

무한도선과 무한 도체평판에 있는 슬롯간의 전자기적 결합에 대한 해석

Analysis of Electromagnetic Coupling to an Infinitely Long Wire through a Slot in an Infinite Conducting Plate

백운석* · 이철훈** · 조웅희** · 조영기** · 손현**

W. S. Baek* · C. H. Lee** · U. H. Cho** · Y. K. Cho** · H. Son**

요 약

무한 도체평판에 있는 슬롯과 무한히 긴 가는 도선간의 전자기적인 결합문제를 MPIE(mixed potential integral equation)와 세분된 기저함수를 사용하는 2차원 모멘트법으로 해석하였다. 또한 폭이 좁은 슬롯의 경우에 타당한 중심표현법(center-representation)을 이용하여 등가회로를 구하였다. TM 편파된 평면파가 슬롯에 임의의 각으로 입사하는 경우에 슬롯에서의 등가자기전류와 도선에 유도된 전류를 구하였다. 그리고 도선과 무한 도체평판으로 구성된 전송선로에 전류를 인가할 때, 슬롯에 의한 전송선로의 반사계수 및 투과계수를 구하고 실험치와 비교하여 잘 일치함을 확인하였다.

Abstract

The problem of electromagnetic coupling into a thin conducting wire through a slot in an infinite conducting plate is analyzed by use of MPIE(mixed potential integral equation) and two-dimensional moment method using subsectional(rooftop) basis functions. The equivalent circuit is derived using a center-representation method which is valid in a narrow slot case. The equivalent magnetic currents on the slot and the induced currents on the wire are calculated respectively, for the TM wave is incident upon the slot with arbitrary angle of incidence. The theoretical reflection and transmission coefficients of transmission line which is composed of thin-wire and infinite conducting plate with a narrow slot are compared and found to be in good agreement with experimental results.

I. 서 론

슬롯을 통한 도체로의 전자기적인 결합문제는 EMI/EMC 문제해결에 매우 중요하며, 특히 슬롯과 도선간의 전자기 결합문제를 해석하기 위한 많

은 연구가 진행되어 왔다^{[1]~[5]}. Vincent^[1]는 슬롯을 통한 선로상의 개방회로 전압을 Babinet 원리와 wire mesh 모델을 이용하여 구하고 실험치와 비교하였으며, Butler^[2]는 무한 도체판의 좁은 슬롯과 길이가 유한한 도선으로 이루어진 구조에서의 적미분방정식(integro-differential equation)을 유도

*동양대학교 전자제어통신공학부 (School of Elec. Cont. Comm. Eng., Dongyang Univ.)

**경북대학교 전자전기공학부 (Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Nat'l Univ.)

· 논문번호 : 961226-068

· 수정완료일자 : 1997년 4월 1일

하고 모멘트 법으로 도선상의 유기된 선전류를 구하였다. 또한 Umashankar^[5]는 무한 도체판의 좁은 슬롯과 무한한 길이의 도선으로 구성된 구조에서 도선에 유기되는 전류를 푸리에변환방법을 사용하고 슬롯에서의 전장에 대한 적미분방정식을 유도하였다. 그리고 Harrington^{[3], [4]}은 무한 도체판의 좁은 슬롯과 길이가 무한한 도선간의 전자기적 결합을 모멘트 법으로 해석하고, 도체평판과 도선으로 구성된 전송선로에서 슬롯이 있는 부분의 2차자망 등가회로를 구하였다^[6].

본 논문에서는 무한 도체평판에 있는 슬롯에 임의의 각도로 TM파가 입사할 때 슬롯과 무한도선간의 전자기적인 결합을 해석하기 위하여 혼합포텐셜적분방정식(MPIE)을 유도하여 세분된 기저함수를 사용하는 2차원 모멘트 법^{[7], [11]}으로 풀고, 중심 표현법(center~representation)^[6]을 이용하여 등가회로를 구하고자한다. 도선은 무한히 길고 반경은 파장에 비하여 매우 작다고 가정하여 thin-wire 근사를 사용하고 슬롯의 등가 자기전류는 지붕기저함수의 합으로 표현하며, 도선상의 여기전류는 진행파와 슬롯 근처에서의 정재파 및 감쇠파의 합으로 모델링을 하게 된다. 이러한 복잡한 기저함수의 도입은 본 연구가 파수영역(spectral domain)의 해석방법에 비해 수식적으로 처리가 용이한 공간영역(spatial domain)에서 이루어지지만 그에 반해 물리적 의미를 관찰하기에 어려움이 있는 것을 보완하기 위해서이며, 특히 외부(그림 1에서 영역 (a)에 해당)에서 슬롯에 평면파가 입사되는 경우에 개구를 통한 도선으로의 전자기적 결합이 어떠한 성분으로 구성되는지를 정확히 규명하기 위해서이다.

그리고 위의 구조에 대해서 TM파를 입사하는 경우는 슬롯상에 유기되는 등가자기전류를 측정하기가 매우 어려우므로 가역정리(reciprocity theorem)를 이용하여 영역 (b)에 있는 무한도선의 한쪽 끝에서 TEM 전류를 인가하여 이로부터 슬롯에 의한 불연속으로 인하여 발생하는 전송선로의 반사계수 및 투과계수를 이론적으로 구하고 실험치와

비교하여 해석방법의 타당성을 검증하고자 한다.

II. 본 론

1. 혼합포텐셜적분방정식(MPIE)의 유도

슬롯과 무한한 길이를 갖는 도선 사이의 전자기 결합문제를 해석하기 위하여 본 연구에서 제시된 구조와 좌표계를 그림 1에 도시하였다. 도선은 x축에 평행하게 놓여있고, 무한 도체평판(z=0)에 있는 슬롯은 x, y방향으로 각각 L_x , L_y 의 길이를 갖는 직사각형이고, 무한도선의 반경은 A, 슬롯과 무한도선사이의 거리는 D, 도선의 중심축의 좌표는 y-z 평면상에서 (L_{off} , D)이다. 이때 무한 도체평판의 좌측(z<0) 반무한공간을 영역 (a), 무한도선을 포함하는 영역(z>0)을 영역 (b)로 하고 모든 영역의 매질특성은 자유공간과 동일하며, 도선의 반경은 파장에 비해 매우 작다고($\lambda \gg A$) 가정하였다.

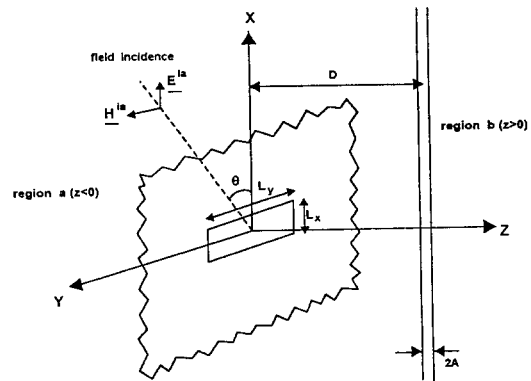


그림 1. 구조와 좌표계

Fig. 1. Geometry and coordinate system.

등가원리를 이용하여 슬롯을 단락시키고 영역 (a)에서는 슬롯에 유기된 등가자기전류에 의한 전자기성분을 기술하고, 영역 (b)에서는 슬롯에 유기된 등가자기전류와 무한도선에 유기된 전류에 의한 전자기 성분을 기술하여 슬롯면에서 전자계의 접선성분이 연속이고 도선표면에서 전계의 접선성분이

0이라는 경계조건을 부과하면

$$H_x^a(\underline{M}) + H_x^b(\underline{M}) - H_x^b(\underline{J}) = -H_x^a, \quad \text{on the slot} \quad (1a)$$

$$H_y^a(\underline{M}) + H_y^b(\underline{M}) - H_y^b(\underline{J}) = -H_y^a, \quad \text{on the slot} \quad (1b)$$

$$E_x^b(\underline{M}) - E_x^b(\underline{J}) = 0, \quad \text{on the surface of wire} \quad (1c)$$

으로 표현할 수 있다. 여기에서 \underline{M} 은 슬롯에서의 미지 등가자기전류이고, \underline{J} 는 무한도선에 유겨된 x방향 성분(thin-wire 근사)만의 전류이며, H^a 는 영역 (a)에서 임의의 각도로 입사되는 입사자장이고, $H^a(\underline{M})$, $H^b(\underline{M})$, $E^b(\underline{M})$ 는 각각 영역 (a)와 (b)에서 등가자기전류에 의한 전자장성분이고, $H^b(\underline{J})$ 와 $E^b(\underline{J})$ 는 영역 (b)에서 도선에 유겨된 전류에 의한 자장과 전장성분을 의미한다. 그러나 무한도선에 전류를 인가하는 경우에 대해서 J는 전원전류가 되며 $H^b(\underline{J})$ 와 $E^b(\underline{J})$ 는 각각 전원전류에 의한 자장과 전장이 되고, H^a 는 0이 되는 반면 영역 (b)에서의 전원전류에 의한 입사자장(thin-wire 근사에 의해 전류는 x방향 성분만 있으므로 자장은 y방향 성분만 존재)이 된다. 즉,

$$H_x^a(\underline{M}) + H_x^b(\underline{M}) - H_x^b(\underline{J}) = 0, \quad \text{on the slot} \quad (1d)$$

$$H_y^a(\underline{M}) + H_y^b(\underline{M}) - H_y^b(\underline{J}) = H_y^b, \quad \text{on the slot} \quad (1e)$$

$$E_x^b(\underline{M}) - E_x^b(\underline{J}) = 0, \quad \text{on the surface of wire} \quad (1f)$$

이 된다.

식 (1a)~(1f)에서의 전자장성분은 벡터포텐셜과 스칼라 포텐셜을 이용하여 구할 수 있는데 이들은 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\underline{H}^a(\underline{M}) = -j\omega \underline{F}^a - \nabla V_m^a \quad (2a)$$

$$\underline{H}^b(\underline{M}) = -j\omega \underline{F}^b - \nabla V_m^b \quad (2b)$$

$$\underline{H}^b(\underline{J}) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \underline{A}^b \quad (2c)$$

$$\underline{E}^b(\underline{M}) = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \underline{F}^b \quad (2d)$$

$$\underline{E}^b(\underline{J}) = -j\omega \underline{A}^b - \nabla V^b \quad (2e)$$

여기에서 각 영역의 벡터포텐셜과 스칼라 포텐셜은 각각

$$\underline{F}^a = \int_s G_F^a(\underline{r}|\underline{r}') \underline{M}(\underline{r}') ds' \quad (3a)$$

$$\underline{F}^b = \int_s G_F^b(\underline{r}|\underline{r}') \underline{M}(\underline{r}') ds' \quad (3b)$$

$$V_m^a = \int_s G_{Vm}^a(\underline{r}|\underline{r}') \rho_{ms}(\underline{r}') ds' \quad (3c)$$

$$V_m^b = \int_s G_{Vm}^b(\underline{r}|\underline{r}') \rho_{ms}(\underline{r}') ds' \quad (3d)$$

$$\underline{A}^b = \int_s G_A^b(\underline{r}|\underline{r}') \underline{J}(\underline{r}') ds' \quad (3e)$$

$$V^b = \int_s G_V^b(\underline{r}|\underline{r}') \rho_s(\underline{r}') ds' \quad (3f)$$

으로 주어지고, 여기에서 ρ_s 는 전하밀도이며, ρ_{ms} 는 자하밀도를 의미하며 \underline{r} 과 \underline{r}' 은 각각 관찰점과 전원점의 위치벡터이다. 그리고 여기에서의 적분영역은 \underline{F} 와 V_m 에 대해서는 등가자기전류가 있는 슬롯이 되며, \underline{A} 와 V 에 대해서는 전류(외부에서 평면파를 입사할 때는 유전전류에 해당하고, 내부에서 전류를 인가할 때는 전원전류에 해당)가 있는 무한도선이 되며, 각각의 그린함수로는 자유공간의 그린함수를 사용하였다.

관찰점이 전원근처에 있는 그린함수는 static 그린함수와 이를 제외한 부분의 합으로

$$G = G_s + (G - G_s) \quad (4)$$

와 같이 표현할 수 있는데, 여기에서 G_s 는 r^{-1} 형태의 특이점을 가지나 해석적으로 적분이 가능하고 식 (4)의 두번째 항만 수치해석으로 계산하면 된다 [7].

2-2 슬롯면의 등가자기전류에 의한 전자장

무한 도체평판에 있는 슬롯에서의 등가자기전류를 그림 2에서와 같이 정의되는 지붕기저함수(rooftop basis function)들의 합으로 근사하였다. 그림 3과 같이 슬롯은 같은 크기($W_a \times W_b$)의 사각형의 전하셀들로 나누어지며, x방향으로(또는 y방향으로) 인접하는 두개의 전하셀은 한 개의 x방향(또는 y방향)의 전류셀을 구성하게된다. 따라서 전류셀의 자동적인 중복이 이루어지며, 하나의 전하셀은 네개의 전류셀에 포함될 수 있다. 그러므로 $m \times n$ 개의 전하셀로 이루어진 사각형의 슬롯면에는 $M=(m-1)n$ 개의 x방향 전류셀과 $N=m(n-1)$ 개의 y방향 전류셀로 이루어진다.

그림 3에서와 같이 j번째 x방향의 전류셀 C_{xj} 의 중심의 좌표벡터를 \bar{r}_{xj} 라 하고 그 양끝을 각각 \bar{r}_{xj-} ,

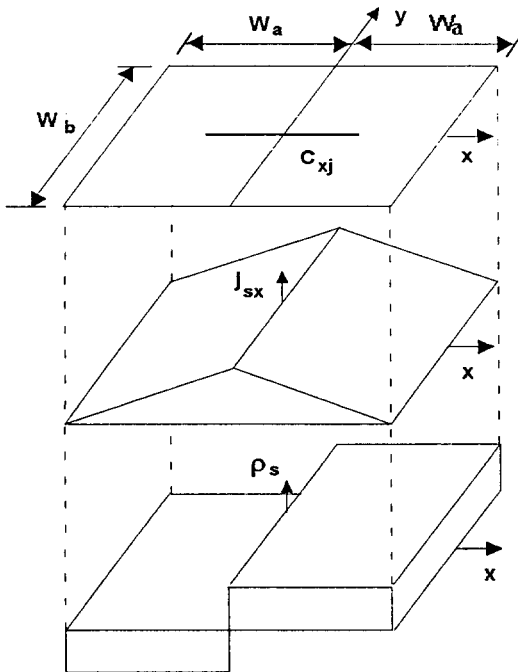


그림 2. 지붕기저함수

Fig. 2. Rooftop basis functions.

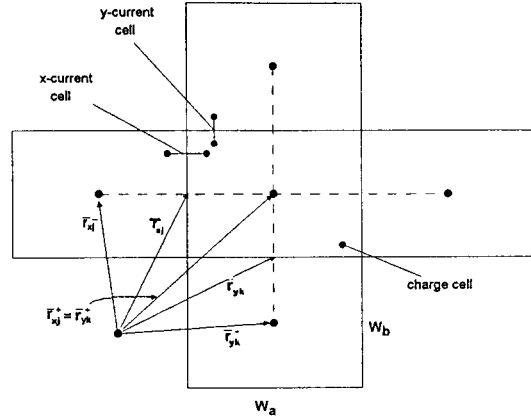


그림 3. 단위전하셀과 전류셀에서 사각형의 분할(segmentation) 및 좌표계

Fig. 3. Coordinate system and segmentation of the patch in elementary charge and current cells.

\bar{r}_{xj+} , 로 표시하면 이는

$$\bar{r}_{xj}^{\pm} = \bar{r}_{xj} \pm (W_a/2)\hat{x} \quad j=1,2,\dots,M \quad (5)$$

인 관계를 가지고, 여기에서 W_a 는 x방향 전하셀의 길이를 의미한다. y방향에 대해서도 같은 관계식이 성립한다.

그러므로 슬롯면에서의 x, y방향의 자기면전류 M_{sx}, M_{sy} 는 각각

$$M_{sx} = \frac{1}{W_b} \sum_{j=1}^M V_x T_x (|\bar{r} - \bar{r}_{xj}|) \quad (6a)$$

$$M_{sy} = \frac{1}{W_a} \sum_{j=1}^N V_y T_y (|\bar{r} - \bar{r}_{yj}|) \quad (6b)$$

로 표시할 수 있으며, 여기에서 V_x, V_y 는 미지 자기전류계수이고, 기저함수 T_x, T_y 는 그림 2와 같이 각

$$T_x(r) = \begin{cases} 1 - |x|/W_a, & |x| < W_a \text{ and } |y| < W_b/2 \\ 0, & \text{이외의 영역} \end{cases} \quad (7a)$$

$$T_y(r) = \begin{cases} 1 - |y|/W_b, & |y| < W_b, |x| < W_a/2 \\ 0, & \text{이외의 영역} \end{cases} \quad (7b)$$

로서 주어진다.

식 (6a), (6b)와 (7a), (7b)를 전류 연속방정식에 대입하여 정리하면 자기면전하밀도를 구할 수 있는데 이는

$$\rho_{ms} = \frac{1}{j\omega W_a W_b} \left\{ \sum_{j=1}^M V_{xj} [I(r-r_{xj}^+) - I(r-r_{xj}^-)] + \sum_{j=1}^N V_{yj} [I(r-r_{yj}^+) - I(r-r_{yj}^-)] \right\} \quad (8)$$

로 표현되고, 여기에서 $I(r)$ 은 $W_a \times W_b$ 의 사각형에서 정의되는 2차원 단위 펄스함수를 나타낸다.

식 (6a)~(8)을 식 (3a)~(3f)의 적분방정식에 대입한 후 점전원을 사용하는 대신에 하나의 기저함수를 전원으로 사용하는 이산적(discrete) 그린함수를 도입하면 적분방정식을 편리하게 취급할 수 있다. 따라서 전기벡터 포텐셜과 스칼라 포텐셜에 대한 이산적 그린함수를 다음과 같이 정의하였다.

$$\Gamma_{Fx}(r|r_{xj}') = \int_{S_{xj}} \frac{1}{\epsilon k} G_{Fx}(r|r') T_{xj}(r'-r_{xj}') k^2 dS' \quad (9)$$

$$\Gamma_{Vm}(r|r_{oj}) = \int_{S_{oj}} \frac{\mu_0}{k} G_{Vm}(r|r') I_{xj}(r'-r_{oj}') k^2 dS' \quad (10)$$

여기에서

$r_{xj}(r_{oj})$ 는 전류(전하)셀의 중심이고, $S_{xj}(S_{oj})$ 는 전류(전하)셀의 면적을 나타낸다. 관찰점이 전하셀의 중심에 있을 때 이산적 그린함수의 특이부분은

$$\Gamma_{Vm}(0|0) = -\frac{k}{4\pi} \left\{ 2W_a \ln \tan \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4} \right) - 2W_b \ln \tan \frac{\alpha}{2} \right\} \quad (11)$$

로 주어지고, 여기에서 $\alpha = \tan^{-1}(W_b/W_a)$ 이다.

그러나 관찰점이 전원으로 부터 멀리 떨어져 있으면 전원셀의 전류나 전하가 셀의 중심에 있는 것으로 근사^[11]할 수 있으므로 다음과 같이 이산적 그린함수를 쓸 수 있다.

$$\Gamma_{Vm}(r|r_{oj}) \approx \frac{\mu}{k} G_{Vm}(r|r_{oj}) k^2 W_a W_b \quad (12)$$

$$\Gamma_F(r|r_j) \approx \frac{1}{\epsilon k} C_F(r|r_j) k^2 W_a W_b \quad (13)$$

그러므로 식 (6a), (6b)와 (7)을 식 (2a), (2b)에 대입하여 정리하면 전기벡터 포텐셜과 스칼라 포텐셜은 각각

$$\underline{F}(r) = \hat{x} \frac{\mu_0}{k W_b} \sum_{j=1}^M I_{xj} \Gamma_{Fx}(r|r_{xj}) + \hat{y} \frac{\mu_0}{k W_a} \sum_{j=1}^N I_{yj} \Gamma_{Fy}(r|r_{yj}) \quad (14)$$

$$V_m(r) = \frac{Z_0}{j k^2 W_a W_b} \left(\sum_{j=1}^M I_{xj} \{ \Gamma_{Vm}(r|r_{xj}^+) - \Gamma_{Vm}(r|r_{xj}^-) \} + \sum_{j=1}^N I_{yj} \{ \Gamma_{Vm}(r|r_{yj}^+) - \Gamma_{Vm}(r|r_{yj}^-) \} \right) \quad (15)$$

으로 표현할 수 있다.

2-3 무한도선의 전류에 의한 전자장

전류는 thin-wire 근사^[9]를 사용하였고, $x=0$ 에서 시작하여 $\pm x$ 방향으로 전파하는 두 개의 TEM 전류와 $x = \pm L_x/2$ 에서 시작하는 TEM 전류와 그

리고 슬롯의 폭에 해당하는 거리 사이에서 존재하는 정재파와 슬롯폭 근처에서의 감쇠파(evanescent wave)를 의미하는 감쇠전류 등의 합으로 표현하였다. TEM전류 항들은 각각

$$J_1 = I_1 e^{-j k |x|}, \quad -\infty < x < \infty \quad (16a)$$

$$J_2 = I_2 e^{-j k x}, \quad L_x/2 < x < \infty \quad (16b)$$

$$J_3 = I_3 e^{j k x}, \quad -\infty < x < -L_x/2 \quad (16c)$$

로 표현하였고, 정재파 항은

$$\left. \begin{aligned} J_4 &= I_4 \sin kx \\ J_5 &= I_5 \cos kx \end{aligned} \right\}, \quad -L_x/2 < x < L_x/2 \quad (16d)$$

로 표현하였다. 또, 감쇠전류 항은

$$J_j = \sum_{j=6}^{NB} I_j T(x-x'), \quad -W_x < x < W_x \quad (16e)$$

으로 주어지고, 여기에서 T(x)는 삼각기저함수를 가정하였고

$$T(x) = 1 - \frac{|x|}{\Delta x}, \quad -\Delta x < x < \Delta x \quad (16f)$$

으로 표현하며, $\Delta x = 2W_x / (NB - 4)$ 이다. 또한 $2W_x$ 는 무한도선에 있어서 삼각기저함수를 가정하는 부분이며 Δx 는 전하셀의 길이이고, NB는 무한도선에서의 기저함수의 총합이다.

무한도선에서 진행하는 TEM전류에 의한 전자장을 구하기 위한 좌표계를 그림 4에 나타내었다.

ce^{-jkr} 로 주어지는 전류가 원점($x=0$)에서 시작하여 $\pm x$ 방향으로 진행한다고 가정하면 $+x$ 방향으로 진행하는 전류에 대해 원점에서 L점까지의 전류에 의한 P점에서의 벡터 포텐셜은 다음과 같이 주어진다.

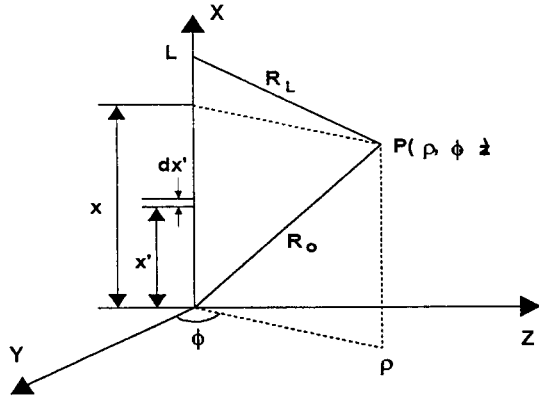


그림 4. 도선을 따라 진행하는 전류에 의한 전자장을 구하기 위한 좌표계

Fig. 4. Coordinate system for evaluation of electromagnetic fields excited by a traveling current along the wire.

$$A_x = \frac{\mu}{4\pi} \int_0^L ce^{-jkx'} \frac{e^{-jkr}}{R} dx' \quad (17)$$

이로부터 자장은 다음식과 같이 표현되며

$$\begin{aligned} H_y^+ &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial \rho} \\ &= -\frac{c}{4\pi\rho} \left[\left(1 - \frac{L-x}{R_L}\right) e^{-jk(R_L+L)} - \left(1 + \frac{x}{R_0}\right) e^{-jkr_0} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

여기에서 $R_L = \sqrt{\rho^2 + (x-L)^2}$ 이고 $R_0 = \sqrt{\rho^2 + x^2}$ 이며, L이 무한대로 접근하는 경우 $+x$ 방향으로 진행하는 전류에 의한 자장에 대한 최종식은 다음과 같다.

$$H_y^+ = \frac{c}{4\pi\rho} \left(1 + \frac{x}{R_0}\right) e^{-jkr_0} \quad (19)$$

동일한 과정에 의해 $-x$ 방향으로 진행하는 전류에 의한 자장을 구하여 보면

$$H_x^- = \frac{c}{4\pi\rho} \left(1 - \frac{x}{R_0}\right) e^{-jkR_0} \quad (20)$$

으로 주어진다. 이로부터 전장에 대한 표현식을 얻을 수 있으며 다음과 같이 표현된다.

$$E_x^+ = -\frac{c}{4\pi j\omega\epsilon_0} \left(\frac{jk}{R_0} + \frac{jkx}{R_0^2} + \frac{x}{R_0^3}\right) e^{-jkR_0} \quad (21)$$

$$E_x^- = -\frac{c}{4\pi j\omega\epsilon_0} \left(\frac{jk}{R_0} - \frac{jkx}{R_0^2} - \frac{x}{R_0^3}\right) e^{-jkR_0} \quad (22)$$

그리고 영상전류에 의한 전자장은 무한도선에 유기된 전류와 방향이 서로 반대이므로 전장의 경우에 부호가 바뀌게 되고, 자장의 경우에는 더해지게 된다. 마지막으로 정재파항과 감쇠전류항에 의한 전자장은 자유공간 그린함수를 이용하여 구할 수 있으며 식 (2), (3)으로 주어진다.

2-4 행렬방정식의 유도

슬롯면의 지분확장함수에 대한 테스트함수로는 r_i^- 에서 r_i^+ 까지 경로를 가지는 일차원의 펄스함수(razor function)를 사용하였고^[7], 도선의 전류에 대한 테스트함수로는 TEM 전류와 정재파에 대해서는 Galerkin 방법을 적용하였으며, 감쇠파에 대해서는 슬롯면과 마찬가지로 펄스함수를 사용하였다. 여기에서 도선상의 전류를 테스트할 때, thin-wire 근사를 사용하였기 때문에 특이점의 문제는 나타나지 않는다.

테스트의 과정을 거치면 슬롯면에서의 자기 전류계수와 무한도선에서의 전도 전류계수를 미지수로 하는 행렬방정식을 얻을 수 있는데 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} Y^{xx} & Y^{xy} & 0 \\ Y^{yx} & Y^{yy} & T^{aw} \\ 0 & T^{wa} & Z^{ww} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_y^i \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

입사항에 해당하는 I_y^i 는 외부에서 TM파가 입사할 때와 내부에서 TEM전류를 인가하는 경우에 따라 달라지며 다음과 같다.

외부에서 TM파가 입사할 때는

$$I_y^i = -2 \frac{E_0}{Z_0} e^{jkx \cos\theta} W_b \quad (24)$$

로 주어지고 내부에서 TEM전류를 인가할 때는 다음과 같다.

$$I_y^i = \frac{I_0}{\pi} \left[\tan^{-1} \left(\frac{y_i + W_b/2 - L_{off}}{D} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{y_i - W_b/2 - L_{off}}{D} \right) \right] \quad (25)$$

2-5 등가회로

일반적으로 개구결합문제는 외부에서 인가되는 전원대신 내부에서 전원을 인가할 때 2-port 등가회로로 치환할 수 있으며, 본 연구에서는 π -등가회로로 가정하였다.

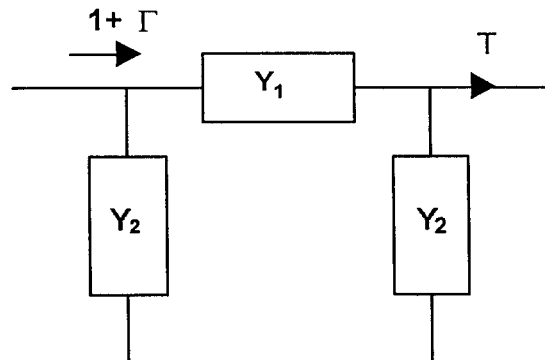


그림 5. 일반적인 π -등가회로

Fig. 5. General π -equivalent network.

여기에서 Γ 는 반사계수이며, T 는 투과계수를 나타낸다. 좁은 슬롯일 경우에는 이러한 구조적인 불연속성이 슬롯의 중심에 있다고 볼 수 있으므로 중심표현법을 이용하여 반사계수와 투과계수를 얻을 수 있으며, 개구가 넓어질 경우에는 슬롯의 폭을 감안하는 edge표현법을 사용하여야 한다. 반사계수나 투과계수에 관한 정보는 행렬방정식으로부터 구한 3개의 TEM전류로부터 얻을 수 있으며 이로부터 다음과 같은 어드미턴스에 관한 식을 얻을 수 있다.

Y_2 에서 들여다본 어드미턴스를 Y_L 이라 하면

$$T = (1 + \Gamma) \frac{Y_1(Y_2 + 1)}{Y_L + (Y_2 + 1)} \cdot \frac{1}{Y_2 + 1}$$

$$= (1 + \Gamma) \frac{Y_L - Y_2}{Y_L} \cdot \frac{1}{Y_2 + 1}$$

$$[(1 + \Gamma) - (1 - \Gamma)Y_2] \cdot \frac{1}{Y_2 + 1}$$

와 같이 주어지며, 이로부터

$$Y_2 = \frac{1 + \Gamma - T}{1 - \Gamma + T} \quad (27a)$$

$$Y_1 = \frac{\alpha(Y_2 + 1)}{Y_2 + 1 - \alpha} \quad (27b)$$

을 얻을 수 있다. 여기에서 α 는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} - Y_2$$

III. 수치해석 및 실험 결과

슬롯이 있는 무한 접지평면 뒤에 무한도선이 있는 구조에 대하여 적분방정식을 세우고 모멘트법을 적용하여 식 (23)의 행렬방정식을 구하고 수치적으로 미지의 등가자기전류와 무한도선에서의 유기전

류를 구하였다.

그림 6은 동작주파수 $f=3$ GHz, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$ 인 좁은 슬롯의 경우에 $L_y=1\lambda \sim 1.0\lambda$ 로 가변하면서 슬롯 어드미턴스를 구하여 도시하였고 참고문헌[3]의 결과와 비교하여 본 논문의 이론적 타당성을 검증하였다. 약 0.46λ 에서 공진이 일어나며 그보다 작은 슬롯의 길이에서는 인덕턴스로, 그 이상에서는 커패시턴스로 동작하고 있음을 알 수 있다.

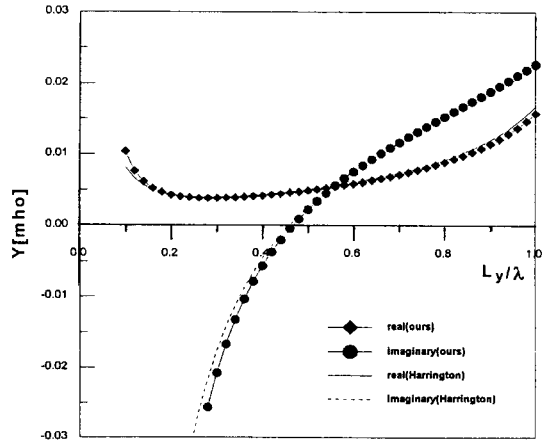


그림 6. 슬롯의 길이변화에 따른 등가어드미턴스의 변화($f=3$ GHz, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$)

Fig. 6. Equivalent admittance with various slot lengths. ($f=3$ GHz, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$)

그림 7에는 $f=3$ GHz, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$ 이고 $L_y=0.5\lambda$ 의 경우 도선에 전류를 인가하였을 때의 x, y방향의 등가자기전류를 도시하였다.

그림 8은 $f=3$ GHz, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$ 이고 $L_y=0.5\lambda$ 인 경우 영역 (a)에서 평면파가 수직($\theta=90^\circ$)으로 입사할 때 도선에 유기되는 진행전류와 감쇠전류의 실수부와 허수부를 나타내었다. 감쇠전류의 경우 슬롯 근처에서는 큰 값을 나타내지만 급격히 감쇠하여 슬롯으로부터 약 1λ 만 떨어

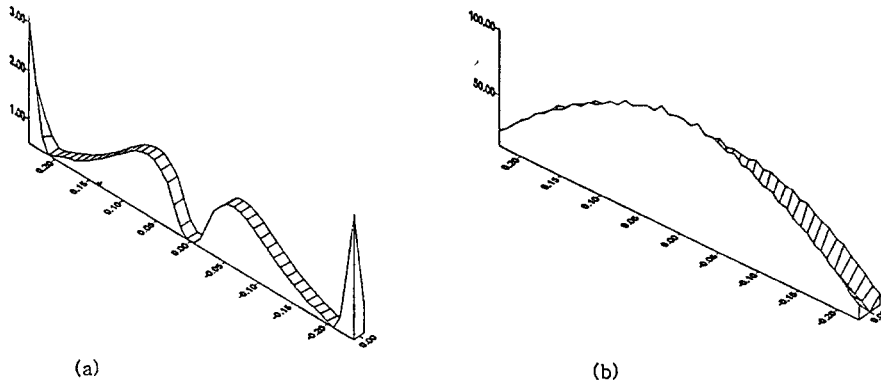


그림 7. 도선에 전류를 인가하였을 때의 등가자기전류
 ($f=3\text{ GHz}$, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$, $L_y=0.5\lambda$)
 (a) x방향 등가자기전류 (b) y방향 등가자기전류

Fig. 7. Equivalent magnetic surface current excited by a wire current.
 ($f=3\text{ GHz}$, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$, $L_y=0.5\lambda$)
 (a) x-directional equivalent magnetic surface current
 (b) y-directional equivalent magnetic surface current

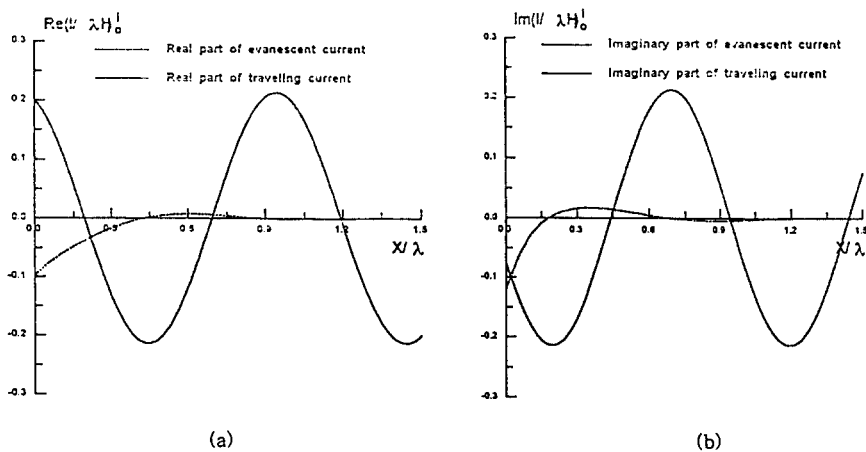


그림 8. (a) 도선에 유기되는 전류의 실수부 ($f=3\text{ GHz}$, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$, $L_y=0.5\lambda$)
 (b) 도선에 유기되는 전류의 허수부 ($f=3\text{ GHz}$, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$, $L_y=0.5\lambda$)
 Fig. 8. (a) Real part of currents on wire. ($f=3\text{ GHz}$, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$, $L_y=0.5\lambda$)
 (b) Imaginary part of currents on wire. ($f=3\text{ GHz}$, $A=0.001\lambda$, $D=0.1\lambda$, $L_x=0.05\lambda$, $L_y=0.5\lambda$)

표 1. 입사각도에 따른 도선상의 전류 비교

Table 1. Currents on wire with different incidence angles.

	90°		60°		30°	
	실수부	허수부	실수부	허수부	실수부	허수부
J_1	0.199861	-0.0759854	0.199605	-0.0758765	0.199081	-0.0756678
J_2	-0.441698E-5	0.915225E-4	-0.134161E-4	0.136248E-3	-0.199719E-4	0.168734E-3
J_3	-0.444783E-5	0.914607E-4	0.461416E-5	0.464610E-4	0.112424E-4	0.134671E-4
J_4	0.179014E-6	0.229389E-6	-0.238640E-4	0.778340E-3	-0.413997E-4	0.134621E-2
J_5	-0.397217E-1	-0.303176	-0.397334E-1	-0.302719	-0.396904E-1	-0.301874

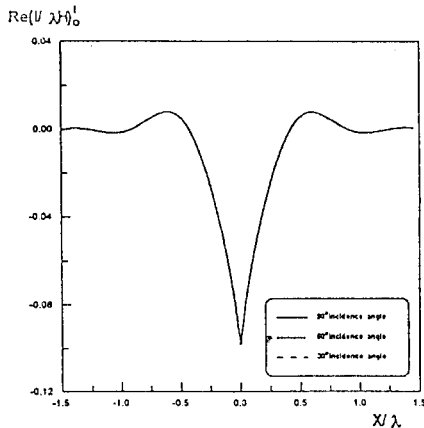
쳐도 거의 무시할 수 있음을 볼 수 있다.

표 1은 그림 8과 동일한 수치이며 입사각도가 30°, 60°, 90°일 때 감쇠전류를 제외한 도선에 유기되는 전류의 실수부와 허수부를 파장과 입사각도의 크기로 정규화하여 나타내었다. 입사각도에 따라 도선에 유기되는 전류의 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

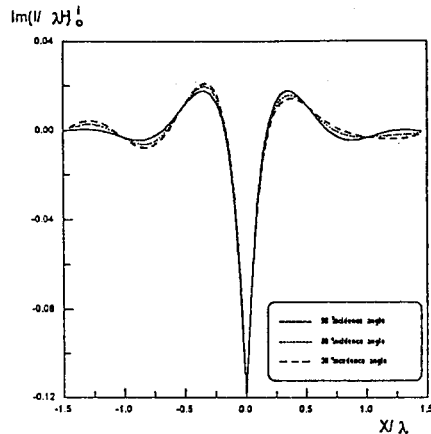
그림 9는 입사각도의 변화에 따라 구한 도선상의 감쇠전류를 실수부와 허수부로 나누어 도시하였다. 감쇠전류의 실수부는 입사각도와 관계없이 일정하

나 허수부는 실수부에 비해 변화가 심하고 또한 넓은 범위에 걸쳐 존재함을 알 수 있다.

도선에 전류를 인가하고 반사계수와 투과계수를 구하기 위한 실험구성을 그림 8에 도시하였다. 동작주파수를 3 GHz로 하였을 때, 파장이 10 cm이므로 thin-wire 근사를 사용하기 위하여 도선의 반경(A)을 약 0.001λ에 해당하는 0.1 mm로 하였으며 접지면과 도선의 간격(D)을 0.1λ로 하였다. 도선의 특성 임피던스^[8]는



(a)



(b)

그림 9. (a) 입사각도에 따른 감쇠전류의 실수부

(b) 입사각도에 따른 감쇠전류의 허수부

Fig. 9. (a) Real part of evanescent current as a function of distance with different incidence angle.

(b) Imaginary part of evanescent current as a function of distance with different incidence angle.

$$Z_o \approx \frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{2D}{A} \approx 60 \ln \frac{2D}{A} \quad (28)$$

로 주어지며 본 실험의 경우에는 약 318 Ω이 된다. 그러나 동축케이블의 특성임피던스가 50 Ω이므로 임피던스 정합회로가 필요하게 되며, 실험에서는 λ/4 정합기를 사용하였다. 이 경우 λ/4 정합기로 사용되는 도선의 지름은 약 4.89 mm가 된다. 그러나 실제 측정결과 2.53 GHz에서 가장 좋은 임피던스 정합결과를 얻을 수 있었다. 이러한 오차는 λ/4 정합기의 재질(구리)을 고려하지 않고 자유공간의 파장을 사용한 점과, 도선과 정합기 사이 그리고 SMA 커넥터와 정합기 사이의 연결부분이 완전하지 못하기 때문에 생기는 것이라고 사료된다.

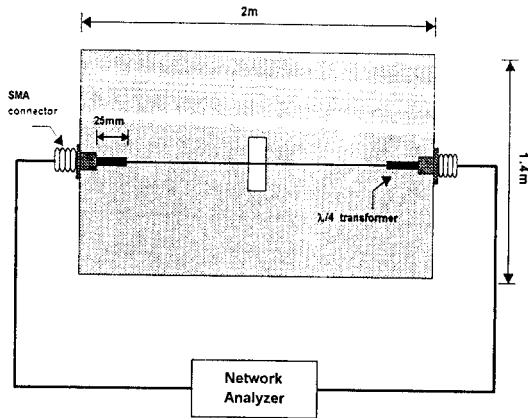


그림 10. 반사계수와 투과계수를 측정하기 위한 실험 구성도

Fig. 10. The experimental setup for measurements of reflection and transmission coefficients.

그림 11은 $f=2.53$ GHz, $A=0.00168 \lambda$, $D=0.143 \lambda$, $L_x=0.042 \lambda$ 인 경우에 무한도선의 한쪽 끝에서 TEM전류를 인가하였을 때 L_y 를 0.084 λ에서 0.84 λ까지 가변하면서 반사계수와 투과계수의 이론치 및 실험치를 도시하였다. 슬롯이 공진되는 길이(약

0.46 λ)에서 슬롯을 통해 빠져나가는 전력이 증가하여 투과계수가 가장 작아지고, 슬롯에서 발생하는 반사파에 의해 반사계수가 가장 커짐을 관찰할 수 있다. 또한 이론치와 실험치가 매우 잘 일치함을 알 수 있다.

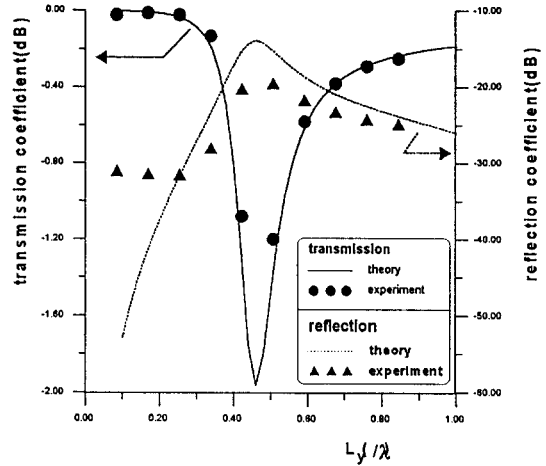


그림 11. 슬롯의 길이 변화에 따른 반사 및 투과계수의 변화 ($f=2.53$ GHz, $A=0.00168 \lambda$, $D=0.143 \lambda$, $L_x=0.042 \lambda$)

Fig. 11. Reflection and transmission coefficients with various slot lengths. ($f=2.53$ GHz, $A=0.00168 \lambda$, $D=0.143 \lambda$, $L_x=0.042 \lambda$)

그림 12는 그림 8과 같은 구조에 L_y 를 0.42 λ로 고정하고 무한도선의 위치를 슬롯의 중심에서 0.21 λ까지 가변하면서 반사계수와 투과계수의 이론치와 실험치를 도시하였다. 무한도선의 위치가 슬롯의 가장자리로 갈수록 슬롯에 의한 효과가 감소함을 관찰할 수 있다.

표 2는 $f=3$ GHz, $A=0.001 \lambda$, $L_x=0.05 \lambda=0.5 \lambda$ 이고 도선에 TEM전류를 인가하였을 때 슬롯과 도선사이의 거리(D)를 0.02 λ~0.2 λ로 변화시키면서 투과전류($1+J_1$)와 반사전류(J_1)의 변화를 나타내었다. 슬롯의 가장자리에서 시작하는 전류(J_2, J_3)는 슬롯의 중심에서 시작하는 전류(J_1)에 비해 매우 작아서 무시하였다. 접지면과 도선사이의 거리가 멀어짐에 따라 상호작용의 효과가 감소

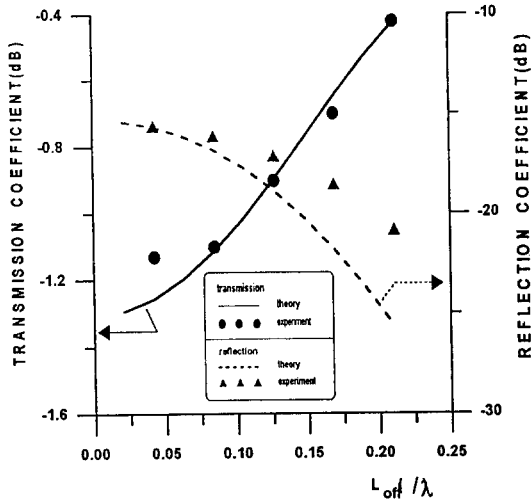


그림 12. 옵셋의 변화에 따른 투과 및 반사계수의 변화
($f=2.53$ GHz, $A=0.00168\lambda$, $D=0.143\lambda$, $L_x = 0.042\lambda$, $L_y = 0.42\lambda$)

Fig. 12. Reflection and transmission coefficients by various wire offset from center.
($f=2.53$ GHz, $A=0.00168\lambda$, $D=0.143\lambda$, $L_x = 0.042\lambda$, $L_y = 0.42\lambda$)

하므로 투과전류는 커지고, 반사전류가 감소함을 알 수 있다.

IV. 결 론

슬롯이 있는 무한 도체평면 뒤에 무한도선이 위치한 구조에 대하여 혼합포텐셜적분방정식(MP-IE)을 세우고 모멘트법을 이용하여 행렬방정식을 구하여 미지의 등가자기전류와 등가전도전류를 계산하였고 이로부터 여러 가지 파라미터들(슬롯의 길이, 무한도선의 위치 이동 등)에 대하여 반사계수와 투과계수를 구하였다. 본 논문에서 제시한 이론의 타당성을 검증하기 위하여 등가어드미턴스를 기존의 이론치와 비교하고, 또한 여러 가지 파라미터들의 변화에 따른 반사계수와 투과계수의 변화에 관한 실험에 의한 측정치와 이론치를 비교하여 잘 일치함을 확인하였다.

그러나 본 논문에서 제시한 방법이 좁은 슬롯일 경우에는 충분히 정확한 결과를 보여주고 넓은 개구로의 확장성도 제시하고 있지만, 개구가 커질 때는 경계조건의 만족정도, 전자기적 결합에 의해 나

표 2. 슬롯과 도선사이의 거리(D)에 따른 투과전류와 반사전류의 비교

Table 1. Transmission currents and reflection currents on wire with various parameter D.

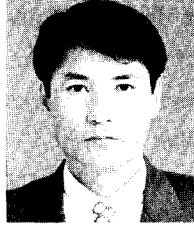
D (/λ)	투과 전류		반사 전류	
	실수부	허수부	실수부	허수부
0.02	0.793482	-0.854338E-1	-0.206518	-0.854338E-1
0.04	0.741763	-0.793350E-1	-0.258237	-0.793350E-1
0.06	0.757572	0.393989E-1	-0.242428	0.393989E-1
0.08	0.787076	0.594173E-1	-0.212924	0.594173E-1
0.1	0.816614	0.671798E-1	-0.183386	0.671798E-1
0.12	0.843505	0.690460E-1	-0.156495	0.690460E-1
0.14	0.867145	0.677922E-1	-0.132855	0.677922E-1
0.16	0.887525	0.648238E-1	-0.112475	0.648238E-1
0.18	0.9048716	0.609501E-1	-0.951284E-1	0.609501E-1
0.2	0.9195166	0.566621E-1	-0.804834E-1	0.566621E-1

타나는 전류성분의 정확한 분리측면 등에서 만족스러운 결과를 얻을 수는 없었다. 따라서 임의의 첫수를 가지는 large aperture에 대하여 정확히 해석할 수 있는 방법이나 등가회로를 구성하는 것 등이 과제로 남아있다.

참고문헌

- [1] J. L. Lin, W. L. Curtis, M. C. Vincent, "Electromagnetic Coupling to a Cable Through Apertures," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-24, no.2, pp. 198-203, March 1976.
- [2] C. M. Butler, K. R. Umashankar, "Electromagnetic Excitation of a Wire Through an Aperture-Perforated Conducting Screen," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-24, no.4, pp.456-462, July 1976.
- [3] Y. Naiheng, R. F. Harrington, "Electromagnetic Coupling to an Infinite Wire Through a Slot in a Conducting Plane," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, no. 2, pp. 310-316, March 1983.
- [4] S. W. Hsi, R. F. Harrington, and J. R. Mautz, "Electromagnetic Coupling to a Conducting Wire Behind an Aperture of Arbitrary Size and Shape," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, no. 6, pp. 581-587, June 1985.
- [5] K. R. Umashankar, J. R. Wait, "Electromagnetic Coupling to an Infinite Cable Placed Behind a Slot-Perforated Screen" *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-20, NO. 3, August 1978.
- [6] Y. K. Cho, "On the Equivalent Circuit Representation of the Slited Parallel-plate Waveguide Filled with a Dielectric," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, pp. 1193-1200, Sept. 1989.
- [7] J. R. Mosig, et al., "General Integral Equation Formulation for Microstrip Antennas and Scatterers," *IEE Proc.*, vol. 132, Pt. H, no. 7, pp. 424-432, Dec. 1985.
- [8] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, New York: McGraw- Hill, 1968, Sec. 2.
- [9] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, New York: Macmillan Company, 1968, Sec. 4.
- [10] I .S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, And Products*, Academic Press, 1980.
- [11] J. R. Mosig, F. E. Gardiol, *A Dynamical Radiation Model for Microstrip Structures*, In HAWKES, P. (Ed): 'Advances in electronics and electron physics'(Academic Press, New York, 1982).

백 윤 석

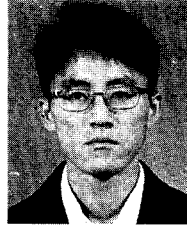


1982년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1985년 8월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 전파공학전공(공학석사)
1989년 2월 ~ 1995년 2월 : 국방과학연구소 선임연구원

1995년 3월 ~ 현재 : 동양대학교 전자제어통신공학부 전임강사

[주관심 분야] 마이크로 프로세서 응용, EMI /EMC, 전자파산란

이 철 훈



1994년 2월 : 경북대학교 전자공학과(공학사)
1995년 3월 ~ 현재 : 경북대학교 대학원 전자공학과 전파공학전공 석사과정

[주관심 분야] EMI /EMC, 전자파산란, 안테나공학

조 영 기



1978년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1981년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)
1981년 9월 ~ 현재 : 경북대학교 전자공학과 부교수

[주관심 분야] 안테나이론, 마이크로파공학, 전자기산란 및 전자기이론

손 현



1960년 8월 : 연세대학교 전기공학과(공학사)
1975년 8월 : 한양대학교 대학원 통신공학과(공학석사)
1984년 8월 : 경희대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1966년 4월 ~ 1977년 4월 : 주한 미육군 정보통신단 작전과 기술지원실 기술부장

1977년 4월 ~ 현재 : 경북대학교 전자공학과 교수

[주관심 분야] 이동통신, 위성통신, 마이크로파 및 안테나공학

조 응 희



1987년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1989년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 전파공학전공(공학석사)
1989년 2월~1995년 2월 : 국방과학연구소 연구원

1995년 3월~현재 : 경북대학교 대학원 전자공학과 전파공학전공 박사과정

[주관심 분야] 전자파산란, 안테나이론, EMI /EMC