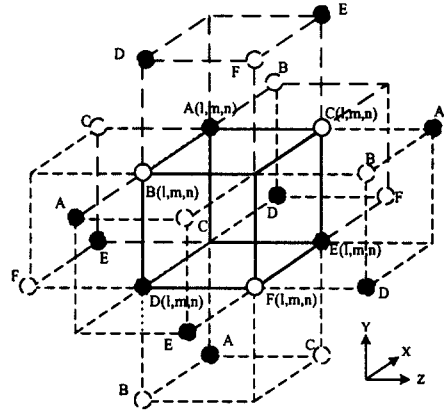


그림 3 (l,m,n) 번째의 단위셀  
Fig. 3 Unit Cell in (l,m,n)

공간회로망법의 각 절점변수는 표1과 같이 맥스웰 방정식과 대응관계를 가진다.

표 1 각 절점에서의 등가변수  
Table 1 Equivalence variables at each node

	전기적 절점		자기적 절점	
	Maxwell 방정식	변수 대응	Maxwell 방정식	변수 대응
$A_n$	$\frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\partial H_z}{\partial z} = \epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t}$ $-\frac{\partial E_z}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t}$ $\frac{\partial E_x}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t}$	$V_n = E_y$ $I_n = -H_x$ $I_n = H_z$	$\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\partial E_z}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t}$ $-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t}$ $\frac{\partial H_x}{\partial x} = \epsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial t}$	$V_n = H_x$ $I_n = E_z$ $I_n = -E_x$
$D_n$	$\frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_z}{\partial z} = \epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t}$ $\frac{\partial E_x}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t}$ $-\frac{\partial E_z}{\partial y} = -\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t}$	$V_n = E_x$ $I_n = H_z$ $I_n = -H_x$	$\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\partial E_z}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t}$ $\frac{\partial E_x}{\partial x} = \epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t}$ $-\frac{\partial H_x}{\partial x} = \epsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial t}$	$V_n = H_x$ $I_n = E_x$ $I_n = E_z$
$E_n$	$\frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\partial H_z}{\partial z} = \epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t}$ $\frac{\partial E_x}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t}$ $-\frac{\partial E_z}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t}$	$V_n = -E_x$ $I_n = -H_x$ $I_n = H_z$	$\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\partial E_z}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t}$ $\frac{\partial H_x}{\partial x} = \epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t}$ $-\frac{\partial H_x}{\partial y} = \epsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial t}$	$V_n = -H_x$ $I_n = E_x$ $I_n = -E_z$
유전율 $C_0 = \epsilon_0/2$			유전율 $L_0^* = \epsilon_0/2$	
투자율 $L_0 = \mu_0/2$			투자율 $C_0^* = \mu_0/2$	
분극율 $AC = \epsilon_0 \Delta v / 2 \cdot \Delta t$			자화율 $AC^* = \mu_0 \Delta v / 2 \cdot \Delta t$	
도전율 $C = \sigma \Delta v \cdot \Delta t$			자류도전율 $C^* = \sigma^* \Delta v \cdot \Delta t$	

2.3 공간회로망법의 정식화

공간회로망에서는 각 1차원 선로의 정식화에 Bergeron 법을 사용함으로써 시간축상에서의 축차해석이 가능하다.

Bergeron법은 선로 전체를 유한장 선로로 이상화하여 각 접속점(절점에 대응)마다의 전압과 전류를 초기조건으로

하여 시간축상에서 축차적으로 해석하는 방법이다.

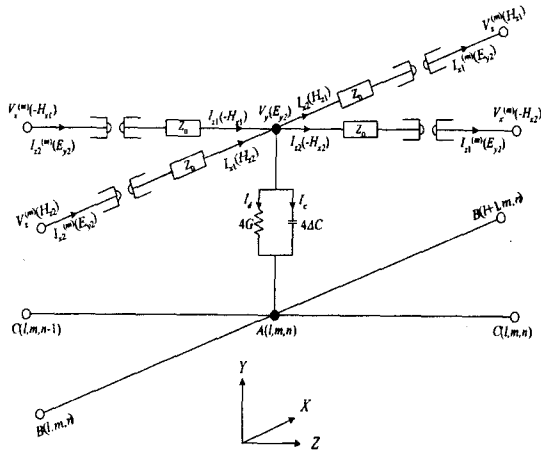


그림 4 전기적절점 A근방의 전기회로표시  
Fig. 4 Electric equivalent circuit around node A

그림 4는 그림 1의 전기적 절점 A근방의 전기회로를 확대하여 표시한 것으로 그림 2의 자이레이터도 고려함과 동시에 공간회로망을 정식화하는데 필요한 전압, 전류, 자압, 자류의 관계도 병기하였다. 이것은 표 1과 같이 맥스웰 방정식과 대응되고 그림 3과 같이 인접한 절점 B,C와 연결된다.

식 (1),(2),(3),(4)는 정식화된 공간회로망법에 의해 구해진 절점A의 축차식이다.

$$V_y(l, m, n, t) + Z_0 I_{z_2}(l, m, n, t) = I_{z_2}^{(m)}(l, m, n-1, t-\Delta t) + Z_0 V_x^{(m)}(l, m, n-1, t-\Delta t) \quad (1)$$

$$V_y(l, m, n, t) - Z_0 I_{z_2}(l, m, n, t) = I_{z_1}^{(m)}(l, m, n, t-\Delta t) - Z_0 V_x^{(m)}(l, m, n, t-\Delta t) \quad (2)$$

$$V_y(l, m, n, t) + Z_0 I_{x_1}(l, m, n, t) = I_{x_2}^{(m)}(l-1, m, n, t-\Delta t) + Z_0 V_z^{(m)}(l-1, m, n, t-\Delta t) \quad (3)$$

$$V_y(l, m, n, t) - Z_0 I_{x_2}(l, m, n, t) = I_{x_1}^{(m)}(l, m, n, t-\Delta t) - Z_0 V_z^{(m)}(l, m, n, t-\Delta t) \quad (4)$$

손실성 매질에서의  $I_c, I_d$ 는 식 (5), (6)과 같다.

$$I_d(l, m, n, t) = 4G(l, m, n) V_y(l, m, n, t) \quad (5)$$

$$V_y(l, m, n, t) - R_c(l, m, n) I_c(l, m, n, t) = V_y(l, m, n, t-\Delta t) + R_c(l, m, n) I_c(l, m, n, t-\Delta t) \quad (6)$$

$(R_c = \Delta t/2C)$

특성임피던스와 시간에 대한 관계는 식(7),(8)과 같다.

$$z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = Z_0 \quad (7)$$

$$\Delta t = \Delta x \sqrt{L_0 C_0} = \Delta x \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} / 2 = \Delta t_0 / 2 \quad (8)$$

### 3. 공간회로망법을 이용한 GIS 전파특성해석

#### 3.1 GIS의 구조

GIS는 그림 5와 같이 내부도체와 외부도체로 구성되어 동축케이블과 유사한 형태를 가진다. 따라서 내부에서 주로 진행하는 파는 TEM모드로 가정할 수 있다.

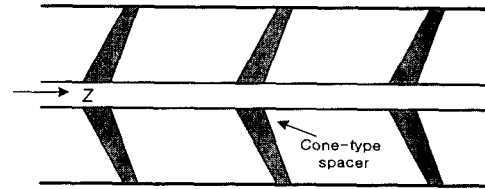


그림 5 콘형 스페이서 내장형 GIS모델  
Fig. 5 GIS model with three cone-type spacers

#### 3.2 경계조건

공간회로망법에서는 원통형 도체경계면의 경우 그림 6과 같이 계단형 근사를 하여 경계조건을 적용한다. 최근 컴퓨터의 빠른 발전으로 시뮬레이션 환경이 많이 개선되었지만 여전히 시간과 메모리는 중요한 문제이다. 원형의 경계조건을 적용하기 위해 사용한 계단형 근사조건은 원형에 가깝게 하기 위해 셀 크기를 작게 하여야 하지만 시뮬레이션 시간이 증가하게 된다. 이때 적절하게 절점 배치를 하여 경계조건을 적용하면 정확도에 큰 영향을 미치지 않으면서도 프로그램에 필요한 메모리와 수행시간을 절약할 수 있다.

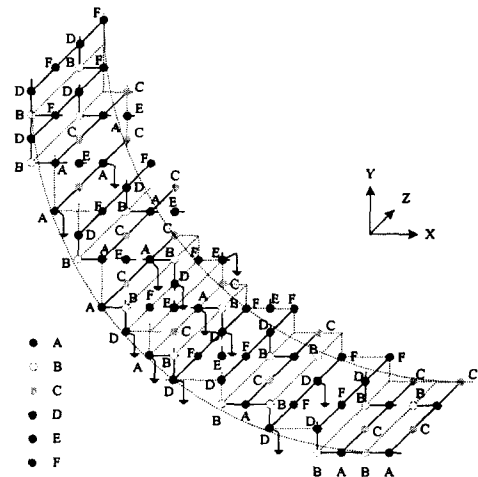


그림 6 원통형 도체 경계면상의 절점배치  
Fig. 6 Node arrangement of cylinder type conductor boundary

#### 3.3 펄스입력

GIS내부에서 부분방전이 발생하면 펄스형태로 전파하게 되므로, (9)식과 같은 가우시안 펄스를 입력하여 시간에 대

한 전파특성을 본다.

$$V(t) = V_0 e^{-0.5(t/\tau)^2} \quad (9)$$

구동되는 GIS의 내부는 정전계의 상태이므로 상승시간 (rise time)이 0.5ns인 step like wave를 입력하여 정상상태의 GIS내부의 전계분포를 본다.

### 3.4 스페이서의 취급

GIS의 내부도체를 지지하는 스페이서는  $\epsilon_r=6$ 인 유전체로 가정하였다. 본 논문에서는 가장 대표적인 스페이서 형태인 콘형 스페이서를 그림 7과 같은 절점구조로 배치하여 구성한다.

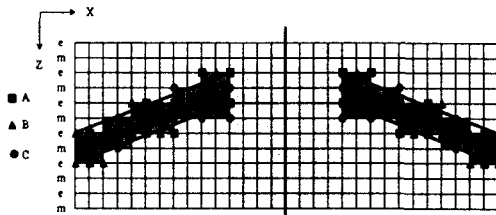


그림 7 콘형 스페이서의 절점배치 (ABC절점)  
Fig. 7 node arrangement of cone type spacer (ABC node)

공간회로방법에서는 식 (10), (11), (12)을 전기적절점 A, D, E에 적용하여 유전체를 고려할 수 있다.

절점 A

$$\begin{aligned} V_x(A(l, m, n), t) - R_c(A(l, m, n))I_c(A(l, m, n), t) \\ = V_x(A(l, m, n), t - \Delta t) \\ + R_c(A(l, m, n))I_c(A(l, m, n), t - \Delta t) \end{aligned} \quad (10)$$

절점 D

$$\begin{aligned} V_x(D(l, m, n), t) - R_c(D(l, m, n))I_c(D(l, m, n), t) \\ = V_x(D(l, m, n), t - \Delta t) \\ + R_c(D(l, m, n))I_c(D(l, m, n), t - \Delta t) \end{aligned} \quad (11)$$

절점 E

$$\begin{aligned} V_x(E(l, m, n), t) - R_c(E(l, m, n))I_c(E(l, m, n), t) \\ = V_x(E(l, m, n), t - \Delta t) \\ + R_c(E(l, m, n))I_c(E(l, m, n), t - \Delta t) \end{aligned} \quad (12)$$

$$R_c = \frac{\Delta t}{8\Delta C} = \frac{\Delta t}{8\epsilon_0\chi_e/2\Delta d} = \frac{\Delta t}{4\epsilon_0\chi_e\Delta d}$$

### 3.5 해석결과

공간회로방법을 사용한 GIS 내의 전파특성 해석의 타당성을 검토하기 위해, 참고문헌[2]의 실험 모델을 사용하여 실측치와 비교하였다. 원형의 경계조건을 적용하기 위해 사용한 계단형 근사조건은 원형에 가깝게 하기 위해 셀크기를 작게 하여야 하지만 수치해석 시간이 증가하게 된다. 따라서 프로그램 수행시간과 메모리를 고려하여 셀크기를 정하여야 한다. 이와같은 근사과정 때문에 실측치와 근본적으로 오차를 가지게 되는데 이것은 적절한 절점배치를 통해 극복할 수 있다. 실험모델은 외부도체의 내경이 434mm, 외경이 120mm로 하였고 그림 8과 같이 3m의 간격으로 스페이서를 배치하였다.

스페이서로부터 각각 1.1m 떨어진 입력단(A-A')과 출력단(B-B')의 한점의 값을 정규화하여 실측치와 비교한다.

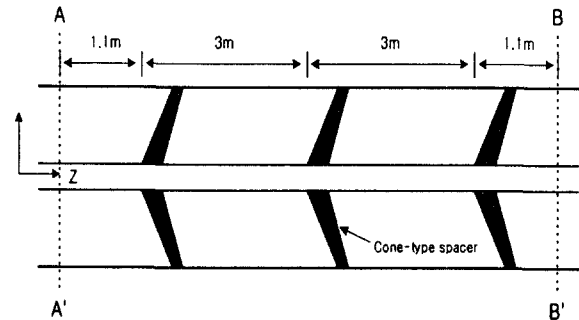


그림 8 3개의 콘형 스페이서가 있는 GIS모델  
Fig. 8 GIS model with three cone type spacers

#### 3.5.1 가우시안 펄스 입력

가우시안 펄스를 입력하여 얻은 감쇠특성을 분석함으로써 GIS 내부를 전파하는 부분방전 펄스의 감쇠특성을 알 수 있다.

공간회로방법을 이용해 구한 해를 참고문헌[2]에 있는 실측한 데이터와 비교하면 그림 9, 10과 같다.

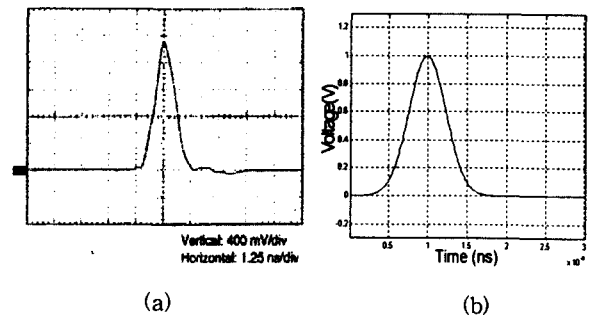


그림 9 가우시안 펄스 입력측 파형 (A-A')  
(a) 실측(참고문헌[2]) (b) 시뮬레이션  
Fig. 9 Gaussian pulse input waveform (A-A')  
(a) Measurement (b) Simulation

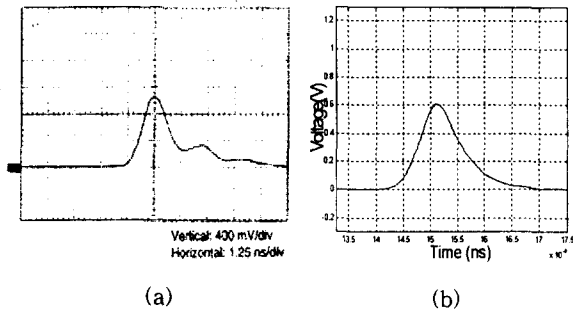


그림 10 가우시안 펄스 출력측 파형 (B-B')  
 (a) 실측(참고문헌[2]) (b) 시뮬레이션  
 Fig. 10 Gaussian pulse output waveform  
 (a) Measurement (b) Simulation

그림 9(a)와 같은 가우시안 펄스를 입력하기 위해 그림 9(b)와 같이 펄스폭이 2ns인 가우시안 펄스를 입력단(A-A')에 입사시켰다. 이때 그림 9와 같이 입사시킨 가우시안 펄스는 그림 10과 같이 GIS내부의 스페이서에 의해 감쇠하며 진행한다. 이때 실측치와 시뮬레이션 값의 최대값을 비교해보면 콘형 스페이서 3개를 가진 GIS의 경우 실측치는 57%로 감소하고 시뮬레이션 값은 60%로 감소하였다. 3%의 오차가 발생하는데 이것은 그림 7과 같은 계단형 근사로 인한 오차로 생각된다.

그림 11은 주파수에 따른 감쇠특성을 보이고 있다. 주파수가 높아질수록 더욱 더 급속하게 감쇠하는 것을 볼 수 있다. 점선은 스페이서가 하나 있을 때의 감쇠특성이며 실선은 스페이서 세 개 있을 때의 감쇠특성으로 스페이서의 수가 많아짐에 따라 고주파대역에서 훨씬 더 큰 감쇠가 일어남을 알 수 있다.

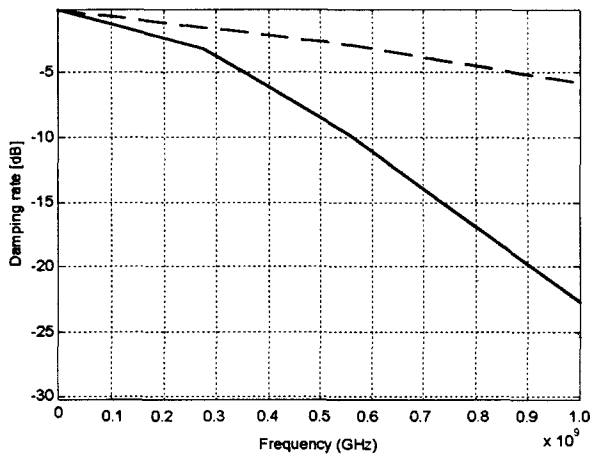


그림 11 주파수의 감쇠특성  
 ( ... 1개 스페이서, — 3개 스페이서)  
 Fig. 11 Frequency characteristics of damping rates  
 ( ... one spacer, — three spacers)

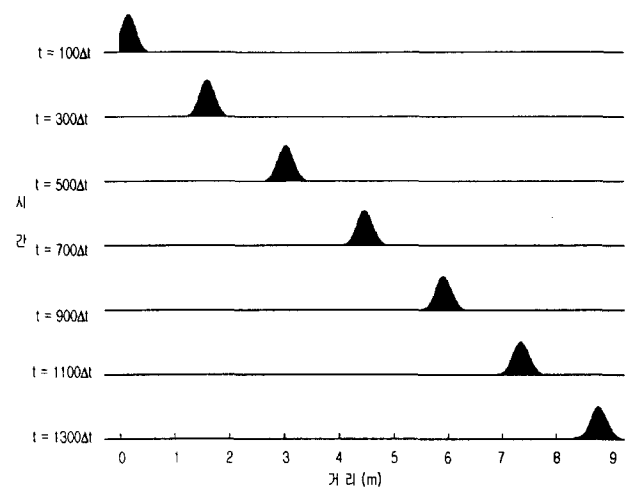


그림 12 가우시안 펄스 입력시의 파형의 시간변화 (스페이서가 없는 경우)  
 Fig. 12 Time variation of waveform at gaussian pulse input (non spacer)

스페이서가 있을 때의 펄스의 전파특성을 고찰하기 위해 스페이서 없는 빈GIS에서의 전파 특성을 비교하여 보았다. 그림 12에서처럼 콘형 스페이서가 설치되어 있지 않은 경우 모의 부분방전 펄스의 파형은 거의 감쇄 및 왜곡없이 GIS내부를 전파하고 있음을 알 수 있다.

이에 반하여 3개의 콘형 스페이서가 있을 때의 진행되는 가우시안 펄스의 모양은 그림 13과 같다.

진행하는 펄스는 스페이서 1, 2, 3에서 3번에 걸쳐 반사파를 만들면서 감소한다. 반사되어 펄스의 반대방향으로 진행하던 반사파도 역시 스페이서에서 다시 반사되어 새로운 반사파를 만드는 것을 볼 수 있다.

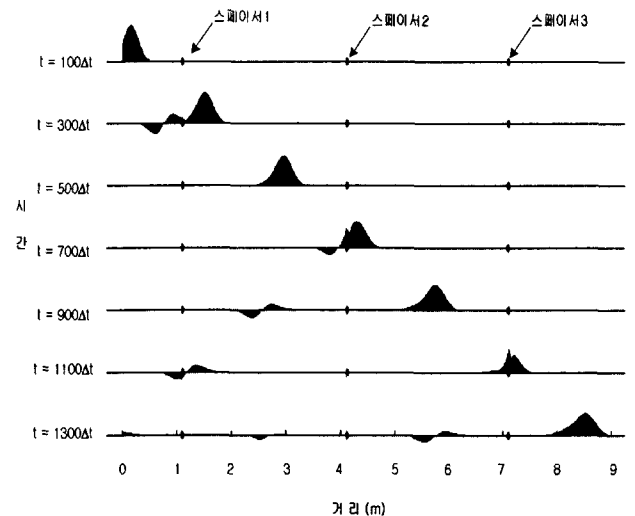


그림 13 가우시안 펄스 입력시의 파형의 시간변화 (3개의 스페이서가 있는 경우)  
 Fig. 13 Time variation of waveform at gaussian pulse input (with three cone type spacer)

### 3.5.2 step like wave 입사

정상상태의 GIS는 내부에 정전계가 형성된다. 이와같은 정전계의 상태를 시뮬레이션하기 위해 그림 14와 같은 Step like wave를 입사하였다.

입력측과 출력측에서 나온 데이터를 실측치와 비교하기 위해 참고문헌[2]과 비교하면 그림 14, 15와 같다. 그림 14(a)의 그림에서 점선안에 있는 파형은 입력측에 스페이서의 반사에 의한 왜곡이 일어나는 것이 나타나고 있으며 시뮬레이션 결과도 이와 거의 일치하고 있다.

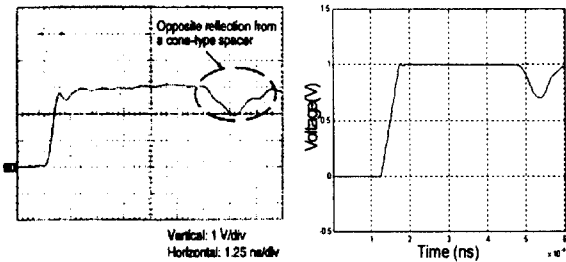


그림 14 Step like pulse 입력측 파형 (A-A')

(a) 실측치(참고문헌[2]) (b) 시뮬레이션

Fig. 14 Step like wave input waveform

(a) Measurement (b) Simulation

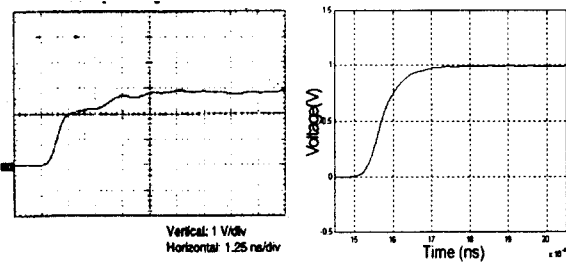


그림 15 Step like wave 출력측 파형(B-B')

(a) 실측(참고문헌[2]) (b) 시뮬레이션

Fig. 15 Gaussian pulse output waveform

(a) Measurement (b) Simulation

그림 15는 출력측 파형으로서 크기의 변화는 거의 없지만, 상승시간 (rise time)이 0.5ns에서 1.5ns정도로 증가했으며, 실측치와 거의 일치하는 결과를 얻었다.

시뮬레이션 결과 입력단에서 스페이서에 의한 반사와 왜곡이 일어나며, 출력단에서는 상승시간의 지연이 일어남을 알 수 있었다.

그림 16도 정상상태에서 GIS 내부의 전파특성을 비교하기 위해서 콘형 스페이서가 없을 때에 step like wave에 대한 시간변화를 나타내었다. 입력된 신호는 거의 감쇠나 왜곡이 없이 GIS의 내부를 진행함을 알 수 있다.

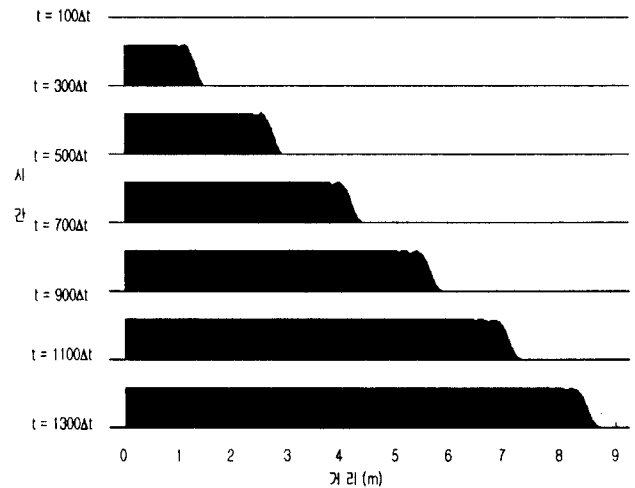


그림 16 Step like wave 입력시의 파형의 시간변화 (스페이서가 없는 경우)

Fig. 16 Time variation of waveform at step like wave input (non spacer)

그림 17은 3개의 콘형 스페이서를 가지는 GIS에 step like wave를 입사하였을 경우 시간변화를 나타낸 것이다. 스페이서 부근에 전계가 집중되고 스페이서에 의해 반사파가 생성되는 과정을 잘 나타내고 있다.

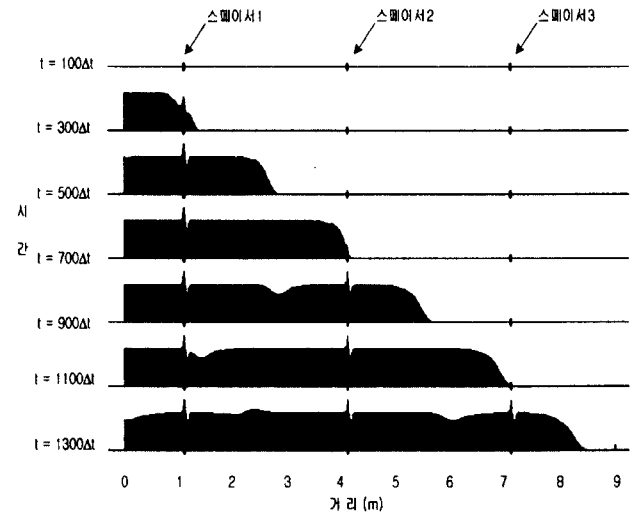


그림 17 Step like wave 입력시의 파형의 시간변화 (3개의 스페이서가 있는 경우)

Fig. 17 Time variation of waveform at step like wave input (with three cone type spacer)

## 4. 결론

GIS 내부를 진행하는 TEM 모드의 부분방전 펄스의 전달특성과 감쇠특성을 공간회로방법을 이용해 분석하여, 실측치와 거의 일치하는 형태의 해를 얻었다.

분석결과 입력단에서는 스페이서에 의해 반사된 왜곡현상을 뚜렷이 볼 수 있었고, 출력단에서는 스페이서를 통과하면

서 반사되거나 산란된 부분을 제외한 투과된 펄스가 크기가 감소하고 시간이 지연된 형태로 나타났다.

스페이서를 통과하면서 일어나는 펄스의 감쇠특성을 보았을 때 주파수가 높은 부분에서 큰 감쇠가 일어남을 볼 수 있었다. 이 감쇠하는 정도는 스페이서의 수가 늘어날수록 더욱 더 커진다.

공간회로방법을 이용하여 GIS내부의 전자파 해석이 타당함을 실측치와 비교를 통해 보였다. 공간회로방법은 다른 수치해석법들과 비교할 때 과도해석부분에서 뛰어난 능력을 가지고 있으며 이밖에 움직이는 물체에 대한 3차원 해석이 가능하기 때문에 앞으로 GIS를 해석하는데 유용하게 이용되리라 기대된다.

**감사의 글**

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소의 주관으로 시행되었음.

**참 고 문 헌**

[1] M.D.Judd, O.Farish, B.F.Hampton, "The Excitation of UHF Signals by Partial Discharges in GIS", *IEEE Trans. dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 3, No. 2, April 1996.

[2] K. Mizuno, A.Ogawa, K.Nojima, "Investigation of PD Pulse propagation characteristics in GIS," *IEEE Trans. Power Systems*, Vol. 12, No2, pp. 1022-1030, May 1997.

[3] N. Yoshida and I. Fukai "Transient Analysis of a Stripline Having a Corner in Three-Dimensional Space," *IEEE Trans. MTT.*, Vol. MTT-32, No. 5, pp.491-498, May 1984.

[4] Kane S. Yee, "Numerical Solution of Initial boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. AP.*, pp.302-307, May 1966.

[5] Wolfgang J.R. Hoefer, "The Transmission-line Matrix Method - Theory and Application," *IEEE Trans. MTT.*, vol. MTT-33, No. 10, Oct 1985

[6] Y. H. Ko, N. Yosida, I. Fukai, "Three-Dimensional Analysis of a Cylindrical Waveguide Converter for Circular Polarization by the Spatial Network Method," *IEEE trans MTT.*, Vol. 38, No. 7, pp.912-918, JULY 1990.

[7] Hiroshi Imagawa, Kunio Emoto, "Simplified Simulation Method for Partial Discharge Phenomena in GIS," *IEEE proceedings of the 1999 IEEE Transmission and Distribution Conference-volume 2*, 534-540, 1999.

**저 자 소 개**



**고 영 호 (高 榮 浩)**

1981년 전북대 공대 전기공학과 졸업.  
1983년 동 대학원 전기공학과 졸업. 1991년 일본 북해도대학 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1992년 9월~현재 전북대학교 전자정보공학부 조교수. 관심분야 : 전자

계 해석, 안테나 해석 및 설계

E-mail : koyh@moak.chonbuk.ac.kr