

외부 전자파의 입사방향에 대한 각진 두 스트립으로 구성된 전송선의 반응, I : 회로개념의 해석

(Response of Angled Two-Strip Transmission Lines to the Incident Angle of an External Electromagnetic Field, I : Circuit-Concept Analysis)

洪 性 溶*, 金 世 潤**, 羅 正 雄*

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

요 약

외부 전자파에 노출된 각진 두 스트립으로 된 전송선의 반응을 회로개념의 방법을 써서 살펴 보았다. 분할갯수가 증가할수록 전송선 양단의 유기전압이 하나의 값에 수렴함을 보였다. 또한 입사파의 방향과 분극에 대한 유기전압 패턴을 계산하였다.

ABSTRACT

The response of the angled two-strip transmission lines illuminated by an external electromagnetic field is estimated by using the circuit concept approach. Calculated terminal voltages reveal convergence to a fixed value as the number of discretization increases. The amplitude patterns of two terminal voltages to all the direction and polarization of the incident field are also calculated.

I. 서 론

주변 전자파의 간섭현상에 의한 각종 전자기기의 피해사례가 늘어나고 있다. 특히 대부분의 초고주파 회로들은 마이크로스트립(microstrip)을 이용하여 구현하는데, 이러한 마이크로스트립에 전자파가 외부로부터 인입시 기저층 매질(substrate material)인 유전체내의 손실에 의한 매질자체의 열적변형과 스

트립상에 유기되는 전압과 전류에 의한 자체 초고주파신호의 간섭현상이 일어나 문제가 된다[1,2].

본 논문에서는 앞에서 언급한 열적변형 또는 그밖의 여러가지 이유로 스트립과 접지면이 평행이 되지 않을 경우에 대한 전자파 간섭에 대해 살펴보았다. 특히 해석의 편의상 접지면을 없애는 대신 대칭의 두 스트립이 일정한 각을 이루고 있는 구조에 대해 기술하였다. 여기서 사용한 해석기법은 서로 다른 균일전송선들이 다단접속된 경우에 대해 등가회로 개념을 써서 해석하는 기존의 방법[3,4]을 각진 두 스트립으로 구성된 비균일 전송선의 전자파 유도현상에 대해

*韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科
(Dept. of Elect. Eng., KAIST)

**正會員, 韓國科學技術研究院 應用電子研究室
(Appl. Electron. Lab., KIST)

확대 적용하였다.

먼저 등가회로 개념을 이용한 해석방법의 타당성을 확인하기 위하여, 분할갯수를 증가시킬때 부하측 유기전압의 변화를 조사하였다. 계산결과 일정한 수 이상으로 분할갯수가 늘어나면 하나의 값으로 수렴함을 보았다. 다음으로 입사파의 입사방향과 분극을 변화시키면서 각각 두 스트립 선로 양단의 부하에 유기되는 전압을 계산해 봄으로써, 외부전자파에 의한 간섭이 심한 입사방향과 분극상태를 조사하였다.

II. 등가회로 개념의 해석

먼저 그림 1과 같이 폭 w , 간격 $2h$, 길이 d 이고 $y = y_0$ 에 Z_0 , $y = y_0 + d$ 에 Z_s 의 부하가 달려있는 평행 두 스트립으로 된 균일전송선에 외부전자파가 입사되었을때 회로개념 해석방법을 이용하여 전송선 양단의 부하에 유기되는 전압을 구하고자 한다. 이때 W 는 두 스트립으로 된 전송선의 특성 임피던스로서 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다[5].

$$W = 120 \ln \left[\frac{16h}{w} + \frac{w}{8h} \right] \quad (1)$$

그림 1과 같은 전송선의 전송선방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다[5].

$$\frac{dV}{dy} + j\omega LI = -j\omega \int_{-h}^h B_z^i(y, z) dz \quad (2)$$

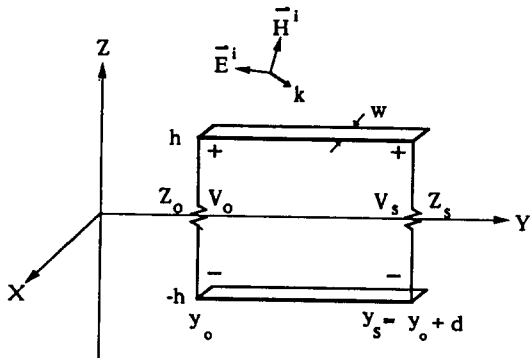


그림 1. 외부 전자파에 노출된 평행 두 스트립의 전송선
Fig. 1. The parallel two-strip transmission line illuminated by an external electromagnetic field

$$\frac{dI}{dy} + j\omega CV = -j\omega C \int_{-h}^h E_z^i(y, z) dz \quad (3)$$

그리고 외부전자파에 의해 전송선에 유기되는 전압과 전류원이 분포되는데, 전송선방정식을 상태변수 (state variable)를 이용하여 풀면 전송선상의 어느 한 지점의 등가 전류원과 전압원으로 바꿀 수 있다. 먼저 $y = y_0$ 에서의 등가전원으로서 전압원 \bar{v}_0 와 전류원 \bar{i}_0 를 구하면 다음과 같다[6].

$$\begin{aligned} \bar{v}_0 &= \cos kd \int_{-h}^h E_z^i(y_s, z) dz - \int_{-h}^h E_z^i(y_0, z) dz \\ &\quad + \int_{y_0}^{y_s} \cos k(\tau - y_0) [E_y^i(\tau, -h) - E_y^i(\tau, h)] d\tau \quad (4) \\ \bar{i}_0 &= \frac{j}{W} \sin kd \int_{-h}^h E_z^i(y_s, z) dz + \frac{j}{W} \int_{y_0}^{y_s} \sin k(\tau - y_0) \\ &\quad [E_y^i(\tau, -h) - E_y^i(\tau, h)] d\tau \quad (5) \end{aligned}$$

그리고 $y = y_0$ 에서의 등가전원인 \bar{v}_s 와 \bar{i}_s 는 \bar{v}_0 , \bar{i}_0 를 다음 식에 대입하면 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_s \\ \bar{i}_s \end{bmatrix} = -F(y_s - y_0) \begin{bmatrix} \bar{v}_0 \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 F 는 상태전이 행렬로 다음과 같다.

$$F(\tau) = \begin{bmatrix} \cos k\tau & -jW \sin k\tau \\ -j/W \sin k\tau & \cos k\tau \end{bmatrix} \quad (7)$$

또한 전송선을 ABCD 행렬로 나타내면 다음과 같다.

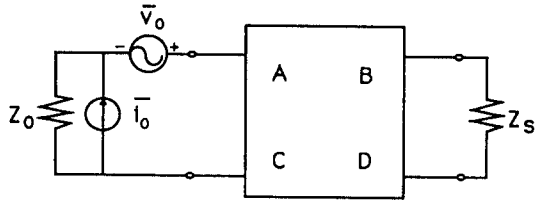
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos kd & jW \sin kd \\ j/W \sin kd & \cos kd \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 k 는 자유공간의 전파상수이다. 따라서 외부전자파를 등가전원으로 바꾸고 전송선을 ABCD 행렬로 나타내면 그림 2와 같다. 그림 2(a)로부터 부하 Z_s 에 유기되는 전압 V_s , 그림 2(b)로부터 Z_0 에 유기되는 전압 V_0 를 구하면 다음과 같다[6].

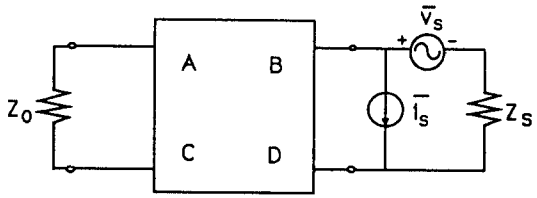
$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_s \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} -Z_0 \bar{v}_s + Z_0 Z_s \bar{i}_s \\ Z_s \bar{v}_0 + Z_0 Z_s \bar{i}_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 Δ 는 다음과 같다.

$$\Delta = Z_0 A + B + Z_0 Z_s C + Z_0 D \quad (10)$$



(a)



(b)

그림 2. 균일전송선의 전자파 결합에 관한 등가회로
(a) $y = y_0$ 에서의 등가전원
(b) $y = y_s$ 에서의 등가전원

Fig. 2. Equivalent circuits on the electromagnetic coupling to an uniform transmission line
(a) Equivalent sources at $y = y_0$
(b) Equivalent sources at $y = y_s$

다음으로 그림 3과 같이 폭이 w 인 두 스트립이 서로 $2\theta_0$ 의 각을 이루며 길이가 d 이고 $y = y_0$ 와 $y = y_s$ 에 각각 임피던스 Z_0 와 Z_s 인 부하가 달려있는 비균일 전

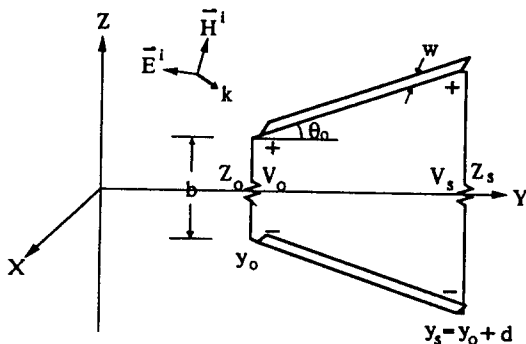


그림 3. 외부 전자파에 노출된 각진 두 스트립의 전송선
Fig. 3. The angled two-strip transmission line illuminated by an external electromagnetic field

송선에 회로개념 해석방법을 적용하고자 한다. 이때 평면파의 입사방향은 원점을 통과하는 파수벡터(wavenumber vector)의 방향으로 그림 4와 같이 좌표계에서의 (θ, ϕ) 로 표시한다. 또한 원점을 통과하는 입사전계가 θ 성분만을 갖을 경우를 E-분극(polarization)이라고 하고 입사전계가 θ 성분만을 갖는 경우를 H-분극이라 정의한다.

그리고 임의의 입사방향과 분극을 가진 입사파가 들어올 경우 파수벡터와 전계를 x, y, z 성분으로 나누기 위하여 다음과 같은 좌표변환을 한다. 그림 4에서 z 축을 중심으로 ϕ 만큼 회전시킨 축을 x', y', z' 이라고 하고, 다시 y' 축을 중심으로 θ 만큼 회전시킨 축을 x'', y'', z'' 이라고 하면, x, y, z 축과 x'', y'', z'' 축은 다음 식과 같은 관계가 있다.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi \cos\theta & -\sin\phi \cos\theta \sin\theta \\ \sin\phi \cos\theta & \cos\phi \sin\theta \sin\theta \\ -\sin\phi & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'' \\ y'' \\ z'' \end{bmatrix} \quad (11)$$

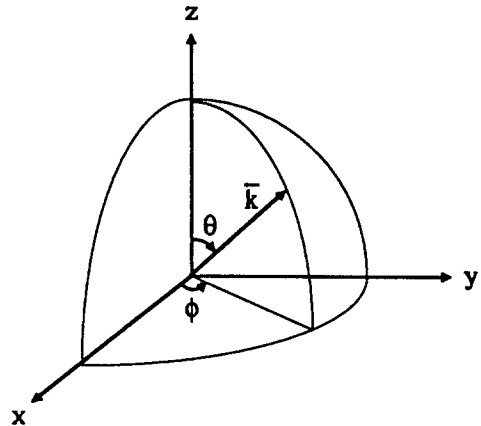


그림 4. 외부에서 입사되는 평면파의 파수벡터
Fig. 4. Wavenumber vector of an externally incident plane wave

이때 z' 축을 전자파의 입사방향으로 하고 그림 5와 같이 x'' 축에 대해 α 만큼의 각도로 입사전계가 분극되어 있다고 가정하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} E_x' \\ E_y' \\ E_z' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi \cos\theta \cos\alpha - \sin\phi \sin\alpha \\ \sin\phi \cos\theta \cos\alpha + \cos\phi \sin\alpha \\ -\sin\theta \cos\alpha \end{bmatrix} E_0' \quad (12)$$

여기서 E_0' 는 입사전계의 크기이다. 그리고 k 는 z'' 축을 입사방향으로 가정하였으므로 $k_z' = k$ 이다. 따라서

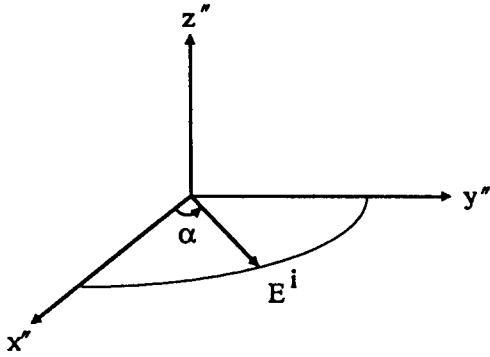


그림 5. 입사전계의 분극방향
Fig. 5. Polarization direction of an incident electric field

파수벡터는 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi \sin\theta \\ \sin\phi \sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} k \quad (13)$$

식 (12), (13)으로부터 입사되는 전자파는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{E}^i = (E_x^i \hat{x}_0 + E_y^i \hat{y}_0 + E_z^i \hat{z}_0) e^{-jk \cos\phi \sin\theta x} e^{-jk \sin\phi \sin\theta y} e^{-jk \cos\theta z} \quad (14)$$

일반적으로 그림 3과 같은 비균일 전송선의 전자파 유도현상을 해석적으로 다룰 수 있는 방법은 알려져 있지 않다. 그러나 비균일 전송선의 문제를 다루는 방안으로는 먼저 그림 6과 같이 원래의 비균일 전송선을 균일하게 n 개로 나누고 각각의 구간들을 길이 l

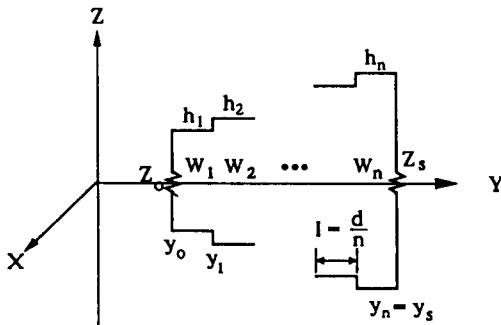


그림 6. 비균일 전송선을 n 개의 균일전송선 조각으로 분할
Fig. 6. Discretization of a nonuniform transmission line into n number of uniform TL sections

$=d/n$ 인 균일전송선으로 등가화시킨다. 그리고 각각의 균일전송선들에 입사되는 외부전자파에 의해 유기되는 전류와 전압을 등가전원으로 두면, 그림 7과 같이 나타낼 수 있다. 그림 7에서 등가전원 v', i' 은 식 (4), (5)를 그림 6의 각 구간에 적용하여 구할 수 있고 v'', i'' 은 식 (6)으로부터 구할 수 있다. 그런데 등가전원은 상태천이 행렬을 이용하면 전송선상의 임의의 지점으로 옮길 수 있다. 따라서 그림 7(a)의 등가전원을 식 (15)를 이용하여 y_0 점으로 모으고, 그림 7(b)의 등가전원을 식 (16)을 이용하여 y_s 점으로 모으면 그림 8과 같이 나타낼 수 있다.

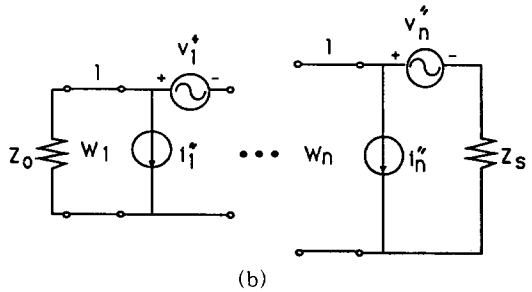
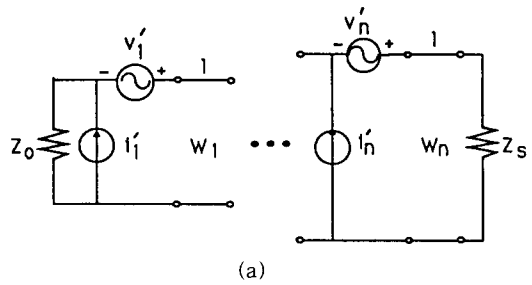
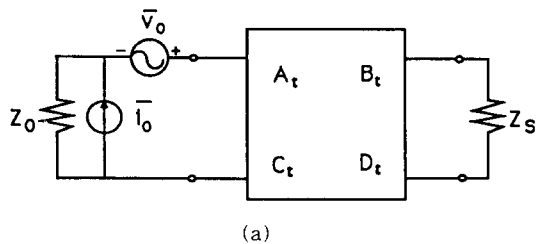


그림 7. 비균일 전송선의 전자파 결합에 관한 다단 접속형 등가회로

(a) $y = y_0$ 에서의 등가모델 (b) $y = y_s$ 에서의 등가모델
Fig. 7. Cascaded circuits equivalent to the electromagnetic coupling to a nonuniform transmission line

(a) Equivalent sources at $y = y_0$
(b) Equivalent sources at $y = y_s$



(a)

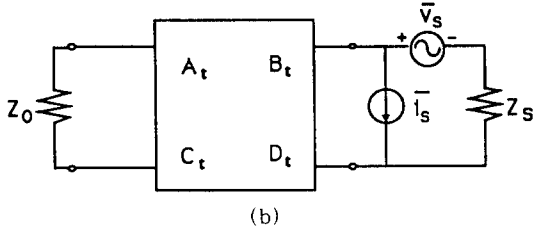


그림 8. 비균일 전송선의 전자파 결합에 관한 집중형 등가 회로

(a) $y = y_0$ 에서의 등가모델

(b) $y = y_s$ 에서의 등가모델

Fig. 8. Lumped circuits equivalent to the electromagnetic coupling to a nonuniform transmission line

(a) Equivalent sources at $y = y_0$

(b) Equivalent sources at $y = y_s$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_0 \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1' \\ i_1' \end{bmatrix} + F_1^{-1}(l) \begin{bmatrix} v_2' \\ i_2' \end{bmatrix} + \dots + F_1^{-1}(l)F_2^{-1}(l)\dots F_n^{-1}(l) \begin{bmatrix} v_n' \\ i_n' \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_s \\ \bar{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1'' \\ i_1'' \end{bmatrix} + F_n(l) \begin{bmatrix} v_{n-1}'' \\ i_{n-1}'' \end{bmatrix} + \dots + F_n(l)F_{n-1}(l)\dots F_2(l) \begin{bmatrix} v_1'' \\ i_1'' \end{bmatrix} \quad (16)$$

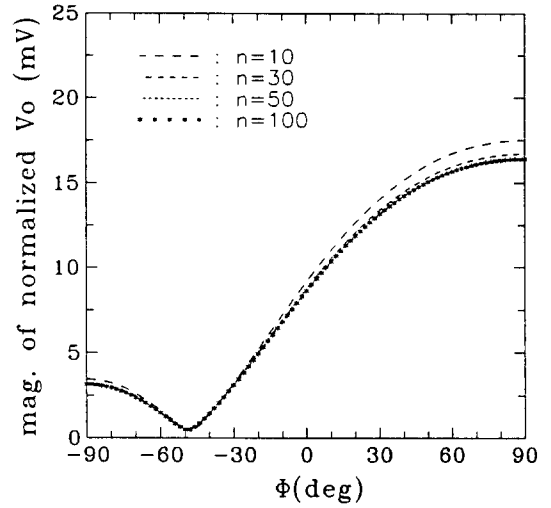
이때 그림 8에서 A_t, B_t, C_t, D_t 행렬은 각각의 $ABCD$ 행렬을 합친 것으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_t & B_t \\ C_t & D_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \quad (17)$$

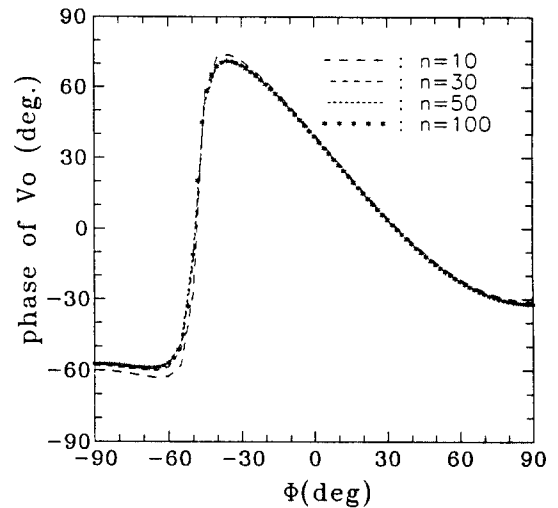
따라서 식 (15), (16), (17)를 식 (9), (10)에 대입하면 각진 두 스트립으로 된 선로에서의 유기전압을 구할 수 있다.

III. 수치계산 및 결과

그림 3에서 $\theta_0 = 10^\circ, w = 0.5\text{cm}, b = 1\text{cm}, d = 5\text{cm}, Z_0 = 333\Omega, Z_s = 453\Omega$ 인 비균일 전송에 $f = 1.5\text{GHz}$ 인 평면파가 입사하는 경우에 대해 앞에서 기술한 등가회로 개념을 이용한 해석방법을 적용하여 전송선의 부하 Z_0 에 유기되는 전압 V_0 를 계산하였다. 먼저 그림 9는 입사전계가 θ 성분만 있는 E-분극(polarization)일 경우



(a)



(b)

그림 9. n 을 10에서 100까지 늘릴때 입사방향 $\theta = 45^\circ$ 인 E-분극에 대한 Z_0 에 유기되는 전압의 수렴

(a) 크기 (b) 위상

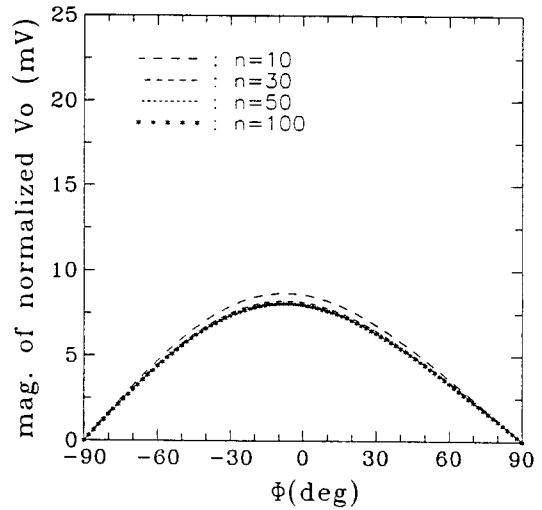
Fig. 9. Convergence of induced voltages at Z_0 for E-polarization with incident angle $\theta = 45^\circ$ as n increases from 10 to 100

(a) Amplitudes (b) Phases

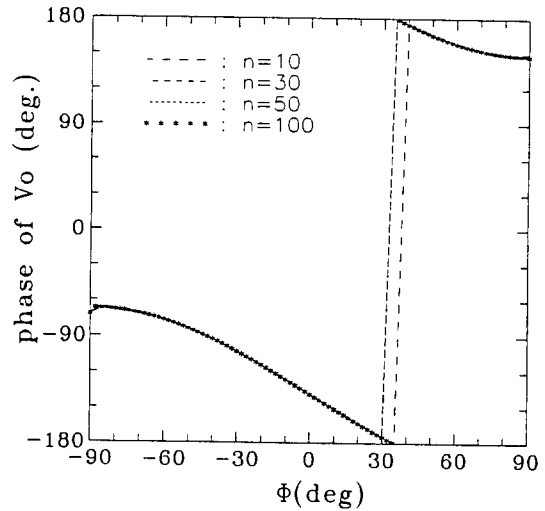
입사방향 θ 를 45° 로 고정하고 ϕ 를 -90° 에서 90° 까지 변화시켰을 경우의 결과이다. 그림 9(a)는 분할갯수 n 을 10에서 100까지 증가시킬 경우 부하 Z_0 에 유기되는 전압의 크기를 입사전계의 크기로 나눈것으로, n 이 증가할수록 계산값들이 수렴함을 알 수 있다. 마

찬가지로 V_0 의 위상도 모든 ϕ 에 대해 $n=50$ 이상이면 차이를 구분할 수 없을 정도로 수렴함을 그림 9 (b)에서 볼 수 있다. 그림 10(a)와 (b)는 각각 H-분극된 입사파가 $\theta=45^\circ$ 방향으로 입사시 Z_0 에 유기되는 전압의 크기와 위상을 그린것으로, 그림 9에서 보면 E-분극의 경우와 마찬가지로 $n=50$ 이상에서는 모든 ϕ 에 대해 거의 일정한 크기와 위상으로 수렴함을 보여준다. 따라서 그림 9와 10의 결과로부터 본 논문에서 사용된 회로개념을 이용한 비균일 전송선의 전자과결합 문제의 해석기법은 분할갯수를 늘리기만하면 일정한 값으로 수렴이 보장됨을 확인할 수 있다.

앞의 그림 9와 10에서는 입사방향을 $\theta=45^\circ$ 로 고정하였는데, 임의의 입사방향 θ, ϕ 에 대해 $y=y_0$ 의 부하 Z_0 에 유기되는 전력을 E-분극과 H-분극에 대해 계산하여 각각 그림 11(a)와 (b)에 나타내었다. 이때 비균일 전송선의 구조는 그림 3과 같으며, 변수들은 그림 9와 10에서와 같다고 두었다. 또한 입사전계의 크기를 $1V/m$ 라고 하였고, 분할갯수인 n 은 50개로 취하였다. 그림 11(a)와 (b)를 비교해보면 입사파의 분극에 따라 Z_0 의 유기전력이 크게 달라짐을 볼 수 있다. 먼저 H-분극일 경우 $\phi=\theta=0^\circ$ 일때 가장 강한 전력이 Z_0 에 유기됨을 그림 11(b)에서 볼 수 있는데, 이는 입사파의 진행방향이 z 축이고 자계방향이 x 축인 경우로서 전송선의 종단면적을 통과하는 자속량이 가장 많아져 전송선에 유기되는 유도 전류가 최대가 되기때문이다. 또한 H-분극일 경우 유기전력 패턴이 입사파의 진행방향 ϕ 에 대해 거의 대칭 형태를 이루고 있음을 볼 수 있는데, 이는 H-분극시 전송선의 종단면을 통과하는 전계와 자계의 벡터가 진행방향 $\phi=0^\circ$ 를 중심으로 서로 대칭이 되기 때문이다. 그리고 θ 가 커질 수록 입사자계의 x 성분이 줄어들어 전송선의 종단면을 직교하는 자속량이 줄기 때문에 Z_0 에 유기되는 전력이 작아진다. 그러나 E-분극일 경우는 그림 11(a)에서 볼 수 있듯이 $\theta=\phi=0^\circ$ 일때 유기전력이 매우 작는데, 이는 H-분극일 경우와는 달리 입사자계가 y 성분만을 갖게되어 전송선의 종단면을 직교하는 자속량이 0이 되기 때문이다. 특히 흥미로운 점은 θ 가 커질수록 특정한 ϕ 에 대해 강한 유기전력의 감쇄가 일어남을 볼 수 있는데, 이는 입사자계에 의한 유도전류 성분과 입사전계에 의한 유도전류 성분의 위상이 거의 180° 차이가 나기 때문이다. 이에 관해서는 후속 논문에서 자세히 살펴보기로 한다.



(a)



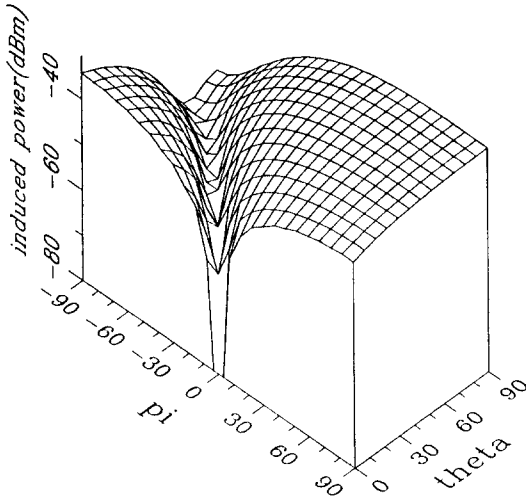
(b)

그림 10. n 을 10에서 100까지 늘릴때 입사방향이 $\theta=45^\circ$ 인 H-분극에 대한 Z_0 에 유기되는 전압의 수렴

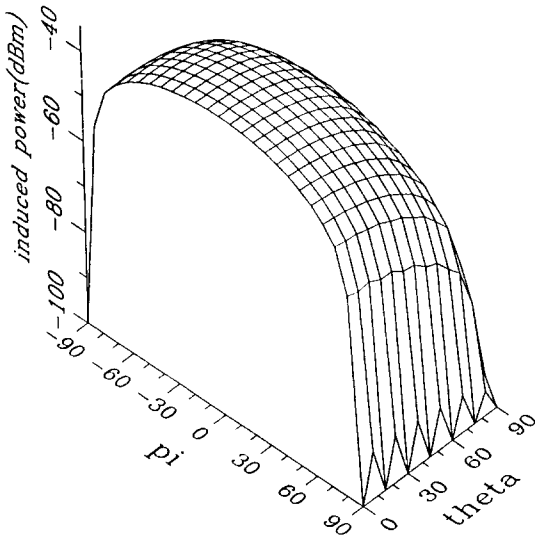
(a)크기 (b)위상

Fig. 10. Convergence of induced voltages at Z_0 for H-polarization with incident angle $\theta=45^\circ$ as n increases from 10 to 100

(a)Amplitudes (b)Phases



(a)



(b)

그림 11. 임의의 입사방향에 대한 Z_0 에 유기되는 전력 패턴
(a)E-분극 (b)H-분극

Fig. 11. Power patterns induced at Z_0
(a)E-polarization (b)H-polarization

IV. 결 론

임의의 입사방향과 분극을 갖는 평면파가 각진 두 스트립으로 구성된 비균일 전송선에 입사시 단말 부

하에 유기되는 전압을 기존의 회로개념 해석방법을 적용하여 계산하였다. 회로개념 해석방법을 적용하기 위하여 비균일 전송선을 전송방향으로 균일한 간격으로 작게 나눈다음, 각각의 구간을 균일전송선으로 간주하여 이를 ABCD 집중회로로 나타내고 입사되는 외부전자파에 의해 유기되는 전압과 전류를 계산한 후, 다단접속된 회로 문제를 풀었다. 전송선의 분할갯수가 일정 수 이상 커지면 단말부하에 유기되는 전압은 입사방향과 분극에 관계없이 항상 수렴함을 보였다. 임의의 입사방향에 대해 단말부하에 유기되는 전력의 패턴은 분극에 따라 크게 달라짐을 발견하였다.

참 고 문 헌

1. K. Shlager, D. Preis, and R.W.P. King, "Reflection, coupling, and absorption of plane wave incident on an integrated circuit," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-30, pp. 570-577, 1988.
2. K.L. Wong, "Effects of electromagnetic interference for electromagnetic pulses incident on microstrip circuits," *IEE Proc.*, pt. H, vol.137, pp.75-77, 1990.
3. Y. Kami and R. Sato, "Circuit-concept approach to externally excited transmission lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-27, pp.177-183, 1985.
4. Y. Kami and R. Sato, "Analysis of radiation characteristics of a finite-length transmission line using a circuit-concept approach," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-30, pp. 114-121, 1988.
5. M.A.R. Gunston, *Microwave transmission-line impedance data*, Van Nostrand Reinhold Company, London, 1972, ch.3
6. C.D. Taylor, R.S. Satterwhite, and C.W. Harrison, Jr., "The response of a terminated two-wire transmission line excited by nonuniform electromagnetic field," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, pp.987-989, 1965.