백 플레인의 사각형 개구를 관통하는 전송 선로의 근사 해석법

Approximate Method of Transmission Lines Crossing a Rectangular Aperture in a Backplane

정성우 · 최범진* · 최봉열** · 김기채

Sung-Woo Jung · Beom-Jin Choi* · Bong-Yeol Choi** · Ki-Chai Kim

요 약

본 논문에서는 백 플레인의 개구를 관통하는 대칭 전송 선로 구조를 해석하기 위한 근사 해석법을 제안하고 있다. 제안된 방법은 백 플레인의 개구면 임피던스를 모멘트 법으로 계산하고, 이 값을 전송 선로에 병렬로 연결한 근사 등가 전송 선로를 해석하여 삽입 손실 특성을 계산하는 방법이다. 근사 해석법을 적용하여 계산한 결과, 정합이 되었을 때는 관통하는 전송 선로와 개구가 가까울수록 특정 주파수에서 삽입 손실이 증가하며, 부정합된 경우에는 특정 주파수에서 삽입 이득 현상이 나타나고 있다. 또한, 개구의 가로 길이가 세로 길이보다 전송 선로에 더 큰 영향을 미친다는 것도 확인하고 있다. 근사 해석법의 타당성을 검증하기 위해, 근사 해석법으로 계산된 삽입 손실 특성을 실험치 및 상용툴의 계산 결과와도 비교하였다.

Abstract

This paper presents the approximate analysis method for the symmetric transmission line crossing the aperture in an backplane. The method of moments is used to determine the aperture impedance for the construction of the equivalent transmission line that the aperture impedance apply to the transmission line as the shunt impedance. As the results, the insertion loss increases at the specific frequency range for the impedance matching. In the case of the mismatching, we are confirmed to the insertion gain at the specific frequency. Also the horizontal length of the aperture affects to the transmission line better than vertical length. The measurement of the insertion loss is performed to verify the theoretical analysis.

Key words : Backplane, Ground Plane, Insertion Loss, Transmission Line, MoM, Approximate Analysis

I. 서 론

전기, 전자, 정보처리기기는 디지털화, 소형화, 저전력화 및 고집적화 되고 있으며, 이러한 디지털 기기는 더욱 더 복잡다양화 되어 처리 속도도 또한 고속화 되어가고 있다. 복잡한 정보 처리 장치의 전자파 노이즈 해석을 엄밀히 수행하는 것은 거의 불가능에 가까우므로 다양한 방법의 근사 전자계 수치 해석법이 사용되기도 한다. 전기, 전자 기기의 합체

내부에는 PCB(Printed Circuit Board)가 내장되어 있으며, PCB의 트레이스 및 신호선에서 발생하는 전자파 잡음에 의해 합체에 설치된 통풍용 개구를 통하여 합체 외부로 방사가 일어나기도 하며, 신호 입출력선 등을 통하여 전도의 형태로 노이즈가 전달되기도 한다. 특히, 신호의 입출력선이 합체의 케이스를 관통하여 주변기기와 연결되어 있을 때, 합체 케이스의 개구를 관통하는 신호선의 특성을 이해할 필요가 있다. 전기, 전자 기기의 개구를 관통하는 신

영남대학교 전기공학과(Department of Electrical Engineering, Yeungnam University)

*자동차 부품연구원(Korea Automotive Technology Institute)

**한국조선기자재연구원(Korea Marine Equipment Research Institute)

· 논 문 번 호 : 20100709-05S

· 교 신 저 자 : 김기채(e-mail : kckim@ynu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 9월 1일

호선(전송 선로)에 대해서는 이론 해석이 가능한 간단한 구조에 대한 연구가 진행되고 있다^{[1]~[5]}.

본 논문에서는 전기, 전자 기기의 합체 외벽을 무한히 넓은 그라운드 플레인(이하, 백 플레인이라 칭함)으로 생각하고, 백 플레인을 관통하는 신호선(평행 2선 전송 선로)의 특성을 해석하기 위한 근사해석법을 제안하였다. 근사해석법의 개요는 다음과 같다. 먼저, 백 플레인에 개구만 있을 경우의 개구면 임피던스를 MoM(Method of Moments)법으로 계산한 후, 이 값을 전송 선로에 삽입하고, 전송 선로 해석법을 적용하여 백 플레인이 존재할 때와 그렇지 않을 때의 전송 선로 부하단 전류값으로부터 삽입 손실 특성을 계산한다. 근사 해석법으로 계산된 삽입 손실 특성은 실험치와도 비교적 그 경향이 잘 일치하고 있음을 확인하였다.

II. 이론 해석

2-1 백 플레인을 관통하는 전송 선로의 구조

그림 1은 무한히 넓은 그라운드 플레인(백 플레인)에 크기가 $a \times b$ 인 직사각형의 개구가 존재하고, 선로의 길이가 동일한 평행 2선 전송 선로가 직사각형 개구를 관통하고 있다. 반경이 r 인 2개의 선로로 구성된 평행 2선 전송 선로의 간격은 d 이며, 전압 V_s 로 급전되고 있다. 백 플레인을 기준으로 전원이 있는 영역 I의 전송 선로 길이는 L_1 이며, 부하 임피던스 Z_L 이 있는 영역 II의 전송 선로 길이는 L_2 이다. 백 플레인 및 전송 선로는 모두 완전 도체로 구성되어 있으며, 전송 선로에는 손실이 없다고 가정하고 있

그림 1. 백 플레인의 개구를 통과하는 평행 2선 전송 선로

Fig. 1. Two-wire transmission line with equal length crossing a rectangular aperture in a backplane.

다. 또한, 평행 2선 전송 선로의 간격 변화에 대한 선로의 특성 임피던스를 계산할 필요가 있으며, 본 논문에서는 선로의 특성 임피던스 계산을 위해 다음의 식을 사용하였다^[6].

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{0.5d}{r} + \sqrt{\left(\frac{0.5d}{r} \right)^2 - 1} \right] \quad (1)$$

여기서, ϵ_r 은 전송 선로가 놓여 있는 공간의 비유전율이다.

본 논문에서는 영역 II의 부하 임피던스 Z_L 을 전송 선로의 특성 임피던스 Z_0 와 같게 하여 정합을 취한 경우와 그렇지 않은 경우 각각에 대하여 근사 해석법으로 전송 선로의 특성을 검토하였으며, 제안한 근사 해석법의 계산 순서는 다음과 같다.

먼저, 그림 1에서 전송 선로를 제거하면 백 플레인만 남게 되며, 이러한 구조에서의 개구 임피던스를 계산한다. 개구 임피던스를 계산하기 위해, 백 플레인 개구면에서의 개구면 전계 분포에 관한 적분 방정식을 유도하고, 그 해를 모멘트 법으로 구하면 백 플레인의 개구면을 바라본 개구 임피던스를 계산할 수 있다. 그 다음, 그림 1에서 백 플레인을 제거하면 전송 선로가 남게 되며, 앞에서 계산된 개구 임피던스를 백 플레인이 있었던 위치에 병렬로 연결하고, 부하단 특성을 전송 선로 해석법으로 해석한다. 구체적인 계산 과정을 다음의 2-2 및 2-3에서 설명한다.

2-2 백 플레인의 개구 임피던스

그림 1에서 전송 선로를 제거하면 백 플레인에 $a \times b$ 인 직사각형의 개구가 존재하는 구조가 되며, 개구면의 중앙에서 y 축 방향으로 전류원이 연결되어 있다고 가정하면 개구면에 생성되는 개구면 전계 분포에 관한 적분 방정식은 다음과 같이 유도되어진다.

$$\begin{aligned} & \hat{z} \times \left[\frac{1}{j\omega\mu_0} \iint_{S_a} (\bar{I} k_0^2 + \nabla \nabla) \cdot \right. \\ & \quad \bar{G}_m^I \cdot (\hat{z} \times \bar{E}_a) dS'_a dS_a \\ & \quad - \frac{1}{j\omega\mu_0} \iint_{S_a} (\bar{I} k_0^2 + \nabla \nabla) \cdot \\ & \quad \bar{G}_m^{II} \cdot (-\hat{z} \times \bar{E}_a) dS'_a dS_a \left. \right] \\ & = I_0 \delta(x - x_0) \hat{y} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, $\hat{y}$ 및 $\hat{z}$ 는 각각 y 및 z 방향의 단위 벡터이며, 위첨자 I과 II는 각각 영역 1과 영역 2를 나타낸다. $\overline{G}_m^{I,II}$ 는 반무한 공간의 다이애딕 그린함수이고, $\overline{I}$ 는 단위 다이애딕, 그리고 k_0 는 자유공간의 파수를 나타내며, $\delta(*)$ 는 Dirac의 델타 함수이다.

적분 방정식 (2)의 해를 모멘트 법으로 구하기 위해, 백 플레인의 개구면 전계 분포를 다음과 같은 기지의 함수로 전개한다.

$$\begin{aligned} \overline{E}_a = & \hat{x} \sum_{p=0}^P \sum_{q=1}^Q E_{xpq} \cos \frac{p\pi x}{a} \sin \frac{q\pi y}{b} \\ & + \hat{y} \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^Q E_{ypq} \sin \frac{p\pi x}{a} \cos \frac{q\pi y}{b} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, E_{xpq} 와 E_{ypq} 는 미지의 전개 계수이다. 개구면 전계 분포의 식 (3)을 적분 방정식 (2)에 대입하고 Galerkin의 모멘트법을 적용하면 적분 방정식 (2)는 다음과 같은 연립 일차방정식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} & \sum_{p=0}^P \sum_{q=1}^Q E_{xpq} [{}_x Y_{pq}^{(1)} + {}_x Y_{pq}^{(2)}] \\ & + \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^Q E_{ypq} [{}_y Y_{pq}^{(1)} + {}_y Y_{pq}^{(2)}] = I_{pq} \\ & p = 0, 1, \dots, P \\ & q = 1, 2, \dots, Q \end{aligned} \quad (4)$$

여기서,

$$\begin{aligned} {}_x Y_{pq}^{(1),(2)} = & \iint_{S_a} \iint_{S_a'} (-\hat{y} e_{ax} + \hat{x} e_{ay}) \cdot \\ & \overline{K}_m^{I,II} \cdot \hat{y} E_{ax} dS_a' dS_a \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} {}_y Y_{pq}^{(1),(2)} = & \iint_{S_a} \iint_{S_a'} (-\hat{y} e_{ax} + \hat{x} e_{ay}) \cdot \\ & \overline{K}_m^{I,II} \cdot (-\hat{x}) E_{ax} dS_a' dS_a \end{aligned} \quad (6)$$

$$I_{pq} = \iint_{S_a} (\hat{x} e_{ax} + \hat{y} e_{ay}) \cdot \hat{y} I_0 \delta(x - x_0) dS_a \quad (7)$$

$$\overline{K}_m^{I,II} = \frac{1}{j\omega\mu_0} (\overline{I} k_0^2 + \nabla \nabla) \cdot \overline{G}_m^{I,II} \quad (8)$$

$$e_{ax} = \cos \left(\frac{p\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{q\pi y}{b} \right) \quad (9a)$$

$$e_{ay} = \sin \left(\frac{p\pi x}{a} \right) \cos \left(\frac{q\pi y}{b} \right) \quad (9b)$$

$$E_{ax} = \cos \left(\frac{p\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{q\pi y}{b} \right) \quad (10a)$$

$$E_{ay} = \sin \left(\frac{p\pi x}{a} \right) \cos \left(\frac{q\pi y}{b} \right) \quad (10b)$$

식 (5)~(7)을 계산하면 식 (4)의 연립 일차방정식의 해를 구할 수 있으며, 백 플레인의 개구면 임피던스를 계산할 수 있다.

2.3 전송 선로의 해석

그림 1의 구조에서 백 플레인이 존재하지 않을 때의 전송 선로는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

그림 2에서 전송 선로의 전압, 전류 특성은 일반적인 전송 선로 해석법^[7]으로부터 구할 수 있으며, 다음 식으로 주어진다.

$$V(z) = \frac{V_g}{1 + \frac{Z_g}{Z_0}} \frac{e^{-\gamma L} (e^{-\gamma z} + \Gamma_L e^{+\gamma z})}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma L})} \quad (11a)$$

$$I(z) = \frac{V_g}{Z_0 + Z_g} \frac{e^{-\gamma L} (e^{-\gamma z} - \Gamma_L e^{+\gamma z})}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma L})} \quad (11b)$$

위의 식에 $z=0$ 를 대입하면, 부하 임피던스가 연결된 부하단에서의 전압과 전류에 대한 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$V(0) = V_L = \frac{V_g}{1 + \frac{Z_g}{Z_0}} \frac{e^{-\gamma L} (e^{-\gamma z} + \Gamma_L)}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma L})} \quad (12a)$$

$$I(0) = I_L = \frac{V_g}{Z_0 + Z_g} \frac{e^{-\gamma L} (1 - \Gamma_L)}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma L})} \quad (12b)$$

여기서, γ 는 전송 선로의 전파정수이며, Z_0 는 전원의 내부 임피던스를 나타낸다. 또한, Γ_S 및 Γ_L 은 각각 전원측 및 부하측의 반사계수이며, 식 (13), (14)와 같다.

그림 2. 백 플레인이 존재하지 않을 때의 등가 전송 선로

Fig. 2. The equivalent transmission line without the backplane.

$$\Gamma_s = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (13)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (14)$$

그림 3(a)는 그림 1의 구조(백 플레인이 존재하는 경우)에 대한 근사 등가 전송 선로를 나타내며, 2-2에서 구한 백 플레인의 개구 임피던스 Z_B 를 백 플레인이 있는 위치에 병렬로 연결한 전송 선로이다. 그림 3(b)는 그림 3(a)의 근사 등가 전송 선로에서 부하단이 있는 영역 II의 전송 선로를 제외한 영역 I의 전송 선로(전원을 포함한)를 테브난의 등가 회로로 나타낸 등가 전송 선로이다.

백 플레인이 존재하는 경우에 대한 그림 3과 같은 근사 등가 전송 선로에서 부하단의 전압, 전류 특성은 다음 식으로 주어진다.

$$V(z) = \frac{V_T}{1 + \frac{Z_T}{Z_0}} \frac{e^{-\gamma L_2}(e^{-\gamma z} + \Gamma_L e^{\gamma z})}{(1 - \Gamma_L \Gamma_s e^{-2\gamma L_2})} \quad (15a)$$

$$I(z) = \frac{V_T}{Z_0 + Z_T} \frac{e^{-\gamma L_2}(e^{-\gamma z} - \Gamma_L e^{\gamma z})}{(1 - \Gamma_L \Gamma_s e^{-2\gamma L_2})} \quad (15b)$$

위의 식에 $z=0$ 를 대입하면, 백 플레인이 존재할 때의 부하단 전압과 전류에 대한 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$V(0) = V_{LB} = \frac{V_T}{1 + \frac{Z_T}{Z_0}} \frac{e^{-\gamma L_2}(1 + \Gamma_L)}{(1 - \Gamma_L \Gamma_s e^{-2\gamma L_2})} \quad (16a)$$

$$I(0) = I_{LB} = \frac{V_T}{Z_0 + Z_T} \frac{e^{-\gamma L_2}(1 - \Gamma_L)}{(1 - \Gamma_L \Gamma_s e^{-2\gamma L_2})} \quad (16b)$$

식 (16)에서 테브난 전압 및 테브난 임피던스는 다음과 같다.

$$V_T = \left(\frac{V_{th}}{Z_{th} + Z_B} \right) \quad (17)$$

$$Z_T = \frac{Z_{th} Z_B}{Z_{th} + Z_B} \quad (18)$$

여기서,

$$V_{th} = \frac{V_g Z_0}{Z_0 + Z_g} \left(\frac{2e^{-\gamma L_1}}{1 - \Gamma_s e^{-2\gamma L_1}} \right) \quad (19)$$

(a) 백 플레인이 존재할 때의 등가 전송 선로
(a) The equivalent transmission line with the backplane

(b) 전송 선로 (a)의 테브난 등가 전송 선로
(b) The thevenin's equivalent transmission line of the transmission line (a)

그림 3. 백 플레인이 존재할 때의 등가 전송 선로
Fig. 3. The equivalent transmission line with the backplane.

$$Z_{th} = Z_0 \left(\frac{1 + \Gamma_s e^{-2\gamma L_1}}{1 - \Gamma_s e^{-2\gamma L_1}} \right) \quad (20)$$

이다.

2.4 삽입 손실

그림 1과 같은 백 플레인의 개구를 관통하는 전송 선로에서 백 플레인이 전송 선로에 미치는 영향을 검토하기 위해 다음과 같은 삽입 손실을 정의한다^[4].

$$IL = 20 \log_{10} \left(\frac{I_L}{I_{LB}} \right) \quad (21)$$

여기서, I_L 과 I_{LB} 는 각각 백 플레인이 존재하지 않을 때와 백 플레인이 존재할 때의 부하에서의 전류값이다. 또한, 백 플레인이 존재하지 않을 때의 부하단 전압 V_L 과 백 플레인이 존재할 때의 부하단 전압 V_{LB} 를 사용하여 삽입 손실을 정의할 수도 있다.

III. 수치 계산 결과 및 검토

수치 계산에 사용한 백 플레인 은 무한히 큰 완전 도체의 평판이며, 백 플레인에 설치된 개구의 크기는 세로 길이와 가로 길이를 각각 $a=10\sim50$ mm와 $b=10\sim50$ mm로 변화시켰다. 또한, 전원측 전송 선로의 길이를 $L_1=200\sim1,000$ mm, 부하측 전송 선로의 길이를 $L_2=200\sim1,000$ mm로 변화시키고, 부하 임피던스가 선로의 특성 임피던스에 정합되었을 때($Z_L=Z_0$)와 정합되지 않았을 때($Z_L\neq Z_0$)를 구분하여 삽입 손실 특성을 계산하였다. 영역 I에서의 급전 전압은 1 V로 가정하였으며, 전원의 내부 임피던스는 $Z_g=0$ 을 가정하였다.

그림 4는 선로의 간격을 파라미터로 했을 때, 부

(a) $Z_L=Z_0$

(b) $Z_L=100\ \Omega$

그림 4. 정합 및 부정합 시의 선로 간격에 따른 삽입 손실의 주파수 특성

Fig. 4. Frequency characteristics of insertion loss as a parameter of a line spacing with matching and mismatching for the transmission line.

하 임피던스가 전송 선로의 특성 임피던스에 정합되었을 때와 정합되지 않았을 때의 각각에 대한 삽입

(a) $b=10$ mm

(b) $b=30$ mm

(c) $b=50$ mm

그림 5. 정합 시의 개구 크기 변화에 따른 삽입 손실의 주파수 특성

Fig. 5. Frequency characteristics of insertion loss as a parameter of an aperture size with matching for the transmission line.

손실의 주파수 특성을 나타낸다. 그림 4(a)에서 보는 것처럼, 정합이 된 경우($Z_L=Z_0$)에는 선로의 간격이 좁을수록 삽입 손실이 감소함을 알 수 있다. 그림 4(b)에서 알 수 있는 것처럼, 부정합이 있는 경우($Z_L \neq Z_0$)에는 개구와 선로가 가까운 경우($d=12$ mm), 삽입 손실이 특정 주파수(1,100 MHz 및 1,870 MHz)에서 매우 크게(15 dB 및 10 dB 정도) 나타난다. 영역 II의 전송 선로 길이가 $L_2=20$ cm이므로, 1,100 MHz에 대하여 $L_2=0.7 \lambda$ 정도가 되며, 1,870 MHz에 대하여 $L_2=1.25 \lambda$ 정도가 된다. 삽입 이득이 나타나는 1,350~1,450 MHz의 주파수 대역은 $L_2=0.90 \sim 0.97 \lambda$ 에 해당하며, 약 1파장 부근에서 나타나는 이러한 삽입 이득 현상은 부정합에 의한 것으로 생각된다.

그림 5는 정합된 경우($Z_L=Z_0$)에 대하여 개구의 가로 길이(y 방향의 크기 b)를 고정하고, 세로 길이(x 방향의 크기 a)를 파라미터로 했을 때, 삽입 손실의 주파수 특성을 나타낸다. 그림 5(a)와 그림 5(c)로부터 알 수 있는 것처럼, 삽입 손실이 최대가 되는 주파수 1,000 MHz에서 개구의 가로 길이(b)가 짧을수록 삽입 손실이 최대 8.5 dB 증가한다. 개구의 가로 길이(b) 및 세로 길이(a) 모두 50 mm인 경우에는 전송 선로에 미치는 개구의 영향이 약 1.5 dB 이내임을 알 수 있다. 또한, 개구의 가로 길이(b)가 길어질수록 세로 길이(a)에 대한 영향이 감소함을 알 수 있다.

그림 6은 부정합된 경우($Z_L \neq Z_0$)에 대하여 개구의 가로 길이(b)를 고정하고, 세로 길이(a)를 파라미터로 했을 때, 삽입 손실의 주파수 특성을 나타낸다. 정합된 경우와 마찬가지로 개구의 가로 길이(b)가 짧을수록 삽입 손실은 증가하며, 개구의 가로 길이가 길어질수록 세로 길이(a)에 대한 영향이 감소함을 알 수 있다.

그림 5 및 그림 6에서 보는 것처럼, 전송 선로의 간격이 형성되는 방향인 개구의 가로 길이(b)가 세로 길이(a)보다 전송 선로에 미치는 영향이 더 크다는 것을 알 수 있다.

그림 7은 정합된 경우와 부정합된 경우의 각각에 대하여 각 영역의 전송 선로 길이 L_1 및 L_2 변화에 따른 삽입 손실 특성을 나타내고 있다. 그림 7(a)에서 알 수 있듯이, 부하 임피던스가 선로의 특성 임피던스에 정합이 되었을($Z_L=Z_0$) 때는 영역 2의 선로 길이 L_2 변화에 따른 삽입 손실 특성의 변화는 없으며,

그림 6. 부정합 시의 개구 크기 변화에 따른 삽입 손실의 주파수 특성

Fig. 6. Frequency characteristics of insertion loss as a parameter of the aperture size with mismatching for the transmission line.

영역 1에서의 선로 길이 L_1 에 의해 삽입 손실이 변한다는 것을 알 수 있다. 그림 7(b)에서 보는 것처럼,

(a) $Z_L = Z_0$

(b) $Z_L = 100 \Omega$

그림 7. 정합 및 부정합 시의 각 영역 선로 길이 변화에 따른 삽입 손실 특성

Fig. 7. Frequency characteristics of insertion loss as a parameter of the transmission line length for matching and mismatching.

부하 임피던스가 선로의 특성 임피던스에 정합되지 않았을($Z_L \neq Z_0$) 때는 영역 1과 영역 2의 선로 길이에 의해 삽입 손실 특성이 주기적으로 변하는 것을 알 수 있다.

IV. 실험 결과 및 검토

본 논문에서 제안한 근사 해석법의 타당성을 검증하기 위해 백 플레인과 전송 선로를 그림 8과 같이 제작하여 영남대학교 전자파무향실에서 실험을 실시하였다. 근사 해석법으로 계산한 삽입 손실의 해석 결과를 삽입 손실의 측정치 및 CST MWS의 계산 결과와 비교하였다.

그림 8. 제작된 평행 2선 전송 선로와 백 플레인

Fig. 8. Photo of the two-wire transmission line with the backplane.

그림 9. 삽입 손실의 주파수 특성 이론치와 측정치

Fig. 9. Measured and calculated insertion losses.

그림 8은 제작된 평행 2선 전송 선로가 백 플레인의 개구를 관통하는 상태를 나타낸 사진이다. 실험에 사용한 백 플레인은 알루미늄판을 사용하였으며, 백 플레인의 크기는 100×100 cm, 백 플레인에 설치된 개구의 크기($a \times b$)는 10×20 mm이다. 전송 선로는 반경 $r = 1$ mm인 황동봉을 사용하였으며, 선로의 간격은 $d = 4$ mm이다. 전원측 선로 길이는 $L_1 = 200$ mm이며, 부하측의 선로 길이도 $L_2 = 200$ mm로서 전원측의 선로 길이와 동일하게 선택하였다.

부하에서의 전류값은 네트워크 분석기와 소형 루프 안테나를 이용하여 측정하였다.

그림 9는 근사 해석법으로 계산한 삽입 손실의 주파수 특성을 측정치 및 CST_MWS를 사용하여 계

산한 결과와 함께 나타낸 것이다. 그림 9에서 보는 것처럼, 전송 선로의 제작 오차 및 측정 오차 등을 고려하면 근사해석법으로 계산한 삽입 손실의 주파수 특성은 측정치 및 CST MWS의 결과와 비교적 그 경향이 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 삽입 손실의 실험치와 근사 계산치 사이에 차이가 나타나는 것은 실험에 사용한 접지판이 유한한 크기라는 점, 프로브와 선로와의 결합에 따른 측정 오차 및 이론 해석의 근사화에 따른 오차인 것으로 생각되어진다.

V. 결 론

본 논문에서는 무한히 넓은 백 플레인의 개구를 관통하는 전송 선로 구조에 대하여 백 플레인의 개구 임피던스를 모멘트 법으로 구하고, 이 값을 전송 선로에 병렬로 연결하여 근사 등가 전송 선로를 구성하고, 전송 선로 해석법으로 부하단의 특성을 계산하는 근사 해석법을 제안하였다.

그 결과, 정합이 되었을 때는 전송 선로와 개구가 가까울수록 특정 주파수에서 삽입 손실이 증가함을 알 수 있었고, 개구의 가로 길이가 세로 길이보다 전송 선로에 더 큰 영향을 미친다는 것을 알 수 있었다. 또한, 부정합인 경우에는 특정 주파수에서 삽입 이득 현상도 나타남을 알 수 있었다. 근사의 정밀도를 더욱 향상시키기 위한 고차 근사 해석법의 검토가 남겨진 과제이다.

참 고 문 헌

- [1] R. Lee, D. G. Dudley, and K. F. Casey, "Electromagnetic coupling by a wire through a circular aperture in an infinite planar screen", *J. Electromag. Waves Appl.*, vol. 3, no. 4, pp. 281-305, 1989.
- [2] J. E. Schutt-Aine, R. Mittra, "Scattering parameter transient analysis of transmission lines loaded with nonlinear terminations", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 529-536, Mar. 1988.
- [3] F. G. Canavero, V. Daniele, and R. D. Graglia, "Spectral theory of transmission lines in presence of external electromagnetic sources", *Electromag., Special Issue on 'Electromagnetic Coupling to Transmission Lines'*, vol. 8, pp. 125-157, 1988.
- [4] V. Daniele, M. Gilli, and S. Pignari, "EMC prediction model of a single wire transmission line crossing a circular aperture in a planar screen", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compt.*, vol. 38, no. 2, pp. 117-126, May 1996.
- [5] 정성우, 김기채, "백 플레인의 개구를 통과하는 길이가 다른 전송 선로의 삽입 손실 특성", *한국전자과학회논문지*, 19(2), pp. 237-243, 2008년 2월.
- [6] Carl T. A. Johnk, *Engineering Electromagnetic Fields and Waves*, 2nd Wiley, 1988.
- [7] Jon C. Freeman, *Fundamentals of Microwave Transmission Lines*, John Wiley, 1996.

정 성 우

2002년 2월: 영남대학교 전기공학과 (공학사)
 2008년 8월: 영남대학교 전기공학과 (공학석사)
 2008년 9월~현재: 영남대학교 전기공학과 박사과정
 [주 관심분야] EMC/EMI

최 범 진

2004년 2월: 한밭대학교 제어계측공학과 (공학사)
 2007년 8월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
 2009년 9월~현재: 영남대학교 전기공학과 박사과정
 2001년 3월~현재: 자동차부품연구원 전자기파환경연구센터 선임연구원
 [주 관심분야] EMI/EMC

최 봉 열

2003년: 경기대학교 전자공학과 (공학사)

2004년~2007년: 자동차부품연구원 전자파팀

2007년~현재: (재)한국조선기자재연구원 전자파팀

2009년 9월~현재: 영남대학교 전

기공학과 석사과정

[주 관심분야] EMI/EMC

김 기 채

1984년 2월: 영남대학교 전자공학과 (공학사)

1986년 3월: Keio University 전기공학과 (공학석사)

1989년 3월: Keio University 전기공학과 (공학박사)

1989년 4월~1993년 3월: 한국표준

과학연구원 전자파연구실 선임연구원

1993년 4월~1995년 8월: 일본 후쿠오카 공업대학 정보공학과 조교수

1995년 9월~현재: 영남대학교 전기공학과 교수, 한국전자과학회 부회장

1988년: IEICE Japan, Young Scientist Awards

1994년: IEE Japan, Paper Presentation Awards

[주 관심분야] EMC/EMI 관련 안테나 및 전자파 차폐, 전자파 이론 및 응용