

PCB 파원이 내장된 금속 함체의 공진 특성 해석

Analysis of Resonant Characteristics for a Metallic Shielding Enclosure with a PCB Source

조 병 두 · 김 기 채*

Byung-Doo Cho · Ki-Chai Kim*

요 약

본 논문에서는 함체 내부의 PCB에 있는 트레이스 파원에 의한 함체의 공진 특성 해석법을 제안하고 있다. 함체 내부의 전자계를 계산하기 위해 PCB 트레이스에 형성되는 전류 분포 및 PCB 유전체의 경계면에서 만족하는 경계면 전계 분포에 관한 연립 적분방정식을 유도하였으며, 연립 적분방정식의 해는 Galerkin의 모멘트 법으로 구하고 있다. 그 결과, 함체의 공진 특성은 실험 결과 및 HFSS 툴에 의한 시뮬레이션 결과와도 잘 일치하고 있으며, 함체의 공진 주파수는 PCB 트레이스의 위치에 의해 달라진다는 것을 확인하고 있다. 이론 해석의 타당성을 검증하기 위해 반사 계수의 이론치를 측정치와도 비교하고 있다.

Abstract

This paper proposed the analysis method of the cavity resonance characteristics for a metallic enclosure with a PCB trace source. In order to calculation the electromagnetic fields inside the cavity, coupled integral equations for a current distribution on the PCB trace and an aperture electric field distribution on the boundary of the PCB dielectric are derived and solved by applying Galerkin's method of moments. The result show that the resonant characteristics of the metallic enclosure are fairly good agreement with the simulation(HFSS) and the measured results. The resonant frequencies of the metallic enclosure with the PCB trace are changed by the PCB trace location inside of the cavity. In order to check the validity of the theoretical analysis, the calculated return losses are compared with the measured results.

Key words : Cavity with PCB Trace, Cavity Resonance, Method of Moments

I. 서 론

금속으로 구성된 일반적인 전기전자기기의 함체 내부에는 PCB(Printed Circuit Board)와 케이블이 내장되며, PCB의 트레이스 및 케이블로부터 방사되는 전자파가 잡음원으로 작용하여 함체 케이스를 공진시키고, 함체에 있는 통풍용 개구 등을 통하여 함체

의 외부로 방사되거나, 입·출력 신호선(전송 선로)를 통하여 외부로 전달되어 다른 기기에 오작동을 유발하는 등 많은 문제를 발생시킬 수 있다. 따라서, 기기 내부에서 발생하는 함체 케이스의 공진 특성을 예측하고, 이를 감소시키는 연구가 필요하다.

금속 함체로부터 방사되는 전자파의 저감에 관한 연구는 개구를 가진 함체로부터 방사되는 전자파의

LG Innotek OS 개발 1그룹(Department of Optical Solution, LG Innotek)

*영남대학교 전기공학부(Department of Electrical Engineering, Yeungnam University)

· Manuscript received November 18, 2011 ; Revised February 3, 2012 ; Accepted February 27, 2012. (ID No. 20111118-144)

· Corresponding Author : Ki-chai Kim (e-mail : kckim@ynu.ac.kr)

저감에 관한 연구^{[1]~[4]}와 공동의 내벽에 합성 자성체를 설치하여 공동의 Q(quality factor)를 감소시키는 연구^[5] 등 여러 연구자들에 의해 보고되고 있다. 또한, PCB 트레이스가 자유 공간에 놓여진 경우의 방사문제 해석에 관해서는 보고되어 있으나^[6], 합체의 내부에 PCB 트레이스가 내장된 경우의 전자계 해석에 관한 연구는 PCB 접지면이 합체에 부착된 구조의 2차원 문제에 대한 모드 매칭법이 검토되고 있으며, 매우 유용한 해석법이다. 상용 해석 툴인 HFSS나 CST 등을 사용하여 해석할 수도 있으나, 파라미터의 변화에 대한 합체의 특성 고찰에는 많은 계산 시간을 필요로 한다.

본 논문에서는 합체 내부에 PCB 트레이스가 내장되어 있는 합체의 공진 특성을 계산하기 위한 합체의 내부 전자계 해석법을 제안하였다. 본 해석법은 기존의 해석법과 비교하여 간단하지는 않지만, 개구면 전계 분포를 계산에 포함시켜 해석하는 새로운 개념이 적용되었다. 제안한 해석법은 합체 내부에 트레이스가 있는 영역(영역 I)과 PCB 유전체 영역(영역 II) 및 그 외의 영역(영역 III)으로 구분하고, 각 영역에서의 전자계를 주어진 경계 조건을 만족하도록 계를 접속하여 구하고자 하는 목적 함수(트레이스의 전류 분포 및 경계면 전계 분포)에 관한 적분 방정식을 도출하여 그 해를 모멘트법^[7]으로 해석하는 방법이다.

해석법 이론의 타당성을 검증하기 위해 상용 해석 툴인 HFSS의 계산 결과와도 비교하였으며, 실험 결과와도 비교하여 본 논문에서 제안한 해석법의 타당성을 확인하였다.

II. 이론 해석

그림 1은 합체 내부에 폭이 w 인 PCB 트레이스가 내장되어 있는 합체의 구조와 좌표계를 나타낸다. 합체와 PCB 트레이스는 완전 도체로 가정하였으며, 합체의 크기는 $a \times b \times c$ 이다. 이론 해석을 위해, PCB 트레이스가 있는 합체 내부의 영역을 “영역 I”로 하고, PCB를 구성하는 유전체 영역을 “영역 II”, 그 아래의 영역을 “영역 III”으로 구분하였다. 합체 내부의 영역 I 및 영역 III의 비유전율은 $\epsilon_{r,1} = \epsilon_{r,3} = 1$ 로서 자유 공간을 가정하였다. 합체의 내부에 내장

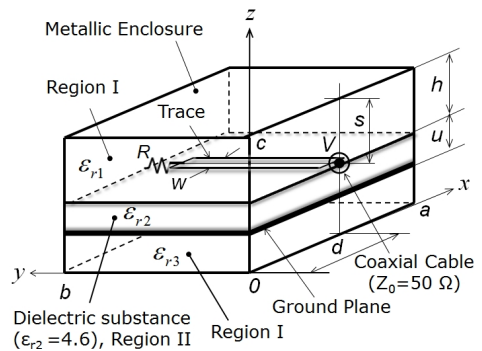


그림 1. 합체의 내부에 PCB 트레이스가 내장된 합체의 구조와 좌표계
Fig. 1. Geometry and coordinate system of a enclosure including PCB trace.

된 PCB의 크기는 $a \times b \times u$ 이고, PCB 유전체의 비유전율은 $\epsilon_{r,2} = 4.6$ 이다. 합체 내부의 PCB 파원은 $x=d$, $z=c-s$ 의 위치에 배치되어 있다. 또한, 합체 내부의 손실을 고려하기 위해 트레이스의 한쪽 끝단에 저항 R 을 부착하여 합체 전체의 손실을 대표하도록 하였다. 손실이 없는 이상적인 합체의 경우, 합체는 저항이 없는 리액턴스 성분만을 가진다. 실제 문제에서는 도체벽 및 유전체 등의 손실이 있으며, 손실을 엄밀하게 이론적으로 해석하는 것은 매우 어렵다. 따라서, 본 논문에서는 강제적으로 합체에 손실을 추가하여 해석하는 방법을 사용한다.

본 논문에서는 그림 1과 같이 PCB 트레이스가 내장된 합체 구조에 대한 전자계 해석을 위한 새로운 방법을 제안한다. 실제의 구조는 PCB가 합체의 내벽에서 떨어져 있는 구조이지만, 이론 해석의 어려움으로 인해 내벽에 부착된 구조를 생각하며, 본 논문에서는 PCB의 접지면이 외벽에 접속되어 있는 경우만을 논의하기로 한다.

PCB의 접지면이 합체의 내벽에 부착되면 그림 2(a)와 같은 구조를 생각할 수 있으며, 제안된 해석 방법을 간략히 설명하면 다음과 같다. 즉, 그림 2(a)는 PCB가 내장된 합체의 단면을 나타낸 것이며, 합체를 3개의 영역으로 나눈다. 그림 2(b)는 영역 II의 크기를 t 로 줄이고, PCB 트레이스를 유전체에서 분리시켜 개구면이 형성되는 모습을 알기 쉽게 나타낸 것이다. 그림 2(b)에서 $t=a$ 로 하고, 트레이스를 유전체의 표면으로 가지고 오면 그림 2(a)와 같아진다.

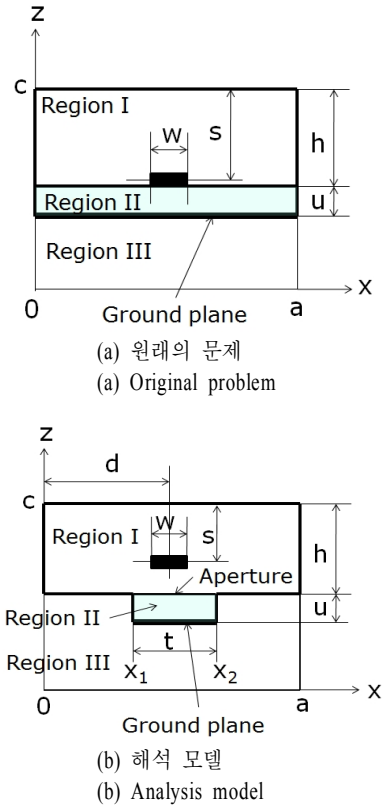


그림 2. 함체의 단면도
Fig. 2. Cross section of the enclosure.

그림 2(b)에 나타난 것처럼, 영역 I 및 영역 II의 경계면(개구면)에서 만들어지는 개구면 전계 분포 및 PCB 트레이스에 형성되는 전류 분포에 관한 연립 적분방정식을 유도하여 함체의 공진 특성을 해석하는 것이 본 논문에서 제안하는 해석법의 핵심이다.

그림 1과 그림 2에서 폭이 w 인 PCB 트레이스를 모델링하기 위하여 그림 3과 같은 근사를 도입하였다. 그림 3(a)는 폭이 w 인 PCB 트레이스를 나타내며, 트레이스의 두께는 0으로 가정한다. 이러한 트레이스는 그림 3(b)에 나타난 것처럼, 반경이 $r = w/4$ 인 원형 와이어로 등가적으로 표현할 수 있다. 이에 대한 자세한 내용은 참고문헌 [6]을 참조하기 바란다.

그림 2와 같은 함체 구조에 대하여 PCB 트레이스상의 전류 분포 및 PCB 경계면(개구면)에서의 전계 분포에 관한 연립 적분방정식을 유도하기 위해 영역 I과 영역 II의 전자계를 구하면 다음과 같다^[8].

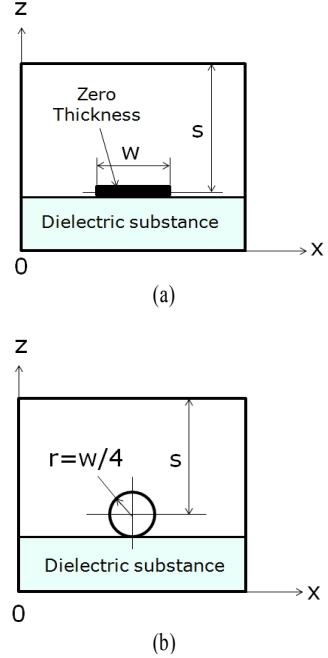


그림 3. 실제의 PCB 트레이스와 근사 등가 구조
Fig. 3. A real PCB trace and a equivalent PCB trace.

$$\begin{aligned} \overline{E}^I = & \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \iiint (\overline{I} k_0^2 + \nabla\nabla) \cdot \overline{\overline{G}}^I(\overline{r}, \overline{r}') \cdot \overline{J} dv \\ & - \nabla \times \iiint \overline{\overline{G}}_m^I(\overline{r}, \overline{r}') \cdot \overline{J}_m dv \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \overline{H}^I = & \nabla \times \iiint \overline{\overline{G}}^I(\overline{r}, \overline{r}') \cdot \overline{J} dv \\ & + \frac{1}{j\omega\mu_0} \iiint (\overline{I} k_0^2 + \nabla\nabla) \cdot \overline{\overline{G}}_m^I(\overline{r}, \overline{r}') \cdot \overline{J}_m dv \end{aligned} \quad (2)$$

$$\overline{H}^{II} = \frac{1}{j\omega\mu} \iiint (\overline{I} k_2^2 + \nabla\nabla) \cdot \overline{\overline{G}}_m^{II}(\overline{r}, \overline{r}') \cdot \overline{J}_m dv \quad (3)$$

여기서, 윗첨자 I, II는 각각 영역 I, II를 나타낸다. 또한, ϵ_0 및 μ_0 는 진공의 유전율 및 투자율이며, k_0 는 자유 공간에서의 파수이다. k_2 는 유전체 영역 II에서의 파수이며, ϵ_2 ($\epsilon_2 = \epsilon_{r2}\epsilon_0$) 및 μ_2 ($\mu_2 = \mu_{r2}\mu_0$)는 영역 II에서의 유전율 및 투자율이다. \overline{A} 와 같은 표기를 벡터 함수, $\overline{\overline{A}}$ 와 같은 표기를 다이애딕 함수로 정의하며, $\overline{\overline{G}}(\overline{r}, \overline{r}')$ 는 함체의 다이애딕 그린함수이며, 구체적인 표현식은 부록에 나타내었다.

적분방정식을 유도하기 위하여 PCB의 경계면(개구면)에서의 경계 조건을 만족하도록 각 영역의 자계를 구하여 개구면에서 접속시키고, PCB 트레이스

에서 전계의 접선 성분이 0이 되는 경계 조건을 적용하면 개구면 전계 분포 및 PCB 트레이스상의 전류 분포에 관한 연립 적분방정식을 유도할 수 있다. $y=0$ 인 위치에서 $Z_0=50$ Ω의 동축케이블을 통하여 전원 임피던스와 정합이 취해진 상태에서 전압 V 로 PCB 트레이스를 급전한다고 가정하면, 영역 I에서의 PCB 트레이스에 형성되는 전류 분포 \bar{J} 와 영역 I과 영역 II의 경계면(개구면)에서 생성되는 개구면 전계 분포 \bar{E}_a 에 관한 연립 적분방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{1}{jw\epsilon_0} \iint_{s'} \overline{K}_{ee}^I(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') ds' + \iint_{s_a'} \overline{K}_{em}^I(\bar{r}, \bar{r}') \cdot (\hat{z} \times \bar{E}_a) ds_a' = -V\delta(y) \quad (4)$$

$$\hat{z} \times \iint_{s'} \overline{K}_{he}^I(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') ds' + \hat{z} \times \frac{1}{jw\mu_0} \iint_{s_a'} \overline{K}_{hm}^I(\bar{r}, \bar{r}') \cdot (\hat{z} \times \bar{E}_a) ds_a' + \hat{z} \times \frac{1}{jw\mu} \iint_{s_a'} \overline{K}_{hm}^{II}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot (\hat{z} \times \bar{E}_a) ds_a' = \quad (5)$$

여기서, $\delta(*)$ 는 Dirac의 델타 함수이고, \bar{r} 및 \bar{r}' 는 각각 관측점 및 파원점의 위치 벡터이며, 시간 의존성은 $\exp(jwt)$ 이다. 또한, PCB 트레이스의 등가반경이 사용 파장에 비교하여 충분히 작다고 가정하면 전류는 트레이스의 중심축에 집중하여 흐른다고 가정할 수 있다. 연립 적분방정식 (4), (5)에서 적분핵은 다음 식으로 주어진다.

$$\overline{K}_{ee}^I(\bar{r}, \bar{r}') = (\bar{I}k_0^2 + \nabla\nabla) \cdot \overline{G}_e^I(\bar{r}, \bar{r}') \quad (6)$$

$$\overline{K}_{em}^I(\bar{r}, \bar{r}') = -\nabla \times \overline{G}_m^I(\bar{r}, \bar{r}') \quad (7)$$

$$\overline{K}_{he}^I(\bar{r}, \bar{r}') = \nabla \times \overline{G}_e^I(\bar{r}, \bar{r}') \quad (8)$$

$$\overline{K}_{hm}^I(\bar{r}, \bar{r}') = (\bar{I}k_0^2 + \nabla\nabla) \cdot \overline{G}_m^I(\bar{r}, \bar{r}') \quad (9)$$

$$\overline{K}_{hm}^{II}(\bar{r}, \bar{r}') = (\bar{I}k_0^2 + \nabla\nabla) \cdot \overline{G}_m^{II}(\bar{r}, \bar{r}') \quad (10)$$

여기서, \bar{I} 는 단위 다이애딕이다. $\overline{G}_{ee}^I(\bar{r}, \bar{r}')$ 등은 함체의 다이애딕 그린 함수이며, 구체적인 표현식은 부록에 나타내었다.

연립 적분방정식 (4), (5)의 해를 구하기 위하여 모

멘트 법을 적용한다^[8]. 먼저, 전류 분포 \bar{J} 와 개구면 전계 분포 \bar{E}_a 는 잘 알려져 있는 다음과 같은 기저의 기저 함수로 전개한다. 즉, 트레이스의 전류 분포는 여현 함수를 사용하고, 개구면 전계 분포는 도파관 모드 함수를 사용하였다.

$$\bar{J}(y') = \hat{y} \sum_{k=0}^k a_k \cos \frac{k\pi y'}{b} \quad (11)$$

$$\bar{E}_a(x', y') = \hat{x} \sum_{p=0}^P \sum_{q=1}^Q E_{xpq} \cos \frac{p\pi(x' - x_1)}{t} \sin \frac{q\pi y'}{b} + \hat{y} \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^Q E_{ypq} \sin \frac{p\pi(x' - x_1)}{t} \cos \frac{q\pi y'}{b} \quad (12)$$

여기서, a_k 및 E_{xpq}, E_{ypq} 는 미지의 전개 계수이며, $t = x_2 - x_1$ 이다(x_1 및 x_2 는 그림 2(b) 참조).

식 (11), (12)를 연립 적분방정식 (4), (5)에 대입하여 Galerkin의 모멘트 법을 적용하면 연립 적분방정식 (4), (5)는 연립일차방정식으로 변환되며, 이로부터 미지의 전개 계수를 구하면 PCB 트레이스상의 전류 분포와 영역 I과 영역 II의 경계면에서 생성되는 경계면(개구면)에서의 전계 분포를 계산할 수 있다.

함체의 공진 특성을 고찰하기 위하여 함체의 내부로 공급된 공급 전력을 반사 계수 S_{11} 을 이용하여 다음과 같이 정의한다^[9].

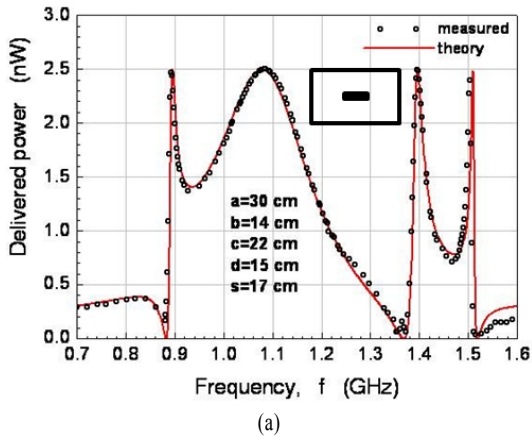
$$P = \frac{V^2}{8Z_0} (1 - |S_{11}|^2) \quad (13)$$

여기서, V 는 전원의 전압을 나타내며, Z_0 는 전원의 임피던스이다. 급전 전압을 $V_s=1$ mV로 선택하면, 전원의 임피던스가 $Z_0=50$ Ω인 경우 함체 내부로 공급된 전력은 2.5 nW이며, 본 논문에서는 1 mV가 급전된 경우에 대하여 검토하였다.

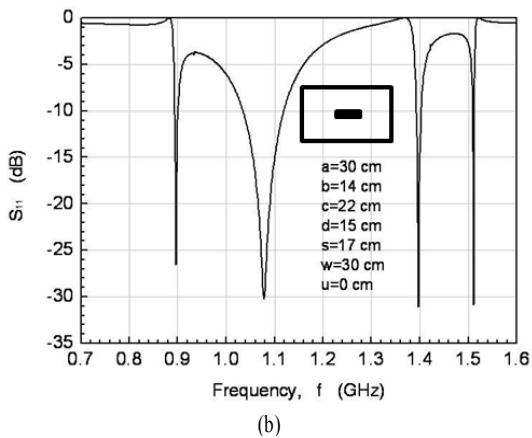
III. 수치계산 결과 및 검토

수치 계산에 사용한 함체의 크기는 비교 검토를 위하여 참고문헌 [3]과 같은 구조를 선택하였으며, 구체적인 제원은 다음과 같다.

- 1) 내부 전자파원의 주파수: $f=0.7\sim 1.6$ GHz
- 2) 함체의 크기: $a=0.3$ m, $b=0.14$ m, $c=0.22$ m, $d=0.15$ m, $s=0.17$ m



(a)



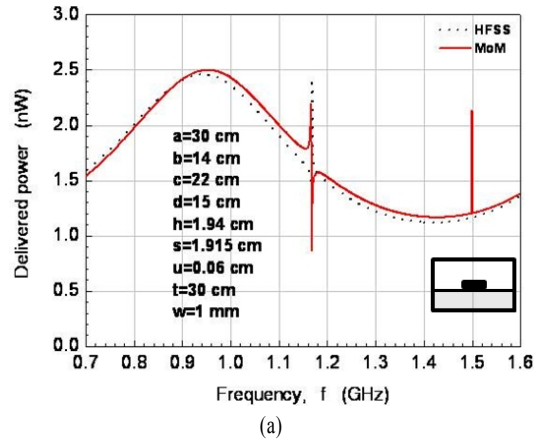
(b)

그림 4. PCB 유전체를 내장하지 않고 트레이스만 있는 함체의 (a) 공급된 전력, (b) 반사 계수
 Fig. 4. Frequency characteristics of (a) delivered power, (b) reflection coefficient(trace only, without PCB dielectric material).

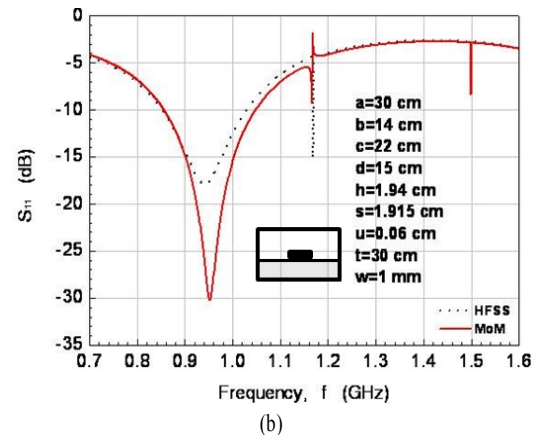
- 3) PCB 특성: $u=0.06$ cm, $\epsilon_2 = 4.6 \epsilon_0$
- 4) 손실 저항: $R=47 \Omega$

그림 4는 함체 내부에 PCB 유전체를 내장하지 않고 트레이스만 있는 경우, 함체의 반사 계수 및 함체 내부로 공급된 전력을 실험 결과와 함께 나타낸 것이다. 그림 4(a)로부터 알 수 있듯이, 모멘트 법을 사용한 수치 계산 결과는 실험 결과^[3]와도 잘 일치하고 있음을 확인할 수 있다.

함체 내부에 PCB 트레이스를 내장하였을 경우, 함체의 반사 계수 및 공급된 전력을 계산하고, 상용 시뮬레이션 툴인 HFSS의 계산 결과와도 비교 검토하였다. HFSS 시뮬레이션에는 그림 3(a)와 같이 폭이 w



(a)

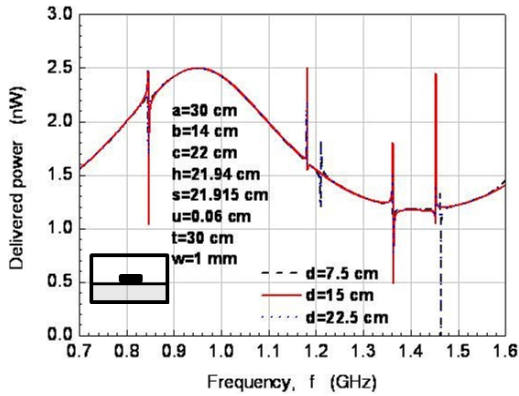


(b)

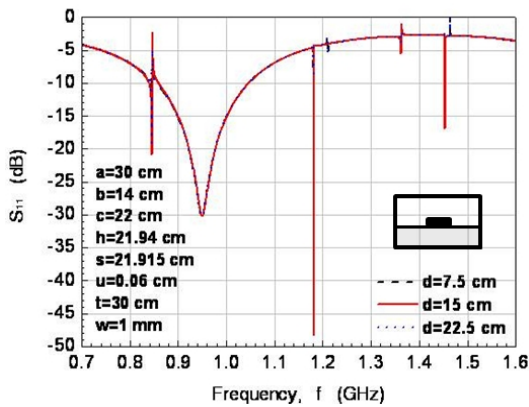
그림 5. PCB 유전체와 트레이스를 내장한 함체의 (a) 공급된 전력, (b) 반사 계수
 Fig. 5. Frequency characteristics of (a) delivered power, (b) reflection coefficient(with PCB dielectric material and trace).

인 트레이스 구조를 사용하였다. 그림 5는 참고문헌 [3]과 동일한 크기의 함체를 사용하여 함체 내부에 PCB 트레이스를 내장하였을 때, 함체의 반사 계수 및 공급 전력의 주파수 특성을 나타낸다. 그림 5(a)는 함체 내부로 공급된 전력을 나타내며, 그림 5(b)는 반사 계수를 나타낸다. 그림 5에는 HFSS로 계산한 결과도 함께 나타내었다. 그림 5로부터, 모멘트 법을 사용한 수치 해석 결과는 HFSS에 의한 시뮬레이션 결과와도 잘 일치하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 6은 참고문헌 [3]과 동일한 크기의 함체를 사용하였을 때, 함체 내부의 PCB 트레이스의 위치 d 를 파라미터로 한 함체의 반사 계수 및 공급 전력의 주파수 특성을 나타낸다. 그림 6(a)는 함체 내부로



(a)



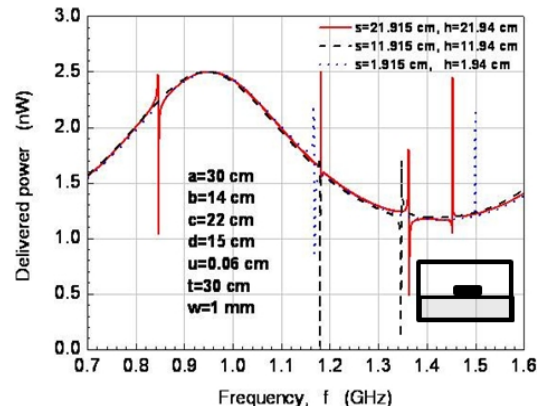
(b)

그림 6. 트레이스의 위치 d 를 파라미터로 했을 때 합체의 (a) 공급된 전력, (b) 반사 계수

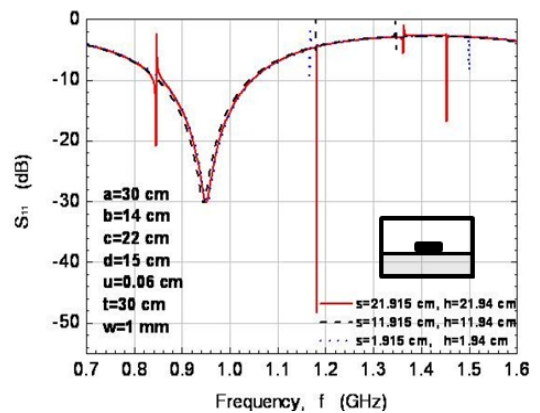
Fig. 6. Frequency characteristics of (a) delivered power, (b) reflection coefficient as a parameter of trace position d .

공급된 전력을 나타내며, 그림 6(b)는 반사 계수를 나타낸다. 그림 6에 나타난 것처럼, 트레이스의 위치 d 값의 변화에 따른 반사 계수와 공급 전력은 거의 동일하며, 각각의 d 에 대한 결과는 겹쳐져 표시되어 있다. 즉, 반사 계수와 공급 전력은 트레이스의 위치 d 에 거의 무관함을 알 수 있다.

그림 7은 참고문헌 [3]과 동일한 크기의 합체를 사용하였을 때, 합체 내부의 PCB 트레이스의 위치 s 를 파라미터로 한 합체의 반사 계수 및 공급 전력의 주파수 특성을 나타낸다. 그림 7(a)는 합체 내부로 공급된 전력을 나타내며, 그림 7(b)는 반사 계수를 나타낸다. 그림 7로부터 알 수 있는 것처럼, 반사 계수와 공급 전력은 트레이스의 위치 s 에 따라서 0.85



(a)



(b)

그림 7. 트레이스의 위치 s 를 파라미터로 했을 때 합체의 (a) 공급된 전력, (b) 반사 계수

Fig. 7. Frequency characteristics of (a) delivered power, (b) reflection coefficient as a parameter of trace position s .

GHz 및 1.1~1.6 GHz의 주파수 대역에서 공진이 발생함을 알 수 있다. 즉, PCB 트레이스의 위치 s 는 합체 내부의 전자계에 영향을 미쳐 합체의 공진 특성을 변화시킨다는 것을 알 수 있다.

본 논문에서 검토하고 있는 구조 및 주파수 범위에 대하여 반사 계수의 주파수 특성을 HFSS로 계산하면 3시간 이상의 계산 시간을 필요로 한다. 그러나, 본 논문에서 제안한 해석 방법을 사용하면 10분 이내에서 결과를 얻을 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 합체 내부에 PCB 트레이스가 내장

된 합체의 공진 특성을 해석하기 위한 해석법을 제안하고, PCB 트레이스의 위치에 따른 합체의 공진 특성을 검토하였다. 제안한 해석법으로 계산한 결과는 실험 결과 및 HFSS 해석 결과와도 잘 일치하고 있음을 확인할 수 있었다. 합체의 내부에 2개 이상의 트레이스가 존재하는 경우의 누화 해석 등에 본 해석법을 확장하여 적용할 수 있을 것으로 기대되며, 앞으로 계속하여 연구하여야 할 과제 중의 하나이다.

부 록

식 (6)~(10)에 나타나 있는 공동 내부의 다이아딕 그린 함수는 다음과 같다.

$$\overline{G}_c^I = -\hat{y}\hat{y} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2\epsilon_{0m}}{ab\Gamma_{nm}^I} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \sin \frac{n\pi x'}{a} \cos \frac{m\pi y'}{b} L_{nm}^I(z, z') \quad (\text{a-1})$$

$$L_{nm}^I = \begin{cases} \frac{\sinh \Gamma_{nm}^I z'}{\sinh \Gamma_{nm}^I h} \sinh \Gamma_{nm}^I (z-h), & z \geq z' \\ \frac{\sinh \Gamma_{nm}^I (z'-h)}{\sinh \Gamma_{nm}^I h} \sinh \Gamma_{nm}^I z, & z \leq z' \end{cases} \quad (\text{a-2})$$

$$\overline{G}_m^I = -\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2\epsilon_{0n}\epsilon_{0m}}{ab\Gamma_{nm}^I} (\hat{x}\hat{x}N_x + \hat{y}\hat{y}N_y) M_{nm}^I(z, z') \quad (\text{a-3})$$

$$M_{nm}^I = \begin{cases} \frac{\cosh \Gamma_{nm}^I z'}{\sinh 2\Gamma_{nm}^I h} \cosh \Gamma_{nm}^I (z-2h), & z \geq z' \\ \frac{\cosh \Gamma_{nm}^I (z'-2h)}{\sinh 2\Gamma_{nm}^I h} \cosh \Gamma_{nm}^I z, & z \leq z' \end{cases} \quad (\text{a-4})$$

$$\overline{G}_m^{II} = -\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2\epsilon_{0n}\epsilon_{0m}}{ab\Gamma_{nm}^{II}} (\hat{x}\hat{x}N_x + \hat{y}\hat{y}N_y) M_{nm}^{II}(z, z') \quad (\text{a-5})$$

$$M_{nm}^{II} = \begin{cases} \frac{\cosh \Gamma_{nm}^{II} (z'-z_1)}{\sinh 2\Gamma_{nm}^{II} u} \cosh \Gamma_{nm}^{II} (z-z_2), & z \geq z' \\ \frac{\cosh \Gamma_{nm}^{II} (z'-z_2)}{\sinh 2\Gamma_{nm}^{II} u} \cosh \Gamma_{nm}^{II} (z-z_1), & z \leq z' \end{cases} \quad (\text{a-6})$$

$$N_x = \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \sin \frac{n\pi x'}{a} \cos \frac{m\pi y'}{b} \quad (\text{a-7})$$

$$N_y = \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{m\pi y}{b} \cos \frac{n\pi x'}{a} \sin \frac{m\pi y'}{b} \quad (\text{a-8})$$

$$\Gamma_{nm}^I = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 - k_0^2} \quad (\text{a-9})$$

$$\Gamma_{nm}^{II} = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 - k_0^2 \epsilon_r} \quad (\text{a-10})$$

참 고 문 헌

- [1] M. Li, J. Nuebel, J. L. Drewniak, R. E. DuBroff, T. H. Hubing, and T. P. Van Doren, "EMI from cavity modes of shielding enclosures-FDTD modeling and measurements", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, no. 1, pp. 29-38, Feb. 2000.
- [2] W. Wallyn, F. Olyslager, E. Laermans, D. De Zutter, R. De Smedt, and N. Lietaert, "Fast evaluation of the shielding efficiency of rectangular shielding enclosure", *1999 IEEE international Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 1, pp. 311-316, 1999.
- [3] M. Li, K-P. Ma, J. L. Drewniak, T. H. Hubing, and T. P. Van Doren, "Numerical and experimental corroboration of an FDTD thin-slot model for slot near corners of shielding enclosure", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 39, pp. 225-232, Aug. 1997.
- [4] F. Olyslager, E. Laermans, D. De Zutter, S. Criel, R. De Smedt, N. Lietaert, and A. De Clercq, "Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, pp. 202-213, Aug. 1999.
- [5] Y. Hotta, Xiaoho Li, O. Hashimoto, and S. Nitta, "A study on suppression of cabinet resonance by means of the hybrid magnetic material", *2001 IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 713-718, 2001.
- [6] Saha P. K. Dowling J., "Reliable prediction of EM radiation from a PCB at the design stage of electronic equipment", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, no. 2, pp. 166-174, May 1998.
- [7] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, IEEE Press, Chap. 4, 1993.
- [8] C. A. Balanis, *Engineering Electromagnetics*, John

Wiley & Sons, Chap. 8, 1989.

ley, Chap. 3, 1990.

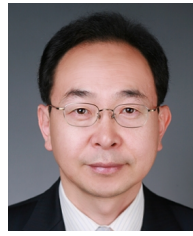
[9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wes-

조 병 두



2009년 2월: 영남대학교 전기공학과 (공학사)
2011년 2월: 영남대학교 전기공학과 (공학석사)
2011년 3월~현재: LG Innotek OS 개발 1그룹 연구원
[주 관심분야] EMC/EMI

김 기 채



1984년 2월: 영남대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 3월: Keio University 전기공학과 (공학석사)
1989년 3월: Keio University 전기공학과 (공학박사)
1989년 4월~1993년 3월: 한국표준과학연구원 전자파연구실 선임연구원
1993년 4월~1995년 8월: 일본 후쿠오카 공업대학 정보공학과 조교수
1995년 9월~현재: 영남대학교 전기공학과 교수
2012년 1월~현재: 한국전자과학회 회장
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