
 論 文

외부 평면파에 의해 유기되는 연쇄 접속 전송 선로의 부하전류 해석

正會員 朴 榮 泰* 正會員 李 相 高*

An Analysis of Load Current for Cascaded Transmission Line Excited by External Plane Wave

Young Tae PARK*, Sang Seol LEE* *Regular Members*

要 約 외부 평면파에 의해 유기되는 단일 전송선로의 EMI(Electromagnetic Interference) 전류에 관한 Smith의 해석법을 이용하여 연쇄 접속된 전송선로의 부하 EMI전류를 구한다.

동일한 특성 임피던스를 갖는 선로가 연쇄 접속 되었다는 가정하에 수치계산을 하여 Smith의 연구 결과와 비교한 결과 두 결과가 잘 일치함을 확인하였으며, 선로의 폭과 길이가 각각 1/10로 줄어들면 부하 EMI 전류는 약 40dB 정도 감소함을 알 수 있었다.

ABSTRACT This paper presents the formulas for load currents of a cascaded transmission line excited by external plane wave using Smith's method for EMI currents of a single transmission line.

Calculating under the condition that the lines having same characteristic impedance are cascaded, numerical results of this study are well agreed with those of Smith and show the fact that as the width and length of the line reduced to 1/10 respectively, the load-EMI currents decrease by about 40dB.

I. 서 론

공간에는 자연적으로 또는 인위적으로 발생된 많은 전자파가 존재하는데 자연적으로 발생하는

전자파는 주로 번개나 태양의 흑점폭발등에 의해 생성되며, 인위적인 것은 주로 통신용 안테나, 전송선로 및 기계식 접점등에서 발생하는 전기적인 아아크(arc)등에 의해 생성된다. 이들중 일부는 특정한 전자 장비들에게 전자기 간섭(EMI)을 일으키는데 이러한 경우 통신선로에는 잡음(noise)을 일으키고 디지털 회로에는 오류(error)를 유발시켜 통신의 혼란이나 전자장비 자체에

*漢陽大學校 電子通信工學科
Dept. of Electronic Communication Engineering
Han Yang University
論文番號 : 90-24 (接受 1990. 1. 19)

심각한 손상을 가할 수도 있다. 이러한 전자파의 간섭 현상을 복사성 EMI(radiated Electromagnetic Interference)라고 하는데,⁽¹⁾ 본 연구에서는 복사성 EMI에 의해 연쇄 접속된 전송선로에 발생하는 부하 EMI전류를 해석한다.

외부 전자파가 전송선로에 입사하면 선로에는 전자기 간섭에 의한 잡음전류가 유기되는데, 이에 관한 해석은 일찌기 여러 사람들에 의해 연구된바 있다. A.A.Smith, E.M.Tesche등은 2-도체 전송선로에 대하여,⁽²⁻⁴⁾ Tom K. Liu는 다중도체 전송선로의 경우에 대하여 연구하였으며⁽⁵⁾, Han Fang와 Gao Yougang등은 지하에 매설된 다중도체 전송선로에 관한 연구를 하였다.⁽⁶⁾ 그러나 이들의 연구는 모두 단일 전송선로에 한정되어 있으며 연쇄 접속된 선로의 EMI에 관한 해석은 아직 이루어진 적이 없다.

본 연구에서는 단일 전송선로에 대한 Smith의 연구 결과를 이용하여 연쇄 접속된 2-도체 전송선로의 부하측 EMI전류를 해석한다. 결과의 타당성을 입증하기 위해 연쇄 접속단수가 2,3,4인 경우에 동일한 전송선로가 연쇄 접속된 경우로 가정하여 부하측 EMI전류를 계산하고, 이들 총 길이와 동일한 길이를 갖는 단일 전송선로에 대하여 Smith의 방법으로 계산한 후 두 결과가 일치함을 보였다.

수치계산에 이용된 선로는 자유공간 내의 무손실, 등간격 2-도체 전송선로가 연쇄 접속된 경우이다.

II. 외부 평면파에 의해 유기되는 단일 전송선로의 부하전류

그림 1은 자유공간 내에서 특성 임피던스가 Z_0 인 무손실 2-도체 전송선로에 외부 평면파가 입사하는 모양을 나타낸 것이다.

외부 평면파에 의해 부하측에 유도되는 잡음전류 I_L 은 선로의 양 종단과 상하 도체에 유기되는 전압에 의해 생성된다.

송·수전단에 유기되는 전압을 각각 V_{g1}, V_{g2} 라 하면 이들은 입사파의 E_x 성분만에 의해서만 발생되므로,

$$V_{g1} = \int_0^b E_x^i(x,0,0) dx \quad (1)$$

$$V_{g2} = \int_0^b E_x^i(x,0,l) dx \quad (2)$$

이 되고, 이들 전압에 의해 부하측에 발생하는 전류를 각각 I_{T1}, I_{T2} 라 하면

$$I_{T1} = \frac{V_{g1}Z_0}{D} \quad (3)$$

$$I_{T2} = \frac{V_{g2}}{D} (Z_0 \cos\beta l + jZ_1 \sin\beta l) \quad (4)$$

이 된다⁽²⁾

또한 상하 도체에 유기되는 전압을 V_g 라 하면 V_g 는 입사파의 E_z 성분만에 의해서만 생성되므로

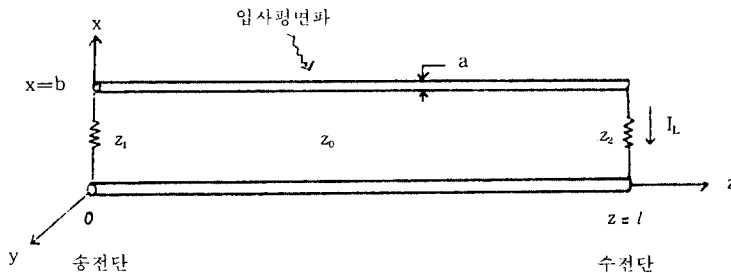


그림 1. 외부 평면파가 입사되는 2-도체 전송선로
External plane wave incident on a 2-conductor transmission line.

$$V_g = \int_0^l K(z) dz \quad (5)$$

이며 이 전압에 의해서 생성되는 부하전류 I_c 는

$$I_c = \frac{1}{D} \int_0^l K(z) (Z_0 \cos \beta z + jz \sin \beta z) dz \quad (6)$$

이 된다.⁽²⁾

그러므로 선로에 유기되는 총 부하전류 I_L 은 식(3), (4) 및 식(6)에 의하여 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} I_L &= I_{T1} + I_{T2} + I_c \\ &= \frac{1}{D} [V_{g1} Z_0 - V_{g2}' (Z_0 \cos \beta l + jZ_1 \sin \beta l)] \\ &\quad + \frac{1}{D} \int_0^l K(z) (z_0 \cos \beta z + jz \sin \beta z) dz \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

$$D = (Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2) \cos \beta l + j(Z_0^2 + Z_1 Z_2) \sin \beta l$$

$$K(z) = E_z'(b, 0, z) - E_z'(0, 0, z)$$

이며, $E_x(x, y, z)$, $E_z(x, y, z)$ 는 각각 (x, y, z) 점에서 입사전계의 x, z 방향성분을 나타낸다.

III. 연쇄 접속된 전송선로에 대한 해석

III-1. 2단 연쇄 접속 전송선로

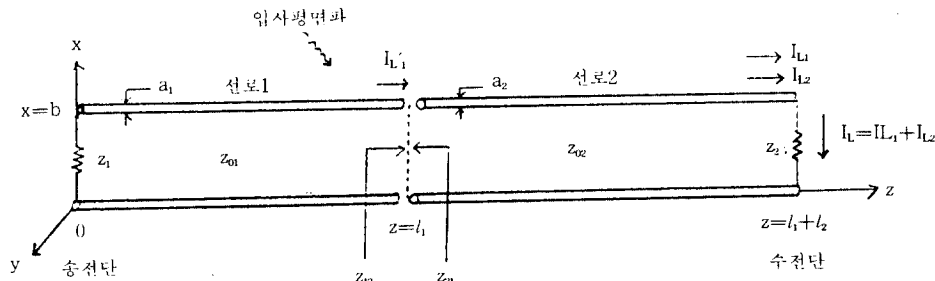


그림 2. 외부평면파가 입사되는 2단 연쇄접속 2-도체 전송선로
External plane wave incident on a 2-stage 2-conductor transmission line.

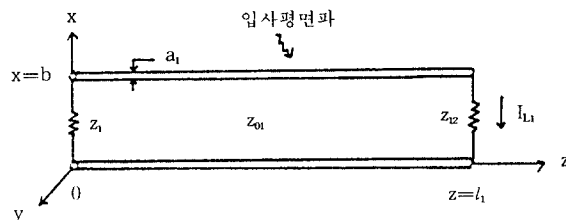


그림 3. 선로1에서 본 그림 2의 등가회로
Equivalent circuit of Fig. 2, considering right-hand circuit as a load.

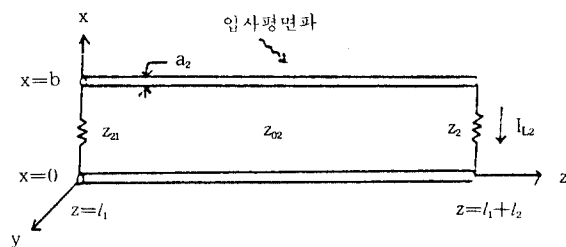


그림 4. 선로 2에서 본 그림 2의 등가회로
Equivalent circuit of Fig. 2 considering left-hand circuit as an input

그림 2는 서로 다른 두 전송선로가 2단 연쇄 접속된 경우이고, 그림 3과 그림 4는 각각 선로 1과 선로2에서 본 등가회로이다.

입사파에 의해, 선로1에서 유기되어 $Z=l_1$ 점에 흐르는 전류를 I_{L1}' 라 하면 I_{L1}' 는 송전단과 선로1의 상하 도체에 유기된 전압에 의해서만 생성되므로 식(3), (6)과 그림 3에 의하여

$$I_{L1}' = I_{T1} + I_{C1}$$

$$= \frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^l(x,0,0)dx + \frac{1}{D_1} \int_0^{l_1} K(z) (Z_{01} \cos \beta z + jZ_1 \sin \beta z) dz \quad (8)$$

이 되며 이 전류가 선로2를 통과하여 부하측 (\$Z_2\$)에 도달하였을 때를 \$I_{L1}\$이라하면

$$\begin{aligned} I_{L1} &= (\cos \beta l_2 - j \frac{Z_{12}}{Z_{02}} \sin \beta l_2) I_{L1}' \\ &= (\cos \beta l_2 - j \frac{Z_{12}}{Z_{02}} \sin \beta l_2) \\ &\quad \times [\frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^l(x,0,0)dx \\ &\quad + \frac{1}{D_1} \int_0^{l_1} K(z) (Z_{01} \cos \beta z + jZ_1 \sin \beta z) dz] \end{aligned} \quad (9)$$

이 된다.

또한 선로2에서 유기된 전압에 의해서 부하측 (\$Z_2\$)에 흐르는 전류를 \$I_{L2}\$라하면, \$I_{L2}\$는 선로2의 상하 도체와 수전단에 유기된 전압에 의해 생성되므로 식(4)와 식(6) 및 그림 4에 의하여 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} I_{L2} &= I_{T2} + I_{C2} \\ &= -\frac{1}{D_2} (Z_{02} \cos \beta l_2 + jZ_{21} \sin \beta l_2) \\ &\quad \int_0^b E_x^l(x,0,l_1+l_2) dx \\ &\quad + \frac{1}{D_2} \int_0^{l_2} K(z) (Z_{02} \cos \beta z + jZ_{21} \sin \beta z) dz \end{aligned} \quad (10)$$

여기서

$$D_1 = (Z_{01}Z_1 + Z_{01}Z_{12}) \cos \beta l_1 + j(Z_{01}^2 + Z_1Z_{12}) \sin \beta l_1$$

$$D_2 = (Z_{02}Z_{21} + Z_{02}Z_2) \cos \beta l_2 + j(Z_{02}^2 + Z_{21}Z_2) \sin \beta l_2$$

$$Z_{12} = Z_{02} \frac{Z_2 + jZ_{02} \tan \beta l_2}{Z_{02} + jZ_2 \tan \beta l_2}$$

$$Z_{21} = Z_{01} \frac{Z_1 + jZ_{01} \tan \beta l_1}{Z_{01} + jZ_1 \tan \beta l_1}$$

이며 \$I_{C1}\$과 \$I_{C2}\$는 각각 선로1과 선로2의 상하 도체에 유기된 전압에 의해 생성된 전류를 나타낸다. 그러므로 선로의 총 부하전류 \$I_L\$은 \$I_{L1}\$과 \$I_{L2}\$의 합이 되므로 식(9)과 식(10)에 의해서

$$\begin{aligned} I_L &= I_{L1} + I_{L2} \\ &= \cos \beta l_2 - j \frac{Z_{12}}{Z_{02}} \sin \beta l_2 \\ &\quad \times [\frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^l(x,0,0)dx + \frac{1}{D_1} \int_0^{l_1} K(z) (Z_{01} \cos \beta z + jZ_1 \sin \beta z) dz] \\ &\quad - \frac{1}{D_2} (Z_{02} \cos \beta l_2 + jZ_{21} \sin \beta l_2) \\ &\quad \int_0^b E_x^l(x,0,l_1+l_2) dx \\ &\quad + \frac{1}{D_2} \int_0^{l_2} K(z) (Z_{02} \cos \beta z + jZ_{21} \sin \beta z) dz \end{aligned} \quad (11)$$

이 된다.

III-2. n단 연쇄 접속 전송선로

그림 5는 특성 임피던스가 서로 다른 2-도체 전송선로가 n단 연쇄 접속된 것을 나타낸다. 입사 평면파에 의하여 선로 1,2,...,n에는 전압이 유기되며 각각의 전압에 의하여 부하측(\$Z_2\$)에 흐르는 전류를 \$I_{L1}, I_{L2}, \dots, I_{Ln}\$이라 하면, 이상의 결과들에 의해

$$\begin{aligned} I_{L1} &= [\frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^l(x,0,0)dx \\ &\quad + \frac{1}{D_1} \int_0^{l_1} K(z) (Z_{01} \cos \beta z + jZ_1 \sin \beta z) dz] \\ &\quad \times (\cos \beta l_2 - j \frac{Z_{12}}{Z_{02}} \sin \beta l_2) \times (\cos \beta l_3 - j \frac{Z_{23}}{Z_{03}} \sin \beta l_3) \dots \\ &\quad \times (\cos \beta l_n - j \frac{Z_{n-1,n}}{Z_{0n}} \sin \beta l_n) \\ &= [\frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^l(x,0,0)dx + I_{C1}] \prod_{l=2}^n L_l \end{aligned}$$

$$I_{L2} = I_{C2} \prod_{l=2}^n L_l \quad (13)$$

$$I_{Ln-1} = I_{Cn-1} \prod_{l=n}^n L_l \quad (14)$$

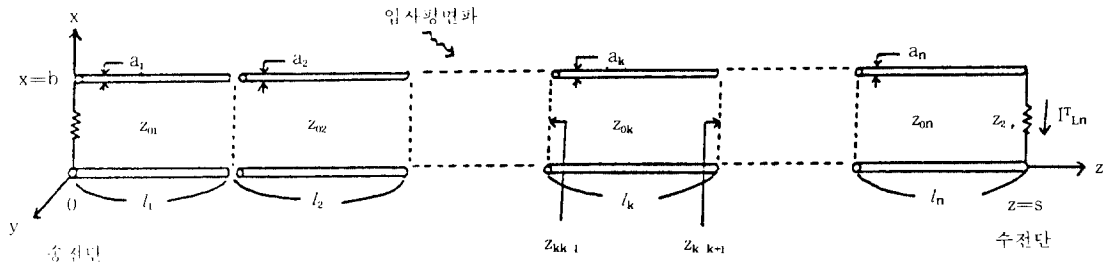


그림 5. n단 연쇄 접속 2-도체 전송 선로에 입사되는 외부 평면파
External plane wave incident on n-stage 2-conductor transmission line.

$$I_{Ln} = I_{cn} - \frac{1}{D_n} (Z_{0n} \cos \beta l_n + jZ_{nn-1} \sin \beta l_n)$$

$$\int_0^b E_x^l(x, 0, s) dx \quad (15)$$

이 되므로 n단 연쇄 접속된 전송선로의 총 부하 전류 I_{Ln}^T 은 다음과 같이 구해진다.

$$I_{Ln}^T = I_{L1} + I_{L2} + \dots + I_{Ln}$$

$$= \left[\frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^l(x, 0, 0) dx + I_{c1} \prod_{l=1}^n L_l + \prod_{k=2}^n I_{ck} \prod_{l=k+1}^n L_l \right]$$

$$+ \left[I_{cn} - \frac{1}{D_n} (Z_{0n} \cos \beta l_n + jZ_{nn-1} \sin \beta l_n) \right]$$

$$\int_0^b E_x^l(x, 0, s) dx \quad (16)$$

여기서

$$I_{ck} = \frac{1}{D_k} \int_0^{l_k} K(z) (Z_{0k} \cos \beta z + jZ_{kk-1} \sin \beta z) dz$$

$$D_k = (Z_{0k} Z_{kk-1} + Z_{0k} Z_{kk+1}) \cos \beta l_k + j(Z_{0k}^2 + Z_{kk-1} Z_{kk+1}) \sin \beta l_k$$

$$Z_{kk\pm 1} = Z_{0k\pm 1} \frac{Z_{k+1k\pm 2} + jZ_{0k\pm 1} \tan \beta l_{k\pm 1}}{Z_{0k\pm 1} + jZ_{k\pm 1k\pm 2} \tan \beta l_{k\pm 1}}$$

$$(k=1, 2, \dots, n)$$

$$Z_{10} = Z_1$$

$$Z_{nn+1} = Z_2$$

$$L_l = \cos \beta l_l - j \frac{Z_{l-1}}{Z_0} \sin \beta l_l$$

$$S = l_1 + l_2 + \dots + l_n \quad (l=2, 3, \dots, n)$$

이다.

IV. 수치 계산

IV-1. 입사전계가 종단과 평행한 경우

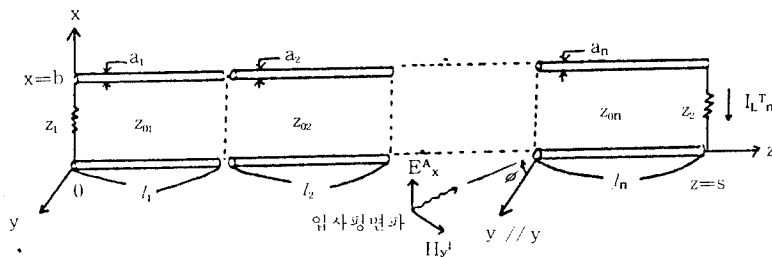


그림 6. y-축과 각도 ϕ 를 이루면서 입사되는 입사 전계 E_x^l
 E_x^l incident at angle ϕ with y-axis.

그림 6과 같이 입사파의 전계방향이 x축과 평행하고, y-z평면 상에서 y축과 입사각 ϕ 를 이루면서 선로에 입사하는 경우

$$E_z^i(x,0,0) = E_z^i(x,0,s) = 0 \quad (17)$$

이므로, $K(z) = 0$ 으로 되어 상하도체에는 전압이 유기되지 않는다. 따라서 부하 전류 I_{Ln}^T 은 식 (16)과 식(17)에 의하여 다음과 같다.

$$I_{Ln}^T = \left[\frac{Z_{01}b}{D_1} \int_0^b E_x^i(x,0,0)dx + I_{c1} \right] \prod_{l=1}^n L_l - \frac{1}{D_n} (Z_{0n} \cos \beta l_n + jZ_{nn-1} \sin \beta l_n) \int_0^b E_x^i(x,0,s)dx \quad (18)$$

입사전계의 위상 중심을 $z=0$ 으로 선택하면 $E_x^i(x,0,0) = E_x^i$
 $E_x^i(x,0,s) = E_x^i e^{-j\beta s \sin \phi}$
 라 놓을수 있으므로, 부하전류는 다음과 같이 쓸수 있다.

$$I_{Ln}^T = \frac{Z_{01}b}{D_1} E_x^i \prod_{l=1}^n L_l - \frac{bE_x^i}{2D_n} \{ (Z_{0n} - Z_{nn-1}) \cos[\beta s(1 + \sin \phi)] + (Z_{0n} + Z_{nn-1}) \cos[\beta s(1 - \sin \phi)] - j(Z_{0n} - Z_{nn-1}) \sin[\beta s(1 + \sin \phi)] + j(Z_{0n} + Z_{nn-1}) \sin[\beta s(1 - \sin \phi)] \}; \quad (20)$$

이를 위상중심에서의 입사전계 E_x^i 로 정규화하면

$$T(\omega) = \frac{I_{Ln}^T}{E_x^i} = \frac{Z_{01}b}{D_1} \prod_{l=1}^n L_l - \frac{b}{2D_n} \{ (Z_{0n} - Z_{nn-1}) \cos[\beta s(1 + \sin \phi)]$$

$$+ (Z_{0n} + Z_{nn-1}) \cos[\beta s(1 - \sin \phi)] - j(Z_{0n} - Z_{nn-1}) \sin[\beta s(1 + \sin \phi)] + j(Z_{0n} + Z_{nn-1}) \sin[\beta s(1 - \sin \phi)] \}; \quad (21)$$

이되며 여기서 $T(\omega)$ 를 주파수 영역 전달함수 (frequency-domain transfer function)라 한다. +z 방향으로 진행하는 ($\phi = 90^\circ$) 입사파에 대하여

$$T(\omega) = \frac{Z_{01}b}{D_1} \prod_{l=1}^n L_l - \frac{b}{2D_n} [(Z_{0n} - Z_{nn-1}) e^{j\beta s} + (Z_{0n} - Z_{nn-1})] \quad (22)$$

이 되고, -y방향으로 진행하는 ($\phi = 0^\circ$) 입사파에 대하여는

$$T(\omega) = \frac{Z_{01}b}{D_1} \prod_{l=1}^n L_l - \frac{b}{2D_n} [(Z_{0n} - Z_{nn-1}) e^{j\beta s} + (Z_{0n} - Z_{nn-1}) e^{j\beta s}] \quad (23)$$

이 된다.

그림 7-그림 10은 입사파의 주파수 변화에 따른 전달함수 $T(\omega)$ 를 dB로 나타낸 것으로 그림 7과 그림 8은 입사각 $\phi = 90^\circ$ 일때, 그림 9와 그림 10은 $\phi = 0^\circ$ 일때의 계산 결과이다.

그림 7과 그림 9의 계산에 사용된 선로는 길이가 10m, 간격이 1m, 선로의 직경이 1cm인 가상적인 2-도체 전송선로 이며 그림 8과 그림 10은 이들의 크기가 모두 1/10로 축소된 경우이다.

실선은 단일 전송선로에 관한 Smith의 연구결과이며, x표는 $n=2$ 일때, Δ 표는 $n=3$ 일때, \circ 표는 $n=4$ 일때 식(16)을 이용하여 계산한 결과이다. 이때 서로다른 길이의 동일한 특성 임피던스를 갖는 선로가 연쇄 접속된 것으로 가정하였으며 선로의 총 길이는 Smith의 계산에 이용된 단일선로와 같도록 하였는데 그림7~그림 10은

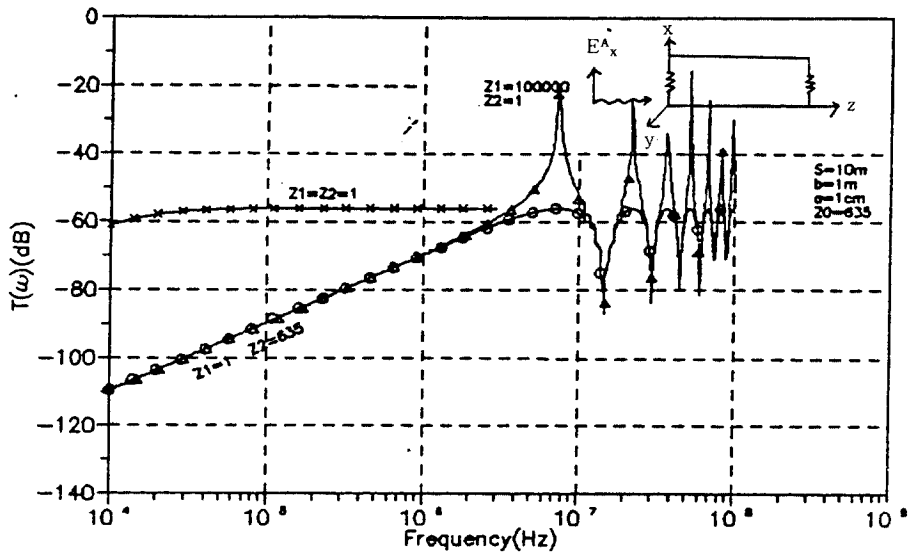


그림 7. E_x^1 에 의해 길이 10m 선로에 유기되는 부하전류 ($\phi=90^\circ$)
Load current for a 10-m-long line excited by E_x^1

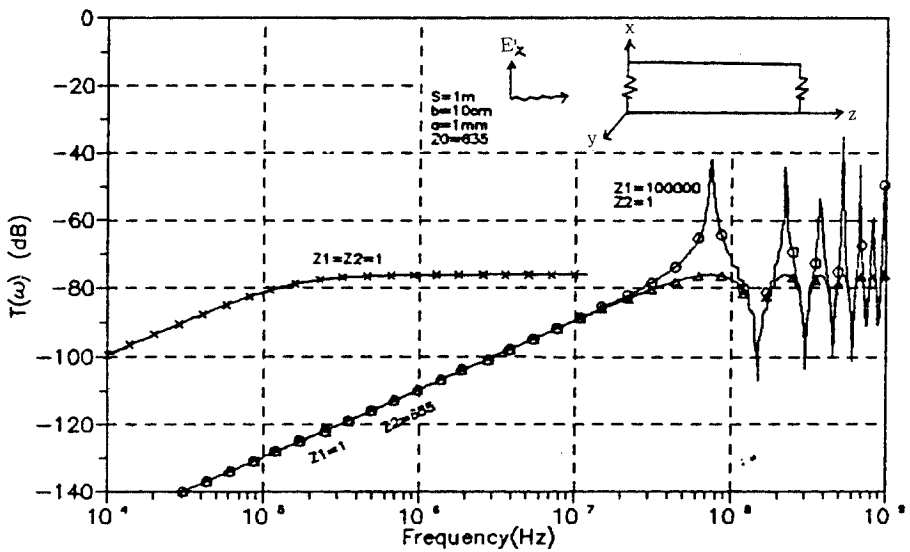


그림 8. E_x^1 에 의해 길이 1m 선로에 유기되는 부하전류 ($\phi=90^\circ$)
Load current for a 1-m-long line excited by E_x^1

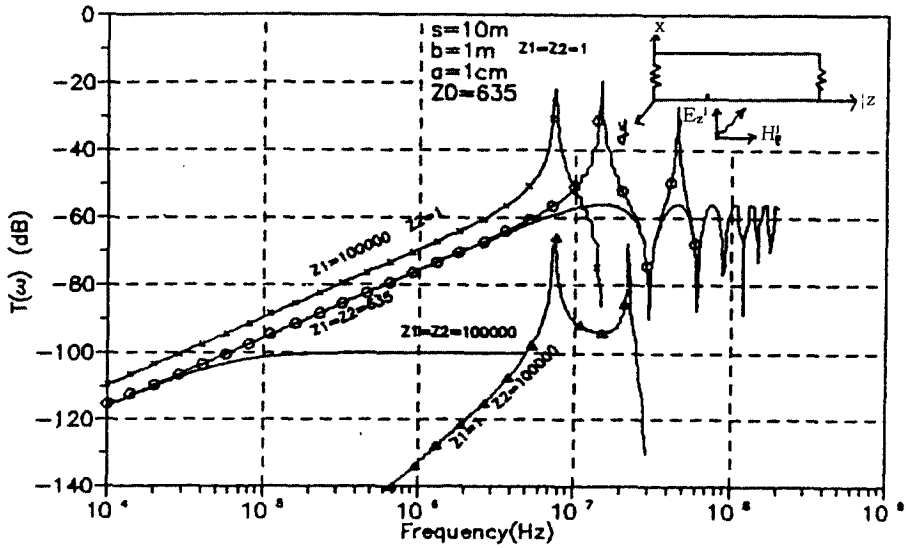


그림 9. E_x^1 에 의해 길이 10m 선로에 유기되는 부하 전류 ($\phi=0^\circ$)
Load current for a 10-m-long line excited by E_x^1

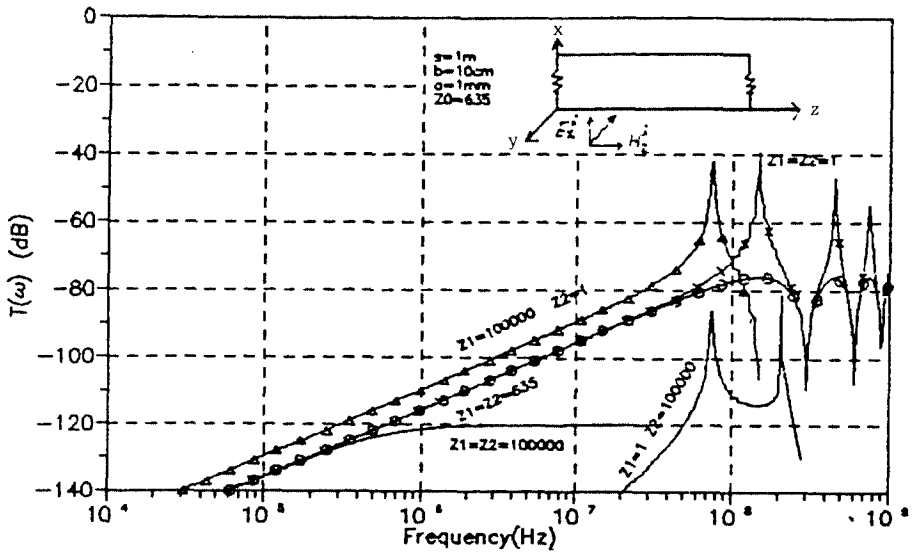


그림 10. E_x^1 에 의해 길이 1m 선로에 유기되는 부하전류 ($\phi=0^\circ$)
Load current for a 1-m-long line excited by E_x^1

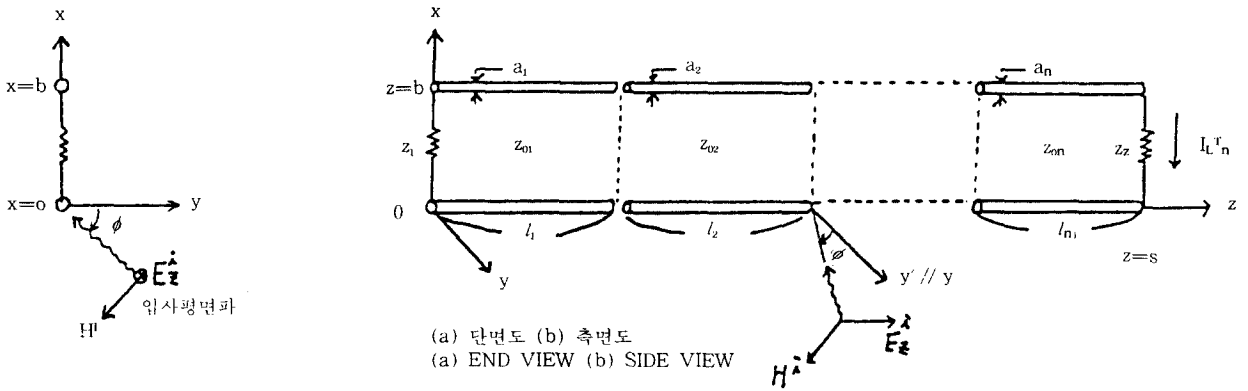


그림 11. y-축과 각도 ϕ 를 이루면서 입사되는 입사 전계 E_z^i
 E_z^i incident at angle ϕ with y-axis.

두 결과가 잘 일치함을 보여주고 있다.

또한 어느 경우에서나 선로의 양단이 동시에 정합된 경우는 EMI 전류가 급격히 증가하는 주파수가 존재하지 않아 EMC (Electromagnetic Compatibility) 에 가장 유리함을 알수있으며, 선로의 길이와 간격이 각각 1/10로 줄어들어 따라 부하 EMI 전류는 약 20~40dB 정도 감소함을 알수있다.

IV-2. 입사 전계가 선로와 평행한 경우

그림 11과 같이 입사파의 전계방향이 z축과 평행하고 x-y 평면 상에서 y축과 입사각 ϕ 를 이루면서 선로에 입사하는 경우

$$E_x^i(x,0,0) = E_x^i(x,0,s) = 0 \quad (24)$$

이므로 부하전류 I_{Ln}^T 은 식(16)과 식(24)에 의해

$$I_{Ln}^T = \sum_{k=1}^{n-1} I_{ck} \sum_{l=k+1}^n L_{l,l} + I_{cn} \quad (25)$$

이 된다.

입사파의 위상중심을 $x=b/2$ 로 선택하면

$$\begin{aligned} E_z^i(b, 0, z) &= E_z^i e^{-j(\beta b/2) \sin \phi} \\ E_z^i(0, 0, z) &= E_z^i e^{j(\beta b/2) \sin \phi} \end{aligned} \quad (26)$$

로 놓을수 있으므로 부하전류 I_{Ln}^T 은 식(25)와 식(26)에 의해 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} I_{Ln}^T &= - \frac{j2E_z^i \sin(\beta b \sin \phi / 2)}{\beta} \\ & \left[\sum_{k=1}^{n-1} \frac{Z_{0k} \sin \beta l_k + jZ_{kk-1}(1 - \cos \beta l_k)}{D_k} \prod_{l=k+1}^n L_{l,l} \right. \\ & \left. + \frac{Z_{0n} \sin \beta l_n + jZ_{nn-1}(1 - \cos \beta l_n)}{D_n} \right] \quad (27) \end{aligned}$$

이를 위상 중심에서의 입사전계 E_z^i 로 정규화 하면 주파수 영역 전달함수 $T(\omega)$ 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} T(\omega) &= - \frac{j2 \sin(\beta b \sin \phi / 2)}{\beta} \left[\sum_{k=1}^{n-1} \frac{Z_{0k} \sin \beta l_k + jZ_{kk-1}(1 - \cos \beta l_k)}{D_k} \prod_{l=k+1}^n L_{l,l} \right. \\ & \left. + \frac{Z_{0n} \sin \beta l_n + jZ_{nn-1}(1 - \cos \beta l_n)}{D_n} \right] \quad (28) \end{aligned}$$

$\phi = 0^\circ$ 로 입사하는 평면파에 대하여

$$T(\omega) = 0 \quad (29)$$

이 되어 부하에 흐르는 전류는 없으며, $\phi = 90^\circ$ 로 입사하는 경우는

$$T(\omega) = -\frac{j2\sin(\beta b \sin \phi / 2)}{\beta} \left[\sum_{k=1}^{n-1} \frac{Z_{0k} \sin \beta l_k + jZ_{kk-1}(1 - \cos \beta l_k)}{D_k} + \frac{Z_{0n} \sin \beta l_n + jZ_{nn-1}(1 - \cos \beta l_n)}{D_n} \right] \quad (30)$$

$$\frac{Z_{0k} \sin \beta l_k + jZ_{kk-1}(1 - \cos \beta l_k)}{D_k} \prod_{l=k+1}^n L_l \quad \text{이 된다.}$$

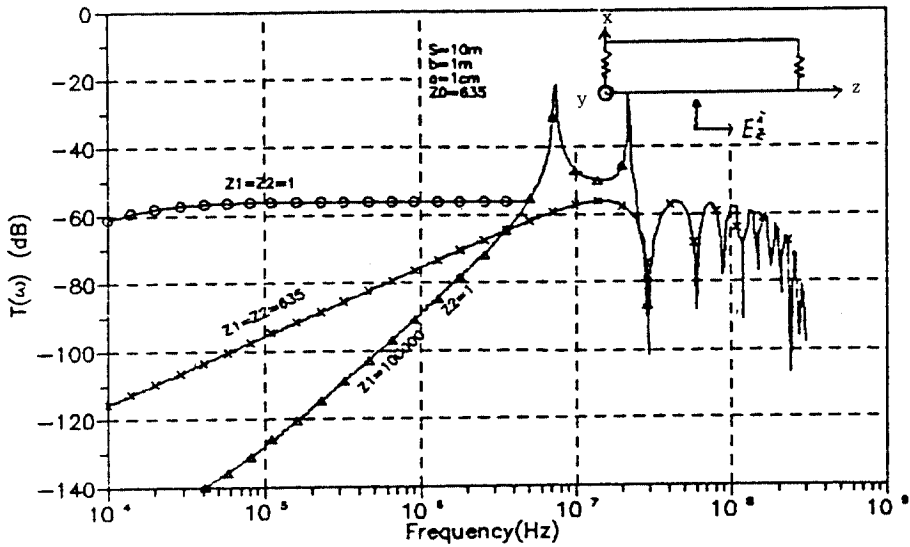


그림 12. E_z^i 에 의해 길이 10m 선로에 유기되는 부하전류 ($\phi = 90^\circ$) Load current for a 10-m-long line excited by E_z^i .

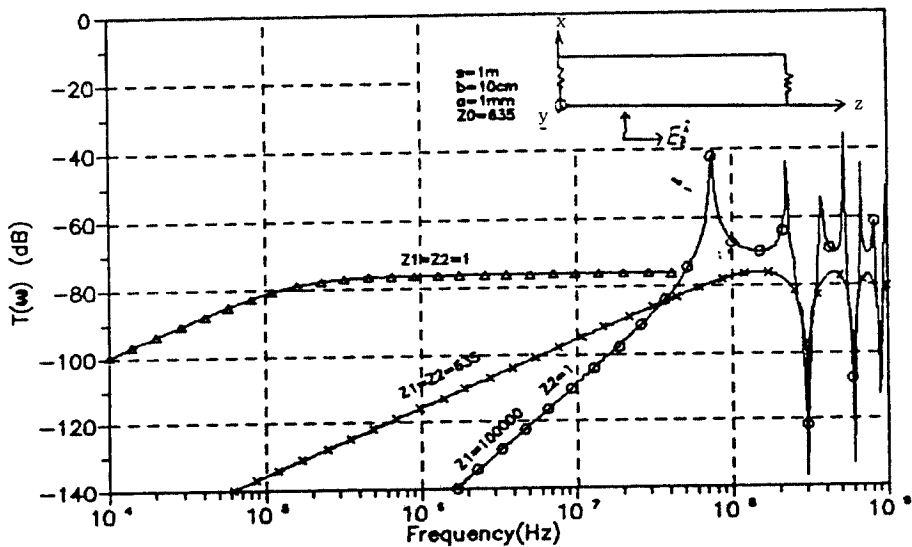


그림 13. E_z^i 에 의해 길이 1m 선로에 유기되는 부하전류 ($\phi = 90^\circ$) Load current for a 1-m-long line excited by E_z^i .

그림 12와 그림 13은 입사각 $\phi = 90^\circ$ 인 경우에 대하여 그림 7~그림 10의 계산에 사용된 선로와 같은 선로를 수치 계산에 이용한 결과이다.

전절의 경우와 마찬가지로 실선은 Smith의 결과이며 x표, △표, ○표는 각각 $n=2,3,4$ 에 대한 본 연구의 결과식을 이용한 계산 결과이다. 이 경우 역시 두 결과가 잘 일치하며 선로의 양단이 모두 정합된 경우가 EMC에 가장 유리함을 보이고 있다. 또한 선로의 모든 크기가 1/10로 축소됨에 따라 부하 EMI 전류는 약 40~60dB 정도 감소함을 알 수 있다.

V. 결 론

Smith의 연구 결과를 다단 연쇄 접속 전송선로에 적용하여 부하에 발생하는 EMI 전류를 해석하였다.

결과의 타당성을 입증하기 위해 연쇄 접속 단수가 2, 3, 4일때 동일한 선로가 연쇄 접속되었다는 가정으로 Smith의 연구 결과와 일치함을 보였으며, 몇개의 계산 예에서 선로의 양단이 모두 정합된 경우가 EMC에 가장 유리함을 알 수 있었다. 또한 선로의 제원이 각각 1/10로 줄어들면 EMI 전류는 평균 40dB 정도 감소하였는데 이는 수신 루우프 안테나의 경우 루우프 면적이 줄어들수록 수신 전력이 감소한다는 사실과도 유사하다.

이 연구에서는 평면파에 의해 전송선로의 부하 측에 유기되는 EMI 전류에 대해서만 해석하였는데 비 평면파에 의해 발생하는 EMI에 관하여도 많은 연구가 이루어져야 할 것이다.

참고문헌

1. William G.Dutt, "A Handbook on EMI Prediction and Analysis Techniques", Don Wite Consultants, Inc., Gainesville, Virginia, Vol.5, 1972.

2. A.A.Smith, Jr., "Coupling of External Electromagnetic Fields to Transmission Lines," Interference Control Technologies, Gainsville, VA, 2nd Edition, 1986.

3. Frederick M.Tesche, "An Overview of Transmission Line Analysis", proceeding of the 1987 EMC Expo, San Diego, CA., pp. T24.17-27, May 19-21, 1987.

4. Kyle R.Kowalczyk, "Automated Cable Coupling Analysis Software for EMC Prediction," proceedings of IEEE 1989 National Symposium on EMC, Denver Colorado, pp.294-298, May 23-25, 1989

5. Tom K.Liu, "Coupling and Propagation in Multiconductor Transmission Lines", Proceeding of the 1987 EMC Expo, San Diego, CA., pp T24.12-14, May 19-21, 1987

6. Han Fang and Gao Yougang, "A New Analysis of the Influence from External EMI Sources on Multiple Underground Cables", preceeding of IEEE 1989 National Symposium on EMC, Denver, Colorado, pp. 303-308, May 23-25, 1989.



朴榮泰(Young Tae PARK) 正會員
1960年1月12日生
1983年2月: 漢陽大學校 電子通信 工學科 卒業(工學士)
1986年2月: 漢陽大學院 電子通信工學科 卒業(工學碩士)
1986年3月~現在: 漢陽大學院 電子通信工學科 博士課程
※主關心分野: 안테나理論, EMI/EMC



李相處(Sang Seol LEE) 正會員
1937年5月30日生
1961年: 漢陽大學校電氣工學科 卒業
1966年: 漢陽大學校大學院 工學碩士
1974年: 延世大學校 大學院 工學博士
1976年: 프랑스 그르노블大學 工學博士
1975年~現在: 漢陽大電子通信科 教授