

외부 전자파의 입사방향에 대한 각진 두 스트립으로 구성된 전송선의 반응, II : 등가구조의 모드해석

(Response of Angled Two-Strip Transmission Lines to the Incident Angle of an External Electromagnetic Field, II : Modal Analysis on an Equivalent Structure)

洪性溶*, 金世潤**, 羅正雄*

(Sung Yong Hong*, Se Yun Kim**, Jung Woong Ra*)

요약

각진 두 스트립으로 된 전송선의 전자파 결합에 대한 새로운 해석방법을 개발하였다. 이 방법은 먼저 원통형 전송선방정식을 해석적으로 풀 다음, 관련 변수들의 값을 등가구조인 각진 두 평판으로 된 전송선을 따라 원통형 TEM 모드가 유지되도록 조정한다. 이러한 방법으로 구한 해석적인 형태의 해는 회로개념의 방법으로 구한 수치계산값과 거의 일치함을 보였다.

ABSTRACT

A new method is developed for analysis of the electromagnetic coupling to an angled two-strip transmission line. It consists of solving the cylindrical transmission line equations analytically, and then adjusting the involved parameters to support the cylindrical TEM mode along its equivalent model of the angled two-plate transmission line. Its analytic solution agrees with the numerical value obtained by using the circuit-concept approach.

I. 서론

본 논문의 전편 논문인 I부[1]에서는 각진 두 스트립으로 구성된 비균일전송선에 임의의 평면파가 입사시 양단 부하에 유기되는 전압을 여러개의 서로 다

른 균일전송선들이 연결된 등가회로 개념[2]을 써서 수치계산하였다. 계산된 유기전압이 분할갯수가 증가함에 따라 하나의 값으로 수렴함을 볼 수 있었지만, 수치계산방법으로 구하기 때문에 물리적인 특성을 살펴보기에는 어려움이 있었다.

본 논문에서는 각진 두 스트립으로 된 비균일전송선의 전자파 결합문제를 해석적으로 풀 수 있는 새로운 방법을 제안하였다. 이 해석방법은 다음과 같은

*韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科
(Dept. of Elect. Eng., KAIST)
**正會員, 韓國科學技術院 應用電子研究室
(Appl. Electron. Lab., KIST)

두 단계로 구성되어 있다. 먼저 각진 두 스트립으로 구성된 전송선에 유기되는 전압과 전류가 원통형 TEM 모드 형태라고 가정하여 원통형 전송선방정식을 유도하고, 평행 두 도선으로 구성된 전송선의 전자파결합 문제에 대한 평판형 전송선방정식의 해석과정[3]과 같은 방법으로 유도된 전송선 방정식을 풀어서 단말 부하에 유기되는 전압에 대한 해석적인 형태의 해를 구한다. 일반적으로 비균일 전송선의 구조에 따라 전파되는 TEM 모드의 단면형태가 결정되는데[4], 실제 각진 두 스트립으로 원통형 TEM 모드가 전파되는지에 대해서는 알 수 없다. 그런데 스트립의 폭이 파장에 비해 매우 클 경우는 각진 두 평판으로 된 전송선으로서 원통형 TEM 모드가 전파됨이 잘 알려져 있다[5]. 따라서 두번째 단계에서는 각진 두 스트립의 등가구조로서 각진 두 평판을 취하며, 이때 각진 두 평판에 유기되는 전압이 원래 구조인 각진 두 스트립에 유기되는 전압과 같도록 구조변수들을 조정한다. 그러므로 첫번째 단계에서 구한 원통형 TEM 모드 해의 형태를 그대로 사용되 관련 변수들만 조정된 값을 대입함으로써 각진 두 스트립 양단에 유기되는 전압을 해석적인 형태로 나타낼 수 있다.

해석적으로 구한 유기전압은 등가회로 개념하에 구한 수치계산값과 잘 일치함을 보임으로써 본 논문에서 제안한 새로운 해석방법의 유용성을 입증하였다. 또한 임의의 입사방향, 분극상태에 대해 단말측 유기전력을 3차원 패턴으로 보였으며, 두 스트립간의 각이 바뀌에 따라 유기전력패턴의 변화도 계산였다.

II. 원통형 전송선 방정식의 해석

그림 1에 폭이 w 인 두 스트립이 서로 $2\theta_0$ 의 각을 이루며 $\rho = \rho_0$ 에 Z_0 , $\rho = \rho_s = \rho_0 + d$ 에 Z_s 의 부하가 달려 있는 전송선을 나타내었다. 이때 TEM 모드만이 전송될 수 있도록 두 스트립의 간격은 입사파의 파장에 비해 매우 작다고 한다. 여기서 입사파는 $e^{j\omega t}$ 의 시간변화를 갖는다고 하자.

그림 1과 같은 전송선에 외부 평면파가 입사되었을 경우 전송선 방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial V(\rho)}{\partial \rho} + j\omega L(\rho)I(\rho) = j\omega \int_{\theta_0}^{\theta_s} B_x^i(\rho, \theta)\rho d\theta \quad (1)$$

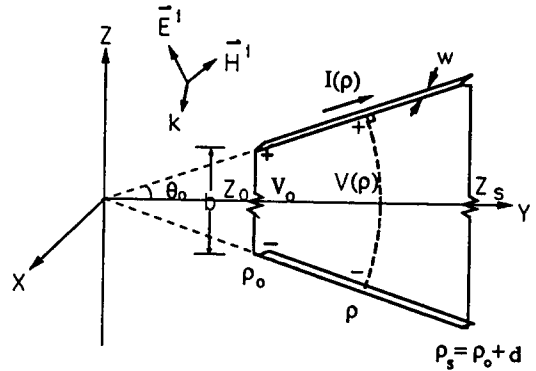


그림 1. 외부 전자파에 노출된 각진 두 스트립의 전송선
Fig. 1. The angled two-strip transmission line illuminated by an external electromagnetic field

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \rho}[L(\rho)I(\rho)] - \frac{L(\rho)I(\rho)}{\rho} - \frac{k^2}{j\omega}V(\rho) \\ = \frac{k^2}{j\omega} \int_{\theta_0}^{\theta_s} E_\theta^i(\rho, \theta)\rho d\theta \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $L(\rho)$ 는 단위길이당 인덕턴스이고, k 는 자유공간의 파수이다.

그리고 그림 1과 같은 비균일 전송선에 외부 전자파가 들어올 경우 부하에 유기되는 전압은 전송선방정식을 풀고 전송선 양단에서의 경계조건을 이용하면 구할 수 있다. 먼저 전원이 있는 전송선방정식으로부터 전압 및 전류만의 식을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial^2 V(\rho)}{\partial \rho^2} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial V(\rho)}{\partial \rho} + k^2 V(\rho) = -\frac{j4}{\pi} T_r(\rho) \quad (3)$$

$$\frac{\partial^2 \Phi(\rho)}{\partial \rho^2} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial \Phi(\rho)}{\partial \rho} + \left[\frac{1}{\rho^2} + k^2\right]\Phi(\rho) = \frac{k^2}{j\omega} T(\rho) \quad (4)$$

여기서 $\Phi(\rho)$ 는 자속으로 다음과 같이 정의된다.

$$\Phi(\rho) = -L(\rho)I(\rho) \quad (5)$$

또한 $T_r(\rho)$ 와 $T(\rho)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$T_r(\rho) = \frac{\pi\omega}{4} \int_{\theta_0}^{\theta_s} \frac{\partial B_\rho^i(\rho, \theta)}{\partial x} \rho d\theta \quad (6)$$

$$T(\rho) = E_\rho^i(\rho, \theta_0) - E_\rho^i(\rho, -\theta_0) \quad (7)$$

외부 전자파의 입사방향에 대한 각진 두 스트립으로 구성된 전송선의 반응, II : 등가구조의 모드해석

그리고 두 스트립의 양쪽 끝에서의 경계조건은 다음과 같다.

$$V_o = -Z_o I_o = -\frac{Z_o}{L(\rho_o)} \Phi_o \quad (8)$$

$$V_s = Z_s I_s = \frac{Z_s}{L(\rho_s)} \Phi_s \quad (9)$$

식 (3)과 (4)로부터 각각 전압과 전류를 구한 다음 (8), (9)의 경계조건을 이용하여 부하에 유기되는 전압 V_o , V_s 를 구하면 다음과 같다.

$$V_o = -\frac{Z(\rho_s)Z_o}{Q} \sqrt{\frac{\rho_s}{\rho_o}} \left[\int_{\rho_o}^{\rho_s} d\rho T(\rho) \frac{\Omega(\rho, \rho_o)}{\Omega(\rho_s, \rho_o)} - \int_{\theta_o}^{\theta_s} d\theta \rho_s E_{\theta}^i(\rho_s, \theta) \right] + \frac{\Omega(\rho_s, \rho_o)Z_s Z_o - jZ(\rho_s)A(\rho_s, \rho_s)Z_o}{Q} \quad (10)$$

$$V_s = -\frac{Z(\rho_o)Z_s}{Q} \sqrt{\frac{\rho_s}{\rho_o}} \left[\int_{\rho_o}^{\rho_s} d\rho T(\rho) \frac{\Omega(\rho, \rho_o)}{\Omega(\rho_s, \rho_o)} - \int_{\theta_o}^{\theta_s} d\theta \rho_s E_{\theta}^i(\rho_s, \theta) \right] + \frac{\Omega(\rho_s, \rho_o)Z_s Z_o - jZ(\rho_s)A(\rho_s, \rho_s)Z_s}{Q} \quad (11)$$

$$\left[\int_{\rho_o}^{\rho_s} d\rho T(\rho) \frac{\Omega(\rho, \rho_o)}{\Omega(\rho_s, \rho_o)} - \int_{\theta_o}^{\theta_s} d\theta \rho_s E_{\theta}^i(\rho_s, \theta) \right]$$

여기서

$$T(\rho) = E_{\rho}^i(\rho, \theta_o) - E_{\rho}^i(\rho, -\theta_o) \quad (12)$$

$$\Omega(\rho_1, \rho_2) = \frac{\pi k \sqrt{\rho_1 \rho_2}}{4} [H_o^{(1)}(k\rho_1)H_o^{(2)}(k\rho_2) - H_o^{(2)}(k\rho_1)H_o^{(1)}(k\rho_2)] \quad (13)$$

$$A(\rho_1, \rho_2) = \frac{\pi k \sqrt{\rho_o \rho_s}}{4} [H_o^{(1)}(k\rho_1)H_1^{(2)}(k\rho_2) - H_o^{(2)}(k\rho_1)H_1^{(1)}(k\rho_2)] \quad (14)$$

$$Q = [Z_s Z_o \Omega(\rho_s, \rho_o) - Z(\rho_o)Z(\rho_s) \frac{A(\rho_s, \rho_o)A(\rho_o, \rho_s) + 1}{\Omega(\rho_s, \rho_o)}] - j[Z_s Z(\rho_o)A(\rho_s, \rho_o) + Z_o Z(\rho_s)A(\rho_o, \rho_s)] \quad (15)$$

이때 $H_m^{(n)}$ 은 m 차 n 종 Hankel 함수이다. 그리고 $Z(\rho_o)$, $Z(\rho_s)$ 는 $\rho = \rho_o$, $\rho = \rho_s$ 에서의 특성임피던스로 다음과 같다.

$$Z(\rho_o) = \frac{\omega L(\rho_o)}{k} \quad (16)$$

$$Z(\rho_s) = \frac{\omega L(\rho_s)}{k} \quad (17)$$

III. 등가구조를 이용한 해석방법

II절에서 그림 1과 같은 전송선에 외부 전자파가 입사되었을 경우 원통형 TEM 모드가 전송된다고 가정하여 양단 부하에 유기되는 전압을 해석적으로 유도하였다. 그런데 두 스트립으로 된 전송선은 원통형 TEM 모드가 진행하는지 알수가 없다. 따라서 이러한 문제점을 원통형 TEM 모드가 진행하고, 입사되는 전자파의 양이 같을때 스트립 선로와 같은 유기전압을 가지는 등가구조를 이용하여 해결하고자 한다.

여기서 등가구조로는 원통형 TEM 모드가 진행하는 구조로 잘 알려진 두 평판으로 된 구조[5]를 선택하였다. 이때 등가구조와 원구조는 외부 전자파에 의해 전송선에 유기된 전력이 스트립 전송선의 양단에 배분되는 비가 같다는 가정을 한다. 그러면 앞에서의 가정으로부터 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{P(\rho_o + d)}{P(\rho_o)} = \frac{P_s(\rho_s' + d)}{P_s(\rho_s')} \quad (18)$$

이때 $P(\rho)$, $P_s(\rho')$ 은 각각 원 구조 및 등가구조에서의 유기전력으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(\rho) = \frac{|V(\rho)|^2}{Z(\rho)} \quad (19)$$

$$P_s(\rho') = \frac{|V_s(\rho')|^2}{Z_s(\rho')} \quad (20)$$

여기서 $V(\rho)$ 는 원 구조에서의 유기전압이고 $V_s(\rho')$ 은 등가구조에서의 유기전압이다. 또한 $Z(\rho)$ 는 두 스트립으로 된 전송선의 특성임피던스이고, $Z_s(\rho')$ 는 두 평판으로 된 전송선의 특성임피던스로 다음과 같다[6].

$$Z(\rho) = 120 \ln \left[\frac{16\rho \sin\theta}{w} + \frac{w}{8\rho \sin\theta} \right] \quad (21)$$

$$Z(\rho') = 377 \frac{2\rho'\theta}{W} \quad (22)$$

여기서 w 는 스트립의 폭이고, W 는 평판의 폭이다.

그림 1의 구조를 등가구조로 변환하는데 필요한 변환식을 구하고자한다. 먼저 식 (19),(20)을 식 (18)에 대입하고, $V(\rho)$ 와 $V(\rho')$ 가 같을 경우 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{Z(\rho_s)}{Z(\rho_s+d)} = \frac{Z(\rho'_s)}{Z(\rho'_s+d)} \quad (23)$$

식 (23)에 등가구조의 특성임피던스 식 (22)을 대입하면 등가구조의 좌표 ρ'_s 은 다음 식으로 부터 구할 수 있다.

$$\rho'_s = \frac{dZ(\rho_s)}{Z(\rho_s+d) - Z(\rho_s)} \quad (24)$$

또한 두 구조의 양쪽 끝에 식 (18)를 적용하면 다음과 같이 등가부하 Z'_o, Z'_s 을 구할 수 있다.

$$Z'_o = Z_o \frac{Z(\rho'_s)}{Z(\rho_s)} \quad (25)$$

$$Z'_s = Z_s \frac{Z(\rho'_s+d)}{Z(\rho_s+d)} \quad (26)$$

그런데 등가구조의 유기전압이 원 구조의 값과 같기 위해서는 입사되는 전자파의 양이 같아야 한다. 따라서 원 구조에 입사되는 전자파를 등가구조의 입사파가 되도록 그림 2와 같이 입사파의 위상을 등가구조에 맞도록 위상변환을 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E_\rho^e(\rho, \theta) = E_\rho^i(\rho, \theta) e^{jk_z(\rho'_s - \rho_s) \sin\theta} \quad (27)$$

$$E_\theta^e(\rho, \theta) = E_\theta^i(\rho, \theta) e^{-jk_z(\rho'_s - \rho_s) \cos\theta} \quad (28)$$

따라서 그림 1과 같은 전송선의 유기전압은 그림 2의 등가구조에 식 (27),(28)과 같은 전자파가 입사되었을때 유기되는 전압과 같다. 따라서 전송선 양단의 부하에 유기되는 전압은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V'_o = - \frac{Z(\rho'_s)Z'_o}{Q'} \sqrt{\frac{\rho'_s}{\rho_s}} \quad (29)$$

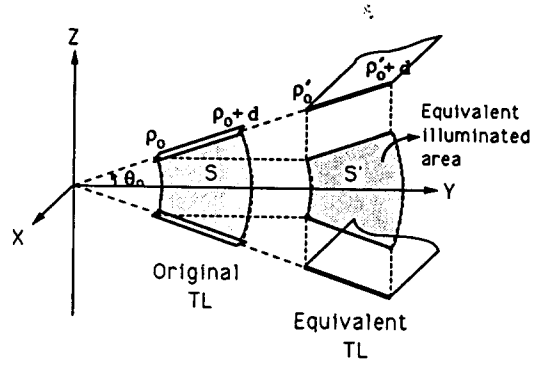


그림 2. 각진 두 스트립의 전송선에 대한 등가구조인 각진 두 평판의 전송선

Fig. 2. An angled two-plate transmission line equivalent to the angled two-strip transmission line

$$\left[\int_{\rho'_s}^{\rho_s} d\rho T^e(\rho) \frac{\Omega'(\rho, \rho'_s)}{\Omega(\rho'_s, \rho'_s)} - \int_{\theta_0}^{\theta_s} d\theta \rho_s E_\theta^e(\rho_s, \theta) \right] + \frac{\Omega(\rho'_s, \rho'_s)Z'_sZ'_o - jZ(\rho'_s)A'(\rho'_s, \rho'_s)Z'_o}{Q'} \quad (29)$$

$$\left[\int_{\rho'_s}^{\rho_s} d\rho T^e(\rho) \frac{\Omega'(\rho, \rho'_s)}{\Omega(\rho'_s, \rho'_s)} - \int_{\theta_0}^{\theta_s} d\theta \rho_s E_\theta^e(\rho_s, \theta) \right] V'_s = - \frac{Z_c(\rho'_s)Z'_s}{Q'} \sqrt{\frac{\rho'_s}{\rho_s}} \quad (30)$$

$$\left[\int_{\rho'_s}^{\rho_s} d\rho T^e(\rho) \frac{\Omega(\rho, \rho'_s)}{\Omega(\rho'_s, \rho'_s)} - \int_{\theta_0}^{\theta_s} d\theta \rho_s E_\theta^e(\rho_s, \theta) \right] + \frac{\Omega(\rho'_s, \rho'_s)Z'_sZ'_o - jZ_c(\rho'_s)A'(\rho'_s, \rho'_s)Z'_s}{Q'} \quad (30)$$

$$\left[\int_{\rho'_s}^{\rho_s} d\rho T^e(\rho) \frac{\Omega(\rho, \rho'_s)}{\Omega(\rho'_s, \rho'_s)} - \int_{\theta_0}^{\theta_s} d\theta \rho_s E_\theta^e(\rho_s, \theta) \right]$$

여기서

$$T^e(\rho) = E_\rho^e(\rho, \theta_0) - E_\rho^e(\rho, -\theta_0) \quad (31)$$

$$A(\rho_1, \rho_2) = \frac{\pi k \sqrt{\rho'_s \rho'_s}}{4}$$

$$[H_0^{(1)}(k\rho_1)H_1^{(2)}(k\rho_2) - H_0^{(2)}(k\rho_1)H_1^{(1)}(k\rho_2)] \quad (32)$$

$$Q' = [Z'_oZ'_s\Omega(\rho'_s, \rho'_s) - Z_c(\rho'_s)Z_c(\rho'_s)]$$

$$\frac{A(\rho'_s, \rho'_s)A(\rho'_s, \rho'_s) + 1}{\Omega(\rho'_s, \rho'_s)} - j[Z'_sZ_c(\rho'_s)A(\rho'_s, \rho'_s) + Z'_oZ_c(\rho'_s)A(\rho'_s, \rho'_s)] \quad (33)$$

IV. 수치계산 및 검토

그림 1에서 $b = 1cm, w = 0.5cm, d = 5cm, \theta_0 = 10^\circ,$

$Z_0 = 333\Omega$, $Z_1 = 453\Omega$ 를 기본구조로 하여 임의의 입사방향과 분극을 갖는 외부평면파에 의한 단말부하 Z_L 에 유기되는 전압을 계산하고자 한다. 이때 III장에서 기술한 새로운 해석방법으로 구한 식 (29)를 이용하여 계산된 전압과 전편논문[1]에서 기술한 회로개념의 해석방법으로 계산된 유기전압을 서로 비교해봄으로써 새로운 해석방법의 타당성을 확인하고자 한다. 먼저 그림 3(a)와 (b)는 E-분극된 평면파가 $\theta = 45^\circ$ 방향으로 입사시 입사방향의 ϕ 의 변화에 따른 부하 Z_L 에 유기되는 전압 V_o 의 크기와 위상변화를 그린 것으로, 실선은 식 (29)를 이용하여 계산된 값이며 점선은 회로개념을 이용하여 수치계산된 값이다. 그리고 그림 4(a)와 (b)는 H-분극된 평면파가 $\theta = 45^\circ$ 방향으로 입사할 경우의 V_o 의 크기와 위상을 각각 ϕ 에 대해 계산된 결과이다. 그림 3과 4에서 알 수 있듯이 두 해석방법이 거의 일치함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제시한 해석방법의 유용성을 입증해 준다. 즉 식 (29)와 같이 해석적인 형태로 구한 유기전압이 회로개념의 해석방법으로 구한 값과 같은 결과를 주지만, 회로개념 해석방법은 분할 갯수가 일정수 이상 되어야 하므로 본 논문에서 제시한 방법의 계산시간이 회로개념 방법에 비해 줄게 된다.

임의의 입사방향과 분극을 갖는 평면파의 입사시 그림 1과 같은 전송선에서 $b = 1cm$, $w = 0.5cm$, $d = 5cm$ 인 두 스트립의 교차각 $2\theta_0$ 를 바꿀때 Z_L 에 유기되는 전력을 식 (29)를 이용하여 계산하였다. 이때 전송선 양단의 부하 Z_0 와 Z_1 는 θ_0 가 변할 경우 각각 전송

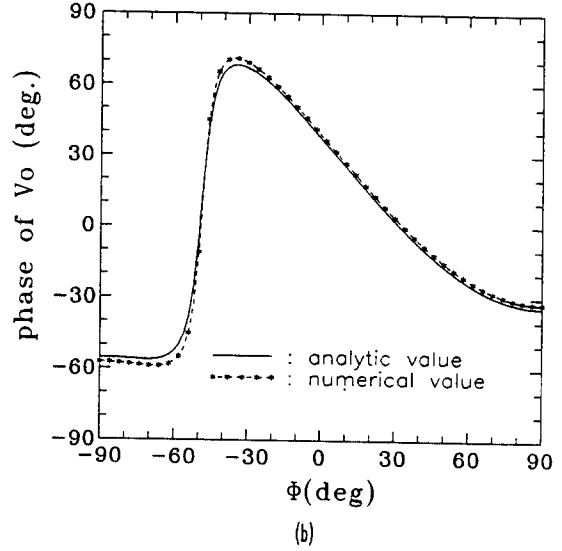
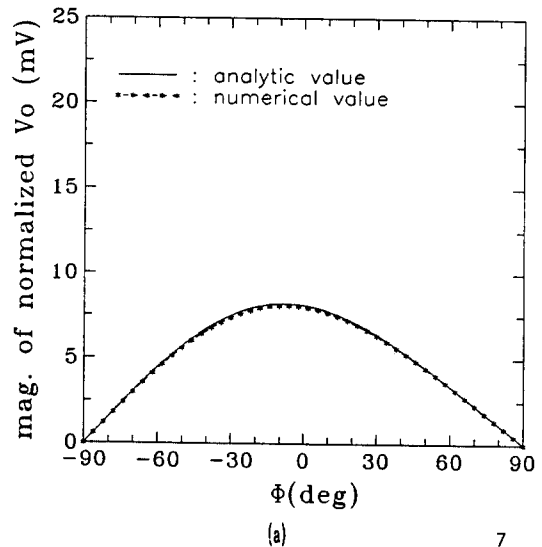
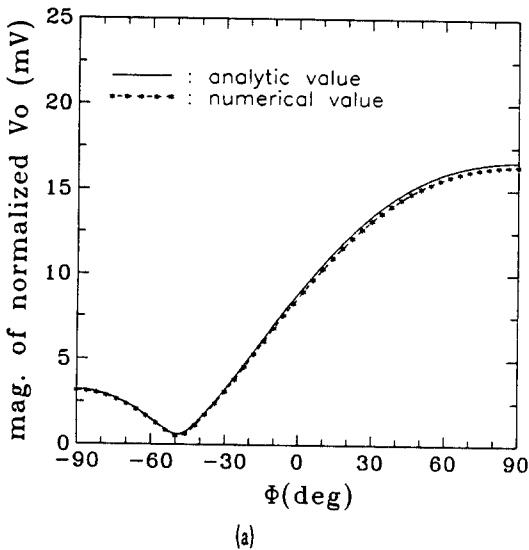


그림 3. $\theta = 45^\circ$ 인 E-분극의 ϕ 변화에 대한 해석적으로 구한 V_o 와 수치계산으로 구한 V_o 와의 비교
(a)크기 (b)위상

Fig. 3. Comparison between analytic values and numerical values of V_o and ϕ varies for E-polarization with $\theta = 45^\circ$
(a) Amplitudes (b) Phases

선 양단의 특성 임피던스와 같도록 정합(matching)시켰다. 먼저 그림 5(a)는 E-분극 평면파가 $Z_L = Z_0 = 333\Omega$, $\theta_0 = 0^\circ$ 인 평행전송선에 임의의 (θ, ϕ) 의 방향



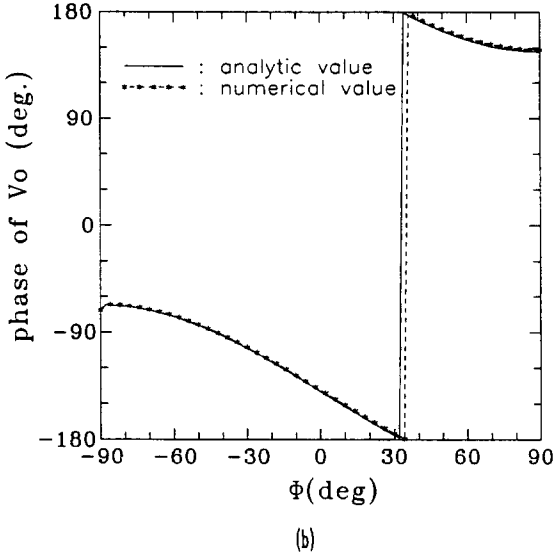


그림 4. $\theta=45^\circ$ 인 H-분극의 ϕ 변화에 대한 해석적으로 구한 V_0 와 수치계산으로 구한 V_0 와의 비교

(a)크기 (b)위상

Fig. 4. Comparison between analytic values and numerical values of V_0 , as ϕ varies for H-polarization with $\theta=45^\circ$

(a) Amplitudes (b) Phases

으로 입사시 Z_0 에 유기되는 전력패턴이다. 그림 5(a)에서 $\theta+\phi=0$ 인 경우 유기전력이 급속히 줄어드는 현상을 볼 수 있다. 그림 1에서 b 를 고정하고 $\theta_0=0^\circ$ 인 평행전송선에 임의의 E-분극된 평면파가 입사시 해석적인 형태로 표현 되는데[3], 여기서 전송선 양단의 부하 Z_1 와 Z_2 는 전송선의 특성임피던스 Z_0 와 같다고 두면 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$V_0 = \frac{1}{2}(1 - e^{-j\beta l(1 + \sin\theta \sin\phi)})$$

$$\frac{1 - e^{-j\beta l \cos\theta}}{j\beta \cos\theta} \left(\frac{\sin\phi + \sin\theta}{1 + \sin\theta \sin\phi} \right) \quad (34)$$

식 (34)에서 볼 수 있듯이, $\theta+\phi=0^\circ$ 일 경우 $V_0=0$ 이 됨을 알 수 있다. 그런데 그림 5(a)에서 $\theta+\phi=0^\circ$ 일 때 유기전력이 항상 0이 아닌것은 (θ, ϕ) 평면을 5°간격으로 나누어 각각의 교차점에서 유기전력을 계산한 이산적인 값들로 부터 보간(interpolation)하여 그렸기 때문이다. 그림 5(b)는 $\theta_0=5^\circ$ 인 경우의 유기 전력 패턴으로 $\theta+\phi=0^\circ$ 인 선상을 따라 감쇄가 나타

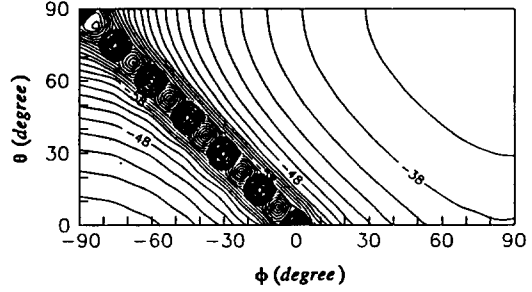


그림5(a)

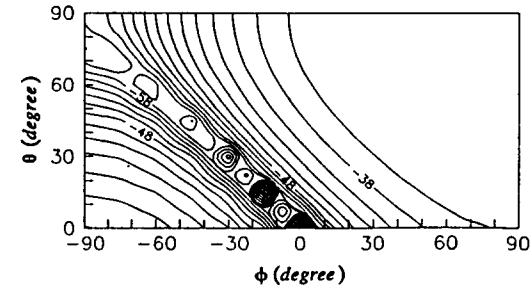


그림5(b)

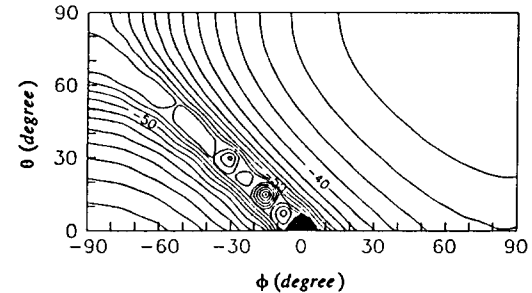


그림5(c)

그림 5. 두 스트립의 경사각 θ ,에 따른 Z_0 에 유기되는 E-분극의 전력의 변화

(a) $\theta_0=0^\circ$ (b) $\theta_0=5^\circ$ (c) $\theta_0=10^\circ$

Fig. 5. Variation of E-polarized power patterns induced at Z_0 , according to intersection angles of two-strips

(a) $\theta_0=0^\circ$ (b) $\theta_0=5^\circ$ (c) $\theta_0=10^\circ$

나지만 θ 또는 ϕ 가 커질수록 점차 감쇄정도가 줄어들어 볼 수 있다. 이는 $\theta_0=5^\circ$ 인 비균일 전송선의 $\rho=\rho_0$ 와 ρ_s 에서 정확한 임피던스 정합(matching)이 되지 않았기 때문이다. 그러나 $\theta_0=5^\circ$ 인 경우도 $\theta+\phi=0^\circ$ 인 선상으로 강한 신호감쇄가 존재함을 알 수 있다.

이와 같은 현상은 그림 5(c)에서와 같이 $\theta_0=10^\circ$ 일 때 나타나는데, θ 또는 ϕ 가 커질수록 감쇄가 더욱 완화됨을 알 수 있다.

이와는 달리 H-분극 평면파가 입사시 $\theta_0=0^\circ, 5^\circ, 10^\circ$ 에 대해 각각 Z_0 의 유기전력을 계산한 그림 6(a), (b), (c)에서는 θ 또는 ϕ 가 90° 에 근접한 경우에만 강한 감쇄가 나타남을 알 수 있다. 또한 θ_0 가 변화더라도 유기전력 패턴상에는 큰 변화가 없음을 알 수 있다. H-분극시 $\phi=90^\circ$ 인 경우 전송선의 종단면과 직교하는 자계성분이 없으며 입사전계에는 z성분이 없으므로 Z_0 에 유기되는 전력이 0이 되며, $\theta=90^\circ$ 인 경우 입사전계에 z성분이 없으며 위 스트립에 유기되는 전류와 아래 스트립에 유기되는 전류가 같은 크기와 방향을 갖게되어 Z_0 에 흐르는 전류가 0이 되기 때문이다.

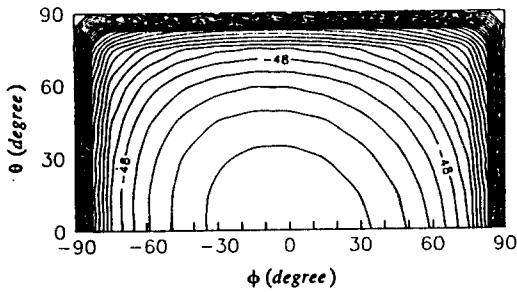


그림6(a)

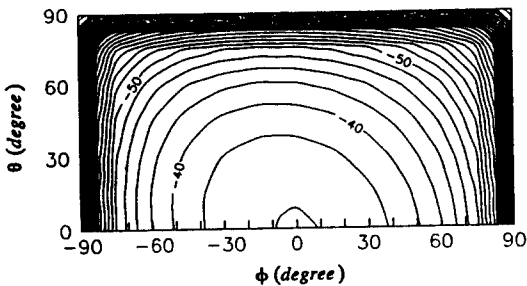


그림6(b)

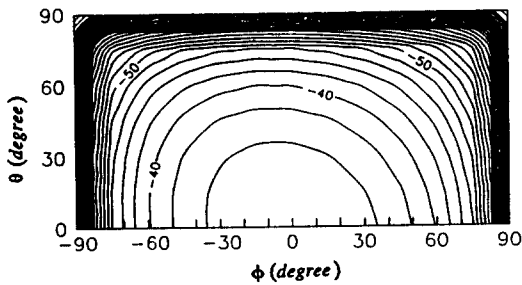


그림6(c)

그림 6. 두 스트립의 경사각 θ_0 에 따른 Z_0 에 유기되는 H-분극 전력의 변화

(a) $\theta_0=0^\circ$ (b) $\theta_0=5^\circ$ (c) $\theta_0=10^\circ$

Fig. 6. Variation of H-polarized power patterns induced at Z_0 , according to intersection angles of two-strips

(a) $\theta_0=0^\circ$ (b) $\theta_0=5^\circ$ (c) $\theta_0=10^\circ$

V. 결 론

본 논문에서는 각진 두 스트립으로 구성된 비균일 전송선에 임의의 평면파가 입사시 단말부하에 유기되는 전압을 등가구조인 각진 두 평판으로 된 전송선의 전자파 결합 문제로 바꾼다음 원통형 전송선 방정식을 풀므로써 해석적인 형태의 해를 구하였다. 기존의 회로개념에 의한 수치 계산값과 본 논문에서 유도된 해석적인 해로부터 구한 유기전압이 잘 일치함을 보였다. 특히 H-분극의 경우와는 달리 E-분극의 입사시 특정한 입사방향에 대해 유기전력이 급속히 감쇄함을 발견하였으며, 두 스트립의 경사가 커질수록 감쇄정도가 완화됨을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. 홍성용, 김세윤, 나정웅, "외부전자파의 입사방향에 대한 각진 두 스트립으로 구성된 전송선의 반응, I : 회로개념의 해석," 전자파기술학회, Vol.3, no.2, pp.3-9, Dec. 1992.
2. Y. Kami and R. Sato, "Circuit-concept approach to externally excited transmission lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-27, pp.177-183, 1985.
3. C.D. Taylor, R.S. Satterwhite, and C.W. Harrison, Jr., "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, pp.987-989, 1965.
4. R.E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, McGraw-Hill, New York, 1960, ch.2.
5. S. Ramo, J.R. Whinnery, and T.V. Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, Wiley, New York, 1984, ch.9.
6. M.A.R. Gunston, *Microwave transmission-line impedance data*, Van Nostrand Reinhold Company, London, 1972, ch.3.