

論文96-33A-5-10

FDTD 알고리즘을 이용한 누설 동축 케이블의 전파 특성 해석

(An analysis of electromagnetic wave properties of the leaky coaxial cable using the finite difference time domain algorithm(FDTD))

洪勇仁*, 孫東仁*, 金泰源**, 金正祺**, 南浩碩***

(HONG Yong In, SHON Dong In, KIM Tae Won, KIM Jung Ki, and NAM Ho Suk)

요 약

본 연구는 유한 차분법 시간 영역 알고리즘을 이용하여 누설동축 케이블의 필드분포와 전류분포 특성을 해석한다. 원통좌표계에서 맥스웰 방정식의 유한차분 방정식을 정의하였으며, 자유공간과 같은 무한영역해석을 위해서 Mur의 흡수경계조건을 이용하였다. 누설 동축 케이블을 3차원 그리드 구조로 모델링한후 시간영역에서 필드분포와 전류분포를 도시하였다.

Abstract

The purpose of this paper is to analyze the field distribution and the current distribution of leaky coaxial cable with the finite difference-time domain(FDTD)algorithm. Finite difference equations of Maxwell's equations are defined in cylindrical coordinate systems. To simulate the unbounded problem like a free space, the Mur's absorbing boundary condition is also used. After modeling the leaky coaxial cable with the three dimensional grid structure, the transient response of the field distribution and the current distribution are depicted in the time domain.

I. 서 론

이동전화는 육상 뿐만 아니라 빌딩 또는 지하 터널 내에서도 통화가 잘 이루어져야 하므로 빌딩 내부와 지하 터널 등에서 전파의 감소 및 장애현상을 충분히 고려하여 모든 지역에서 원활한 통신이 이루어지도록 하여야 한다. 이러한 전파 그늘 지역에서의 원활한 통신을 위해서는 누설 동축 케이블과 같은 distributive

안테나를 설치하는 것이 필수적이다.

이론적인 해석은 1970년대 초반부터 Delogne^[1], Hill, Wait^[2,3] 등에 의해 수행되었는데, 모두 현재 상용되고 있는 케이블의 구조와는 다른 브레이드 동축 케이블 등을 해석하였고, 광산이나 터널 등에서의 전파 특성에 대해서는 케이블의 반경 등 크기를 고려하지 않은 thin wire 해석법을 적용하여 내부의 모드특성을 해석하였다^[4]. 그러나 실제 주파수가 증가할수록 손실 등을 고려할 때 케이블의 크기가 커지게 되므로 이전의 해석법은 정확하지 않다. 최근에는 Hassan^[5] 등에 의해 축방향 슬롯을 갖는 케이블에 대한 모드해석이 이루어졌지만, 실제 사용되고 있는 구조의 누설 동축케이블에 대한 해석이 필요한 실정이다. 따라서 본 연구에서는 주기적인 슬롯을 갖는 누설 동축 케이블의 전자장 특성을 해석하기 위해서 유한 차분 시간 영역 알고리즘(finite difference time domain algorithm)

* 正會員, 釜山專門大學 電子通信科
(Dept. of Elec. Comm. Pu-San Junior College)

** 正會員, 中央大學校 電子工學科
(Dept. of Electronic Eng. Chung-Ang Univ.)

*** 正會員, 國防情報體系研究所
(Institute for Defence Information Systems)

接受日字: 1995年4月25日, 수정완료일: 1996年4月25日

[6-7]을 적용하였다. FDTD 알고리즘은 시간 영역 해석 방법으로 시간적 변화를 갖는 미분형 Maxwell 방정식을 유한 차분 방정식으로 시간과 공간에 이산화시키는 방법으로 Yee^[8]가 등방성 매질에서의 전자파 산란문제에 처음으로 적용하였으며, 이후 FDTD 알고리즘은 Taflove^[9], Umashanker^[10] 등에 의해서 전자파 산란 문제, 마이크로 스트립 라인의 불연속 해석 및 마이크로 웨이브 집적회로 해석에 적용되었다. 최근에 Zhang, Mei^[11]는 마이크로 스트립 안테나와 회로를 해석하기 위하여 유한 차분 시간영역 알고리즘을 이용하여 해석하였다.

본 연구에서는 유한 차분 시간영역 알고리즘을 이용하여 디지털 이동통신에 필요한 1GHz대 이상의 주파수에서 사용되는 주기적인 슬롯을 가진 누설 동축 케이블의 전자장을 해석하였다.

II. FDTD에 의한 전자장 해석

일반적으로 전송선로 및 마이크로 웨이브 소자 해석에는 주파수 영역(Frequency Domain)해석 방법과 시간 영역 해석 방법(Time Domain)이 있다. 주파수 영역 해석은 분포정수 회로나, dispersive 소자 해석이 용이하나 정상 상태 해석만이 가능하다. 시간 영역 해석은 임의의 소스를 구현할 수 있고 과도 응답 특성을 구할 수 있다.

해석의 편의를 위해서 매질이 손실이 없고 균일한 등방성 물질이라고 가정할 경우 시간적인 변화를 갖는 계에 대한 Maxwell 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2)$$

누설 동축 케이블이 원통형의 다층 매질이므로 원통 좌표계에서 식(1) 과 (2)는 다음과 같은 스칼라 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial E_\phi}{\partial z} = -\mu \frac{\partial H_\rho}{\partial t} \quad (3)$$

$$\frac{\partial E_\rho}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -\mu \frac{\partial H_\phi}{\partial t} \quad (4)$$

$$\frac{1}{\rho} \left[\frac{\partial(\rho E_\phi)}{\partial \rho} \right] - \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (5)$$

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} = \epsilon \frac{\partial E_\rho}{\partial t} \quad (6)$$

$$\frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} = \epsilon \frac{\partial E_\phi}{\partial t} \quad (7)$$

$$\frac{1}{\rho} \left[\frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} \right] - \frac{\partial H_\rho}{\partial z} = \epsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (8)$$

Yee^[8]의 표기 방법에 따라 시간과 공간에 대한 임의의 필드함수 F 를 공간에서의 증분 ($\Delta\rho, \Delta\phi, \Delta z$)과 시간에서의 증분 (Δt) 으로 표현할 때 다음과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 i, j, k 는 각각 $\hat{a}_\rho, \hat{a}_\phi, \hat{a}_z$ 방향으로 그리드 위치를 나타내며 n은 이산화된 시간(time step)을 나타낸다.

$$F(i\Delta\rho, \rho; j\Delta\phi, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (9)$$

시간과 공간에 대한 편미분 방정식은 중간값에 미분 정리를 이용해서 유한 차분 방정식으로 다음과 같이 근사 시킬 수가 있다.

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial \rho} = \frac{F^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - F^n(i - \frac{1}{2}, j, k)}{\Delta \rho} + order(\Delta \rho^2) \quad (10)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - F^n(i, j, k)}{\Delta t} + order(\Delta t^2) \quad (11)$$

식 (10)의 정확한 계산을 위해서 원통 좌표계에서는 그림1 과 같은 격자구조를 이용한다. 그림1 에서 전체의 성분은 단위 격자 구조의 모서리 중심에 위치하며 자계의 성분은 단위 격자 구조의 면 중심에 위치함을 알 수 있다.

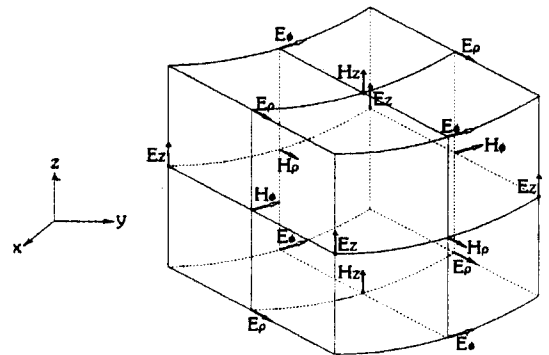


그림 1. 원통좌표계의 격자구조
Fig. 1. The unit cell of cylindrical coordinate system.

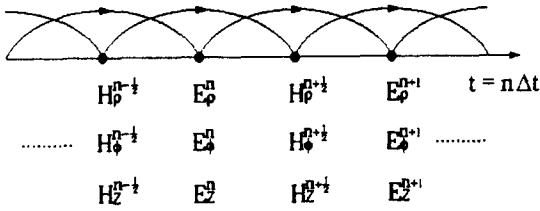


그림 2. Leapfrog 방법

Fig. 2. Leapfrog method.

식(11)의 정확한 계산을 위해서 leapfrog 방법을 이용한다. leapfrog 방법은 그림2 에서와 같이 해석 시간 동안 전체 성분을 계산하고 다음 자계 성분을 반복적으로 계산하는 방법이다. 이러한 가정하에 식(3~8)은 유한 차분 방정식으로 시간과 공간에 대해서 다음과 같이 근사 시킬 수가 있다.

$$\begin{aligned}
 E_{\rho}^{n+1}(i+\frac{1}{2}, j, k) &= E_{\rho}^n(i+\frac{1}{2}, j, k) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta \phi} \frac{1}{\rho_{i+1/2}} \left[H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \right. \\
 &\quad \left. - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k) \right] \\
 &- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left[H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) \right. \\
 &\quad \left. - H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2}) \right] \quad (12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{\phi}^{n+1}(i, j+\frac{1}{2}, k) &= E_{\phi}^n(i, j+\frac{1}{2}, k) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left[H_{\rho}^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \right. \\
 &\quad \left. - H_{\rho}^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k-\frac{1}{2}) \right] \\
 &- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta \rho} \left[H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \right. \\
 &\quad \left. - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \right] \quad (13)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i, j, k+\frac{1}{2}) &= E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2}) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta \rho} \frac{1}{\rho_i} \left[\rho_{i+1/2} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) \right. \\
 &\quad \left. - \rho_{i-1/2} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta \phi} \frac{1}{\rho_i} \left[H_{\rho}^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \right. \\
 &\quad \left. - H_{\rho}^{n+\frac{1}{2}}(i, j-\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \right] \quad (14)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{\rho}^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) &= H_{\rho}^{n-\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \\
 &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta \phi} \frac{1}{\rho_i} \left[E_z^n(i, j+1, k+\frac{1}{2}) \right. \\
 &\quad \left. - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2}) \right] \\
 &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} \left[E_{\phi}^n(i, j+\frac{1}{2}, k+1) \right. \\
 &\quad \left. - E_{\phi}^n(i, j+\frac{1}{2}, k+1) \right] \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) &= H_{\phi}^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) \\
 &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} \left[E_{\rho}^n(i+\frac{1}{2}, j, k+1) - E_{\rho}^n(i+\frac{1}{2}, j, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta \rho} \left[E_z^n(i+1, j, k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2}) \right] \quad (16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) &= E_{\rho}^n(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \\
 &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta \rho} \frac{1}{\rho_{i+1/2}} \left[\rho_{i+1} E_{\phi}^n(i+1, j+\frac{1}{2}, k) \right. \\
 &\quad \left. - \rho_i E_{\phi}^n(i, j+\frac{1}{2}, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta \phi} \frac{1}{\rho_{i+1/2}} \left[E_{\rho}^n(i+\frac{1}{2}, j+1, k) \right. \\
 &\quad \left. - E_{\rho}^n(i+\frac{1}{2}, j, k) \right] \quad (17)
 \end{aligned}$$

식(12)~(17)에서 알수 있듯이 임의의 위치에서 전체 성분은 이전의 계산 결과와 인접하는 자계의 성분으로 구할 수 있고, 자계 성분도 같은 방법으로 구할 수 있다. 공간과 시간에 대한 증분($\Delta \rho$, $\rho_i \Delta \phi$, Δz 및 Δt)의 적절한 선정은 time stepping 알고리즘의 안정성을 부여하며 일반적으로 $\Delta \rho$, $\rho_i \Delta \phi$, Δz 는 파장의 1/10보다 작게 선정한다. Δt 는 다음과 같은 안정도 조건을¹⁹⁾ 만족하는 범위에서 선정한다.

$$v_{\max} \Delta t \leq \left(\frac{1}{\Delta \rho^2} + \frac{1}{(\rho_{\min} \Delta \phi)^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (18)$$

여기서 v_{\max} 는 해석 영역내에서 최대 위상 속도를 나타내며, $\rho_{\min} \Delta \phi$ 는 ϕ 방향으로 최소 그리드 크기이다.

III. 흡수 경계 조건

FDTD 알고리즘으로 자유공간과 같은 무한 영역(Unbounded Problem)을 해석하기 위해서는 컴퓨터 메모리의 제한과 그리드 최외각에서 필드 계산은 계산 영역 밖의 필드 성분을 필요로 하므로 가상적인 경계 조건이 필요하다. 이를 흡수경계조건(absorbing boundary condition, ABC)이라고 한다. 흡수경계조건은 경계에서 일어나는 비물리적인 반사를 없앨 수 있고 전파가 진행 방향으로 전파되도록 시뮬레이션 할 수 있다.

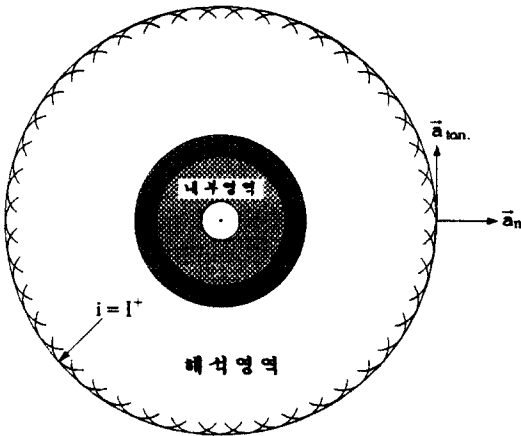


그림 3. 흡수경계조건
Fig. 3. Absorbing boundary condition.

본 연구에서는 Mur^[12]의 1차흡수경계조건을 이용한다. Mur의 1차흡수경계조건 \hat{a}_n 방향에 수직인 면에 대해서 파동 방정식은 다음과 같다.

$$\left(\frac{\partial}{\partial n} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{\tan} = 0 \quad (19)$$

식(19)는 Mur의 1차 흡수경계조건을 나타내며 $\partial/\partial n$ 는 흡수경계면에서 법선방향에 대한 편미분을 나타내며, E_{\tan} 는 전계의 접선성분을 나타낸다. 여기서 v 는 최대 위상속도를 나타내며, 보통은 빛의 속도이다. 정확한 유한 차분 방정식을 얻기 위해서 흡수 경계면에서 평균값을 취하는 방법으로 다음과 같이 이산화시킬

수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = & \frac{1}{2\Delta\rho} \left[E_z^n(I^+, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) \right. \\ & \left. + E_z^{n+1}(I^+, j, k + \frac{1}{2}) + E_z^{n+1}(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) \right] \quad (20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial t} = & \frac{1}{2\Delta t} \left[E_z^n(I^+, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(I^+, j, k + \frac{1}{2}) \right. \\ & \left. + E_z^{n+1}(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^{n+1}(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) \right] \quad (21) \end{aligned}$$

I^+ 는 \hat{a}_ρ 방향으로 흡수 경계면을 나타내며 식(19)에 대입하여 정리하면 다음과 같은 유한 차분 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(I^+, j, k + \frac{1}{2}) = & E_z^n(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) \\ & + \frac{v\Delta t - \Delta\rho}{v\Delta t + \Delta\rho} \left[E_z^n(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) \right. \\ & \left. - E_z^n(I^+, j, k + \frac{1}{2}) \right] \quad (22) \end{aligned}$$

IV. 수치해석 및 결과

누설 동축 케이블의 구조를 그림4에 나타낸 바와 같이 전영역은 4개의 영역으로 나누어져 있으며, 1 영역은 반경이 a인 내부도체이고 보통 구리나 알루미늄을 사용한다. 2 영역은 반경이 b인 절연체이고 실제적인 누설 필드를 제한할 수 있다. 3 영역은 반경이 c인 자켓이며 방수나 부식방지를 위해서 사용한다. 2 영역과 3 영역사이에 슬롯을 가진 외부도체가 있으며 4 영역은 자유공간이다. 슬롯 간격은 s이고 폭은 w이다.

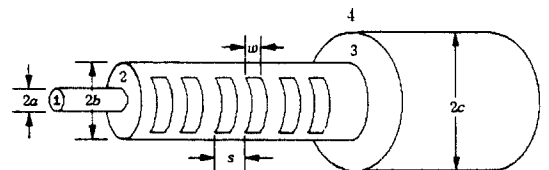


그림 4. 누설동축 케이블의 측면구조
Fig. 4. Structure of leaky coaxial cable with periodic slots.

그림5에서는 3차원 누설동축 케이블의 모델링이며, 여기서 I^+, K^+, K^- 는 \hat{a}_ρ, \hat{a}_z 방향으로 흡수 경계면에서의 그리드 위치를 나타낸다. $i = I^+$ 에서는 E_ϕ, E_z

에 대해서 흡수경계 조건을 적용하며, $k = K^-, K^+$ 에서는 E_ρ, E_ϕ 에 대해서 흡수 경계 조건을 적용한다. K^- 를 $-z$ 방향의 흡수경계면으로 표현할때 $k = K^- + 1$ 에서 입사하는 TEM 파는 식(23)과 같이 가정할 수 있다^[13]

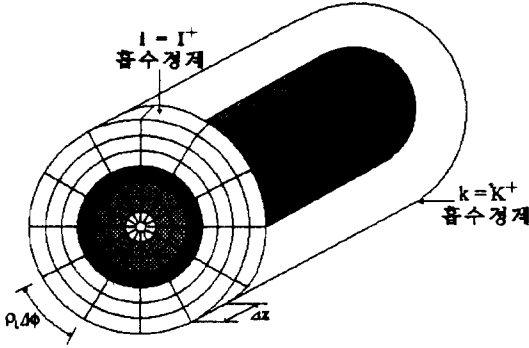


그림 5. 3차원 누설동축 케이블의 모델링
Fig. 5. Modeling of three dimensional leaky coaxial cable.

$$E_\rho^n(i + \frac{1}{2}, j, K^- + 1) = \frac{V_o \sin(2\pi f n \Delta t)}{\rho_{i+1/2} \ln(\frac{b}{a})} \quad (23)$$

본 연구에서는 Andrew 사의 Radix 케이블을 해석대상으로 삼았으며, 누설 동축 케이블의 물리적 크기 및 유전율, 주파수, 그리드의 크기는 표1과 같다.

표 1. 누설동축케이블의 파라미터
Table 1. Parameter of leaky coaxial cable.

$a = 2.0 \text{ mm}$	$b = 6.4 \text{ mm}$	$c = 7.9 \text{ mm}$
$w = 2.0 \text{ mm}$,	$s = 5.0 \text{ mm}$	$f = 1 \text{ GHz}$
$\epsilon_2 = 1.6 \epsilon_o$	$\epsilon_3 = 2.3 \epsilon_o$	$\epsilon_4 = \epsilon_o$
$\Delta \rho = 0.4 \text{ mm}$	$\Delta \phi = 2^\circ$	$\Delta z = 0.4 \text{ mm}$

식(18)에서 $\Delta t = 0.286 \text{ ps}$ 이고 인가된 소스의 크기 V_o 는 식(23)에서 1로 가정하였다. x, y 값은 Δ 값으로 정규화된 값이고 실제위치는 $0.4x, 0.4y$ 이며, 케이블 중심은 $x=y=0$ 에 위치하고 있다. 그림6과 그림9의 E_ϕ, H_z 성분은 슬롯을 중심($\phi = 0^\circ$)으로 크기는 같고 필드는 반대방향으로 형성됨을 알 수 있으며, 그림7과 그림8의 E_z, H_ϕ 성분은 대칭적으로 분포한다. 또한 슬롯에서 강하게 형성된 필드는 외부로 누설되어 거리

에 따라 급격히 감소하며, 입력신호에 따라 필드분포가 정현함수적으로 변함을 알 수 있으며, 각도변화에 따라 누설되는 필드의 량도 다름을 알 수 있다.

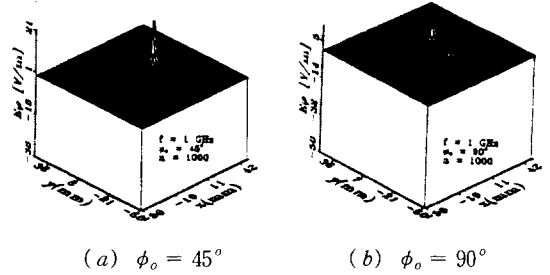


그림 6. 전계분포 (E_ϕ)

Fig. 6. Electric field distribution (E_ϕ).

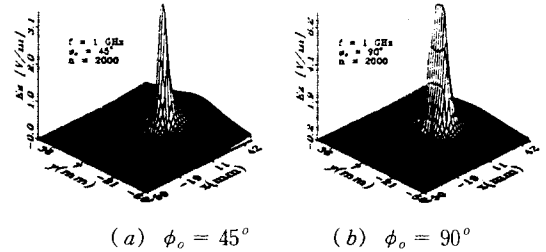


그림 7. 전계분포 (E_z)

Fig. 7. Electric field distribution (E_z).

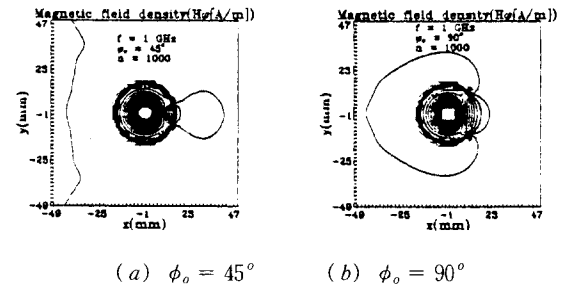


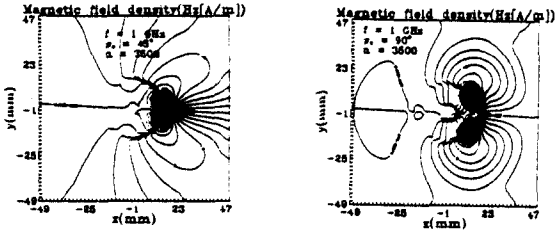
그림 8. 자계분포 (H_ϕ)

Fig. 8. Magnetic field distribution (H_ϕ).

그림10~11은 FDTD를 이용하여 슬롯에서의 전계 분포를 도시하였다. 위 결과는 Richmond^[14]의 모드 정합법에서 $z=0$ 인 지점에 중심을 둔 슬롯면에서의 시험함수인 E_z, E_ϕ 의 수식과 잘 일치한다.

케이블 표면에 흐르는 전류밀도는 각각 $\rho = a, b$ 에서 $\hat{a}_n \times \vec{H}$ 에 의해 계산된다. 1GHz에서 외부도체에서 전류분포(J_ϕ, J_z)는 그림 12~13과 같다. 외부도체에서는 슬롯끝에서 반대방향으로 크기가 큰 J_ϕ 전류가 흐르며, J_z 전류는 슬롯에 가까와 질수록 급격히 증가

하며 이 결과는 누설동축케이블의 복사원리를 입증한다.



(a) $\phi_0 = 45^\circ$ (b) $\phi_0 = 90^\circ$

그림 9. 자계분포 (H_z)

Fig. 9. Magnetic field distribution (H_z).

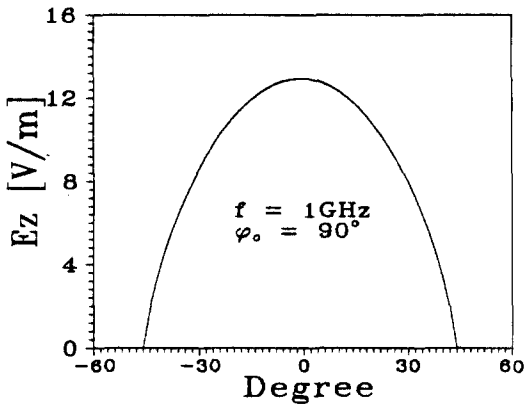


그림 10. 슬롯에서의 필드분포 (E_z [$\phi_0 = 90^\circ$])

Fig. 10. Field distribution of slot (E_z [$\phi_0 = 90^\circ$])

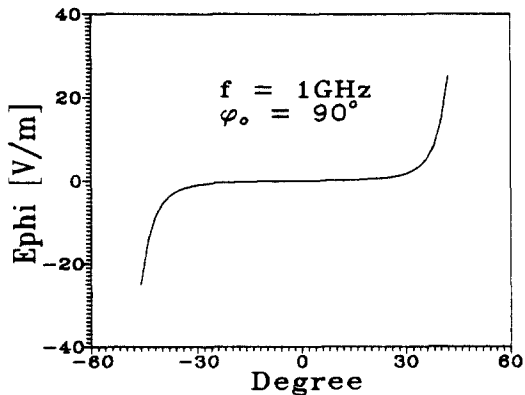


그림 11. 슬롯에서의 필드분포 (E_ϕ [$\phi_0 = 90^\circ$])

Fig. 11. Field distribution of slot (E_ϕ [$\phi_0 = 90^\circ$]).

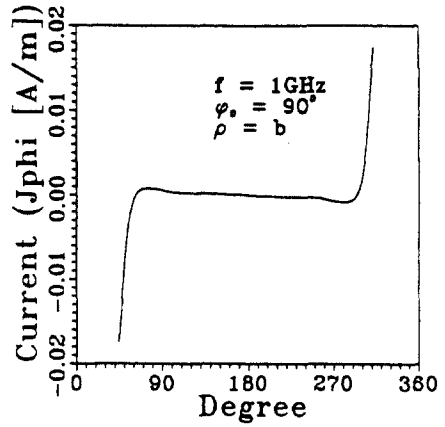


그림 12. 외부도체에서의 전류분포 (J_ϕ)

Fig. 12. Current distribution on the outer conductor (J_ϕ).

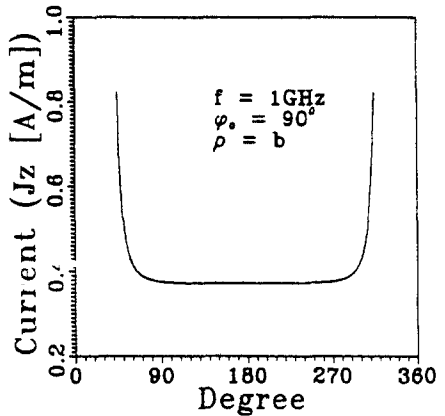


그림 13. 외부도체에서의 전류분포 (J_z)

Fig. 13. Current distribution on the outer conductor (J_z).

V. 결 론

누설 동축 케이블의 전자기장 특성을 FDTD 알고리즘을 사용하여 해석하였다. 누설 동축 케이블을 일반적인 동축케이블의 기본모드인 TEM모드로 소스를 인가한 후, leapfrog방법으로 전계와 자계를 계산하였으며, 시간변화에 따른 필드성분의 응답을 구하였다. 필드분포로부터 슬롯에서 TM, TE 모드가 형성되며, 대부분의 누설필드는 유전체와 슬롯의 경계면 사이에 존재하며, 거리에 따라 지수함수적으로 감소한다는 사실을 알

수 있었다. 이는 표면파의 대표적인 특성을 나타낸다. 일반적으로 주파수 영역 해석은 분포정수 회로등의 해석이 용이하나 정상 상태 해석만이 가능하지만, FDTD 알고리즘은 임의의 소스를 구현할 수 있고 과도 응답 특성을 구할 수 있으며, 누설동축 케이블과 같이 복잡한 구조를 갖는 마이크로 웨이브 소자 해석에 용이하다. 또한 해석하고자 하는 구조의 물리적 변화에 따른 각 파라미터를 쉽게 구할 수 있는 잇점이 있다. 앞으로 포설 특성에 따른 전자장 특성 해석과 결과 고찰이 함께 이루어져야 할것으로 보인다.

참 고 문 헌

- [1] P. P. Delogne and A. A. Laloux, "Theory of the slotted coaxial cable," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 1102-1107, Oct. 1980.
- [2] J. R. Wait and D. A. Hill, "Propagation along a braided coaxial cable in a circular tunnel," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-23, pp. 401-405, May 1975.
- [3] D. B. Seidel and J. R. Wait, "Transmission modes in a braided coaxial cable and coupling to a tunnel environment," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* pp. 494-499, July 1978.
- [4] R. J. Pogorzelski, "Electromagnetic propagation along a wire in a tunnel-approximate analysis," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-27, NO. 6, pp. 814-819, Nov. 1979.
- [5] E. E. Hassan, "Field solution and propagation characteristics of monofilar-bifilar modes of axially slotted coaxial cable," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-37, pp. 553-557, Mar. 1989.
- [6] S. Kunz and Raymond Luebbers, *The finite difference time domain method for electromagnetics*. CRC Press, 1993
- [7] F. Iskander, *NSF/IEEE center for computer applications in electromagnetics education(CAEME)*. ch 16.
- [8] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, pp. 302-307, May 1966.
- [9] A. Taflove and M. E. Browin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-23, no.8 pp. 623-630, Aug. 1975.
- [10] A. Taflove, K. R. Umashankar, B. Beker, F. Harfoush, and K. S. Yee, "Detailed FD-TD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lapped joints in thick conducting screens," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, pp. 247-257, Feb. 1966.
- [11] X. Zhang and K. K. Mei, "Time-domain finite-difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [12] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-23, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [13] David M. Pozar, *"Microwave Engineering"*. Addison-Wesley, 1990, ch. 3.2.
- [14] J. H. Richmond, N. N. Wang, and H. B. Tran, "Propagation of surface waves on a buried coaxial cable with periodic slots," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-23, pp. 139-146, Aug. 1981.

— 저 자 소 개 —



洪 勇 仁(正會員)

1960년 3월 25일 생. 1987년 2월 청주대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989년 8월 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1996년 2월 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1994년 10월 ~ 현재 부산전문대학 전자통신과 전임강사. 주관심분야는 안테나 및 이동통신



孫 東 仁(正會員)

1947년 8월 29일생. 1971년 2월 광운대학교 무선통신학과 졸업(공학사). 1981년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1989년 8월 동아대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1979년 3월 ~ 현재 부산전문대학 전자통신과 교수. 주관심분야는 안테나 및 위성통신



南 浩 碩(正會員)

1969년 11월 16일 생. 1993년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1995년 2월 중앙대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(공학석사). 1995년 1월 ~ 현재 국방정보체계연구소 연구원 주관심분야는 안테나 및 레이더



金 泰 源(正會員)

1963년 3월 10일 생. 1986년 2월 청주대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1990년 8월 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1991년 3월 ~ 현재 중앙대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료. 주관심분야는 안테나 및 이동통신

金 正 祺(正會員)

1942년 5월 5일 생. 1965년 2월 연세대학교 전기공학(공학사). 1969년 2월 연세대학교 대학원 전자공학(공학석사). 1975년 2월 연세대학교 대학원 전자공학(공학박사). 1977년 3월 ~ 현재 중앙대학교 전자공학과 교수. 1990년 1월 ~ 현재 통신시스템 연구조합 이사. 1994년 5월 ~ 현재 한국전지통신공사 비상임 이사. 주관심분야는 안테나 및 전자파 기술