

# 케이블 공통모드 전류에 의해 유기된 도체판 위 슬롯의 전자기장 방사 해석 모델

## Analytical Model of Electromagnetic Radiation from a Slot on Conducting Plate Excited by Common-Mode Current of a Cable

우 상 민<sup>1</sup> · 박 현 호<sup>2</sup>

Sangmin Woo<sup>1</sup> · Hyun Ho Park<sup>2</sup>

### 요 약

본 논문에서는 도체판 위 슬롯을 통한 케이블 공통모드 전류의 전자기장 방사를 예측할 수 있는 해석적인 모델을 제안하였다. 케이블의 공통모드 전류에 의해 슬롯에 유기된 등가 자기쌍극자 모멘트를 계산하였고, 이를 통해 도체판 반대편으로 방사하는 전자기장을 슬롯의 공진과수를 기준으로 저주파수와 고주파수 대역에서 각각 해석적인 해로 유도하였다. 제안한 방사 전자기장의 해석적인 해는 수치해석 결과에 의해 검증되었으며, 수 GHz 대역까지 잘 일치함을 확인하였다.

### Abstract

In this paper, we propose an analytical model that can predict electromagnetic radiation from a slot on a conducting plate induced by a common-mode current of a cable. First, the equivalent magnetic dipole moment induced in the slot by the common-mode current of the cable is calculated. Thereafter, electromagnetic fields radiating to the opposite side of the conducting plate are analytically derived at low- and high-frequency bands, respectively, based on the resonant frequency of the slot. The proposed analytical solution of the radiated electromagnetic fields is verified through numerical analysis, and we confirmed that it is well matched at the frequency up to several GHz.

Key words: Electromagnetic Radiation, Slot Coupling, Cable, Common-Mode Current.

### I. 서 론

도체판 위의 개구면(aperture)이나 슬롯(slot)에 의한 전자기장 결합현상은 EMI/EMC 분야에서 매우 중요한 문제이다. 외부 전자기파가 슬롯을 통해 케이블(cable)에 유기

되거나, 반대로 케이블에 흐르는 공통모드 전류가 슬롯을 통해 방사되는 현상은 각각 전자파 내성과 전자파 간섭의 전형적인 사례이기 때문이다. 특히 전자기기의 동작속도가 점점 빨라지면서 내부 케이블에 흐르는 공통모드 전류는 전자기기의 함체 표면에 놓인 긴 슬롯을 통해 외

「이 연구는 2019학년도 수원대학교 학술진흥연구비 지원으로 연구되었음.」

수원대학교 전기전자공학부(School of Electrical and Electronic Engineering, The University of Suwon)

1: 학부생 연구원(<https://orcid.org/0000-0002-4374-980X>), 2: 교수(<https://orcid.org/0000-0001-8518-1151>)

· Manuscript received May 25, 2020 ; Revised June 16, 2020 ; Accepted July 16, 2020. (ID No. 20200525-045)

· Corresponding Author: Hyun Ho Park (e-mail: [hlpark@suwon.ac.kr](mailto:hlpark@suwon.ac.kr))

부로 전자기장을 잘 방사시켜 EMI 문제의 주요 원인이 된다. 지금까지 이러한 문제를 해석하기 위해서 모멘트법과 같은 수치해석기법들이 많이 적용되었다<sup>[1],[2]</sup>. 본 논문에서는 도체판 위 슬롯을 통한 케이블 공통모드 전류의 전자기장 방사를 예측할 수 있는 해석적인 모델을 제안하고자 한다. 해석적인 해는 수치해석방법에 비해 훨씬 빠른 계산이 가능하며, 또한 물리적 구조가 전자기장 방사에 어떠한 영향을 주는지 직관적으로 알 수 있는 장점이 있다.

## II. 해석적인 해의 유도

그림 1에서 보듯이  $x$ 축 방향의 무한 길이를 갖는 케이블은 슬롯의 중심으로부터 수평거리  $d$ 와 수직거리  $h$  만큼 떨어진 곳에 놓여있는 선전류  $I$ 로 모델링하였다. 슬롯의 길이는  $L$ 이고, 폭은  $W$ 이며,  $z$ 축으로 길게 놓여 있다. 이렇게 가정한 이유는 케이블과 슬롯의 길이 방향이 서로 수직을 이룰 때 전자기 결합이 가장 크게 일어나기 때문이다. 그림 2에서 보듯이 케이블의 공통모드 전류가 도체판 위 슬롯을 통해 방사하는 문제는 선전류에 의해 유도된 슬롯 중심에서의 등가 자기쌍극자 모멘트에 의한 방사 문제로 근사할 수 있다.

슬롯의 길이 방향으로 유도되는 자기쌍극자 모멘트는 다음과 같이 정의된다<sup>[3]</sup>.

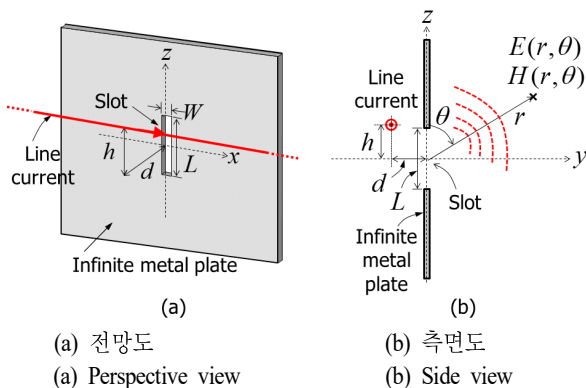


그림 1. 무한 도체판 위 긴 슬롯을 통한 케이블 전류의 전자기장 방사 문제

Fig. 1. Problem of electromagnetic radiation of cable current through a slot on conducting plane.

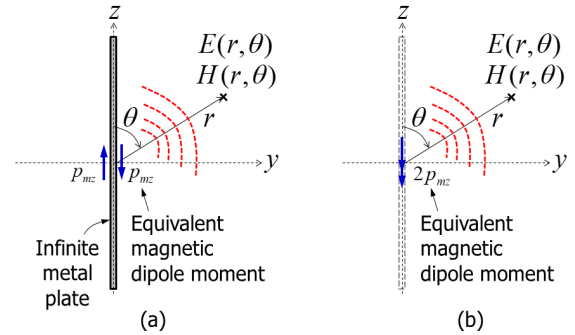


그림 2. 등가 문제

Fig. 2. Equivalent problem.

$$p_{mz} = -2\chi_{mz}H_z \quad (1)$$

여기서  $\chi_{mz}$ 는  $z$ 축 방향의 자기 분극률(polarizability)로 직사각형 모양의 슬롯에서는 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

$$\chi_{mz} = \frac{0.132L^3}{\ln\left(1 + 0.66\frac{L}{W}\right)} \quad (2)$$

그리고  $H_z$ 는 도체판이 없을 때 선전류에 의한 슬롯 중심에서의 자기장 세기이며, 다음과 같이 주어진다.

$$H_z = \frac{I}{2\pi\sqrt{d^2 + h^2}} \quad (3)$$

따라서 식 (2)와 (3)을 식 (1)에 대입하면 긴 슬롯에 유도된 등가 자기쌍극자 모멘트는 다음과 같다.

$$p_{mz} = -\frac{0.132L^3}{\ln\left(1 + 0.66\frac{L}{W}\right)} \frac{I}{\pi\sqrt{d^2 + h^2}} \quad (4)$$

식 (4)에서 알 수 있듯이, 케이블의 전류가 커지거나 슬롯의 중심과 선전류 사이의 직선거리( $\sqrt{d^2 + h^2}$ )가 감소하면 유도되는 자기쌍극자 모멘트의 세기는 증가하며, 슬롯의 크기에 의해서도 자기쌍극자 모멘트의 세기가 변화한다.

도체판 반대편( $y \geq 0$ )의 임의의 점( $r, \theta$ )에서의 방사 자기장은 슬롯의 중심에 놓인 자기쌍극자 모멘트에 의한 방사 자기장으로 계산할 수 있으며, 다음과 같다.

$$H_\theta = \frac{p_{mz}}{2\pi} \frac{\sin\theta}{r^3} [1 + jkr - k^2 r^2] e^{-jkr} \quad (5)$$

여기서  $k = w\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ 는 위상상수,  $w$ 는 각주파수이다. 따라서 원역장 영역에서 방사 자기장은 다음과 같다.

$$H_\theta = \frac{p_{mz} e^{-jkr}}{2\pi r} k^2 \sin\theta \quad (6)$$

식 (6)은 자기쌍극자 모멘트에 의한 방사 자기장으로 저주파수 영역에서는 유효하지만, 슬롯의 첫 번째 공진주파수 이상의 고주파수 영역에서는 유효하지 않다. 따라서 고주파 영역에서의 방사 모델을 유도하기 위해서 본 논문에서는 다음과 같은 슬롯 중심에 전압  $V_0$ 가 인가된 슬롯 안테나의 방사 수식을 응용하였다<sup>[5]</sup>.

$$H_\theta = \frac{j V_0 e^{-jkr}}{\eta_0 \pi r} \left( \frac{\cos\left(k \frac{L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(k \frac{L}{2}\right)}{\sin\theta} \right) \quad (7)$$

여기서  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ 이다. 고주파수 영역에서 주파수에 따른 방사 패턴에 영향을 주는 것은 식 (7)의 괄호 부분이므로 식 (6)과 연결하여 방사 자기장 수식을 슬롯의 공진주파수  $f_r$ 를 기준으로 저주파수 대역과 고주파수 대역에서 다음과 같이 나누어 표현하였다.

$$H_\theta = \frac{p_{mz}}{2\pi r} e^{-jkr} \times \begin{cases} k^2 \sin\theta, & f < f_r \\ \alpha \left( \frac{\cos(kL \cos\theta) - \cos(kL)}{kL \sin\theta} \right), & f > f_r \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } \alpha &= \frac{(k_r)^3 L \sin^2\theta}{\cos(k_r L \cos\theta) - \cos(k_r L)} \\ &= \frac{\pi^3 \sin^2\theta}{L^2 [\cos(\pi \cos\theta) + 1]} \end{aligned} \quad (9)$$

$$f_r = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}, \quad k_r = 2\pi f_r \sqrt{\epsilon_0\mu_0} = \pi/L \text{이다.}$$

식 (8)에서 식 (7)의 괄호 부분에 해당되는 부분의 분모에  $kL$ 를 추가하였는데, 이는 선전류로부터 슬롯 중심에 유기되는 전압의 함수관계가 주파수에 반비례하기 때문이다. 이는 수치해석을 통해 확인하였다.

방사 전기장은 방사 자기장으로부터 계산될 수 있다.

$$E_\phi = -\eta_0 H_\theta \quad (10)$$

### III. 수치해석을 통한 검증

앞 절에서 유도한 방사 전자기장에 대한 해석적인 해의 정확도를 검증하기 위해서 CST-MWS(이하 CST)<sup>[6]</sup>를 이용한 해석결과와 비교하였다. CST해석모델은 그림 1과 동일한데, 다만 무한히 긴 선전류는 슬롯의 크기와 거리에 비해 충분히 큰 길이 4 m, 너비 3 m의 직사각형 루프 구조로 모델링하였다.  $I=1$  A일 때,  $y$ 축상( $\theta=90^\circ$ )의  $r=3$  m에서 방사 전기장을 계산하였다.

그림 3에서는 슬롯의 길이( $L$ )가 570 mm, 400 mm인 경우에 방사 전기장에 대한 해석적인 해와 CST해석결과를 비교하였다. 두 경우 모두 슬롯의 길이가 반파장이 되는 공진주파수에서 전기장이 최대값을 가진다. 식 (8)에서도 알 수 있듯이, 방사 전기장은 공진주파수를 기준으로 저주파수에서는 +40dB/decade로 증가하고, 고주파수에서는 -20dB/decade로 감소한다. 또한 슬롯의 길이가 줄어들면 방사 레벨이 감소함을 알 수 있다.

그림 4에서는 슬롯의 폭( $W$ )이 10, 20, 40 mm로 변화할 때 방사 전기장의 변화를 비교하였다.  $W$ 가 증가함에 따라 방사 레벨도 조금씩 증가하였고, CST해석결과도 유사한 경향으로 나타났다. 하지만 공진주파수에서 CST해석 결과는  $W$ 에 상관없이 방사 레벨이 거의 일정한 반면, 해

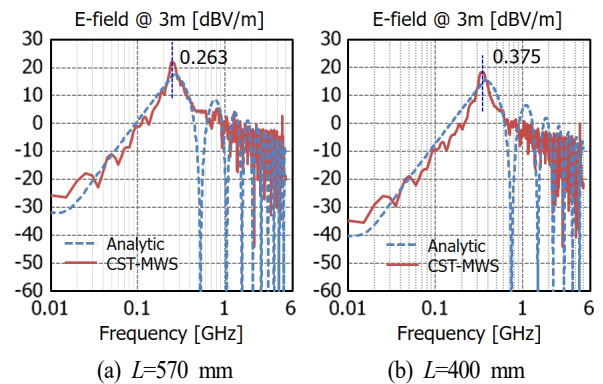


그림 3. 슬롯의 길이  $L$ 에 따른 방사 전기장 비교 ( $W=20$  mm,  $d=200$  mm,  $h=0$  mm)

Fig. 3. Comparison of radiated E-field in terms of  $L$  ( $W=20$  mm,  $d=200$  mm,  $h=0$  mm).

석적인 해는  $W$ 가 작아짐에 따라 방사 레벨이 조금씩 감

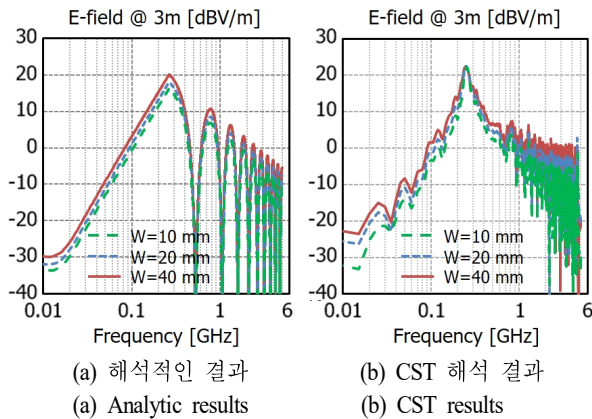


그림 4. 슬롯의 폭  $W$ 에 따른 방사 전기장 비교 ( $L=570$  mm,  $d=200$  mm,  $h=0$  mm)

Fig. 4. Comparison of radiated E-field in terms of  $W$  ( $L=570$  mm,  $d=200$  mm,  $h=0$  mm).

소하였다. 이는 해석적인 해가 공진주파수에서 정확한 방사 레벨을 예측하는데 한계를 가짐을 의미한다.

그림 5에서는 케이블의 위치에 따른 방사 전기장의 변화를 비교하였다. 슬롯의 중심으로부터 케이블의 수평거리  $d$ 가 100 mm에서 400 mm로 증가할 때, 해석적인 해는 100 MHz에서 방사 레벨이 약 12 dB 정도 감소하였다. 이는 식 (4)로부터 슬롯에 유도된 자기쌍극자 모멘트의 크기가  $h$ 가 0인 경우,  $d$ 에 반비례하기 때문에  $d$ 가 4배로

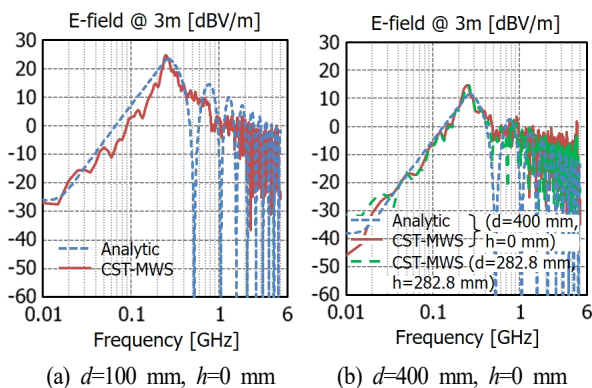


그림 5. 케이블의 위치에 따른 방사 전기장 비교 ( $L=570$  mm,  $W=20$  mm)

Fig. 5. Comparison of radiated E-field in terms of the position of cable ( $L=570$  mm,  $W=20$  mm).

증가하면  $-20\log_{10}(4) \approx -12.04$  dB 만큼 감소함을 알 수 있다. 반면, CST해석결과에서는 약 10 dB 정도 감소하였다. 그림 5(b)에서는  $d=h=282.8$  mm인 경우의 CST해석 결과도 비교하였다. 이는  $h=0$ 이고,  $d=400$  mm일 때의 직선거리와 동일한 경우이다. 이 두 경우의 방사 전기장이 거의 일치함을 알 수 있다. 이러한 사실은 앞서도 얘기했지만, 직접 계산을 안 해도 해석적인 해에서는 식 (4)를 통해서 바로 확인할 수 있는 것이다.

## IV. 결 론

본 논문에서는 도체판 위 슬롯을 통한 케이블 공통모드 전류의 전자기장 방사를 예측할 수 있는 해석적인 모델을 제안하였다. 제안한 방사 전자기장의 해석적인 해는 CST해석을 통해 검증하였고, 수 GHz 대역까지 두 결과가 잘 일치함을 확인하였다.

## References

- [1] C. M. Butler, K. R. Umashankar, "Electromagnetic excitation of a wire through an aperture-perforated conducting screen," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, no. 4, pp. 456-462, Jul. 1976.
- [2] B. A. Lail, S. P. Castillo, "Coupling through narrow slot apertures to thin-wire structures," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, no. 3, pp. 276-283, Aug. 2000.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2012.
- [4] N. A. McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 7, pp. 1141-1144, Jul. 1988.
- [5] A. Ishimaru, *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering: From Fundamentals to Applications*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2017.
- [6] Dassault Systemes, "Microwave Studio (MWS), CST," 2019. Available: <http://www.3ds.com>