

동축 슬롯케이블의 전자파 특성

(Electromagnetic Field Characteristics of the Slotted Coaxial Cables)

이 애 경* · 김 두 경** · 김 정 기*

(Ae Kyoung Lee, Doo Kyung Kim, Jung Ki Kim)

要 約

동축 슬롯케이블은 건물, 지하철, 터널 그리고 옥외 등에서 무선통신 및 제어에 다양하게 이용되고 있다. 동축 슬롯케이블은 난청지역 또는 어떤 제한된 영역에서 RF커버 문제를 해결하는 연속적인 안테나 역할을 한다. 본 논문에서는 축을 따라 일정한 슬롯이 있는 케이블의 내부와 외부에서 전자장 분포를 수치적으로 해석한다. 전자장은 grid relaxation method에 의해 얻어진 등가전위로 부터 구한다. 구한 슬롯 전장의 분포는 Essam E. Hassan의 결과와 일치한다. 슬롯 동축케이블 내부에서의 전자장 분포로부터 슬롯 동축케이블 내에서는 더 이상 TEM 모드가 전파하지 않음을 알 수 있다. 그러나 내부 전자장 분포는 동일한 크기의 차폐된 동축케이블의 최고 고차모드 차단주파수 이하에서는 변화하지 않는다. 축을 따라 일정하게 슬롯 동축케이블이 있는 터널(3×4m) 내부의 전자장은 38.75MHz에서 TE₁₀ 모드의 전자장 분포와 유사하다. 이 방법은 터널이나 빌딩 내에 슬롯이 불규칙하게 나열되어 있는 동축케이블의 이론적인 해석에 기초가 된다.

Abstract

Slotted coaxial cables are used for a wide variety of radio communications and control applications within buildings, subways, tunnels and outdoors. They function as continuous antennas to solve RF coverage problems in difficult or confined areas. In this paper the electric and magnetic field distributions inside and outside of axially slotted coaxial cables are analyzed numerically. This paper gets the fields from the equivalent potentials which are obtained by grid relaxation method. The slot electric field configurations are consistent with Essam E. Hassan's results. The field distributions in the slotted coaxial cables show that the TEM mode doesn't propagate any longer in them. But the fields don't variate with the frequencies that are under the first higher order mode cutoff frequency of shielded coaxial cable of the same dimension. The fields inside of the tunnel(3×4m) including the slotted coaxial cable axially are similar to those of TE₁₀ mode at 38.75 MHz. This method offers the basis for theoretical analysis of coaxial cables with nonuniform slots as well as coaxial cables in tunnels and buildings.

I. 서 론

전자파는 건물이나 터널 내에서는 잘 전파하지 않는다. 따라서 이러한 전파 그늘에서도 자유로운 무선통신을

*正會員, 中央大學校 電子工學科
**正會員, 濟州大學校 電子工學科

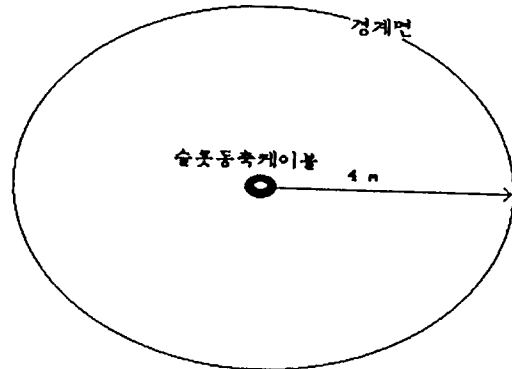
위해 고안된 것이 동축 케이블에 슬롯(slot)을 제작하여 그 슬롯으로 부터의 전자장 누설을 이용하는 것이다. 동축 슬롯케이블은 일반 안테나로써 적절한 RF 장(field)의 커버가 불가능하거나 소규모 지역에 장(field)을 제한하고자 할 때 일방(송신 또는 수신)과 양방(송수신) 시스템이 모두 사용 가능한 연속적인 안테나이다.

현재 사용되는 슬롯의 형태는 주로 규칙적으로 구멍이 있는 외부도체를 갖는 형태와 축을 따라 일정하게 슬롯이 있는 경우 등이 있다[1, 2, 3, 4].

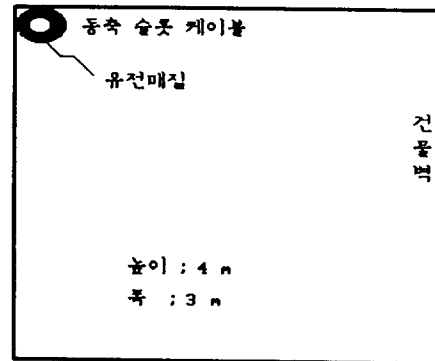
이제까지 이 분야의 연구는 주로 실험에 의한 고찰[5, 6]과 해석적 방법에 의한 것이 대부분이었다. 본 논문은 이론적으로 동축 슬롯케이블의 전자장을 해석하여 그 방법의 타당성을 확인한 다음 실제 상용 중인 케이블이나 또는 최적의 통신 시스템을 구현하기 위한 슬롯의 설계를 할 수 있는 수단으로 이용하기 위한 수치 해석 알고리즘을 개발한다. 또한 케이블의 길이 방향으로의 슬롯의 형태가 변화하는 경우에도 적용이 가능하며 효과적으로 전자장 및 전류 분포 등을 해석하기 위해 건물에 해당하는 경계면과 케이블을 포함하는 3차원에서 그 경계면 상의 전하와 전류 분포를 수치해석하고 이 결과를 가지고 전자장 분포를 케이블 내부에서 구한 다음 그 결과를 Hassan의 해석적 방법에 의한 결과와 비교 분석한다. 그리고 케이블 내 유전 매질의 비유전율을 변화시킬 때 그에 따른 등가전위 변화를 구한다. 그 다음 실제 건물을 가정하고 건물 내부의 동축 슬롯 케이블에 의해 건물 표면에 유기되는 전류분포와 건물 내부의 전장 분포를 고찰한다.

II. 수식전개

동축 슬롯케이블의 전자장 특성을 해석하기 위해 다음과 같은 과정을 거친다. 먼저 임의로 정의된 3차원 공간의 경계면의 등가 전위를 가지고 경계면 상의 전하분포를 구한다. 케이블의 슬롯과 외부 벽면을 고려한 등가 전위를 정확히 구하기 위해 G.R.M.(grid relaxation method)¹⁾을 이용한다. 그 다음 도체 면에서는 전장의 접선 성분을 0으로 하고 유전체 표면에서는 전장의 모든 성분이 존재할 수 있다는 가정을 적용하여 경계면 상의 도전전류와 변위전류(분극전류 포함) 분포를 구한다. 최종적으로 구해진 전하 및 전류 분포를 이용하여 전자장 분



(a) 단일 동축 슬롯케이블 해석



(b) 동축 슬롯케이블이 있는 건물 해석

그림 1. 등가전위를 구하기 위한 영역 구성

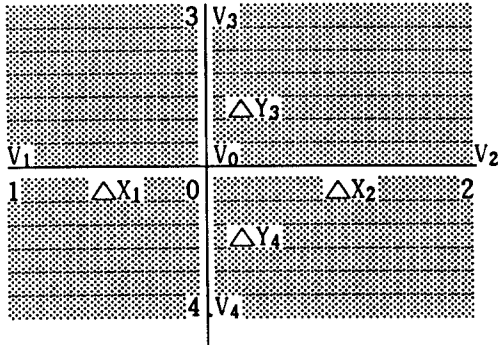
포를 얻는다.

1. 등가 전위 [9, 10]

등가 전위는 일반적으로 전송선의 정전용량(capacitance)이나 특성 임피던스를 구하기 위해 사용되어 왔으며, 대상이 지극히 단순하고 규칙적인 경우에는 해석적으로 구할 수가 있고, 또는 수작업에 의한 mapping으로 얻을 수도 있다. 그러나 해석 대상이 현재 다루고 있는 동축 슬롯케이블의 경우에는 적용이 힘들게 된다. 따라서 그림 1 (a), (b)의 영역을 그리드(grid)화 하여 반복 계산을 하였다. 기본적으로 적용되는 이론은 다음과 같다.

1. [9]에서는 relaxation method, [10]에서는 Gauss-Seidel 반복법.

매질이 일정한 경우 등가 전위



매질이 일정하고 V_1, V_2, V_3 그리고 V_4 를 알고 있는 경우 V_0 를 구하기 위해 라플라스 방정식을 적용하면

$$\nabla^2 V = 0$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial V}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{\partial V}{\partial y} \right] = 0$$

이 식으로 부터

$$V_0 = \frac{V_1}{(1+a)(1+b)} + \frac{V_2}{(1+a^{-1})(1+b)} + \frac{V_3}{(1+c)(1+b^{-1})} + \frac{V_4}{(1+c^{-1})(1+b^1)} \quad (1)$$

여기에서

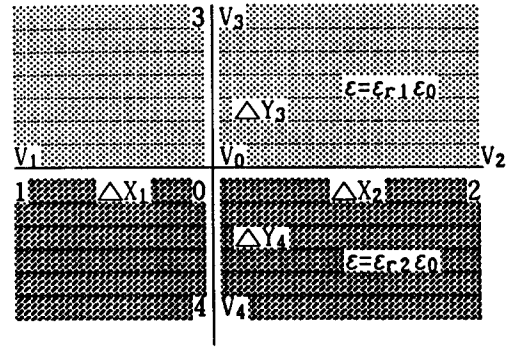
$$\begin{aligned} a &= \frac{\Delta X_1}{\Delta X_2} \\ b &= \frac{\Delta X_1 \Delta X_2}{\Delta Y_3 \Delta Y_4} \\ c &= \frac{\Delta Y_3}{\Delta Y_4} \end{aligned} \quad \text{이다.}$$

서로 다른 유전율을 가지는 매질에 의해 경계면을 형성 하는 경우 그 경계면 상의 전위를 구하기 위해서는

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0$$

$$-\epsilon \nabla_x^2 V - \epsilon \nabla_y^2 V = 0$$

매질이 비균일한 경우 그 경계면 상에서의 등가전위



$$-\epsilon \nabla_y^2 V = \frac{-\epsilon_0 \left[\frac{\epsilon_{r1}(V_3 - V_0)}{\Delta Y_3} - \frac{\epsilon_{r2}(V_0 - V_4)}{\Delta Y_4} \right]}{\frac{\Delta Y_3 + \Delta Y_4}{2}} \quad (1)$$

점 0, 1, 2 상에서 매질의 변화는 없으므로 $\epsilon_r = \epsilon_{r3}$ 라 둘 수 있고 그 값은 양 매질의 비유전율의 평균치를 갖는다. 따라서

$$-\epsilon \nabla_x^2 V = \frac{-\epsilon_0 \epsilon_{r3} \left[\frac{(V_2 - V_0)}{\Delta X_2} - \frac{(V_0 - V_1)}{\Delta X_1} \right]}{\frac{\Delta X_1 + \Delta X_2}{2}} \quad (2)$$

$$-\epsilon \nabla_x^2 V - \epsilon \nabla_y^2 V = (1) + (2) = 0$$

이 식으로 부터

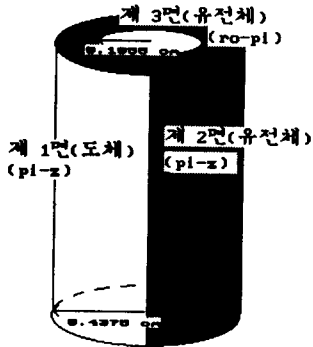
$$V_0 = \frac{1}{Q} \left[\frac{\Delta Y_3 + \Delta Y_4}{\Delta X_1} \epsilon_{r1} V_1 + \frac{\Delta Y_3 + \Delta Y_4}{\Delta X_2} \epsilon_{r2} V_2 + \frac{\Delta X_1 + \Delta X_2}{\Delta Y_3} \epsilon_{r1} V_3 + \frac{\Delta X_1 + \Delta X_2}{\Delta Y_4} \epsilon_{r2} V_4 \right] \quad (2)$$

여기서

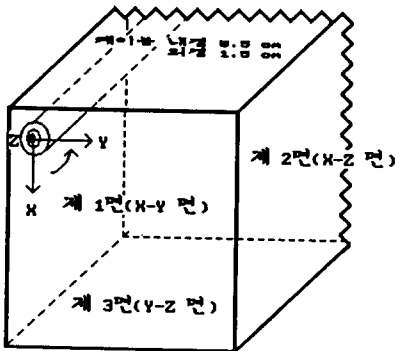
$$Q = (\Delta X_1 + \Delta X_2) \left[\frac{\Delta Y_4 \epsilon_{r1} + \Delta Y_3 \epsilon_{r2}}{\Delta Y_3 \Delta Y_4} + (\Delta Y_3 + \Delta Y_4) \frac{\Delta X_1 \epsilon_{r1} + \Delta X_2 \epsilon_{r2}}{\Delta X_1 \Delta X_2} \right]$$

해석 대상을 고려하여 원통 좌표계를 적용하고 동축 슬롯 케이블(antenna) 부분에는 grid를 작게하고 벽면에 가까울 수록 크게 grid를 나누었다.

전하, 전류분포 및 전자기 분포를 해석하기 위한 모델은 그림 2와 같다.



(a) 단일 동축 슬롯케이블 해석



(b) 동축 슬롯케이블이 있는 건물 해석

그림 2. 해석 영역 구성

2. 전하분포

앞으로의 수식은 그림 2의 (a)를 기준으로 원통 좌표계로 표시한다. (b)의 경우에는 좌표계만 직각좌표계로 바꾼 동일한 수식을 이용한 된다. 1. 에서 구한 등가 전위와 전하 분포의 관계는 다음과 같다.

$$\phi(\rho, \phi, z) = \frac{1}{\epsilon} \int_V \rho(\rho', \phi', z') G(\rho, \phi, z | \rho', \phi', z') dv'^2 \quad (3)$$

여기서

$$G(\rho, \phi, z | \rho', \phi', z') = \frac{\exp(-jkR)}{4\pi R}$$

$$R = \sqrt{\rho^2 + \rho'^2 - 2\rho\rho' \cos(\phi - \phi') + (z - z')^2}$$

ϕ 는 앞서 구한 등가전위이다.

3. 전류분포

전류 분포는 다음의 전장식을 이용한다.

$$E = -\nabla \Phi - j\omega A \quad (4)$$

$$\Phi(\rho, \phi, z) = \frac{1}{\epsilon} \int_V \rho(\rho', \phi', z') G(\rho, \phi, z | \rho', \phi', z') dv'$$

$$A(\rho, \phi, z) = \mu \int_V J(\rho, \phi, z) G(\rho, \phi, z | \rho', \phi', z') dv'$$

2. 에서 구한 경계면의 전하밀도를 식(4)의 $\nabla\phi$ 에 대입하여 계산하고, I 면을 완전도체로 가정하여 전장의 접선 성분(ϕ 와 z성분)을 0으로하는 경계조건을 적용하고, II, III면에서는 전장 $E = J / j\omega\epsilon$ 를 대치하면 이는 전류 밀도에 관한 연립 방정식 형태가 되므로 전류 밀도 J를 구할 수 있다. 그 과정을 다음 식에 나타내었다. 괄호 안에 벡터성분과 O.P(observation point) 또는 S.P(source point)의 위치를 표현하였다.

$$\begin{aligned} E(\rho II) &= -\frac{\partial\Phi(II)}{\partial\rho} - j\omega\mu \int_{II} J(\rho II) G \rho d\phi' dz' - j\omega\mu \int_{III} J(\rho III) G \rho d\phi' dz' \\ &= -\frac{\partial\Phi(II)}{\partial\rho} + \omega^2\epsilon\mu \int_{II} J(\rho II) G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon\mu \int_{III} E(\rho III) G \rho d\phi' dz' \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} E(\rho III) &= -\frac{\partial\Phi(III)}{\partial\rho} - j\omega\mu \int_{II} J(\rho II) G \rho d\phi' dz' - j\omega\mu \int_{III} J(\rho III) G \rho d\phi' dz' \\ &= -\frac{\partial\Phi(III)}{\partial\rho} + \omega^2\epsilon\mu \int_{II} E(\rho II) G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon\mu \int_{III} E(\rho III) G \rho d\phi' dz' \end{aligned} \quad (6)$$

2. S.P.는 윗 첨자 ''로 O.P.과 구별하였음.

이를 행렬식을 나타내면

$$\begin{vmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} E(\rho \text{ II}') \\ E(\rho \text{ III}') \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \partial\Phi(\text{II})/\partial\rho \\ \partial\Phi(\text{III})/\partial\rho \end{vmatrix} \quad (7)$$

윗 식에서 $E(\rho \text{ II}')$, $E(\rho \text{ III}')$ 는 각 경계면 II, III의 관측점(O.P.)에서 전장을 나타내며 $J(\rho \text{ II}')$, $J(\rho \text{ III}')$ 는 II, III면의 전류를 나타낸다. 식(5), 식(6)은 미지수 $E(\rho \text{ II}')$, $E(\rho \text{ III}')$ 가 Fredholm 2종 방정식³⁾ 형태를 만족한다.

식(7)에서 미지수 $E(\rho \text{ II}')$, $E(\rho \text{ III}')$ 를 구할 수 있다. 전류 z , ϕ 성분은 ρ 성분을 구하는 방법과 동일하게 하되 $E(\phi \text{ I}')$, $E(z \text{ I}')$ 이 0이 되는 조건이 추가된다.

전류 ϕ 성분은

$$E(\phi \text{ I}') = 0 = -\frac{\partial\Phi(\text{I})}{\partial\phi} - j\omega\mu \int_{\text{I}} J(\phi \text{ I}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{II}} E(\rho \text{ II}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{III}} E(\rho \text{ III}') G \rho d\phi' d\rho' \quad (8)$$

$$E(\phi \text{ II}') = -\frac{\partial\Phi(\text{II})}{\partial\phi} - j\omega\mu \int_{\text{I}} J(\phi \text{ I}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{II}} E(\phi \text{ II}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{III}} E(\phi \text{ III}') G \rho d\phi' d\rho' \quad (9)$$

$$E(\phi \text{ III}') = -\frac{\partial\Phi(\text{III})}{\partial\phi} - j\omega\mu \int_{\text{I}} J(\phi \text{ I}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{II}} E(\phi \text{ II}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{III}} E(\phi \text{ III}') G \rho d\phi' d\rho' \quad (10)$$

이를 행렬식으로 나타내면

$$\begin{vmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} J(\phi \text{ I}') \\ E(\phi \text{ II}') \\ E(\phi \text{ III}') \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \partial\Phi(\text{I})/\partial\phi \\ \partial\Phi(\text{II})/\partial\phi \\ \partial\Phi(\text{III})/\partial\phi \end{vmatrix} \quad (11)$$

윗 식에서 $J(\phi \text{ I}')$, $E(\phi \text{ II}')$, $E(\phi \text{ III}')$ 는 각 경계면 I, II, III의 관측점에서 전류 및 전계 ϕ 성분을 나타낸다. 식(9),(10)은 미지수 $E(\phi \text{ II}')$, $E(\phi \text{ III}')$ 가 Fredholm 2종 방정식 형태를 만족한다.

식(11)에서 미지수 $J(\phi \text{ I}')$, $E(\phi \text{ II}')$, $E(\phi \text{ III}')$ 를 구할 수 있다.

전류 z 성분은

$$E(z \text{ I}') = 0 = -\frac{\partial\Phi(\text{I})}{\partial z} - j\omega\mu \int_{\text{I}} J(z \text{ I}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{II}} E(z \text{ II}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{III}} E(z \text{ III}') G \rho d\phi' d\rho' \quad (12)$$

$$E(z \text{ II}') = -\frac{\partial\Phi(\text{II})}{\partial z} - j\omega\mu \int_{\text{I}} J(z \text{ I}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{II}} E(z \text{ II}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{III}} E(z \text{ III}') G \rho d\phi' d\rho' \quad (13)$$

$$E(z \text{ III}') = -\frac{\partial\Phi(\text{III})}{\partial z} - j\omega\mu \int_{\text{I}} J(z \text{ I}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{II}} E(z \text{ II}') G \rho d\phi' dz' + \omega^2\epsilon_\mu \int_{\text{III}} E(z \text{ III}') G \rho d\phi' d\rho' \quad (14)$$

이를 행렬식으로 나타내면

$$\begin{vmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} J(z \text{ I}') \\ E(z \text{ II}') \\ E(z \text{ III}') \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \partial\Phi(\text{I})/\partial z \\ \partial\Phi(\text{II})/\partial z \\ \partial\Phi(\text{III})/\partial z \end{vmatrix} \quad (15)$$

윗 식에서 $J(z \text{ I}')$, $E(z \text{ II}')$, $E(z \text{ III}')$ 는 각 경계면 I, II, III의 관측점에서 전류 및 전장 z 성분을 나타낸다. 식(13),(14)는 미지수 $E(z \text{ II}')$, $E(z \text{ III}')$ 가 Fredholm 2종 방정식 형태를 만족한다. 식(15)에서 미지수 $J(z \text{ I}')$, $E(z \text{ II}')$, $E(z \text{ III}')$ 를 구할 수 있다.

4. 전장분포 및 자장분포

그림 2의 (a),(b)에 따라 계산된 전하 밀도 ρ 와 전류 밀도 J 를 가지고 식(4)에 다시 대입하여 원하는 영역에서 전장분포를 얻을 수 있다.

자장분포는 앞에서 구한 전류분포를 이용하여 식(16)에 의해 구한다.

$$H = \frac{1}{\mu} \nabla \times A \quad (16)$$

3. 제 1종 Fredholm 방정식 $f(x) = \int_a^b K(x,t)\phi(t)dt$
 제 2종 Fredholm 방정식 $\phi(x) = f(x) + \lambda \int_a^b K(x,t)\phi(t)dt$

Ⅲ. 결과 고찰

앞에서 전개한 수식에 따라 그림 2의 (a),(b)에 대한 결과를 각각 동축 슬롯 케이블 내부와 건물 내부로 나누어 고찰한다.

1. 동축 슬롯케이블 내부 등가전위

해석 대상은 그림 1의 (a)이다. 현재까지 케이블의 전자장을 이론적으로 구할 때 주위의 건물을 고려하지 않고 케이블 자체만을 고려하였으므로 본 연구에서도 우선 이론 결과의 비교를 위하여 동일한 조건을 취하기 위해 케이블 외부의 경계를 그림 1의 (a)와 같이 케이블 반경에 비해 매우 크다고 두고 수치해석하였다.

등가전위를 구하는 케이블의 구조는 내경과 외경이 각각 0.1055 cm, 0.4375 cm이며, 슬롯의 각도는 90°이다. 그리고 케이블 내부의 유전체의 비유전율을 $\epsilon_{r1}=1.465$ 에 대해 적용하였다. 이 구조와 데이터는 Hassan이 해석한 모델과 동일하다. 식 (1),(2)를 가지고 반복 연산을 500회까지 수행시켰다.

케이블의 내부도체의 전압을 10 V로 기준하고 슬롯의 각도는 90°인 경우에 적용한 결과 케이블 내외부의 등가전위는 0과 10 V 사이에서 변화하며 그 결과를 그림 3에 나타내었다. 그림 4는 $\epsilon_{r1}=4$ 인 경우이다. 그림 3,4에 나타난 등전위선을 보면 ϵ_{r1} 이 클수록 전위의 감쇄율이 낮아짐으로 보아 케이블 외부로 누설되는 장(field)의 세기가 상대적으로 커질 것임을 미루어 예상할 수 있다.

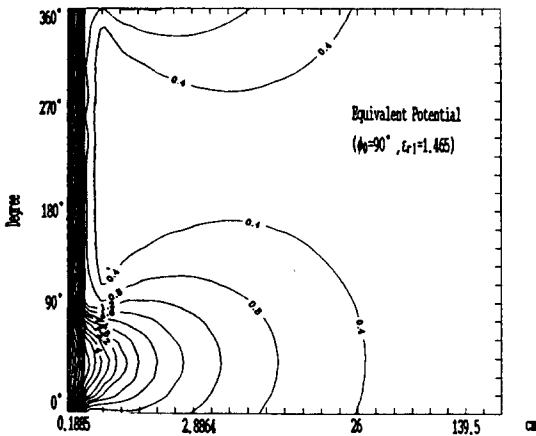


그림 3. 등가전위 ($\phi_0=90^\circ, \epsilon_{r1}=1.465$)

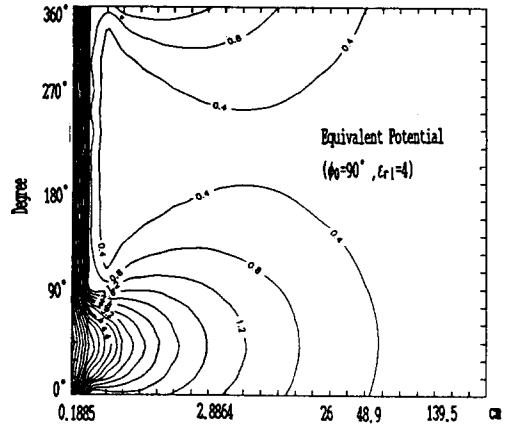


그림 4. 등가전위 ($\phi_0=90^\circ, \epsilon_{r1}=4$)

전자장 분포

그림 5는 슬롯의 표면에 매우 근접한 지점에서 전장의 ϕ 와 z성분을 Hassan^[2]의 결과와 비교하기 위해 나타내었다. Hassan의 해석적 방법에 의한 결과에서 전장 ϕ 성분이 심한 파동을 갖는 것은 Hassan이 Ritz Optimization 기법을 사용했기 때문이며, 따라서 전개항의 수를 증가시키면 이 파동효과는 점차 느려지고 무디게 된다. 전체적인 케이블 내부 전장은 ρ 와 z성분은 대칭이며, ϕ 성분은 방향만 반대이다. 따라서 케이블내 슬롯의 중간을 기점으로 반원, 즉(45°~225°)까지 전자장분포를 그림 6의 (a),(b) 그리고 (c)에서 나타내었다. 전장 ϕ 성분은 케이블 내부에서는 비교적 작은 값을 가지나 케이블 경계면에 접근할수록 양 끝에서 반대 방향으로 커진다. 전장 z성분은 거의 0에 가까우며 슬롯의 끝으로 갈수록 도체에 접근하게 되므로 0에 더욱 근접하는 것을 볼 수 있다. 그

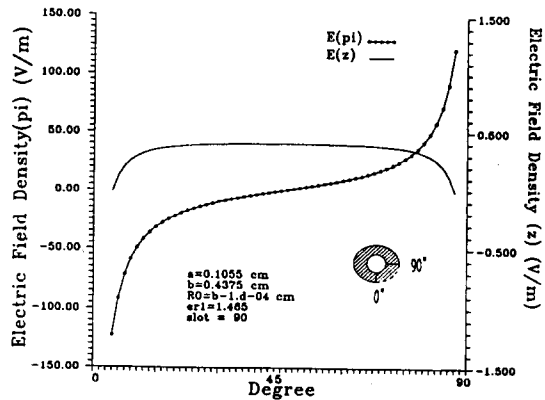
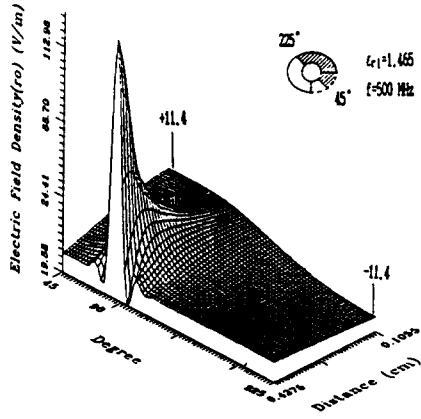
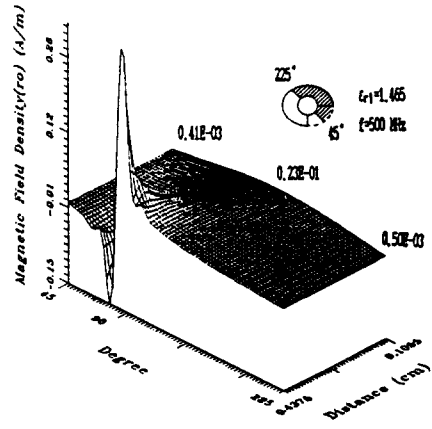


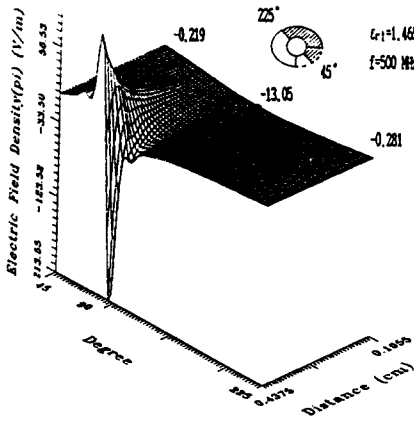
그림 5. 슬롯 표면에서의 전기장 분포



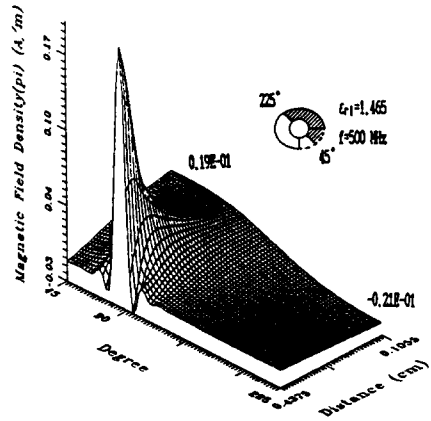
(a) ρ 성분



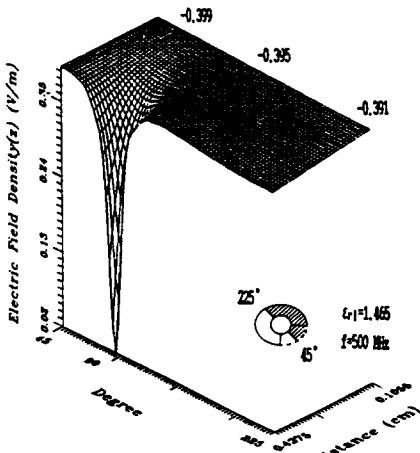
(a) ϕ 성분



(b) ϕ 성분

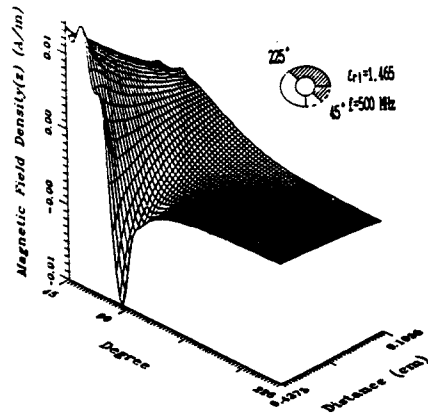


(b) ρ 성분



(c) z성분

그림 6. 케이블 내의 전장분포



(c) z성분

그림 7. 케이블 내의 자장분포

리고 전장 세 성분은 모두 슬롯의 끝(45°)에서 큰 변화를 겪게 된다. 동일한 500 MHz에서 구한 자장 분포가 그림 7의 (a),(b) 그리고 (c)와 같다. 케이블 단면의 크기가 그림 2의 (a) 같은 차폐된 일반 동축 케이블의 경우 최저고차모드 차단 주파수는 10 GHz 이상이므로 1~2 GHz 정도에서는 현재와 같이 슬롯이 있다 할지라도 그 기하학적 형태에 의한 장(field)의 변화는 있지만 주파수에 대한 영향은 없다고 볼 수 있으며, 실제의 해석 결과도 같다.

2. 건물 또는 터널 내부 등가전위

그림 2의 (b)와 같은 형태의 건물 또는 터널의 단면에서의 등가전위 결과가 그림 8에 있다. 케이블의 내,외 반경은 각각 0.5, 1.5 cm이며 케이블 내부 비유전율은 2로 하였다. 그리고 건물의 단면 크기는 높이와 너비를 각각 4, 3 m로 하고 외벽은 도체로 가정하였다.

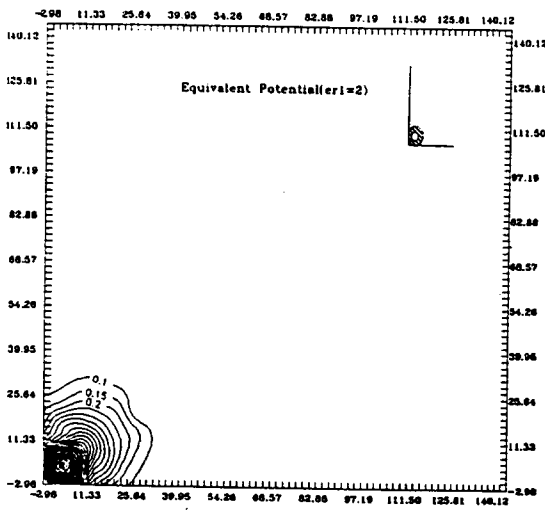
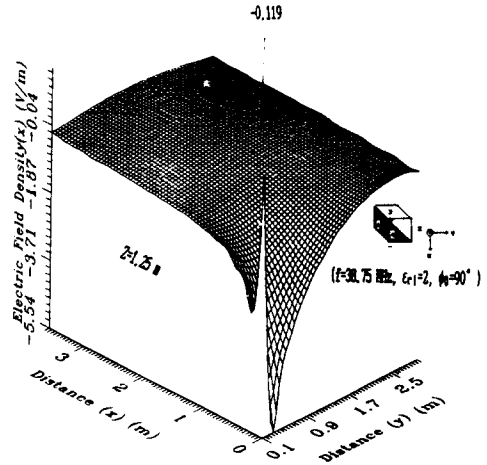


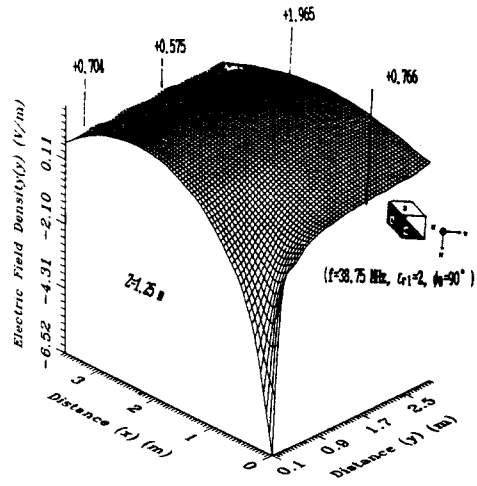
그림 8. 터널 내부의 등가전위

전장분포

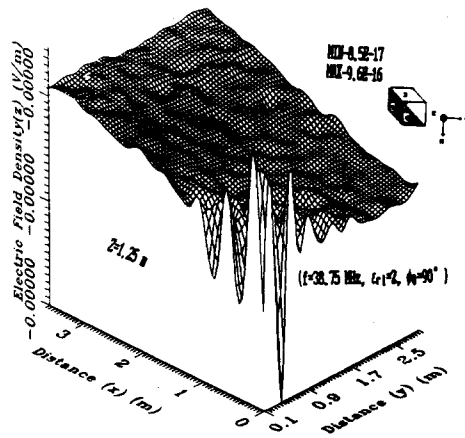
그림 9는 $z=125$ cm의 $x-y$ 평면에서의 전장 x, y, z 이다. 전장 z 성분의 값은 $10^{-16}, 10^{-17}$ 의 범위로 거의 없다고 볼 수 있어 분명히 TE 모드가 전파함을 알 수 있다. 그러나 x 성분은 크기에 있어 y 성분보다 작고 변화도 적지만 z 성분에 비해서는 꽤 크게 존재한다. y 성분은 나타나는 파의 형태가 터널 내부에서 완전히 대칭은 아니지만 거의 TE₁₀ 모드의 y 성분과 흡사하게 x 방향으로 sin파의 반파장 변화를 하였다.



(a) ρ 성분



(b) φ 성분



(c) z 성분

그림 9. 건물 내부에서의 전장분포

IV. 결 론

지금까지 장소에 구애됨이 없이 자유로이 무선이동 통신을 위해 고안된 동축 슬롯케이블의 전자장을 해석하였다. 이를 위해 해석 경계면에서의 정확한 등가전위가 중요하므로 이를 얻기 위해 G.R.M.를 사용하였다. 그러나 현재의 등가전위 결과는 슬롯이 축방향으로 일정한 경우 그 단면에 대해서만 적용되었으나 앞으로 진행되어야 할 연구는 슬롯이 일정하지 않은 경우 이 기법을 3차원에 적용하는 일이다. 이 등가전위를 가지고 케이블 표면에서의 전하분포를 해석하였으며 전류분포는 전장의 접선 성분이 도체 표면에서 0이 되는 경계조건을 적용하여 도전전류와 유전체 면에서의 변위전류 및 분극전류를 구하였다. 이들 결과를 이용하여 전장분포 및 자장분포를 구하였다. 그리고 전장분포는 최근에 발표된 Essam E. Hassan의 케이블 표면에서의 분포와 일치함을 보였다. 그 다음 실제 건물 형태에 비해 단순화 되기는 했지만 케이블이 건물의 길이를 따라 있는 경우 건물 표면에 유기되는 전하, 전류분포와 내부의 전장을 해석하였다. 현재까지의 과정은 앞으로 진행될 동축 슬롯 케이블 설계의 기초가 된다. 또한 좀 더 고려되어야 할 부분은 케이블 길이에 따른 감쇠 계수, 건물 통로의 불연속 부분에 의한 모드 전환과 빌딩 벽이 완전도체가 아니므로 표면효과의 고려와 전자장을 해석하는데 있어 고주파 영역에서 차단주파수에 따른 고차모드의 선형적 결합에 대한 상세한 연구가 요구된다고 본다^[7].

참 고 문 헌

1. R. A. Hurd, "The modes of an axially slotted coaxial cable waveguide," *Radio Sci.*, vol.14, no.5, pp.741-751, 0ept.-Oct. 1979.
2. E. E. Hassan, "Field solution and propagation characteristics of monofilarbifilar modes of axially slotted coaxial cable," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp.553-557, Mar. 1989.
3. J. R. Wait, "Electromagnetic theory of the loosely braided coaxial cable : part I," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-24, pp.547-553, Sep. 1976.
4. P. Delogne and A. Laloux, "Theory of the slotted coaxial cable," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-28, pp.1102-1107, Oct.1980.
5. P. Delogne and L. Derick, "Underground use of a coaxial cable with leaky sections," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-28, pp.875-883 Nov. 1980.
6. L. Deryck, "Natural propagation of electromagnetic waves in tunnels," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol.VT-27, no.3, pp.145-150, Aug. 1978.
7. P. Delogne, "EM propagation in tunnels," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. AP-39, pp.401-406, Mar. 1991.
8. N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, McGraw-Hill, Inc. 1984.
9. John D. Krous, "Electromagnetics," McGraw-Hill, Inc. 1985.
10. Lawrence N. Dworsky, *Modern Transmission Line Theory and Applications*, John Wiley & Sons, Inc. 1979.