

# 유한 도전성 영상 평면이 PCB 전자파 복사에 미치는 영향 분석

正會員 김진석\*, 조광윤\*, 김남\*\*

## Effect of Finite Conductive Image Planes on PCB Radiation

Jin Suk Kim\*, Kwang Yun Cho\*, Nam Kim\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 전류 라인 아래, 위에 놓인 유한 도전성 다층 영상 평면이 전자파 복사에 미치는 영향을 분석하였으며, 전류 라인과 영상 평면의 폭, 전류 라인과 영상 평면의 거리 등의 함수로 영상 평면의 EMI 차폐성능을 계산하였다. 영상 평면에 유도된 전류분포는 모멘트 기법을 이용하여 전계 적분방정식을 풀어서 계산하였으며, 전류분포를 작은 매트릭스 크기로 효율적으로 구하기 위해 전류분포의 변화를 고려하여 적분구간을 분할하는 새로운 방법을 제안하고 그 결과를 다른 방법과 비교하였다.

### ABSTRACT

In this paper, the configuration of multi-layers of the image planes surrounding the current trace of finite width has been considered, and the shielding performance of image planes is analyzed with the parameters of the width and conductivity of the planes, and the distance between the current trace and the planes. The induced current distributions on the image planes have been calculated by solving a set of electric field integral equations by the method of moments. To calculate the current distribution on the planes effectively, a new method for dividing integral intervals is proposed.

### I. 서 론

전기·전자제품의 사용이 급증하면서 이들 기기에

서 발생하는 불요 전자파의 장애가 심각한 문제로 대두되었다. 이러한 문제에 대처하기 위해 미국의 FCC, 일본의 VCCI, 유럽의 EN 규격 등에서 전기·전자제품에서 발생하는 전자파를 강력히 규제하게 되었고, 우리나라에서도 전자파장애 검정규칙을 통해 이들 기기에서 발생하는 전자파를 국제적인 수준으로 규제하고 있다. 이러한 규격들의 요구사항을 만족하기

\* 한국전자통신연구원 전자파공학연구소

\*\* 충북대학교 정보통신공학과 교수

論文番號: 97267-0801

接受日字: 1997年 8月 1日

위해 디지털 제품의 전자파 복사에 대한 효과적인 EMC 설계기술이 주요 관심사가 되고 있다<sup>[1]</sup>.

디지털 제품의 전자파 복사를 억제하기 위해서는 기본적으로 PCB 설계 단계에서부터 EMC 대책을 고려해야 하는데, PCB의 전자파 복사를 효과적으로 감소시키기 위한 한 방법으로 영상평면의 사용이 연구되었다<sup>[2, 3]</sup>. PCB 아래에 무한히 큰 금속 평면을 놓으면, 영상 이론(image theory)을 이용하여 금속 평면을 PCB 반대쪽의 전류로 대체할 수 있다. 이 영상 전류는 원래 전류와 방향이 반대이며, differential mode 전류와 같이 전자파 복사를 서로 상쇄하는 효과를 가진다. 전류 라인 아래에 하나의 금속 평면(영상 평면)을 둔 구조를 고려하면 복사 전자파는 두 성분으로 구성된다. 하나는 전류 라인에서 바로 복사된 것이고 다른 하나는 영상 평면에 유도된 전류에 의해 복사된 것이다. 전류의 방향이 반대이기 때문에 복사된 두 전자파는 서로 상쇄하게 되어 결과적으로 전류 라인에 의한 복사 전자파가 감소하게 된다<sup>[4]</sup>.

영상 평면에 유도되는 전류분포와 전자파 복사 패턴은 영상 평면의 기하학적 구조에 따라 상당한 영향을 받는다<sup>[5, 6]</sup>. 본 논문에서는 유한한 폭을 가진 전류 라인을 둘러 싸는 영상 평면 구조에 대해 영상 평면의 폭, 영상 평면과 전류 라인간의 거리 등의 함수로 수치해석적으로 차폐효과를 분석하였으며 영상 평면의 도전성이 유한한 경우에 대해 전류분포, 전자파 복사패턴 등이 어떻게 변하는지 고찰하였다. 또한, 영상 평면에 유도되는 전류분포를 효과적으로 계산하기 위해 전류분포의 변화를 고려하여 적분구간을 분할하는 방법을 제안하고 이로 인한 결과를 다른 방법과 비교, 분석하였다. 영상 평면에 유도되는 전류분포는 moment method를 이용하여 전계 적분방정식을 풀어 계산하였다.

## II. cell 분할 방법

평면에 유도되는 전류분포를 moment method를 이용하여 수치해석적으로 구할 때 일반적으로 적분구간을 균일한 cell로 나눈다. 그러나 이 방법은 계산에 많은 시간을 필요로 하므로 전류분포의 상황에 따라 적분구간을 분할하는 다른 여러 방법들이 개발되었다. 영상평면에 유도되는 전류분포를 구하기 위해서

지수적으로 cell 폭을 줄여가는 방법이 사용되었으며 이 방법은 cell 폭을 균일하게 나누는 방법보다 훨씬 효과적인 것으로 평가된다<sup>[7]</sup>. 이 방법은 평면의 폭과 소스 라인과 평면 사이의 높이의 함수로서 영상 평면의 왼쪽 끝의 cell 폭과 왼쪽 영역에서 요구되는 cell의 수를 구한 다음, 왼쪽 끝에서부터 지수적으로 cell 폭을 감소시켜 평면 가운데에 이를수록 더욱 세밀히 적분구간을 분할하고, 영상 평면의 오른쪽 영역에 대해서도 유사한 방법으로 적분구간을 분할하여, 적은 수의 cell로 효과적으로 영상평면에 유도되는 전류분포를 구할 수 있도록 하였다.

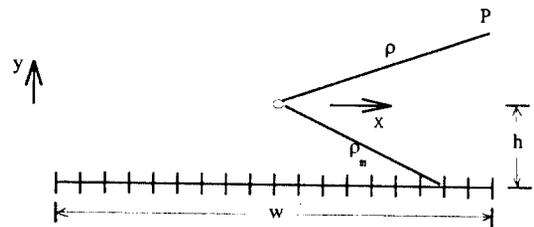


그림 1. 영상평면 적분구간 분할  
Fig. 1 Cell segmentation of the image plane

지수적으로 적분구간을 감소시키면서 분할하는 방법은 영상 평면에 유도되는 전류분포를 구하는데 있어서 매우 유용한 방법이기는 하지만 이 방법은 소스 라인으로부터 멀리 떨어진 영역에서의 전류분포에 의한 기여를 충분히 반영하지 못한다. 특히 이 방법은 영상 평면 끝의 급격한 전류변화를 고려하지 않고 있어서 평면에 유도되는 전류분포를 충분히 정확하게 해석하는데 한계를 지닌다. 따라서 아래와 같이 적분구간을 분할하는 방법을 새로이 제안하였다.

- 먼저, 적분구간을 다소 넓은 간격으로 균일하게 분할한다( $x = x_1, x_2, \dots, x_m$ ).
- 다음으로, 위에서 분할한 방법으로 moment method를 이용하여 전류분포를 구한 다음, 전류분포강도를 대수 scale에서 균일하게 분할하고, 적분구간상의 해당 점들을 구한다( $x = x'_1, \dots, x'_n$ ).
- 위의 두  $x$  집합으로 cell을 구성하고 최종적으로 수치해석한다.

이 단순한 방법은 전류분포의 급격한 변화를 반영

할 뿐만 아니라 모든 적분구간을 적절히 반영한다. 또한 이 방법은 전류분포가 알려지지 않은 어떤 경우에도 유용하게 적용할 수 있다.

그림 2 및 그림 3은 소스 라인 아래에 하나의 영상 평면을 둔 구조에 대해 세 가지 적분구간 분할방법으로 전자파 복사 패턴을 구하여 나타낸 것이다. 그림 2에서 곡선 b와 c가 겹치는 것을 볼 수 있는데 이는 지수적으로 적분구간을 감소시키는 방법이 균일하게 적분구간을 분할하는 방법보다 훨씬 더 정확한 결과를 준다는 것을 나타내고 있다. 또한 그림 3에서 제안된 방법의 매트릭스 크기 194x194에서 지수적인 방법의 매트릭스 크기 704x704에 근접한 곡선이 얻어지는 것을 볼 수 있는데 이는 제안된 방법이 지수적인 방법보다 더 정확한 결과를 줌을 의미한다. 여기서 매트릭스 크기는 임피던스 매트릭스 Z를 구하기 위한 값이다.

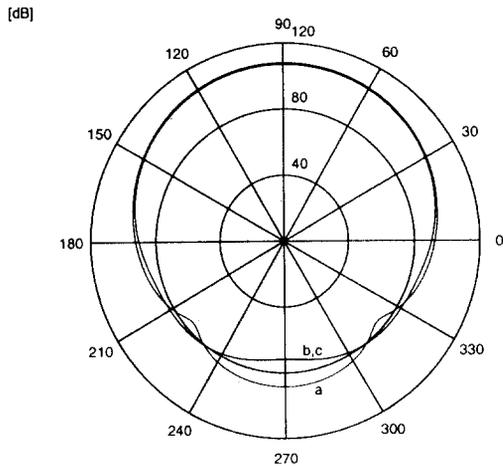


그림 2. 단일 영상평면에 의한 복사 패턴,  $w = 1 \lambda$ ,  $h = 0.001 \lambda$   
 (a) 균일 분할방법(매트릭스 크기 : 194x194),  
 (b) 균일 분할방법(매트릭스 크기 : 600x600),  
 (c) 지수 분할방법(매트릭스 크기 : 194x194)

Fig. 2 Radiation patterns due to an image plane beneath the line source,  $w = 1 \lambda$ ,  $h = 0.001 \lambda$   
 (a) Uniformly dividing method (matrix size: 194 x 194),  
 (b) Uniformly dividing method(matrix size: 600 x 600),  
 (c) Exponentially tapering method (matrix size: 194 x 194)

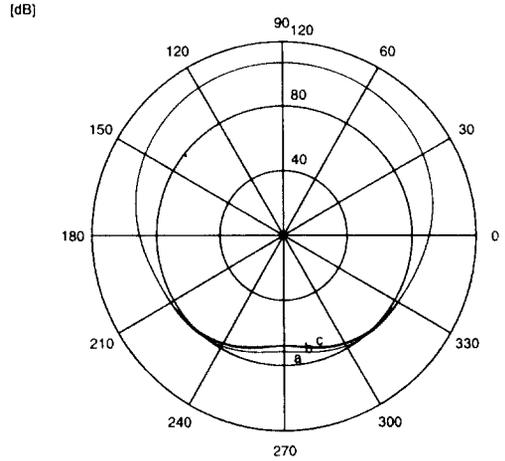


그림 3. 단일 영상평면에 의한 복사 패턴,  $w = 1 \lambda$ ,  $h = 0.001 \lambda$   
 (a) 지수 분할방법(매트릭스 크기 : 194x194),  
 (b) 지수 분할방법(매트릭스 크기 : 704x704),  
 (c) 제안된 방법(매트릭스 크기 : 194x194)

Fig. 3 Radiation patterns due to an image plane beneath the line source,  $w = 1 \lambda$ ,  $h = 0.001 \lambda$   
 (a) Exponentially tapering method (matrix size: 194 x 194),  
 (b) Exponentially tapering method(matrix size: 704 x 704),  
 (c) Proposed method (matrix size: 194 x 194)

### Ⅲ. 구조 및 해석

#### 1. 유한폭의 전류 소스

전류 라인 아래에 하나의 영상 평면을 둔 구조를 고려하면 복사 전자파는 두 성분으로 구성된다. 하나는 전류 라인에서 바로 복사된 것이고 다른 하나는 영상 평면에 유도된 전류에 의해 복사된 것이다. 두 전류의 방향이 반대이기 때문에 복사된 두 전자파는 서로 상쇄하는 경향이 있으며 결과적으로 전류 라인에 의해 복사된 전자파가 감소하게 된다. 아래에서는 일정한 폭을 가진 전류 라인 아래, 위로 두 개의 영상 평면을 둔 구조에 대해 전류 라인과 영상 평면의 폭, 영상 평면과 전류 라인 사이의 거리 등의 함수로 최대 전계강도를 분석하였다.

그림 4는 폭이  $w'$ 이고 전류  $I_2$ 가 흐르는 전류 라인을 감싸고 있는 두 층의 영상 평면 구조를 나타낸 것이다. 평면은 무한히 가늘고 전기적으로 완전 도체가

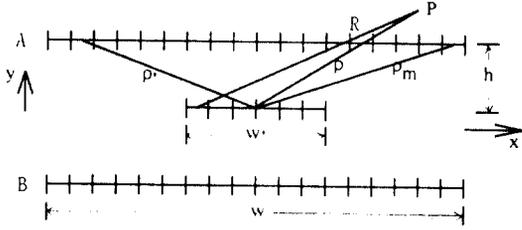


그림 4. 유한폭의 전류라인에 대한 이중 영상평면 구조  
Fig. 4 A current trace of finite width between two image planes

며, 전류 라인과 영상 평면의 길이는 무한한 것으로 가정되었다. 전류 라인의 전류 분포가 균일한 것으로 보면 전류  $I_z$ 에 의해 바로 복사되는 전계는 다음과 같이 주어진다.

$$E_z^d(\rho) = -\frac{\beta^2 I_z}{4\omega\epsilon w'} \int_{-w'/2}^{w'/2} H_0^{(2)}(\beta R) dx' \quad (1)$$

여기서  $\beta$ 는 파수이고,  $H_0^{(2)}$ 는 제2종 0차 Hankel 함수이다. Hankel 함수를 적절히 계산하기 위해서는 Hankel 함수에 포함되어 있는 Bessel 함수를 다항식 혹은 asymptotic form으로 근사화하는 것이 권고된다<sup>4, 8</sup>. Bessel 함수를 적분식으로 나타내면 큰 변수에 대해 허용할 수 없는 오차가 발생되어 평면에 유도되는 전류 분포를 상당히 왜곡하게 된다<sup>15</sup>.

소스 전류  $I_z$ 에 의해 유도된 영상 평면상의 표면 전류  $J_z$ 는 다음과 같은 산란파를 재복사한다.

$$E_z^s(\rho) = -\frac{\beta^2}{4\omega\epsilon} \int_{-w/2}^{w/2} J_z(x') H_0^{(2)}(\beta|\rho - \rho'|) dx' \quad (2)$$

어느 관측점에서의 전체 전계는 직접파  $E_z^d$ 와 산란파  $E_z^s$ 의 합으로 주어지며 영상 평면 A상의 점들에 다음과 같은 경계조건이 주어진다.

$$E_{zA}^d(\rho) + E_{zA}^s(x) + E_{zA}^s(x) = 0 \quad (3)$$

여기서 아래 첨자  $zA$ 는 평면 A에서의 z 성분 전계를 의미하고, 위 첨자  $d, sA, sB$ 는 각각 직접파와 평면 A 및 B에 의한 산란파를 의미한다.

단위 전류  $I_z$ 에 대해 식 (1), (2) 및 (3) 으로부터 영상 평면 A에 대해 전계 적분방정식을 유도할 수 있다. 미지의 전류 밀도  $J_{zA}(x')$ 에 대해 적분방정식을 풀

기 위해  $J_{zA}(x')$ 을 다음과 같이 놓는다.

$$J_{zA}(x') = \sum_{n=1}^{NA} a_{An} g_n(x') \quad (4)$$

여기서  $g_n(x')$ 은 펄스 기저함수이다. 식 (4)를 적분방정식에 대입하면  $J_{zA}(x')$ 을 결정할 수 있고, 식 (1)과 (2)를 이용하여 어떤 관측점에서의 전계를 계산할 수 있다. 그림 5는 두 개의 영상 평면이 거리  $s$  만큼 떨어진 두 개의 전류 라인을 감싼 구조를 나타내고 있다.

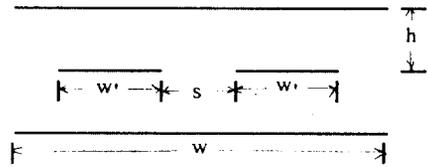


그림 5. 유한폭의 두 전류라인에 대한 이중 영상평면 구조  
Fig. 5 Two current traces of finite width between two image planes

## 2. 유한 도전성 다층 영상평면

아래에서는 소스 라인으로부터의 복사 전자파를 보다 효과적으로 감소시키기 위하여 소스 라인 양쪽에 두 층씩의 영상 평면을 둔 구조를 제안하고 수치 해석하여 그 결과를 소스 라인 양쪽에 한 층씩의 영상 평면을 둔 구조와 비교하였다. 영상 평면상에 유도되는 전류밀도와 전자파 복사패턴은 영상 평면의 구조에 민감하게 의존하는데, 최대 전계강도변화를 신호전류의 주파수, 영상 평면의 폭, 소스 라인과 영상 평면 사이의 거리 등의 함수로 분석하였다.

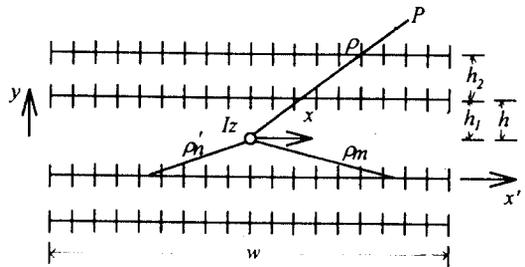


그림 6. 유한 도전성 다층 영상평면 구조  
Fig. 6 Geometry of a line source between multi-layers of finite conductive image planes

그림 6에서  $h$ 는 소스 라인 아래, 위로 한 층씩 두개의 영상 평면을 둔 구조에 있어서의 소스 라인과 영상 평면 사이의 거리이고,  $h_1, h_2$ 는 소스 라인 아래, 위로 두 층씩 네개의 영상 평면을 둔 구조에 있어서의 소스 라인과 영상 평면 및 두 영상 평면 사이의 거리이다.

소스 라인과 영상 평면이 무한히 길고 소스 라인의 폭이 무한히 작다고 가정하면 전류  $I_z$ 에 의해 바로 복사되는 전계는 다음과 같이 주어진다.

$$E_z^d(\rho) = -\frac{\beta^2 I_z}{4\omega\epsilon} H_0^{(2)}(\beta\rho) \quad (5)$$

소스 전류  $I_z$ 에 의해 유도된 영상 평면상의 표면 전류  $J_z$ 는 식 (2)와 같은 산란파를 재복사한다.

영상 평면이 양호한 도전체(크기는 하지만 유한한 도전성을 지닌 물질)이면, 영상 평면의 표면에 접선 성분의 자기장에 관련된 선형 표면전류밀도  $J_s$ 가 존재한다.

$$J_s = H_t \quad (6)$$

영상 평면의 도전성이 크기는 하지만 유한하므로 대부분의 전류밀도는 표면에 있게 되며 도체 안쪽으로 갈수록 지수적으로 감소한다. 전계의 영상 평면 인터페이스를 따른 접선성분은 자계의 접선 성분 및 전류 밀도와 다음과 같은 관계를 가진다<sup>4, 9, 10</sup>.

$$E_t = Z_s H_t = Z_s J_s \quad (7)$$

식 (7)에서  $Z_s$ 는 근사적으로 다음과 같이 주어지는 표면 임피던스이다.

$$Z_s = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad (8)$$

여기서  $\omega$ 는 신호 주파수이며,  $\mu$ 와  $\sigma$ 는 각각 도체의 투자율 및 도전율이다.

전류밀도 크기는 도체 내부에서 다음과 같이 변한다.

$$J = J_0 e^{-y/\delta} \quad (9)$$

여기서  $\delta$ 는 다음과 같이 주어지는 표면침투상수이다.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (10)$$

양호한 도체에서는  $\sigma$ 가 큰 값을 가지므로 식 (10)에서  $\delta$ 는 0에 가까운 값을 가지게 되며 전류는 도체의 표면에 모이게 된다. 영상 평면 A상의 점들에 다음과 같은 경계조건을 적용한다.

$$E_{zA}^d(x) + E_{zA}^{sA}(x) + E_{zA}^{sB}(x) + E_{zA}^{sC}(x) + E_{zA}^{sD}(x) = Z_s J_{zA}(x) \quad (11)$$

여기서, 아래 첨자  $zA$ 는 평면 A상의  $z$  필드성분을 의미하고, 위 첨자  $d, sA, sB, sC,$  및  $sD$ 는 각각 직접파와 평면 A, B, C, 및 D에 의한 산란파를 의미한다.

단위 전류  $I_z$ 를 가정하면 영상 평면 A에 대해 식 (2), (5), 및 (11)로부터 다음과 같은 전계 적분방정식을 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} H_0^{(2)}(\beta\rho_{mA}) &= -\int_{-w/2}^{w/2} J_{zA}(x_A) H_0^{(2)}(\beta|\rho_{mA}-\rho_A|) \\ dx_A &- \int_{-w/2}^{w/2} J_{zB}(x_B) H_0^{(2)}(\beta|\rho_{mA}-\rho_B|) dx_B \\ &- \int_{-w/2}^{w/2} J_{zC}(x_C) H_0^{(2)}(\beta|\rho_{mA}-\rho_C|) dx_C - \int_{-w/2}^{w/2} \\ J_{zD}(x_D) H_0^{(2)}(\beta|\rho_{mA}-\rho_D|) dx_D &- \frac{4\omega\epsilon Z_s}{\beta^2} J(\rho_{mA}) \quad (12) \end{aligned}$$

이러한 방식으로, 영상 평면 B, C, 및 D에 대해서도 유사한 방정식을 얻을 수 있다. 미지의 전류밀도  $J_z(x')$ 에 대해 적분방정식 (12)를 풀기 위해  $J_z(x')$ 을 식 (4)와 같이 놓고 적분방정식을 구하면

$$V_m = \sum_{n=1}^N I_n Z_{nm} \quad (13)$$

여기서

$$V_m = H_0^{(2)}(\beta\rho_m) \quad (14)$$

Hankel 함수의 작은 인수에 대한 근사식을 이용하면  $Z_{nm}$ 의 대각선 항은 다음과 같이 구해진다.

$$Z_{nm} = -\Delta x_n [1 - j \ln(\frac{1.781 \beta \Delta x_n}{4e})] - \frac{4\omega\epsilon Z_s}{\beta^2} \quad (15)$$

여기서  $\Delta x_n = x_{n+1} - x_n$ ,  $e = 2.718$  이다. 각 구간에서의 평

균값으로 Hankel 함수의 인수를 나타내면 비대각선 항  $Z_{mm}$ 은 다음과 같이 근사화된다.

$$Z_{mm} \approx -\Delta x_n H_0^{(2)}(\beta|\rho_m - \rho_n|) \quad (16)$$

이러한 방식으로  $V_m$ 과  $Z_m$ 이 구해지면  $J_z(x')$ 을 결정할 수 있고, 식 (2)와 (5)를 이용하여 임의의 관측점에서의 전계를 구할 수 있다.

#### IV. 결과 및 검토

그림 7은 전류 라인 아래, 위에 두 개의 영상 평면을 놓은 구조에서 신호전류의 주파수가 1 GHz 일 때 전류 라인으로부터 3m 떨어진 곳에서의 전자파 복사 패턴을 나타낸 것이다. 곡선 b와 c는 전류 라인이 영상 평면에서 대칭적으로 놓였을 때와 비대칭적으로 놓였을 때에 대한 복사 패턴이며, 곡선 a는 영상 평면이 없을 때의 자유공간상의 복사패턴을 나타낸 것이다. 이 그림에서 전류 라인으로부터 복사되는 전계 강도는 영상 평면이 사용될 때 현저히 감소함을 볼 수 있다. 전류 라인이 영상 평면의 중앙으로부터 벗어날 때 평면상의 전류분포는 더 이상 대칭적이지 않으며 전자파 복사는 증가한다. 그림 7은 전류 라인이 비대칭적일 때 복사량이 상당히 증가할 수 있음을 보이고 있다. 그림 8은 전류 라인의 폭이 변할 때 복사 패턴이 달라지는 모습을 나타낸 것이다.

그림 9는 전류 라인을 감싸는 두 층의 영상 평면에 의한 최대전계강도 감쇠를 서로 다른 높이  $h$ 에서 폭  $w$ 의 함수로 나타낸 것이다. 그림 9에서 곡선 a, b, c 및 d는 높이  $h$ 가  $0.1 \lambda$ ,  $0.05 \lambda$ ,  $0.03 \lambda$  및  $0.01 \lambda$  일 때의 시뮬레이션 결과이다. 폭이  $0.1 \lambda < w < 1 \lambda$  일 때 전계강도는 영상 평면에 의한 산란 증가에 의해 최대 감소된다. 높이  $h$ 가 짧아질수록 영상 평면으로부터의 산란은 더 좁은 폭  $w$ 에서 최대가 된다.

그림 10, 그림 11은 두 개의 영상 평면이 거리  $s$  만큼 떨어진 두 개의 전류 라인을 감싼 구조에 의한 복사패턴과 최대 전계를 나타낸 것이다. 그림 11에서 곡선 b는 라인에 흐르는 전류 방향이 반대이기 때문에 복사가 서로 상쇄됨을 나타내고 있다. 두 경우 모두 전류 라인간의 간격  $s$ 가 증가할수록 영상 평면의 차폐효과는 떨어진다. 영상 평면이 사용될 경우  $s <$

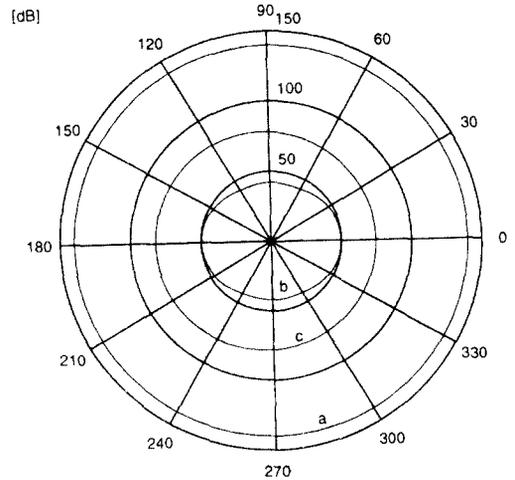


그림 7. 대칭 및 비대칭구조의 복사패턴,  $w = 0.1 \lambda$ ,  $w' = 0.01 \lambda$ ,  $h = 0.01 \lambda$

(a) 자유공간, (b)대칭, (c)비대칭,  $0.02 \lambda$  편이

Fig. 7 Radiation patterns,  $w = 0.1 \lambda$ ,  $w' = 0.01 \lambda$ ,  $h = 0.01 \lambda$

(a) free space, (b)symmetric, (c)asymmetric,  $0.02 \lambda$  shifted

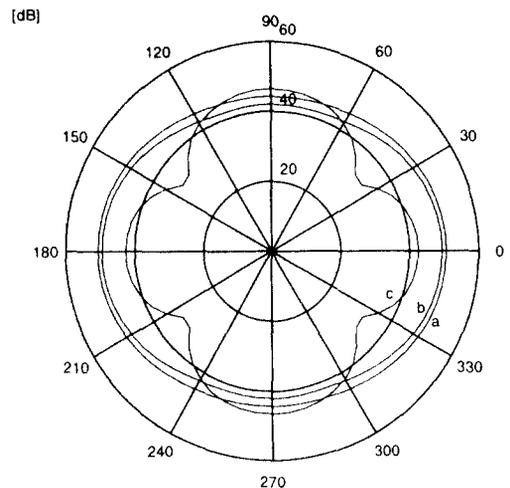


그림 8. 라인폭에 따른 복사패턴,  $w = 0.1 \lambda$ ,  $h = 0.01 \lambda$

(a)  $w' = 0.005 \lambda$ , (b)  $w' = 0.01 \lambda$  (c)  $w' = 0.02 \lambda$

Fig. 8 Radiation patterns,  $w = 0.1 \lambda$ ,  $h = 0.01 \lambda$

(a)  $w' = 0.005 \lambda$ , (b)  $w' = 0.01 \lambda$  (c)  $w' = 0.02 \lambda$

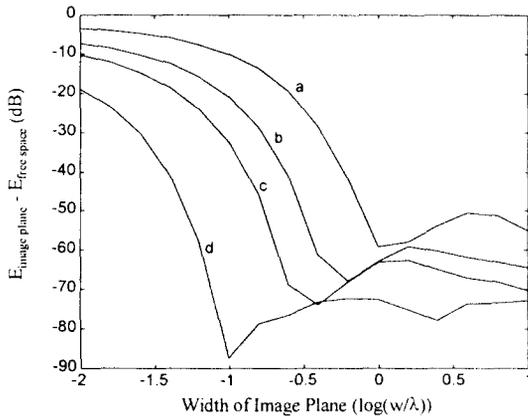


그림 9. 최대전계강도 감쇠,  $w' = 0.01 \lambda$   
 (a)  $h = 0.1 \lambda$ , (b)  $h = 0.05 \lambda$ ,  
 (c)  $h = 0.03 \lambda$ , (d)  $h = 0.01 \lambda$

Fig. 9 Reduction of peak electric fields,  $w' = 0.01 \lambda$   
 (a)  $h = 0.1 \lambda$ , (b)  $h = 0.05 \lambda$ ,  
 (c)  $h = 0.03 \lambda$ , (d)  $h = 0.01 \lambda$

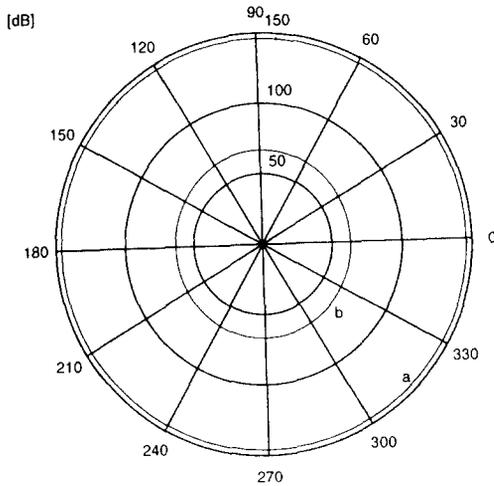


그림 10. 두 전류라인의 복사패턴,  $w = 0.1 \lambda$ ,  $w' = 0.01 \lambda$ ,  
 $h = 0.01 \lambda$ ,  $s = 0.01 \lambda$   
 (a) 자유공간, 전류 같은 방향,  
 (b) 영상평면, 전류 다른 방향

Fig. 10 Radiation Patterns due to two current traces,  $w = 0.1 \lambda$ ,  
 $w' = 0.01 \lambda$ ,  $h = 0.01 \lambda$ ,  $s = 0.01 \lambda$   
 (a) free space, same directions,  
 (b) image planes, opposite directions

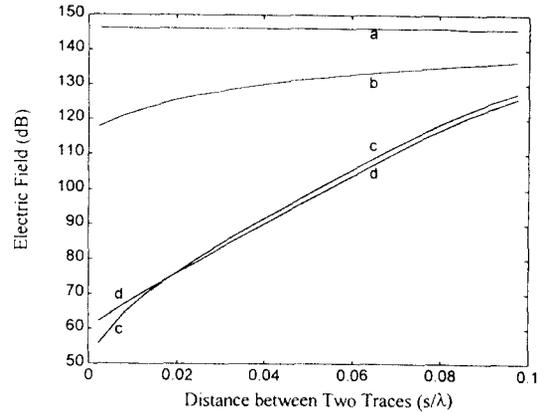


그림 11. 전류라인간 거리에 따른 최대전계강도,  $w = 0.1 \lambda$ ,  
 $h = 0.01 \lambda$ ,  $w' = 0.01 \lambda$   
 (a) 자유공간, 전류 같은 방향,  
 (b) 자유공간, 전류 다른 방향,  
 (c) 영상평면, 전류 같은 방향,  
 (d) 영상평면, 전류 다른 방향

Fig. 11 Peak electric fields due to two traces,  $w = 0.1 \lambda$ ,  
 $h = 0.01 \lambda$ ,  $w' = 0.01 \lambda$   
 (a) free space, same directions,  
 (b) free space, opposite directions,  
 (c) image planes, same directions,  
 (d) image planes, opposite directions

0.02  $\lambda$  영역에서 같은 방향의 전류에 의한 최대 전계 강도가 다른 방향의 전류에 의한 최대 전계강도보다 더 작다는 점을 주목할 필요가 있는데, 이는 두 전류 라인이 가까이 놓여 있을 경우 전류의 방향이 같을 때 영상평면에 유도되는 전류분포가 전류의 방향이 반대일 때보다 더 효율적으로 source에 의한 field를 상쇄시키고 있음을 보여준다.

그림 12와 그림 13은 소스 라인 아래에 하나의 영상 평면을 둘 때 영상 평면에 유도되는 전류분포와 복사 패턴을 나타낸 것이다. 신호 전류 주파수는 1 GHz 이며, 영상 평면과 소스 라인의 거리는 0.01  $\lambda$  이다. 그림 12로부터 완전 도체(perfect electric conductor:PEC)에 대한 곡선 a가 매우 양호한 도체에 대한 곡선 b와 일치하는 것을 볼 수 있다. 이는 예를 들면, 구리( $\sigma = 5.76 \times 10^7$  S/m)와 같은 매우 양호한 도체의 표면 임피던스가 표면 전류분포에 실제적으로 영향을 미치지 않는다는 것을 의미한다. 그러나 도체의

투자율이 증가하고 도전성이 감소하면 식 (5)의 표면 임피던스가 증가하게 되고 영상평면의 차폐성능은 감소된다.

그림 14는 소스 라인을 감싸는 두 층 영상평면 구조에 대해 영상평면의 폭  $w$ 의 함수로 최대전계 감쇠를 나타낸 것이다. 그림 14에서 곡선 a, b, 및 c는 높이  $h$ 가  $0.03\lambda$ ,  $0.01\lambda$ , 및  $0.003\lambda$  일 때의 시뮬레이션 결과이다. 이 그림에서 높이  $h$ 가 짧아질수록 영상평면으로부터의 산란은 더 좁은 폭  $w$ 에서 최대가 됨을 볼 수 있다.

그림 15는 소스 라인을 감싸는 네 개의 영상 평면 구조에 의한 최대 전계의 감소를 도전성이 무한한 경우와 도전성이 일정한 경우에 대하여 영상 평면의 폭  $w$ 의 함수로 비교하여 나타낸 것이다. 그림 15에서 곡선 a는 완전도체일 때의 시뮬레이션 값이며, 곡선 b는 도전을 및 투자율이 일정한 값을 가질 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 두 경우 최대전계감소는 상당한 차이를 보이며 곡선 b의 경우 두 개 및 네 개의 평면을 사용할 때 공통적으로 나타나는 공진현상이 상당히 둔화됨을 볼 수 있다.

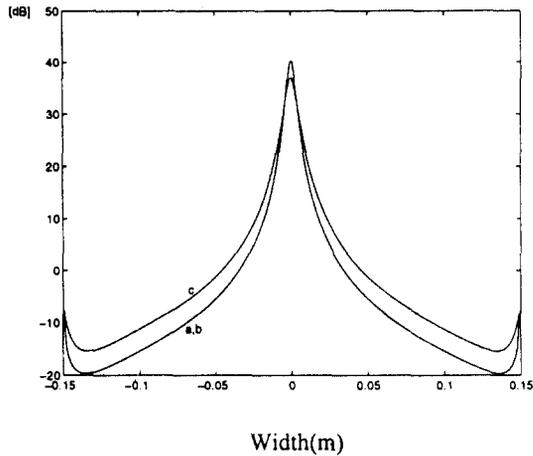


그림 12. 전류분포,  $w = 1\lambda$ ,  $h = 0.01\lambda$   
 (a) PEC, (b)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 1, \sigma = 1 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  
 (c)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 3, \sigma = 3 \times 10^3 \text{ S/m}$

Fig. 12 Current distributions on the image planes beneath the line source,  $w = 1\lambda$ ,  $h = 0.01\lambda$   
 (a) PEC, (b)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 1, \sigma = 1 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  
 (c)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 3, \sigma = 3 \times 10^3 \text{ S/m}$

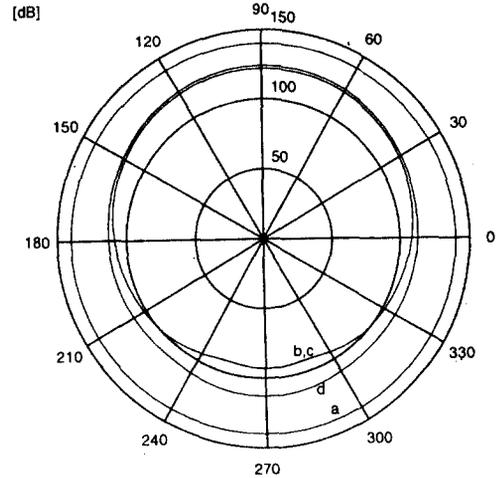


그림 13. 유한 도전성 영상평면에 의한 복사패턴,  $w = 1\lambda$ ,  $h = 0.01\lambda$   
 (a) 자유공간,  
 (b) PEC,  
 (c)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 1, \sigma = 1 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  
 (d)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 3, \sigma = 3 \times 10^3 \text{ S/m}$

Fig. 13 Radiation Patterns due to the image plane of finite conductivity,  $w = 1\lambda$ ,  $h = 0.01\lambda$   
 (a) free space,  
 (b) PEC,  
 (c)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 1, \sigma = 1 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  
 (d)  $\epsilon_r = 1, \mu_r = 3, \sigma = 3 \times 10^3 \text{ S/m}$

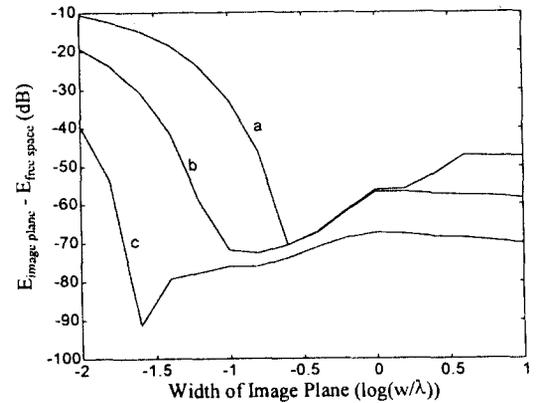


그림 14. 최대 전계강도감쇠(두 평면): (a)  $h = 0.03\lambda$ , (b)  $h = 0.01\lambda$ , (c)  $h = 0.003\lambda$   
 Fig. 14 Peak electric fields due to two planes: (a)  $h = 0.03\lambda$ , (b)  $h = 0.01\lambda$ , (c)  $h = 0.003\lambda$

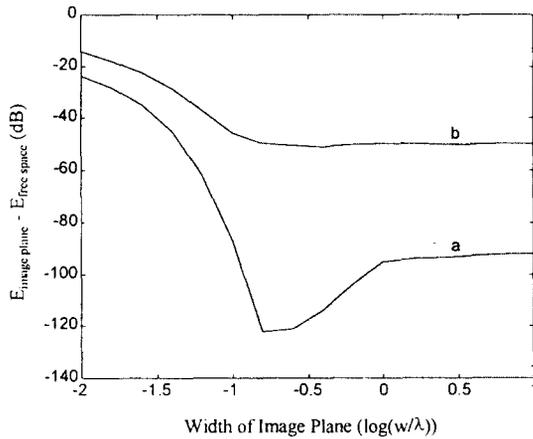


그림 15. 최대전계강도 감쇠(네 평면,  $h_1 = 0.01 \lambda$ ,  $h_2 = 0.02 \lambda$ )  
(a) PEC, (b)  $\mu_r = 3$ ,  $\sigma = 3 \times 10^3 \text{ S/m}$

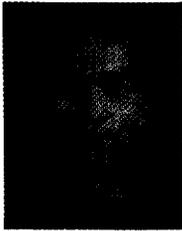
Fig. 15 Peak electric fields due to four planes( $h_1 = 0.01 \lambda$ ,  $h_2 = 0.02 \lambda$ )  
(a) PEC, (b)  $\mu_r = 3$ ,  $\sigma = 3 \times 10^3 \text{ S/m}$

### V. 결 론

PCB로부터 방사되는 EMI를 억제하기 위한 대책으로서 영상평면을 이용하는 방법이 연구되었는데 일정한 폭을 가진 전류 라인을 감싸는 두 개의 영상 평면이 전류 라인으로부터 복사되는 전계에 미치는 영향을 분석하였다. 전류 라인의 폭과 영상 평면 내에서의 위치는 영상 평면의 차폐효과에 상당한 영향을 미치며, 전류 라인이 영상 평면에 가까울수록 영상 평면으로부터의 산란을 최대로 하는 영상 평면의 폭은 좁아짐을 확인하였다. 영상 평면에 유도되는 전류분포를 효과적으로 계산하기 위해 전류분포의 변화를 고려하여 적분구간을 분할하는 방법을 제안하고 이로 인한 결과를 균등분할방법 및 지수분할방법과 비교하였다. 또한, 영상평면의 도전성이 무한하지 않고 일정한 경우를 고려했는데 매우 양호한 도체의 표면 임피던스는 표면 전류분포에 실제적으로 영향을 미치지 않는 것으로 분석되었다. 그러나 도체의 투자율이 증가하고 도전율이 감소하면 영상 평면의 차폐성능은 감소되며 최대전계감소에서 두 개 및 네 개의 평면을 사용할 때 공통적으로 나타나는 공진현상이 상당히 둔화됨을 볼 수 있었다.

### 참 고 문 헌

1. H. W. Ott, *Noise reduction techniques in electronic systems*, John Wiley & Sons, New York, 1988.
2. J. T. Fessler, K. W. Whites, and C. R. Paul, "Effect of image plane dimensions on radiated emissions," *IEEE Symp. on Electromag. Compat.*, Anaheim, CA, pp. 106-111, Aug. 1992.
3. R. F. German, H. W. Ott, and C. R. Paul, "Effect of an image plane on printed circuit board radiation," *IEEE Symp. Electromag. Compat.*, Washington, USA, pp. 284-291, Aug. 1990.
4. C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: John Wiley & Sons, 1989.
5. 김진석, 이에경, 조광윤, "영상 평면을 이용한 PCB의 EMI 감쇠 분석," *전자과학회지*, 제6권 제4호, pp. 28-36, 1995.
6. J. S. Kim, and K. N. Oh, "Effect of multi-layers of image planes on PCB radiation," *IEEE Symp. Electromag. Compat.*, Santa Clara, USA, pp. 322-325, Aug. 1996.
7. T. A. Jerse, C. R. Paul, and K. W. White, "The effect of finite image plane width on the radiation from an electric line source," *10th Int. Symp. on Electromagn. Compat.*, Zurich, Switzerland, pp. 201-206, Mar. 1993.
8. S. Celozzi and A. Orlandi, "PCB emission analysis in different image planes configurations," *12th Wroclaw Symp. on EMC*, Wroclaw, Poland, pp. 535-539, June 1994.
9. S. Celozzi and A. Orlandi, "Influence of lossy finite width image planes on PCB radiation," *Int. Symp. on Electromag. Compat.*, Sendai, Japan, pp. 60-63, May 1994.
10. G. M. Kunkel, "Shielding theory(a critical look)," *IEEE Int. Symp. Electromag. Compat.*, Cherry Hill, NJ, USA, pp. 37-40, Aug. 1991.



김진석(Jin Suk Kim) 정회원

1981년 2월:경북대학교 전자공  
학과(공학사)

1983년 2월:경북대학교 대학원  
물리학과(이학석사)

1983년 3월~현재:한국전자통신  
연구원 전자파공학  
연구실 선임연구원

※주관심분야:이동통신, EMI/EMC, 전자파 인체영향

조광윤(Kwang Yun Cho) 정회원

현재:충북대학교 정보통신공학과 교수

김남(Nam Kim) 정회원

현재:충북대학교 정보통신공학과 교수

한국통신학회논문지 제23권 제1호 참조