

非同次 微分方程式을 利用한 外部 電磁波에 의한 傳送線路 結合解析

(The Coupling Analysis of Electromagnetic Wave to Transmission Line using Nonhomogeneous Differential Equations)

李 起 哲* · 明 聖 鎬**

(Ki-Chul Lee · Sung-Ho Myung)

要 約

본 연구의 목적은 특성임피던스가 서로 다른 선로가 상호접속되어 있을 때, 외부전자파에 의해 전송선로에 유기되는 전류를 해석하기 위한 효과적인 방법을 제안하는 데 있다. 이것은 전송선로 해석을 위해 비동차 미분방정식을 상태변수법으로 풀이하는 과정에서 얻어지는 천이행렬의 특성을 이용한 것으로 전송선로 모델의 1차측과 2차측을 상호 변환시킬 수 있는 새로운 전환기법이다. 이 방법을 이용하여 완전도체평면 위의 전송선로모델에 대한 유기전력의 특성을 시뮬레이션 결과를 통해 평가하였다.

Abstract

This paper presents an efficient method to estimate the induced current by the external electromagnetic wave when the line system is composed of cascaded transmission lines. To solve this phenomena, we apply the state variable method to the nonhomogeneous differential equation. This new method is the way of transferring the sources at a different point by the Characteristics of the transition matrix. Using this method, we investigate the characteristics of the induced power of the transmission line above the perfectly conducting ground plane.

1. 서 론

외부전자파에 의한 전송선로 유기전류를 구하는 문제는 현재 EMC/EMI 분야에 있어 중요한 관심사 중의 하나이다. 이의 해석으로 종래에는 전압 V 와 전류 I 에 관한 동차 미분방정식으로 표현하여 여기

에 등가원이 경계치 조건으로 포함되는 방법으로 구하였다.^{[1],[2]} 그러나 이러한 방법은 실제 적용이 난점이 많아 요즘에는 선로 유기전류 등가원을 forcing terms으로 주는 비동차 미분방정식으로 해석하는 방법을 주로 사용하고 있다.^[3] 본 연구에서도 후자의 방법을 이용하여 첫째로, 미분방정식을 상태함수로 표현하는 과정에서 얻어지는 등가회로를 이상적인 등가원이 포함된 4단자회로망으로 취급하여 유기전류를 구하였다. 둘째로, 선로의 4단자정수로 표현되는 transition matrix 특성에 의해 전송선로모

* 正會員, 韓國電氣研究所 電氣環境研究室長.

** 正會員, 韓國電氣研究所 電氣環境研究室, 先任研究員.

델의 1차측과 2차측이 간단히 converting될 수 있는 점을 이용하여 특성임피던스가 서로 다른 선로의 결합유기 전류를 해석하였다. 셋째로, 본 연구에서 구한 결과를 이용하여 완전평면도체위에 놓여있는 전송선로를 모델로 각종 parameter 변화에 따른 유기 전류를 시뮬레이션 결과를 통해 평가하여 보았다.

2. 선로방정식

다음 그림 1은 $\rho=1$ 인 금속평면위에 직경 d인 전송 선로가 높이 h로 놓여있는 것을 나타낸 것이다.

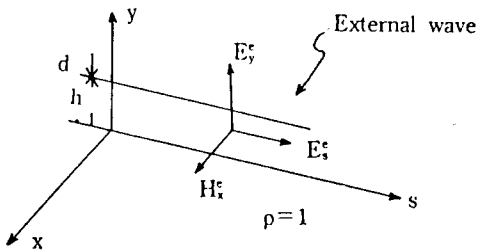


그림 1. 완전도체($\rho=1$) 위의 전송선로
Fig 1. Externally excited transmission line above the perfectly conducting ground plane

여기에 외부 평면전자파에 의해 선로에 유기전류가 흐르게 되는데 이러한 경우에 해석은 전압 V와 전류 I에 관한 다음과 같은 비동차 미분방정식으로 표현할 수 있다.^{[3][4]}

$$-\frac{d}{ds} V = j\omega LI + V_f \dots\dots\dots (1a)$$

$$-\frac{d}{ds} I = j\omega CV + I_f \dots\dots\dots (1b)$$

여기서 forcing terms V_f 와 I_f 는 다음과 같이 표현된다.^[4]

$$\begin{aligned} V_f &= -j\omega \int_0^h B_s^e(s, y) dy \\ &= E_s^e(s, 0) - E_s^e(s, h) + \frac{d}{ds} \int_0^h E_y^e(s, y) dy \end{aligned} \dots\dots\dots (2a)$$

$$I_f = j\omega C \int_0^h E_y^e(s, y) dy \dots\dots\dots (2b)$$

식(1a)와 (1b)를 상태변수에 의한 matrix형태로 표시하면 (3a)~(3d)와 같고 그 해는 식(4)와 같이 나타내어진다.

$$\frac{d}{ds} X(s) = AX(s) + f(s) \dots\dots\dots (3a)$$

$$X(s) = \begin{bmatrix} V(s) \\ I(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3b)$$

$$A = - \begin{bmatrix} 0 & j\omega L \\ j\omega C & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3c)$$

$$f(s) = - \begin{bmatrix} V_f(s) \\ I_f(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3d)$$

$$X(S) = \phi(s-s_0)X(s_0) + \int_{s_0}^s \phi(s-\tau)f(\tau)d\tau \dots\dots\dots (4)$$

여기에서 S_0 와 S 는 선로의 시작점과 종단점이며 state transition matrix ϕ 는 식(5)를 이용하여 식(6)과 같이 구해진다.

$$\phi(\tau) = \mathcal{L}^{-1}[(SI - A)^{-1}] \dots\dots\dots (5)$$

$$\phi(\tau) = \begin{bmatrix} \cos\beta\tau & -jZ_0\sin\beta\tau \\ -j\frac{1}{Z_0}\sin\beta\tau & \cos\beta\tau \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad Z_0 = \sqrt{L/C}$$

한편 식(4)와 같이 표현될 수 있는 등가회로를 고찰하면 종단 S점에 전압원과 전류원이 집중되어 있는 그림 2와 같이 나타내짐을 알 수 있다.

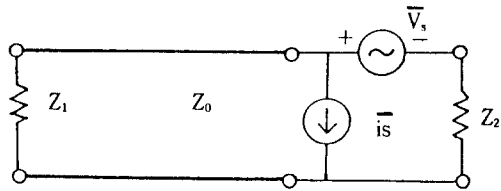


그림 2. 식 (4)에 대한 등가회로
Fig 2. Equivalent circuit for equation (4)

여기에서 또한 식(4)를 $\phi(S-S_0) \cdot \phi^{-1}(S-S_0) = 1$ 를 이용하여 달리 표현하면 식(7)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} X(s) &= \phi(s-s_0)\{X(s_0) \\ &\quad + \int_{s_0}^s \phi^{-1}(s-\tau)\phi(s-\tau)f(\tau)d\tau\} \\ &= \phi(s-s_0)\{X(s_0) \\ &\quad + \int_{s_0}^s \phi(s_0-\tau)f(\tau)d\tau\} \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

앞에서와 마찬가지로 식(7)을 등가회로로 나타내면 S_0 점에 등가원이 집중된 그림 3과 같이 표현될 수 있다.

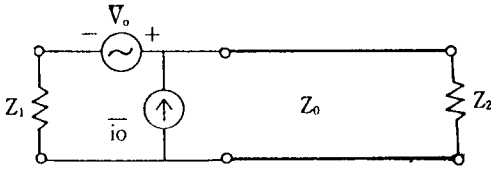


그림 3. 식 (7)에 대한 등가회로
Fig 3. Equivalent circuit for equation (7)

3. 평면전자파에 의한 유기전류

외부 전자파에 의해 유기되는 전류를 그림 4와 같은 모델에서 고찰하여 본다.

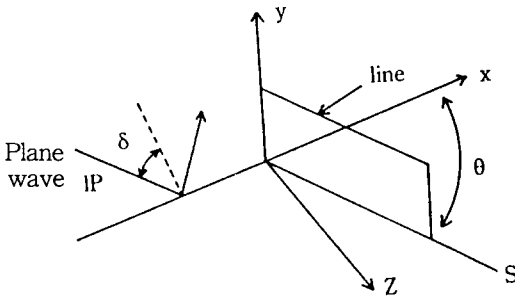


그림 4. 전송 선로 모델
Fig 4. Coordinates of transmission line model

여기에서 poynting vector P는 X-Y 평면에 평행이고 incident 각도가 δ일때 선로와 결합하는 외부입사전계는 직접파와 ρ=1인 금속평면에서 반사되는 반사파와의 합인 식(8)과 같이 주어진다.^[1]

$$E_y^e(y) = E_0 \sin \delta (e^{-j\beta y \cos \delta} + e^{j\beta y \cos \delta}) \dots \dots \dots (8)$$

$$= 2E_0 \sin \delta \cos(\beta y \cos \delta)$$

S=0인 점을 위상기준으로 보면 S점에서는 다음 식(9)와 같이 나타내진다.

$$E_y^e(s, y) = 2E_0 \sin \delta \cos(\beta y \cos \delta) e^{-j\beta \cos \theta \cdot \sin \delta \cdot s} \dots \dots \dots (9)$$

마찬가지 방법으로 $E_s^e(s, y)$ 를 구하면 식(10)과 같이 표현된다.

$$E_s^e(s, y) = 2jE_0 \cos \theta \cdot \cos \delta \cdot \sin(\beta y \cos \delta) e^{-j\beta \cos \theta \cdot \sin \delta \cdot s} \dots \dots \dots (10)$$

다음은 실제적인 양단의 유기전류를 구하기 위하여 그림 3을 4단자회로망으로 표시하면 그림 5와 같이 된다.

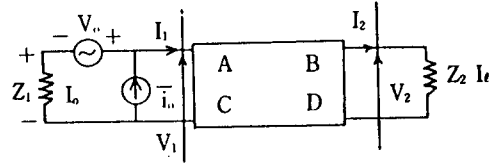


그림 5. S0점에 등가원이 있을 때 4단자 회로망
Fig 5. Four-terminal network (Equivalent source at point S0)

여기에서 회로방정식을 세우면 다음과 같다.

$$V_1 = I_0 Z_1 + \bar{V}_0 \dots \dots \dots (11a)$$

$$I_1 = -I_0 + \bar{I}_0 \dots \dots \dots (11b)$$

$$V_2 = I_1 Z_2 \dots \dots \dots (11c)$$

$$I_2 = I_1 \dots \dots \dots (11d)$$

위 (11a)~(11d)를 풀면 종단점 S에 흐르는 전류 I1이 다음 식(12)와 같이 나타내어진다.

$$I_1 = \bar{V}_0 + Z_1 \bar{I}_0 / AZ_2 + B + CZ_1 Z_2 + DZ_1 \dots \dots \dots (12)$$

마찬가지 방법으로 그림 2를 4단자회로망으로 표현하여 전류 I0를 구하면 다음과 같이 표현된다.

$$I_0 = -\bar{V}_s + Z_2 \bar{I}_s / AZ_2 + B + CZ_1 Z_2 + DZ_1 \dots \dots \dots (13)$$

따라서 (12)와 (13)에서 알 수 있는 바와 같이 $\bar{V}_0, \bar{I}_0, \bar{V}_s, \bar{I}_s$ 를 구하여 I0와 I1을 얻을 수 있다.

4. 선로접속해석

앞의 2와 3에서는 전송선로가 일정한 경우를 고찰 하였으나 실제로는 선로의 형태가 다른 것이 서로 결합되어 있고 분지선도 파생되는 등 복잡한 양상을 띄우고 있다. 이러한 경우 결합패턴을 구하는 것의 일환으로 여기에서는 특성임피던스가 서로 다른 선로가 연결되어 있을 때 앞의 그림 2와 그림 3과 같은

등가회로를 이용한 회로해석적인 방법으로 분석하여 본다. 식(4)에서 초기치 조건을 0이라고 하면

$$X(S) = \int_{s_0}^{\infty} \phi(s-\tau) f(\tau) d\tau \dots \dots \dots (14)$$

식(2)~(6)을 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$X(S) = \int_{s_0}^{\infty} \begin{bmatrix} \cos\beta(\tau-s), jZ_0 \sin\beta(\tau-s) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\beta(\tau-s), \cos\beta(\tau-s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s^e(s,0) - E_s^e(s,h) \\ + \frac{d}{ds} \int_0^h E_y^e(s,y) dy \\ j\omega C \int_0^h E_y^e(s,y) dy \end{bmatrix} \cdot d\tau \quad (15)$$

이것을 풀면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_o \\ \bar{I}_o \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} \cos\beta(s-\tau) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\beta(s-\tau) \end{bmatrix} \cdot \int_0^h E_y^e(z,y) dy \right\}_{\tau=S_0}^{\tau=S} + \int_{s_0}^s \begin{bmatrix} \cos\beta(s-\tau) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\beta(s-\tau) \end{bmatrix} \cdot \left\{ E_s^e(\tau,0) - E_s^e(\tau,h) \right\} d\tau \quad (16)$$

한편, 식(7)을 초기치 조건을 0이라고 하고 풀면

$$X(S) = \phi(s-s_0) \int_{s_0}^{\infty} \phi(s_0-\tau) f(\tau) d\tau \quad (17)$$

이 된다. 따라서 식(17)은 식(18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$X(S) = \phi(s-s_0) \int_{s_0}^{\infty} \begin{bmatrix} \cos\beta(\tau-s_0) jZ_0 \sin\beta(\tau-s_0) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\beta(\tau-s_0) \cos\beta(\tau-s_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s^e(s,0) - E_s^e(s,h) + \frac{d}{ds} \int_0^h E_y^e(s,y) dy \\ j\omega C \int_0^h E_y^e(s,y) dy \end{bmatrix} d\tau \quad \dots \dots \dots (18)$$

식(18)을 풀어 식(16)과 비교하면 식(19)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_s \\ \bar{I}_s \end{bmatrix} = -\phi(S-S_0) \begin{bmatrix} \bar{V}_o \\ \bar{I}_o \end{bmatrix} \quad (19)$$

$S-S_0=l$ 이라 하고 그 구간의 전송선로 transition matrix를 ϕ_l 이라 할때 식(19)는 식(20)과 같이 나타내어진다.

$$-\begin{bmatrix} \bar{V}_s \\ \bar{I}_s \end{bmatrix} = \phi_l(l) \begin{bmatrix} \bar{V}_o \\ \bar{I}_o \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (20)$$

다음은 그림 6과 같은 선로 접속모델을 고찰하여 본다.

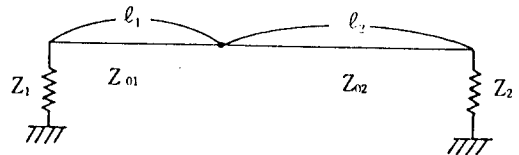


그림 6. 특성피임던스가 서로 다른 선로 접속모델
Fig 6. Cascade line model (Different characteristic impedance)

위와 같이 특성임피던스가 Z_{01}, Z_{02} 인 길이 l_1, l_2 의 전송선로가 양단 임피던스 Z_1 과 Z_2 로써 결합되어 있을 때 유기전류를 앞에서 구한 결과를 가지고 구하여 본다. 먼저 이 모델에 대한 등가회로를 그림 3과 같이 등가원이 좌측에 있을 때처럼 적용하면 그림 7과 같이 나타낼 수 있다.

그림 7의 회로에서 식(20)을 사용하여 Z_1 측에서 환산하면 다음과 같다.

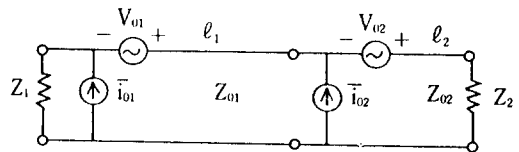


그림 7. 등가원이 좌측에 있을 때 등가회로
Fig 7. Equivalent Circuit (Equivalent Source at left side)

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_o \\ \bar{I}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_{o1} \\ \bar{I}_{o1} \end{bmatrix} + \phi_{l_1}^{-1}(l_1) \begin{bmatrix} \bar{V}_{o2} \\ \bar{I}_{o2} \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (21)$$

마찬가지 방법으로 그림 6을 그림 2와 같은 등가회로로 표현하고 그때의 l_1 과 l_2 에 유기되는 전압원, 전류원을 $\bar{V}_{s1}, \bar{I}_{s1}, \bar{V}_{s2}, \bar{I}_{s2}$ 라 하면 Z_1 측으로 환산된

\bar{V}_s, \bar{i}_s 는 식(21)과 같은 matrix 형태인 식(22)처럼 나타내진다.

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_s \\ \bar{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_{s1} \\ \bar{i}_{s1} \end{bmatrix} + \phi_{l_2}(l_2) \begin{bmatrix} \bar{V}_{s2} \\ \bar{i}_{s2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (22)$$

한편 식(12)와 식(13)을 이용하여 I_0, I_1 을 구할 때 A, B, C, D는 식(23)과 같은 4단자 정수결합을 사용한다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{l_1} & B_{l_1} \\ C_{l_1} & D_{l_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{l_2} & B_{l_2} \\ C_{l_2} & D_{l_2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (23)$$

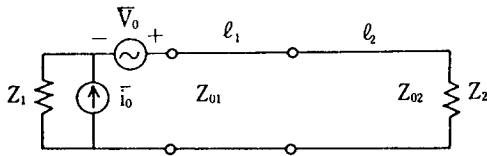


그림 8. Z_1 측으로 환산한 등가회로
Fig 8. Equivalent Source at Z_1 side

5. 해석 예

지금까지 구한 결과를 이용하여 외부 전자파에 의한 결합 유기전류를 그림 4와 같은 전송선로 모델에서 구하여 본다.

5-1. 전송선로가 일정한 경우

다음과 같은 선로 조건에서 유기전류를 해석한다.

- a. 전송 선로직경 : 0.5 mm
- b. 양단임피던스 : $Z_1=Z_2=50 \Omega$
- c. 입사각도 : $\delta=45^\circ$
- d. 외부전자파 주파수 : $f=1 \text{ GHz}$
- e. 선로길이 : $l=15 \text{ cm}$
- f. 전송선로 높이 : $h=0.3 \text{ mm}$
- g. 외부전자파 세기 : $E_0=1 \text{ V/m}$

초기치 조건을 0으로 하고 식(4)와 식(7)에서 $\bar{V}_s, \bar{i}_s, \bar{V}_0, \bar{i}_0$ 를 구하여 식(12)~(13)으로부터 I_0 및 I_1 을 얻는다. 위 조건으로, Z_1 에 유기되는 전력을 θ 변화에 따른 값으로 구한 결과를 그린 것이 그림 9이며 유기전력은 $P_1=I_0^2 Z_1$ 이다.

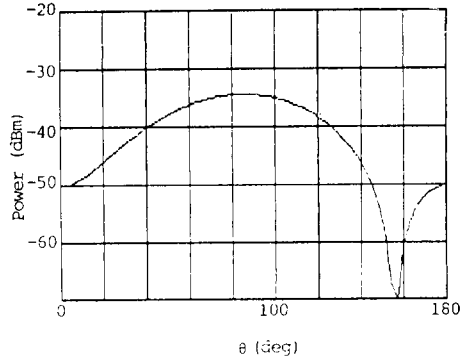


그림 9. θ 에 따른 Z_1 에 유기되는 전력($l=15\text{cm}$)
Fig 9. Characteristic of the induced power for $l=15\text{cm}$

앞의 조건에서 선로길이 l 을 변화시켰을 때 결합 전력을 구한 결과가 그림 10이며 선로높이 h 에 따른 결합전력값이 그림 11이다. 또한 외부 주파수를 변화시켰을 때 결합전력값이 그림 12이며 그림 13부터 그림 15까지는 양단 임피던스의 차에 따른 결합전력을 나타낸 것이다.

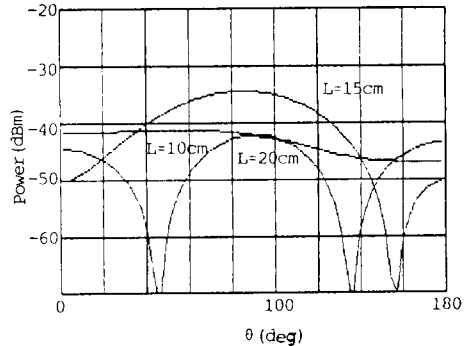


그림 10. 선로길이 l 의 변화에 따른 유기 결합 전력
Fig 10. Characteristic of the induced power for variable line length

여기에서 그림 13은 1차측 임피던스가 높은 경우 ($Z_1=10^5 \Omega, Z_2=1 \Omega$)이고, 그림 14는 2차측 임피던스가 높은 경우($Z_1=1 \Omega, Z_2=10^5 \Omega$)이며, 그림 15는 임피던스 매칭이 이루어진 경우($Z_1=Z_2=Z_0$)이다.

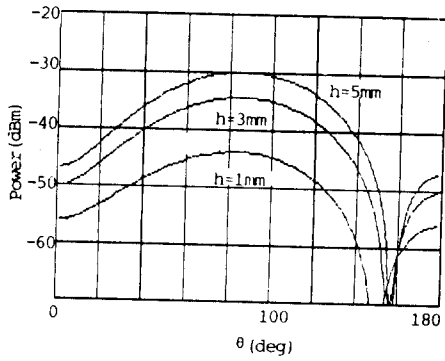


그림 11. 선로높이 h의 변화에 따른 유기 결합 전력
Fig 11. Characteristic of the induced power for variable line height

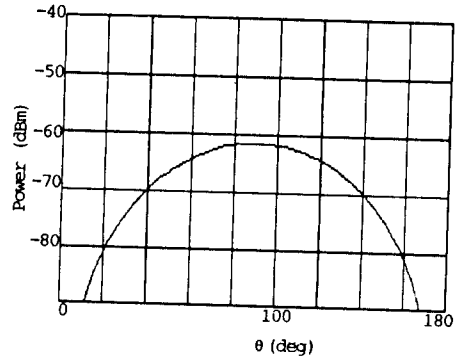


그림 14. 1차측 임피던스가 높은 경우 유기 결합 전력
Fig 14. Characteristic of the induced power in case of $Z_1 \gg Z_2$

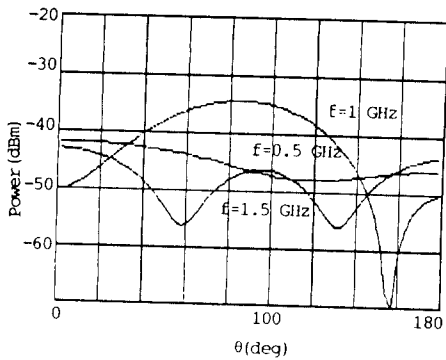


그림 12. 외부주파수 f의 변화에 따른 유기 결합 전력
Fig 12. Characteristic of the induced power for variable external frequency

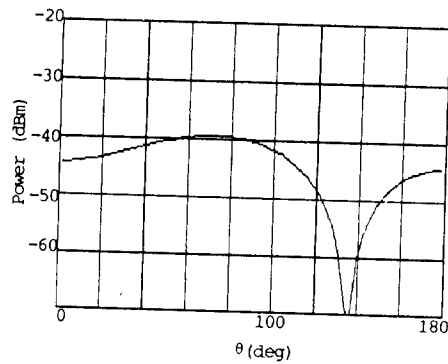


그림 15. 임피던스 매칭이 이루어진 경우 ($Z_0=Z_1=Z_2$)
Fig 15. Characteristic of the induced power in case

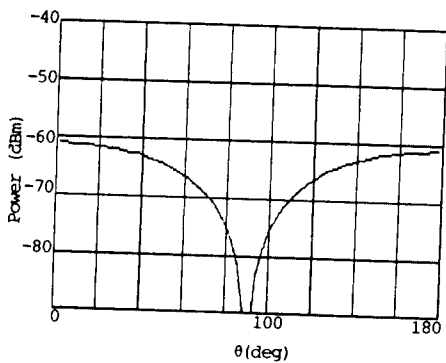


그림 13. 2차측 임피던스가 높은 경우 유기 결합 전력
Fig 13. Characteristic of the induced power in case of $Z_1 \ll Z_2$

5-2. 특성임피던스가 다른 2개의 선로가 결합된 경우

앞의 5-1과 같은 조건에서 $l_1 = l_2 = 7.5$ cm일 때 Z_{01} 과 Z_{02} 의 비에 따른 결합율을 구하여 본다. 먼저 Z_{02} 가 Z_{01} 의 1.1배, 1.3배, 1.5배인 경우의 특성임피던스를 가질 때 결합전력을 그림 16에 나타내었으며 Z_{02} 가 Z_{01} 의 1/1.1배, 1/1.3배, 1/1.5배인 경우의 결합전력을 그림 17에 나타내었다.

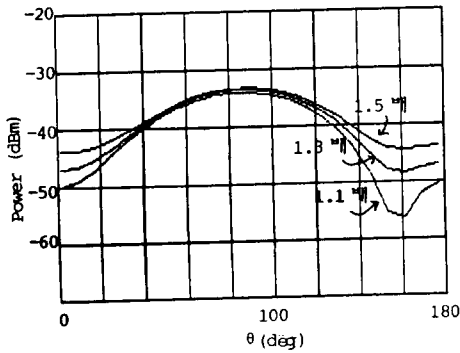


그림 16. $l_1 = l_2 = 7.5\text{cm}$ 이고 Z_{02}/Z_{01} 에 따른 유기 결합 전력
 Fig 16. Characteristic of the induced power in case of Z_{02}/Z_{01} ($l_1 = l_2 = 7.5\text{cm}$)

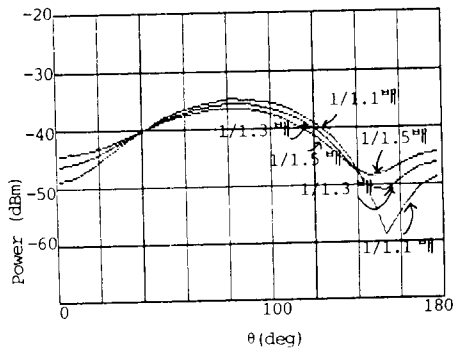


그림 17. $l_1 = l_2 = 7.5\text{cm}$ 이고 Z_{02}/Z_{01} 에 따른 유기 결합 전력
 Fig 17. Characteristic of the induced power for the ratio of Z_{02}/Z_{01} ($l_1 = l_2 = 7.5\text{cm}$)

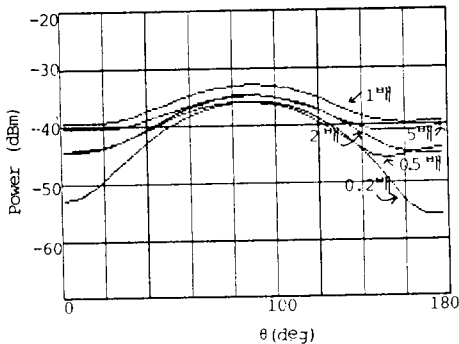


그림 18. $Z_{02} = 2 \cdot Z_{01}$ 이고 l_1/l_2 ($l_1 + l_2 = 15\text{cm}$) 유기 결합 전력
 Fig 18. Characteristic of the induced power in case of $Z_{02} = 2 \cdot Z_{01}$ and the ratio of l_1/l_2 ($l_1 + l_2 = 15\text{cm}$)

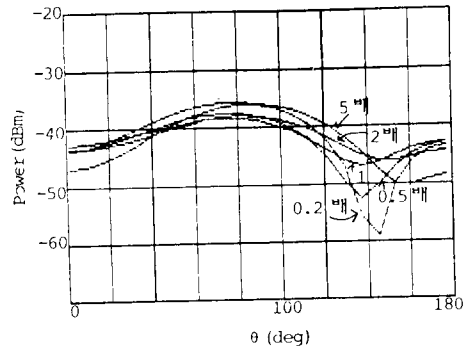


그림 19. $Z_{02} = 1/2 Z_{01}$ 이고 l_1/l_2 ($l_1 + l_2 = 15\text{cm}$)에 따른 유기 결합 전력
 Fig 18. Characteristic of the induced power in case of $Z_{02} = 1/2 Z_{01}$ and the ratio of l_1/l_2 ($l_1 + l_2 = 15\text{cm}$)

다음으로는 $Z_{02} = 2Z_{01}$, $Z_{02} = \frac{1}{2} Z_{01}$ 일때, l_1 과 l_2 길이의 변화에 따른 유기 결합전력을 그림 18과 그림 19에 나타내었다.

6. 결 론

회로개념을 이용한 4단자 회로망으로 취급하여 해를 구한 결합 유기전류 해석은 종래의 동차 미분 방정식으로 해석했던 것보다 간편하고 이해가 더 확실함을 알 수 있었다. 본 연구에서 도출된 성임피던스가 서로 다른 선로 접속시 결합 유기전류 해석은 앞으로 분지선이 포함된 복잡한 전송선로를 해석하는데 중요한 디딤돌이 될 것이다.

그리고 본 연구 결과에서 얻어진 방법으로 해석한 선로 결합 패턴을 요약하면 다음과 같다.

(a) 외부 주파수와 선로 길이가 결합 특성에 가장 중요한 요인이며

$$l = \frac{\lambda}{2}, \theta = \frac{\pi}{2} \text{ 일때 최대 결합을 보였다.}$$

(b) 선로 높이 h에 따른 결합 특성 패턴은 그 형태는 변하지 않고 결합율만 바뀌었다. $h(\lambda)$ 의 조건에서 h의 증가에 따라 결합율이 증가하였는데 본 연구의 조건에서는 $h = 1\text{mm}$ 에서 $h = 3\text{mm}$ 로 변화하였을 때 10 dBm 정도 증가하였다.

(c) 1차측에서 유기 전력값은 2차측이 1차측에 비해 임피던스가 높은 경우

$\theta = \frac{\pi}{2}$ 에서 최소가 되며 이를 경계로 한 대칭 형태이

나 1차측이 높은 경우에는 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 에서 최대가 되었다.

(d) 특성임피던스가 서로 다른 선로 접속시에 1차측에서 유기 결합 전력을 구하면 대략 다음과 같은 관계가 성립되었다.

$$\text{결합율} = k \cdot Z_{02} / Z_{01} \quad (k \text{는 상수})$$

또한 결합 선로간의 임피던스 차가 클수록 각 θ 에 관계없이 일정한 직선 형태를 보였다.

(e) 서로 다른 특성임피던스를 갖는 선로 결합시에 $l_1 = l_2$ 일때 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 에서 결합율이 최대였고, 1차측에서의 유기 결합전력은 l_1 이 l_2 에 비해 작을 때 결합 곡선 변화가 큼을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Albert A. Smith, J.R. "Coupling of external

electromagnetic fields to transmission lines", Interference Control Technologies, Inc. 1987.

[2] 명성호, 이기철, "외부전자파와 전송선로 결합해석 연구", 88 대한전기학회 추계 학술대회 논문집, pp.302~305, 1988.

[3] K.S.H. Lee, "Two Parallel terminated conductors in external fields", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility Vol. EMC-20, No. 2, pp.288~296, May 1978.

[4] C.R. Paul and R.T. Abraham, "Coupling of electromagnetic fields to transmission lines", in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp.164~170, 1981.

[5] C.D. Taylor, R.S. Satterwhitt and C.W. Harrison, Jr., "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a non-uniform electromagnetic field", IEEE Trans on Antennas and Propagation Vol. AP-13, No. 4, pp.987~989, Non 1965.