

論文 90-27-6-4

# 작은 루우프 안테나의 근거리장 영역내에 있는 다단 연쇄 접속 전송선로에 유기되는 부하 전류 계산

(Calculations of Load Current of Multi-Stage Cascaded Transmission  
Lines Excited by a Small Loop in the Near-Field Region)

朴 榮 泰\*, 李 相 堯\*

(Young Tae Park and Sang Seol Lee)

## 要 約

근접한 작은 루우프에 의해 연쇄접속된 전송선로에 유기되는 부하측 잡음전류를 해석하고, 보다 적용이 간편하며 계산시간이 적게 소요되는 효율적인 근사법을 제시한다.

연쇄접속 단수가 3인 경우 수치계산을 하여 Smith의 계산치와 비교한 결과 최대 오차가 3~4dB 정도로 잘 일치하였다. 또한 근사법 적용시 균일전계분포 영역의 크기를 선로와 루우프간 거리의 1.3배로 함이 타당함을 보였다.

## Abstract

The noise currents in the load of cascaded transmission lines excited by a nearby small loop are analyzed and the effective approximate method by which we can calculate these currents easily and the computation time can be significantly reduced is developed.

Numerical results for  $n=3$  are well agreed with those of Smith by the maximum difference of 3-4 dB and show that the length of a segment of line regarded to be illuminated by uniform electric fields should be 1.3 times the distance from the loop to the point midway between the conductors.

## I. 서 론

문명이 발달함에 따라 우리의 생활에서 전자제품의 이용이 급격히 증가하고 있다. 이에 따라 공간에는 자연적으로 발생하는 전자파는 물론 인위적으로 발생하는 전자파가 급증하게 되었다. 자연적으로 발생하는 전자파에는 주로 번개나 태양의 흑점 폭발등에 의한 것들을 들 수 있으며, 인위적인 것으로는 송신

안테나, 전송선로, 전기적 접점 및 송전선로의 코로나 방전등에 의한 것들을 들 수 있다. 그런데 이들 중 일부는 통신선로나 전자장비등과 전자계 간섭(EMI: Electromagnetic Interference)을 일으켜 통신의 혼란이나 전자장비 자체에 심각한 손상을 가할 수도 있다.

EMI는 전도성(conducted) EMI와 복사성(radiated) EMI로 나뉘어지는데,<sup>[1]</sup> 전도성 EMI는 적절한 접지나 대역 여파기 등을 이용하여 비교적 쉽게 제거되는 수가 있으나, 복사성 EMI는 일반적으로 그 예측(EMI prediction)과 방지(EMC: electromagnetic

\*正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Telecomm. Eng., Hanyang Univ.)

接受日字: 1990年 3月 3日

compatibility)가 매우 어렵다. 복사성 EMI에 의해 생성된 외부 잡음의 유입 경로는 주로 전송선로로서, 이에 관한 해석은 일찌기 여러 사람들에 의해 연구된 바 있다. A. A. Smith, E. M. Tesche 등은 2-도체 전송선로에 대하여,<sup>[2-4]</sup> Tom K. Liu는 다중도체 전송선로의 경우에 대하여 연구 하였으며,<sup>[5]</sup> Han Fang와 Gao Yougang 등은 지하에 매설된 다중 도체 전송선로에 관한 연구를 하였다.<sup>[6]</sup> 그러나 이들의 연구는 모두 단일 선로에 한정되어 있으며, 연쇄 접속된 선로에 관한 EMI의 해석은 아직 이루어진 적이 없다.

본 연구에서는 단일 선로에 관한 Smith의 연구 결과를 토대로 하여 근접한 작은 루우프에 의해 연쇄 접속된 전송 선로에 유기되는 부하측 EMI전류를 해석하고, 보다 오차가 적으며 적용이 간편한 근사적인 해석법도 제시한다. 결과의 타당성을 입증하기 위하여 서로 다른 길이를 갖는 동일한 특성임피던스의 선로가 3단으로 연쇄 접속된 경우에 수치계산을 하고, 이들 총길이와 동일한 길이를 갖는 단일 선로에 대한 Smith의 방법으로 계산한 결과와 비교한다.

수치 계산에 이용된 선로는 자유공간내의 무손실, 등간격 2-도체 전송선로가 연쇄접속된 경우이다.

II. 근접한 작은 루우프에 의해 단일 선로에 유기되는 부하전류

그림 1은 인접한 루우프에 의해 2-도체 전송선로에 전류가 유기되는 모양을 나타낸 것이다. 여기서 R은 루우프와 상하 도체 중심선 간의 최단 거리이며, 루우프는 y=0 평면상에 존재한다고 가정한다. 루우프에 의해 부하측에 흐르는 잡음전류 I<sub>L</sub>은 선로의 양 종단과 상하도체에 유기되는 전압에 의해 생성된다.

송·수전단에 유기되는 전압을 각각 V<sub>g1</sub>, V<sub>g2</sub>라고 하고 상하 도체에 유기되는 전압을 V<sub>gc</sub>라 하면, V<sub>g1</sub>과 V<sub>g2</sub>는 입사전계의 x-성분에 의해서 발생되고 V<sub>gc</sub>는

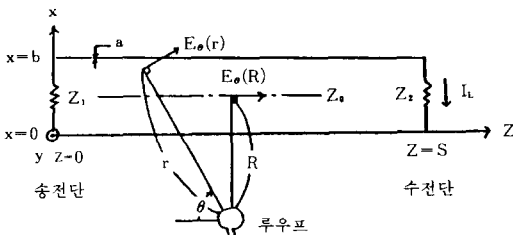


그림 1. 전송선로와 이에 근접한 루우프  
Fig. 1. Geometry for a transmission line and a nearby loop.

z-성분에 의해서만 발생되므로

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

$$V_{g2} = \int_0^b E_x^1(x, 0, s) dx \tag{2}$$

$$V_{gc} = \int_0^s K(z) dz \tag{3}$$

가 된다.

이들 전압에 의해서 부하측에 흐르는 전류를 각각 I<sub>r1</sub>, I<sub>r2</sub>, I<sub>c</sub>라고 하면

$$I_{r1} = \frac{V_{g1}Z_0}{D} \tag{4}$$

$$I_{r2} = -\frac{V_{g2}}{D} (Z_0 \cos \beta s + jZ_1 \sin \beta s) \tag{5}$$

$$I_c = \frac{1}{D} \int_0^s K(z) (Z_0 \cos \beta Z + jZ_1 \sin \beta Z) dz \tag{6}$$

이 되므로 총 부하전류 I<sub>L</sub>은 식(4), (5), (6)에 의하여 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_L &= I_{r1} + I_{r2} + I_c \\ &= \frac{1}{D} \{ V_{g1}Z_0 - V_{g2}(Z_0 \cos \beta s + jZ_1 \sin \beta s) + \int_0^s K(z) (Z_0 \cos \beta Z + jZ_1 \sin \beta Z) dz \} \end{aligned} \tag{7}$$

여기서

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

$$K(z) = E_z^1(b, 0, z) - E_z^1(0, 0, z)$$

$$E_x^1(x, y, z) = E_0(r) \cos \theta : \text{점}(x, y, z) \text{에서 입사 전계의 } x\text{-성분}$$

$$E_z^1(x, y, z) = E_0(r) \sin \theta : \text{점}(x, y, z) \text{에서 입사 전계의 } z\text{-성분}$$

이 된다.<sup>[2]</sup>

작은 루우프에 의해서 발생하는 전계는 y=0 평면 상에서

$$E_0(r) = \frac{\eta \beta^2 IA}{4\pi} \left( \frac{1}{r} - \frac{j}{\beta r^2} \right) e^{-j\beta r} \tag{8}$$

로 주어지므로,<sup>[7]</sup> 식(7)을 r=R 점에서의 전계 E<sub>0</sub>(R)로 정규화 하면 부하전류 전달 함수 (load current transfer function) T(ω)는

$$\begin{aligned} T(\omega) &= \frac{I_L}{E_0(R)} \\ &= \frac{1}{D} \left\{ \int_0^b \frac{E_x^1(x, 0, 0)}{E_0(R)} dx - (Z_0 \cos \beta s + jZ_1 \sin \beta s) \right. \end{aligned} \tag{9}$$

$$\left. + \int_0^s \frac{K(z)}{E_0(R)} (Z_0 \cos \beta Z + jZ_1 \sin \beta Z) dz \right\}$$

로 된다. 여기서

$$\begin{aligned} E_x^1(x, 0, 0) &= E_\theta(r_1)h_1 \\ E_x^1(x, 0, s) &= E_\theta(r_2)h_2 \\ E_z^1(b, 0, z) &= E_\theta(r_3)h_3 \\ E_z^1(0, 0, z) &= E_\theta(r_4)h_4 \end{aligned}$$

이며

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{(R-b/2+x)^2 + W^2} : \text{루우프에서 송전단} \\ &\quad \text{까지의 거리} \\ r_2 &= \sqrt{(R-b/2+x)^2 + (s-W)^2} : \text{루우프에서 수전단} \\ &\quad \text{까지의 거리} \\ r_3 &= \sqrt{(W-Z)^2 + (R+b/2)^2} : \text{루우프에서 상측도체} \\ &\quad \text{까지의 거리} \\ r_4 &= \sqrt{(W-Z)^2 + (R-b/2)^2} : \text{루우프에서 하측도체} \\ &\quad \text{까지의 거리} \end{aligned}$$

A : 루우프의 면적

$$\begin{aligned} h_1 &= \frac{W}{\sqrt{(R-b/2+x)^2 + W^2}} : \text{송전단에서의 } \cos\theta \\ h_2 &= \frac{-(s-w)}{\sqrt{(R-b/2+x)^2 + (S-W)^2}} : \text{수전단에서의 } \cos\theta \\ h_3 &= \frac{R+b/2}{\sqrt{(W-z)^2 + (R+b/2)^2}} : \text{상측도체에서의 } \sin\theta \\ h_4 &= \frac{R-b/2}{\sqrt{(W-z)^2 + (R-b/2)^2}} : \text{하측도체에서의 } \sin\theta \end{aligned}$$

이다.

### III. 연쇄 접속된 선로에 유기되는 부하전류

#### 1. 2단 연쇄 접속선로에 대한 해석

그림 2는 특성임피던스가 다른 서로 다른 길이의 두 선로가 2단 연쇄 접속된 경우이고, 그림 3과 그림 4는 각각 선로1과 선로2에서 본 등가회로이다. 입사파에 의해 선로 1에서 유기되어  $Z = \ell_1$ 점에 흐르는 전류를  $I_{L1}'$ 라 하고, 이것이 부하측( $Z_L$ )에 도달하였을 때를  $I_{L1}$ 라 하면  $I_{L1}'$ 은 식(7)에서 두번째 항이 없는 경우가 되므로

$$I_{L1}' = \frac{1}{D_1} \left\{ Z_{01} \int_0^b E_x^1(x, 0, 0, 0) dx + \int_0^{\ell_1} K(z) (Z_{01} \cos \beta Z + j Z_{11} \sin \beta Z) dz \right\} \quad (10)$$

이 되며

$$I_{L1} = (\cos \beta \ell_2 - j \frac{Z_{12}}{Z_{02}} \sin \beta \ell_2) I_{L1}' \quad (11)$$

이 된다. 또한 같은 방법으로 선로 2에서 유기되어

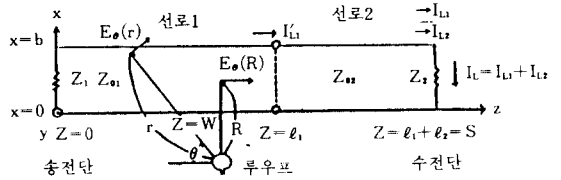


그림 2. 2단 연쇄 접속된 전송선로와 이에 근접한 루우프

Fig. 2. Geometry for a 2-stage cascaded transmission line and a nearby loop.

부하측에 흐르는 전류를  $I_{L2}$ 라 하면

$$\begin{aligned} I_{L2} &= \frac{1}{D} \left\{ \int_0^{\ell_2} K(z) (Z_{02} \cos \beta Z + j Z_{21} \sin \beta Z) dz \right. \\ &\quad \left. - (Z_{02} \cos \beta \ell_2 + j Z_{21} \sin \beta \ell_2) \int_0^b E_x^1(x, 0, s) dx \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

이 되므로, 선로의 총부하전류  $I_L$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_L &= I_{L1} + I_{L2} \\ &= \frac{\cos \beta \ell_2 - j Z_{12}/Z_{02} \sin \beta \ell_2}{D_2} \left\{ Z_{01} \int_0^b E_x^1(x, 0, 0) dx + \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{\ell_1} K(z) (Z_{01} \cos \beta z + j Z_{11} \sin \beta z) dz \right\} \\ &\quad + \frac{1}{D_2} \left\{ \int_0^{\ell_2} K(z) (Z_{02} \cos \beta Z + j Z_{21} \sin \beta Z) dz \right. \\ &\quad \left. - (Z_{02} \cos \beta \ell_2 + j Z_{21} \sin \beta \ell_2) \int_0^b E_x^1(x, 0, 0) dx \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} D_1 &= (Z_{01} Z_{11} + Z_{01} Z_{12}) \cos \beta \ell_1 + j (Z_{01}^2 + Z_{11} Z_{12}) \sin \beta \ell_1 \\ D_2 &= (Z_{02} Z_{21} + Z_{02} Z_2) \cos \beta \ell_2 + j (Z_{02}^2 + Z_{21} Z_2) \sin \beta \ell_2 \\ Z_{12} &= Z_{02} \frac{Z_2 + j Z_{02} \tan \beta \ell_2}{Z_{02} + j Z_2 \tan \beta \ell_2} \\ Z_{21} &= Z_{01} \frac{Z_{11} + j Z_{01} \tan \beta \ell_1}{Z_{01} + j Z_{11} \tan \beta \ell_1} \end{aligned}$$

이 된다.

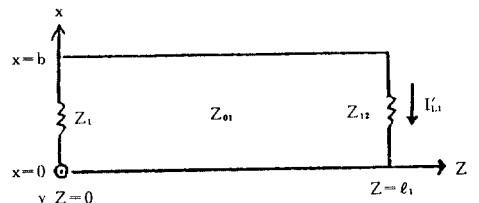


그림 3. 선로 1에서 본 그림2의 등가회로  
Fig. 3. Equivalent circuit of Fig. 2 considering line2, as a load.

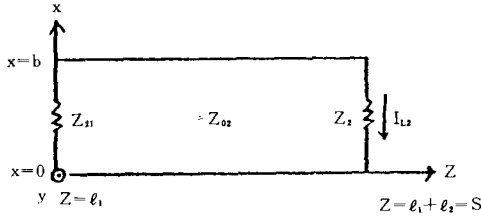


그림 4. 선로 2 에서 본 그림2의 등가회로  
 Fig. 4. Equivalent circuit of Fig. 2 considering line1, as a load.

2. 다단 연쇄 접속 선로에 대한 해석

그림 5는 특성임피던스가 서로 다른 전송선로가 n단 연쇄접속된 것을 나타낸다. 루우프의 복사전계에 의해 선로의 각 단에는 전압이 유기되며, 이들 전압에 의해서 부하측 (\$Z\_L\$) 에 흐르는 전류를 각각 \$I\_{L1}, I\_{L2}, \dots, I\_{Ln}\$이라 하면 이상의 결과들에 의해

$$I_{L1} = \left( \frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^1(x, 0, 0) dx + I_{c1} \right) \prod_{i=2}^n L_i \quad (14)$$

$$I_{L2} = I_{c2} \prod_{i=3}^n L_i \quad (15)$$

⋮

$$I_{Ln-1} = I_{cn-1} \prod_{i=n}^n L_i \quad (16)$$

$$I_{Ln} = I_{cn} - \frac{1}{D_n} (Z_{0n} \cos \beta \ell_n + j Z_{nn-1} \sin \beta \ell_n) \int_0^b E_x^1(x, 0, s) dx \quad (17)$$

이 된다. 그러므로 총 부하전류 \$I\_{Ln}^T\$은 다음과 같이 구해지며

$$\begin{aligned} I_{Ln}^T &= I_{L1} + I_{L2} + \dots + I_{Ln} \\ &= \left( \frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b E_x^1(x, 0, 0) dx \right) \prod_{i=2}^n L_i + \sum_{k=1}^{n-1} I_{ck} \prod_{i=k+1}^n L_i \\ &\quad + I_{cn} - \frac{1}{D_n} (Z_{0n} \cos \beta \ell_n + j Z_{nn-1} \sin \beta \ell_n) \int_0^b E_x^1(x, 0, s) dx \end{aligned} \quad (18)$$

부하전류 전달함수 \$T(\omega)\$는

$$\begin{aligned} T(\omega) &= \left( \frac{Z_{01}}{D_1} \int_0^b \frac{E_x^1(x, 0, 0)}{E_\theta(R)} dx \right) \prod_{i=2}^n L_i + \sum_{k=1}^{n-1} \frac{I_{ck}}{E_\theta(R)} \prod_{i=k+1}^n L_i + \frac{I_{cn}}{E_\theta(R)} \\ &\quad - \frac{1}{D_n} \frac{(Z_{0n} \cos \beta \ell_n + j Z_{nn-1} \sin \beta \ell_n)}{E_\theta(R)} \int_0^b \frac{E_x^1(x, 0, s)}{E_\theta(R)} dx \end{aligned} \quad (19)$$

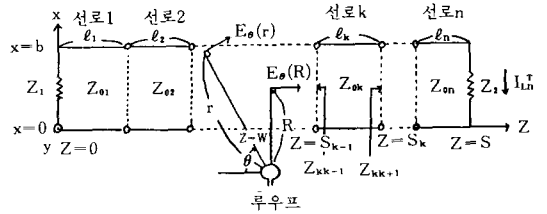


그림 5. n단 연쇄접속된 전송선로와 이에 근접한 루우프  
 Fig. 5. Geometry for a n-stage cascaded transmission line and a nearby loop.

이 된다. 여기서

$$L_i = \cos \beta \ell_i - j \frac{Z_{i-1}}{Z_{0i}} \sin \beta \ell_i \quad (\ell = 2, 3, \dots, n)$$

$$I_{ck} = \frac{1}{D_k} \int_{s_{k-1}}^{s_k} K(z) (Z_{0k} \cos \beta Z + j Z_{kk-1} \sin \beta Z) dz$$

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

$$Z_{kk+1} = Z_{0k+1} \frac{Z_{k+1 k+2} + j Z_{0k+1} \tan \beta \ell_{k+1}}{Z_{0k+1} + j Z_{k+1 r+2} \tan \beta \ell_{k+1}} \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$Z_{10} = Z_1$$

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

$$S_k = \ell_1 + \ell_2 + \dots + \ell_k$$

$$S = S_n$$

이다.

IV. 근사적인 해석법

이상에서 제시한 부하전류 계산법은 그 결과식이 매우 복잡하고 선로 각 점에서의 입사전계가 불균일하여 계산이 복잡하며 계산 시간도 길어진다. 따라서 다음과 같은 근사적인 해석법을 제안한다.

그림 6 과 같이 연쇄접속된 전송선로의 k번째 선로에 루우프가 근접해 있는 경우를 고려하면 k번째 선로에서의 입사전계의 크기 \$|k(z)|\$는 그림7과 같은 분포로 생각할 수 있다.

여기서 실선은 k번째 선로상에서 \$|k(z)|\$의 분포를 나타내며, 점선은 이와 등가면적을 갖고 양변의 길이가 각각 \$|k(w)|\$와 \$L\$인 직각 사각형을 나타내므로 \$L\$은 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$L = \frac{1}{|k(w)|} \int_0^s |k(z)| dz \quad (20)$$

루우프와 선로간의 거리(\$R\$)가 멀어질수록 \$|k(z)|\$ 분포는 완만해져서 \$L\$값도 커지게 되므로 근사적으로

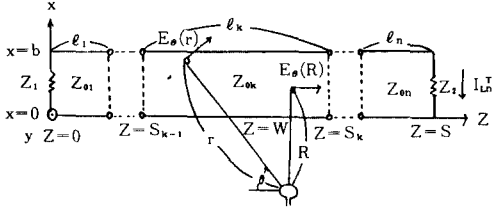


그림 6. k번째 전송선로에 근접해 있는 루우프  
Fig. 6. Geometry for a loop near the k-th transmission line.

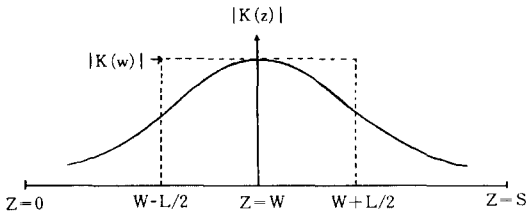


그림 7. k번째 선로에서 |k(z)|의 분포와 이와 동가인 균일 분포  
Fig. 7. Distribution of |k(z)| on the k-th transmission line and equivalent uniform distribution.

$L \ll R$ 로 볼 수 있다. 전체 선로의 상하도체에 유기된 전압에 의한 부하전류는,  $W-L/2 \leq Z \leq W+L/2$  영역에서는 일정한 값  $|k(z)| = |k(w)|$ 를 갖고 나머지 영역에서는  $|k(z)| = 0$ 인 전계 분포에 의해 생성되는 것으로 근사화 할 수 있다. 또한 선로의 간격은 루우프와 선로간의 거리에 비해 매우 작으므로 양 종단에서의 입사 전계는 다음과 같이 균일한 것으로 가정할 수 있다.

$$E_x^i(x, 0, 0) \approx E_x^i\left(\frac{b}{2}, 0, 0\right) \tag{21}$$

$$E_x^i(x, 0, 0) \approx E_x^i\left(\frac{b}{2}, 0, s\right) \tag{22}$$

이상을 종합하면 식(19)는 다음과 같이 근사화 된다.

$$T(\omega) \approx \frac{Z_{01} b E_x^i(b/2, 0, 0)}{D_1 E_\theta(R)} \prod_{i=2}^n L_i + \frac{2k(w) \sin(BL/2)}{\beta D_k E_\theta(R)} (Z_{0k} \cos \beta W + j Z_{kk-1} \sin \beta W) \prod_{i=k+1}^n L_i - \frac{b E_x^i(b/2, 0, s)}{D_n E_\theta(R)} (Z_{0n} \cos \beta \ell_n + j Z_{nn-1} \sin \beta \ell_n) \tag{23}$$

여기서  $k=n$ 일때는 식(23)의  $\prod_{i=n+1}^n L_i$  항이 나타나 모순이 되는데 이 경우만은 편의상  $\prod_{i=n+1}^n L_i = 1$ 로 보면 식(23)은 모두 경우에 성립한다.

V. 수치 계산

그림8과 그림9는  $Z_1$ 이 각각  $10^7 \Omega$ (개방),  $1 \Omega$ (단락)일때 특성임피던스가 같고 길이가 각각  $\ell_1 = 2m, \ell_2 = 7m, \ell_3 = 1m$ 인 전송선로가 3단 연쇄 접속된 경우의 수치계산 결과이다. 두 그림 모두 부하( $Z_2$ )는 선로와 정합된 경우이며  $w = 5m, R = 2m$ 로 선정하였고, 근사식에 사용된 L값은 식(20)에 의하여

$$L \approx 1.3R \tag{24}$$

로 구해졌다.

실선은 식(23)에 의한 근사적인 계산치이며  $\circ$ 표는 식(19)에 의한 정확한 계산 결과이고,  $\times$ 표는 Smith의

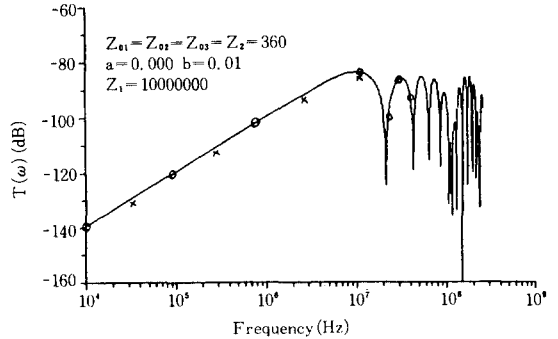


그림 8. 송전단 개방시의 부하전류 전달함수  
Fig. 8. Load current transfer function for sending end open-circuited.

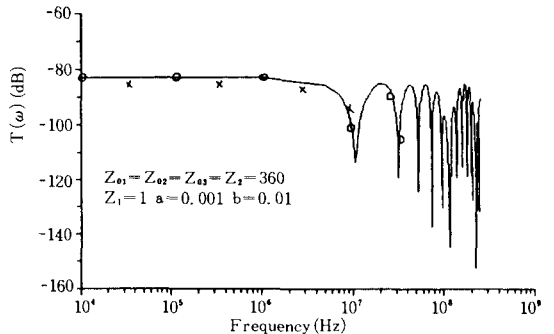


그림 9. 송전단 단락시의 부하전류 전달함수  
Fig. 9. Load current transfer function for sending end short-circuited.

방법으로 계산된 결과이다. 세 결과 모두 거의 일치하고 있으나 본 연구 방법과 Smith의 방법에 의한 계산값이 최대 3~4 dB 정도 차이가 나고 있다. 이는 Smith의 계산에서  $\beta_r < 1$ 인 영역에서는 입사 전체의 유도계 성분만을 고려하고,  $\beta_r > 1$ 인 영역에서는 복사계 성분만을 고려했기 때문으로 여겨진다.

또한 입사파의 주파수가 높아 질수록 식(19)와 식(23)에 의한 계산치는 다소의 차이를 보이는데, 이는 식(23)의 근사화 과정이 근거리장 영역(near-field region) 내에서만 이루어졌기 때문이다.

그림10과 그림11은 특성임피던스가  $Z_{01}=360\Omega$ ,  $Z_{02}=500\Omega$ 로 서로 다르며, 길이가 각각  $\ell_1=3m$ ,  $\ell_2=7m$ 인 두 선로가 연쇄 접속된 경우의 수치계산을 해 본 경우이다. 여기서도 실선은 근사식의 결과이며  $\circ$ 표는 정확한 계산결과인데, Smith 방법에 의한 계산결과가 없는 이유는 이 경우 2단접속된 선로의 특성임피던스가 서로 달라 하나의 단일선로로 볼 수 없으므로 Smith의 방법을 적용할 수 없기 때문이다. 그래프의 개형은 동일한 특성임피던스의 선로들이 연쇄접속된 경우와 거의 유사함을 알 수 있다.

## VI. 결 론

인접한 작은 루우프에 의해 연쇄접속된 전송선로에 유기되는 부하측 잡음전류를 해석하였다. 해석된 결과식은 피적분함수의 형태가 매우 복잡하여 그 적용이 매우 까다롭고 컴퓨터 계산시간이 길어지므로, 보다 이용이 간편한 근사적인 해석식을 개발하였다. SUN microsystem 3/60 컴퓨터로 계산한 결과, 정확한 식에 의한 계산은 매 주파수마다 5초정도의 시간이 소요되었으나 근사식에 의한 계산은 소요시간이 주파수당 0.1초 이내였으며 계산결과도 아주 정확하였다.

본 연구결과의 검증을 위하여 동일한 특성임피던스의 선로가 3단으로 연쇄접속된 경우에 수치계산을 하고, 이들 총길이가 동일한 길이를 갖는 단일선로에 대한 Smith의 결과치와 비교하여 잘 일치함을 보였으며, 근사식 유도시  $L=1.3R$ 로 함이 가장 타당함도 밝혔다.

수치계산 결과가 Smith의 결과치와 최대 3~4 dB 정도 차이가 나는데, 이는 Smith의 계산에서  $\beta_r < 1$ 일 때는 루우프 발생전계의 유도전계 성분만을 고려하고  $\beta_r > 1$ 일 때는 복사전계 성분만을 고려한 데서 나타나는 결과로 여겨진다.

본 연구의 결과들은 근접한 루우프 형태의 도체에 서 발생된 전자파가 특성임피던스  $300\Omega$ 과  $75\Omega$ 인 전송선로로 2단연쇄접속된 안테나 급전선 및 다층 PCB

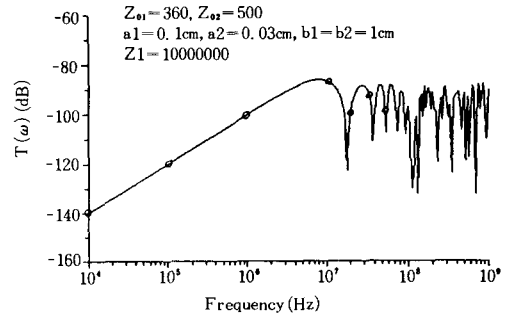


그림10. 송전단 개방시 서로 다른 두 선로가 연쇄 접속된 경우 부하전류 전달함수

Fig. 10. Load current transfer function for a 2-stage cascaded line with different characteristic impedances for an open-circuited end.

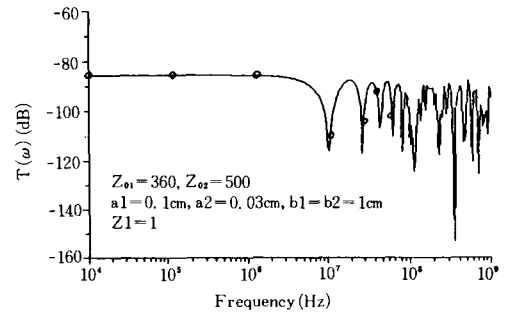


그림11. 송전단 단락시 서로 다른 두 선로가 연쇄 접속된 경우 부하전류 전달함수

Fig. 11. Load current transfer function for a 2-stage cascaded line with different characteristic impedances for a short-circuited end.

간의 접속선로 등으로 유입되어 야기되는 EMI 문제 등의 해석에도 응용될 수 있으며, 추가적으로 인접한 다이폴이나 혼 등에 의해 전송선로에서 발생하는 EMI에 관한 연구도 깊이있게 이루어져야 할 것이다.

## 參 考 文 獻

- [1] Willam G. Dutt, "A handbook on EMI Prediction and Analysis Techniques," Don White Consultants, Inc., Gainesville, Virginia, vol. 5, 1972.
- [2] A.A. Smith, Jr., "Coupling of external electromagnetic fields to transmission lines,"

- Interference Control Technologic, Gainesville, 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," *Proceeding of IEEE 1989 National Symposium on EMC, C, Denver, Colorado* pp. 303-308, May 23-25, 1989
- [7] J.D. Kraus, "Antennas," New York, Toronto, London: McGraw-Hill Book Co., Inc., 1950, pp. 127-137.

---

 著 者 紹 介
 

---



朴 榮 泰 (正會員)

1960年 1月 12日生. 1983年 2月  
 한양대학교 전자통신공학과 졸업  
 (공학사). 1986年 2月 한양대학교  
 대학원 전자통신공학과 졸업. (공  
 학석사). 1986年 3月~현재 한양  
 대학교 대학원 전자통신공학과

박사과정 수료. 주관심분야는 안테나 및 전자파전파,  
 EMI/EMC 등임.

李 相 尙 (正會員) 第26卷 第3號 参照

현재 한양대학교 전자통신공  
 학과 교수