

모드 정합법에 의한 원판 부착형 EMI 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자 해석

Mode-Matching Analysis for Complex Antenna Factors of Circular Top-Hat EMI Monopole Antennas

정운주 · 김기채*

Woon-Joo Jeong · Ki-Chai Kim*

요약

본 논문에서는 시간영역의 전자계 측정에 사용하기 위한 원판 부착형 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자를 검토하고 있다. 이론 해석으로서는 가상 전기벽을 설정하여 각 영역에서의 전자계를 고유함수로 전개하고 모드 정합법을 적용하여 안테나의 입력 임피던스 및 안테나 인자 등을 계산하고 있다. 이론 해석의 결과, 모노폴 안테나에 원판을 부착하면 저주파수 대역에서의 안테나 인자 절대치는 발산하지 않으며 일반적인 모노폴 안테나에 비교하여 광대역 특성이 있음을 알 수 있었다. 모드 정합법에 의한 이론 해석의 타당성을 확인하기 위하여 입력 임피던스의 이론치와 측정치를 비교하여 양자가 잘 일치함을 확인하고 있다.

Abstract

This paper presents the complex antenna factor of a top-hat EMI monopole antenna for measuring time domain electromagnetic fields. The approach is facilitated by adding a artificial parallel ground plane above the monopole antenna. This allows use of cylindrical harmonic field expansions in each of three subregions enclosed by the two ground plane. The results show that the complex antenna factor of the top-hat monopole antenna does not diverge at low frequencies. When compared with a monopole antenna, the top-hat monopole antenna has broadband characteristics. In order to verify the availability of the mode-matching method, the input impedance of the antenna were compared with experiments.

Key words : EMI Monopole Antenna, Complex Antenna Factor, Mode-Matching Method

I. 서론

EMC/EMI 분야에서는 전기, 전자, 정보처리 장치 등으로부터 방출되는 복사성 장해 전자파의 크기를 측정하기 위한 EMC 안테나가 매우 중요한 부분을 차지한다. EMC 안테나의 평가 파라미터는 안테나 인자(antenna factor)이며 문헌 [1], [2]에서는 주파수 영역 전자계의 측정에 사용하기 위한 다이폴 안테나

의 안테나 인자를, 문헌 [3]에서는 시간 영역 전자계 측정에 사용하기 위한 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자(CAF; Complex Antenna Factor)를 검토하고 있다.

본 논문에서는 정전기 방전 현상의 측정 등과 같은 시간 영역에서의 전자계 파형을 측정하기 위해 많이 사용되는 모노폴 안테나^{[3]-[5]}를 광대역화시키고, 낮은 주파수 대역에서 발생하는 안테나 인자 절

「본 연구는 대학 IT 연구센터인 충남대학교 전자파환경기술연구센터의 지원으로 수행되었음.」

한국항공우주산업주식회사 KT-1 사업 제품기술팀(KT-1 Program Division, Korea Aerospace Industries, Ltd.)

*영남대학교 전자정보공학부(School of Electrical and Electronic Engineering, Yeungnam University)

· 논문 번호 : 20030521-076

· 수정완료일자 : 2003년 7월 14일

대치의 발산 문제를 개선하기 위해 원판을 부착한 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자를 모드 정합법(mode matching methods)^[6]으로 계산하고 있다. 또한, 보다 더 광대역 특성을 얻기 위해 원판 사이에 무손실의 유전체를 충전한 구조에 대해서도 복소 안테나 인자를 검토하고 있다.

이론 해석의 결과, 원판 부착형 모노폴 안테나의 안테나 인자 절대치는 낮은 주파수 대역에서 발산하지 않고 일반적인 모노폴 안테나^[3]에 비교하여 광대역 특성이 있다는 것을 확인할 수 있었다. 무손실 유전체를 충전하면 유전체를 충전하지 않은 경우와 비교하여 복소 안테나 인자의 주파수 특성 편평도가 약 10 dB 정도 개선됨을 알 수 있었다. 입력 임피던스의 이론치와 실험치를 비교하여 모드 정합법에 의한 이론 해석의 타당성도 확인하였다.

II. 이론해석

2-1 원판 부착형 모노폴 안테나의 구조

그림 1은 원판 부착형 모노폴 안테나의 구조와 좌표계를 나타낸다. 무한히 넓은 접지판 위에 동축선으로 급전되는 반경 a , 길이 h 의 모노폴 안테나가 설치되어 있고, 모노폴의 끝단에는 반경 b 의 원판을 부착하였다. 또한 원판을 반경으로 하는 접지판 사이의 공간에는 유전체(ϵ)가 충전되어 있다. 이러한 구조의 안테나는 정전기 방전 특성의 연구 등에 사용할 수 있다. 모드 정합법을 적용하기 위해 높이 l 의 위치에 가상 전기벽이 설치되어 있으며, 시간의 존성은 $e^{j\omega t}$ 를 가정하였다.

EMC 안테나는 가능한 한 간단한 구조가 요구되므로 유전체를 충전하지 않은 구조가 바람직하지만, 안테나의 특성 개선 등을 위해서는 유전체를 충전한 구조도 생각할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 유전체를 충전하지 않은 구조($\epsilon=\epsilon_0$)와 충전한 구조($\epsilon=\epsilon_r$)의 두 가지 구조를 생각하고 각각의 경우에 대한 복소 안테나 인자를 검토하였다.

2-2 전자계의 고유함수 전개

그림 1과 같은 원판 부착형 모노폴 안테나의 이론 해석은 모드 정합법을 이용하였다. 그림 1과 같이

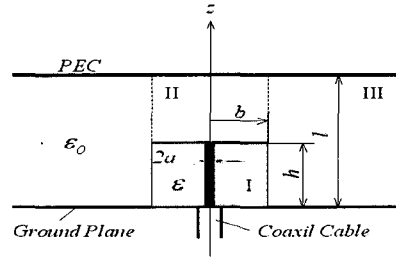


그림 1. 원판 부착형 EMC 모노폴 안테나의 구조와 좌표계

Fig. 1. Geometry and coordinate system of disk-loaded monopole antenna.

원판 아래의 유전체가 충전된 부분을 영역 I로 하고, 가상 전기벽과 원판 사이를 영역 II, 나머지 부분을 영역 III으로 하여 각 영역에서의 전자계를 Maxwell 방정식을 만족하는 고유함수로 전개한다. 구체적인 내용은 문헌 [6]을 참조하기 바란다.

먼저, 원판 아래 부분인 영역 I에서의 전자계는 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$E_z^I = \frac{1}{j\omega\epsilon} \sum_{n=0}^N \gamma_n^2 [\alpha_n H_0^{(1)}(\gamma_n \rho) + b_n H_0^{(2)}(\gamma_n \rho)] \cos \frac{n\pi z}{h} \quad (1)$$

$$H_\phi^I = \sum_{n=0}^N \gamma_n [\alpha_n H_1^{(1)}(\gamma_n \rho) + b_n H_1^{(2)}(\gamma_n \rho)] \cos \frac{n\pi z}{h} \quad (2)$$

여기서, $\gamma_n = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - (n\pi/h)^2}$ 이고, ϵ_r 은 유전체의 비유전율이며, α_n , b_n 은 미지의 전개계수이다. $H_m^{(1)}$ 및 $H_m^{(2)}$ 는 각각 $m(=0, 1)$ 차 제1종 및 제2종 Hankel 함수이다.

가상 전기벽과 원판 사이의 영역 II에서는 전자계를 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$E_z^{II} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \sum_{n=0}^{N_1} c_n u_n^2 J_0(u_n \rho) \cos \left[\frac{n\pi}{q} (z-h) \right] \quad (3)$$

$$H_\phi^{II} = \sum_{n=0}^{N_1} c_n u_n J_1(u_n \rho) \cos \left[\frac{n\pi}{q} (z-h) \right] \quad (4)$$

여기서, $u_n = \sqrt{k_0^2 - (n\pi/q)^2}$ 이고, $q=l-h$ 로서 원판으로부터 가상 전기벽까지의 거리이다. C_n 은 미지의 전개계수이다. J_0 및 J_1 은 각각 0차 및 1차 Bessel 함수이다.

마지막으로 영역 III에서의 전자계는 다음과 같이

전개할 수 있다.

$$E_z^{III} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \sum_{n=0}^{N_1} d_n v_n^2 H_0^{(2)}(v_n \rho) \cos \frac{n\pi z}{l} \quad (5)$$

$$H_\phi^{III} = \sum_{n=0}^{N_1} d_n v_n H_1^{(2)}(v_n \rho) \cos \frac{n\pi z}{l} \quad (6)$$

여기서, $v_n = \sqrt{k_0^2 - (n\pi/l)^2}$ 이고, d_n 은 미지의 전개계수이다. $H_0^{(2)}$ 및 $H_1^{(2)}$ 는 각각 0차 및 1차 제2종 Hankel 함수이다.

2-3 모드 정합

모노폴 안테나의 표면에서 전계의 접선성분이 0이라는 경계조건을 적용하고 푸리에 정합시키면 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$a_n H_0^{(1)}(\gamma_n a) + b_n H_0^{(2)}(\gamma_n a) = \frac{-j\omega\epsilon_2 V_0}{\epsilon_{0m} \gamma_n^2 h} \quad (7)$$

여기서, $\gamma_n = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - (n\pi/h)^2}$ 이며 V_0 는 급전전압이다.

각 영역의 경계에서 전자계의 접선성분에 관한 경계조건을 부과하면 다음의 식이 얻어진다.

$$\begin{aligned} & \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \sum_{n=0}^{N_1} a_n \left[\gamma_n^2 \frac{1}{\epsilon_r} H_0^{(1)}(\gamma_n b) H_1^{(2)}(v_n b) - \gamma_n v_n H_1^{(1)}(\gamma_n b) H_0^{(2)}(v_n b) \right] S_{mn} \\ & + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \sum_{n=0}^{N_1} b_n \left[\gamma_n^2 \frac{1}{\epsilon_r} H_0^{(2)}(\gamma_n b) H_1^{(1)}(v_n b) - \gamma_n v_n H_1^{(2)}(\gamma_n b) H_0^{(1)}(v_n b) \right] S_{mn} \\ & + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \sum_{n=0}^{N_1} c_n \left[u_n J_0(u_n b) H_1^{(2)}(v_n b) - u_n v_n J_1(u_n b) H_0^{(2)}(v_n b) \right] T_{mn} \\ & = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에서 S_{mn} , T_{mn} 은 각각 다음과 같다.

$$S_{mn} = \int_0^h \cos \frac{m\pi z}{l} \cos \frac{n\pi z}{h} dz \quad (9)$$

$$T_{mn} = \int_h^l \cos \frac{m\pi z}{l} \cos \frac{n\pi(z-h)}{q} dz \quad (10)$$

또한, 원판 끝부분에서의 단부조건(edge condition)은 $H_\phi^I(b, h) = H_\phi^II(b, h)$ 인데, 이것은 원판의 윗면과 아랫면에서의 동경방향 전류가 원판의 끝부분에서 전류가 상쇄되는 것과 등가이다. 이 조건으로부터 다음의 식이 얻어진다.

$$\sum_{n=0}^{N_1} (-1)^n \gamma_n [a_n H_1^{(1)}(\gamma_n b) + b_n H_1^{(2)}(\gamma_n b)] - \sum_{n=0}^{N_1} c_n u_n J_1(u_n b) = 0 \quad (11)$$

식 (7), (8), (11)로부터 $2N_1 + N_2 + 3$ 차 연립 방정식이 얻어지고 이로부터 미지의 전개계수를 구할 수 있다.

전개계수가 구해지면 원판 부착형 모노폴 안테나의 전류분포는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$I(z) = 2\pi a \sum_{n=0}^{N_1} \gamma_n [a_n H_1^{(1)}(\gamma_n a) + b_n H_1^{(2)}(\gamma_n a)] \cos \left(\frac{n\pi z}{h} \right) \quad (12a)$$

$$I(\rho) = 2\pi \rho \left\{ \sum_{n=0}^{N_1} (-1)^n \gamma_n [a_n H_1^{(1)}(\gamma_n \rho) + b_n H_1^{(2)}(\gamma_n \rho)] - \sum_{n=0}^{N_1} c_n u_n J_1(u_n \rho) \right\} \quad (12b)$$

2-4 복소 안테나 인자

각주파수가 ω 인 평면파의 전계 $E(\omega)$ 중에 놓여진 안테나의 부하 Z_L 에 나타나는 복소 출력전압을 $V_L(\omega)$ 라 하면 복소 안테나 인자 $K(\omega)$ 는 다음 식으로 정의된다.

$$K(\omega) = \frac{|E(\omega)|}{|V_L(\omega)|} e^{j\phi(\omega)} \quad (13)$$

그림 1의 원판 부착형 모노폴 안테나에 대한 입력 임피던스 및 유효길이를 알면 복소 안테나 인자는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$K(\omega) = \frac{I}{h_{eff}(\omega)} \left(1 + \frac{Z_{in}(\omega)}{Z_L} \right) \quad (14)$$

여기서, Z_L 는 부하 임피던스이며 입력 임피던스 Z_{in} 및 유효길이 h_{eff} 은 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$Z_{in} = \frac{-1}{|I_0|^2} \iint_S E_z(z) J(z)^* ds \quad (15)$$

$$\begin{aligned} h_{eff} &= \frac{1}{I_m} \int_0^h I(z) dz \\ &= \frac{2\pi a}{|I_m|} \sum_{n=0}^{N_1} \gamma_n [a_n H_1^{(1)}(\gamma_n a) + b_n H_1^{(2)}(\gamma_n a)] \frac{h \sin(n\pi)}{n\pi} \end{aligned} \quad (16)$$

여기서, I_m 은 전류의 최대치이다.

III. 수치계산 결과 및 검토

본 논문에서 수치계산에 사용한 원판 부착형 모노폴 안테나의 제원은 모노폴의 반경을 $a=1$ mm,

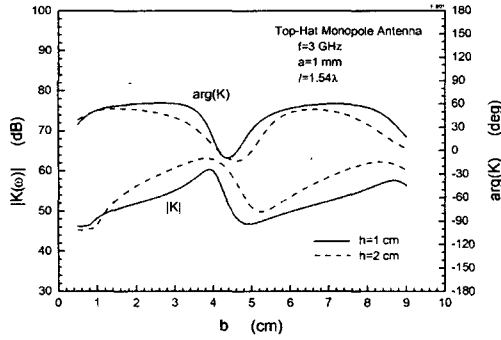


그림 2 원판의 반경에 대한 복소 안테나 인자
Fig. 2. Complex antenna factor versus disk radius.

높이를 $h=1$ cm, 2 cm로 선택하고 제특성을 검토하기로 한다.

그림 2는 원판 부착형 모노폴 안테나의 높이 h 를 파라미터로 하였을 때, 원판의 반경에 대한 복소 안테나 인자 특성을 나타낸다. 그림 2로부터 원판의 반경을 $b=1 \sim 10$ cm 범위에서 변화시켰을 때, 안테나 인자 절대치의 변화폭은 약 15 dB 정도이며 안테나 인자 특성이 가장 양호한 원판의 반경은 $h=1$ cm일 때 $b=4.93$ cm, $h=2$ cm일 때 $b=5.25$ cm임을 알 수 있다. 본 논문에서는 $b=5$ cm를 선택하여 제특성을 검토하기로 한다.

그림 2로부터 안테나 인자 특성이 양호한 $b=5$ cm를 선택하여 복소 안테나 인자의 주파수 특성을 계산한 것이 그림 3이다. 그림 3에서 복소 안테나 인자의 절대치는 주파수 영역에서 일반적으로 사용하고 있는 안테나 인자에 해당한다. 그림 3으로부터 알 수 있는 것처럼, 모노폴의 길이가 길수록 낮은 주파수 대역에서의 안테나 인자 특성은 양호하다. 또한, 원판이 부착되면 일반적인 모노폴 안테나에서 발생하는 낮은 주파수에서의 안테나 인자 절대치 발산문제^[4]는 나타나지 않는다는 것을 알 수 있다. 그 이유는 낮은 주파수에서의 유효길이 값은 작아지지 않지만, 입력 임피던스의 리액턴스 성분은 작아지기 때문이다.

보다 더 광대역 특성을 얻기 위해 원판의 아래 부분에 무손실 유전체를 충전한 구조에 대하여 복소 안테나 인자를 검토하였다. 유전체를 충전하지 않은 경우의 복소 안테나 인자와 비교하기 위해 모노폴의 반경은 $a=1$ mm, 높이는 $h=1$ cm로 선택하였다.

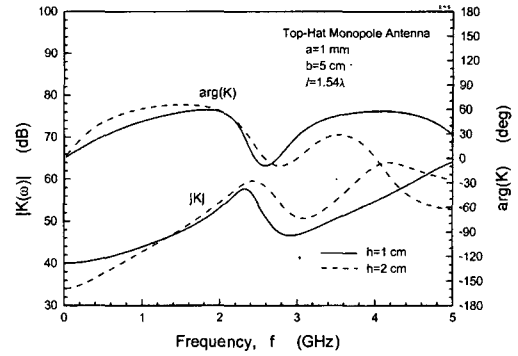
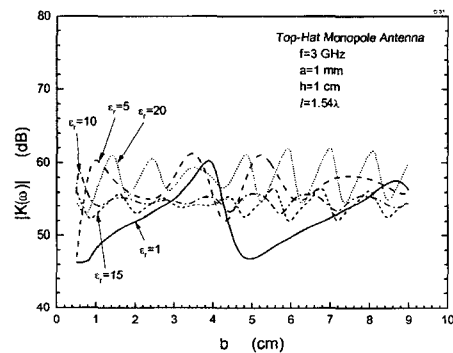
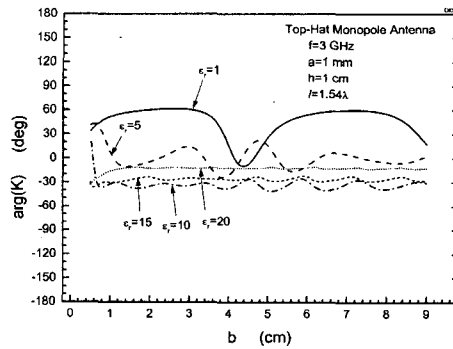


그림 3 복소 안테나 인자의 주파수 특성
Fig. 3. Frequency characteristics of complex antenna factor.



(a) 진폭
(a) Magnitude



(b) 위상
(b) Phase

그림 4. 원판의 반경에 대한 복소 안테나 인자
Fig. 4. Complex antenna factor versus disk radius.

그림 4(a), (b)는 유전체의 유전율을 파라미터로 했을 때, 원판의 반경에 대한 복소 안테나 인자 특성을 나타낸다. 그림 4(a)로부터 알 수 있는 것처럼, 유

전율의 값이 $\epsilon_r=10$, $\epsilon_r=15$ 인 경우가 복소 안테나 인자의 절대치의 변동폭이 비슷하며, 큰 유전율 값을 갖는 경우($\epsilon_r=20$) 또는 작은 유전율 값을 갖는 경우($\epsilon_r=1, 5$)에는 변동폭이 커진다. 그림 4(b)로부터 유전율 값이 클수록 원판의 반경에 대한 복소 안테나 인자의 위상 변화는 거의 없다는 것을 알 수 있다.

그림 5는 모노폴 안테나의 원판 반경을 $b=5$ cm로 선택하였을 때, 유전체의 유전율에 대한 복소 안테나 인자의 특성을 나타낸다. 그림 5로부터, 유전체의 유전율 값이 $\epsilon_r=8\sim 12$ 의 범위에서 복소 안테나 인자의 특성이 비교적 안정적임을 알 수 있다. 안테나 인자 절대치의 변화폭이 10 dB 이내인 유전율 값은 $\epsilon_r=2\sim 23$ 의 범위이며, $\epsilon_r=23$ 정도 이상에서는 안테나 인자가 심하게 진동하는 특성을 갖는다.

그림 5에서 안테나 인자의 특성 변화가 비교적 안

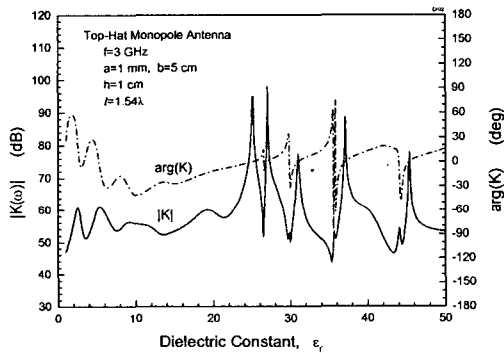


그림 5. 유전율에 대한 복소 안테나 인자
Fig. 5. Complex antenna factor versus dielectric constant.

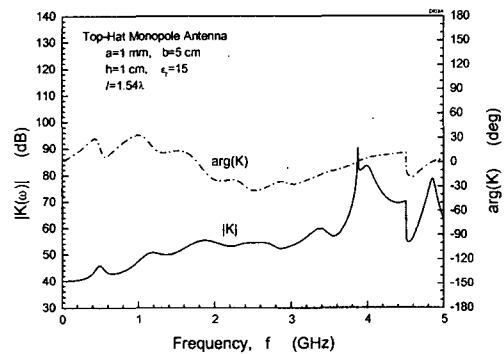


그림 6. 복소 안테나 인자의 주파수 특성
Fig. 6. Frequency characteristics of complex antenna factor.

정적인 범위($\epsilon_r=8\sim 22$)에서 유전율 값을 $\epsilon_r=15$ 로 선택하여, 복소 안테나 인자의 주파수 특성을 계산하면 그림 6과 같다. 그림 6에서 보는 것처럼, 약 3.8 GHz까지 안테나 인자는 양호한 주파수 특성을 갖는다는 것을 알 수 있으며, 유전체를 충전하지 않은 그림 3과 비교하면 안테나 인자의 주파수 특성의 편평도가 약 10 dB 정도 개선됨을 확인할 수 있다. 보다 더 넓은 광대역에 걸쳐서 양호한 주파수 특성을 확보하기 위해서는 복소 안테나 인자의 진동폭을 작게 하는 방법에 대한 연구가 필요할 것으로 생각된다. 유전체를 충전하면 유전체로 인한 전력손실이 발생하며 효율은 낮아진다. 그러나, 본 안테나는 수신용으로 사용하므로 유전체 충전에 의한 효율의 저하 문제는 고려하지 않았다.

모드 정합법에 의한 이론 해석의 타당성을 확인하기 위하여 입력 임피던스의 주파수 특성에 대한 이론치와 실험치를 비교하였다. 그림 7은 입력 임피던스의 주파수 특성에 대한 이론치와 실험치를 나타낸다. 그림 7로부터 알 수 있는 것처럼, 3 GHz 부근에서 이론치는 실험치와 차이가 있으나 전체적인 경향은 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 모드정합법에 의한 계산에 있어서 모드 수를 적절히 선택하면 3 GHz 이하에서 발생하는 실험치와 이론치의 차이는 개선될 것으로 생각된다.

이상의 결과로부터, 원판이 부착되면 일반적인 모노폴 안테나에서 나타나는 낮은 주파수에서의 안테나 인자 절대치의 발산문제는 나타나지 않으며, 무손실 유전체를 충전하면 복소 안테나 인자의 주파수 특성 편평도가 유전체를 장하지 않은 경우

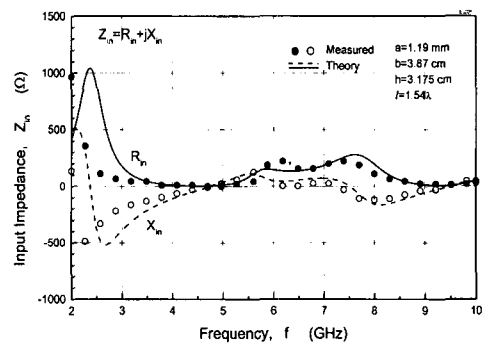


그림 7. 입력 임피던스의 주파수 특성
Fig. 7. Frequency characteristics of input impedance.

에 비교하여 약 10 dB 정도 개선된다는 것을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 시간영역에서의 전자계 파형을 측정하기 위해 많이 사용되는 모노폴 안테나를 광대역화 하고, 낮은 주파수 대역에서의 안테나 인자 절대치의 발산 문제를 개선하기 위해 원판을 부착한 EMC 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자를 모드 정합법으로 검토하였다.

이론 해석의 결과, 원판 부착형 모노폴 안테나의 안테나 인자 절대치는 낮은 주파수 대역에서 발산하지 않고 일반적인 모노폴 안테나에 비교하여 광대역 특성을 가진다는 것을 확인할 수 있었다. 또한 원판 사이에 무손실 유전체를 충전하면 유전체를 충전하지 않은 경우와 비교하여 주파수 특성의 편평도가 개선된다는 것을 알 수 있었다. 입력 임피던스의 이론치와 실험치를 비교하여 모드 정합법에 의한 이론 해석의 타당성도 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] K. C. Kim, S. Tokumaru, "Antenna factors of half-wavelength dipole antennas with Roberts balun", *IEICE Trans.*, vol. J78-B-II, no. 11, pp. 717-724, Nov. 1995.
- [2] K. C. Kim, "EMI dipole antennas with forced resonance by reactance loading for frequencies below 80 MHz", *IEICE Trans. on Commun.*, vol. E85-B, no. 11, pp. 2489-2494, Nov. 2002.
- [3] 김기채, "EMC 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자", *한국전자과학회논문지*, 22(3), pp. 532-538, Mar. 1997.
- [4] S. Ishigami, H. Iida and T. Iwasaki, "Measurements of complex antenna factor by the near-field 3-antenna method", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compati.*, vol. 38, no. 3, pp. 424-432, Aug. 1996.
- [5] M. Honda, "Fundamental aspects of ESD phenomena and Its measurement techniques", *IEICE Trans.*, vol. E79-B, no. 4, pp. 457-461, Apr. 1996.
- [6] M. A. Morgan, F. K. Schwing, "Eigenmode Analysis of dielectric loaded top-hat monopole antennas", *IEEE Trans. Antenn. Propagat.*, vol. AP-42, no. 1, pp. 54-61, Jan. 1994.

정 윤 주



나

2000년: 영남대학교 전기공학과 (공학사)
 2002년: 영남대학교 전기공학과 (공학석사)
 2002년 1월~현재: 한국항공우주산업 KT-1 제품기술팀
 [주 관심분야] EMI/EMC 관련 안테

김 기 채



1984년: 영남대학교 전자공학과 (공학사)
 1986년: Keio Univ. 대학원 (공학석사)
 1989년: Keio Univ. 대학원 (공학박사)
 1989년 4월~1993년 3월: 한국표준과학연구원 전자파연구실 선임연구원
 1993년 4월~1995년 8월: 일본 후쿠오카공업대학 정보공학과 조교수
 1995년 9월~현재: 영남대학교 전기전자공학부 부교수, 한국전자과학회 학회지 편집위원장
 1988년: 일본 IEICE Young Engineer Award
 1994년: 일본 전기학회 논문발표상 수상
 [주 관심분야] EMC/EMI 관련 안테나 및 측정시설, 소형 안테나 및 전자파 응용