EMC 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자

Complex Antenna Factors of EMC Monopole Antenna

김 기 채

Ki-Chai Kim

요 약

본 논문에서는 전자계의 시간 변화 파형을 측정하기 위한 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자 및 전달함수의 주파수 응답 특성 등을 논의하고 있다. 안테나에 흐르는 전류분포는 구분적 정현함수를 사용한 Galerkin의 모멘트법으로 계산하고 있으며 저주파수 대역에서의 반사를 줄이기 위해 칩저항을 접속한 경우의 복소 안테나 인자에 대하여 검토하고 있다. 이론 해석의 결과, 칩저항이 접속된 경우는 접속하지 않은 경우보다 복소 안테나 인자의 절대치는 5.6 dB 정도 커진다는 것을 확인하였다. 또한, 주파수가 낮은 경우에 유용하게 사용할 수 있는 변형 복소 안테나 인자의 특성에 대해서도 논의하고 있다. 근역장 보정법으로 측정된 복소 안테나 인자와도 비교하여 이론계산의 타당성을 확인하고 있다.

Abstract

This paper presents the characteristics of complex antenna factors of monopole antenna for the measuring time-domain fields above the ground plane. The method of moments with Galerkin's procedure is used to determine the current distribution of the antenna. The monopole antenna with chip resistor is discussed to reduce the reflection at low-frequencies. Numerical results show that the magnitude of the complex antenna factor for the monopole with chip resistor is 5.6 dB as large as that of the conventional monopole antenna. The characteristics of the modified complex antenna factor to use the antenna factor is also treated at low frequencies. To verify the theoretical analysis, experimental results are compared with theoretical ones.

Ⅰ. 서 론

전기, 전자, 정보처리 장치 및 시스템 등으로부터 공간으로 방출되는 장해 전자파의 크기를 측정하기 위해서는 장해 전자파의 측정에 사용하는 측정용 안테나 (이하 EMC 안테나라고 함)의 특성을 파악하고 있어야 한다. EMC 안테나의 특성 평가 파라미터로서는 안테나 인자(antenna factor)를 사용하는 것이 일반적이며 문헌 [1]~[4] 및 [8]에서 다이폴 안테나 및 모노폴 안테나의 안테나 인자에 관하여 검토하고 있으나, 이들 안테나는 모두 주파수 영역의 측정에 사용하기 위한 것이다.

전자계의 진폭뿐만 아니라 진폭과 위상을 동시에 측정하는 경우, 또는 전자계의 시간 변화 파형을 측정하는 경우에는 주파수 영역에서 사용하는 기존의 안테나 인자 개념을 그대로 적용할 수 없으며 안테나 인자에 위상 정보를 추가한 복소 안테나 인자 (Complex Antenna Factor, CAF)가 필요하게 된다[5]. 시간 영역에서의 전자계 측정용으로 많이 사용되고 있는 모노폴 안테나[6]의 복소 안테나 인자에 관해서는 복소 안테나 인자의 측정법이 검토되고 있으며[5], 감도 및 주파수 특성 등에 관해서도 검토

영남대학교 전자정보공학부(School of Electrical Engineering & Computer Science, Yeungnam University)
· 논 문 번 호 : 20000418-042
· 수정완료일자 : 2000년 9월 6일

되어 있다[7].

본 논문에서는 저주파수 대역에서의 반사를 줄이기 위하여 칩저항을 접속한 모노폴 안테나의 복소 안테나 인자 및 입력 임피던스, 전달함수의 주파수 특성 등을 구분적 정현함수를 사용한 Galerkin의 모멘트법을 적용하여 계산하고 있다. 이론 해석의 결과, 칩저항이 접속된 경우는 복소 안테나 인자의 절대치가 칩저항을 접속하지 않은 경우보다 약 5.6 dB 정도 커진다는 것을 알 수 있었다. 주파수가 낮을 경우에는 복소 안테나 인자의 절대치가 발산하게 되는데 이러한 경우에 유용하게 이용할 수 있는 변형 복소 안테나 인자 (Modified Complex Antenna Factor, MCAF)에 대해서도 검토하였다. 또한 이론 해석의 타당성을 확인하기 위하여 근역장 보정법을 사용한 복소 안테나 인자의 측정결과와도 비교한 결과, 복소 안테나 인자의 계산치는 이론치와 잘 일치하고 있음을 확인하였다.

Ⅱ. 이론해석

2-1 모노폴 안테나의 구조와 적분방정식

그림 1은 모노폴 안테나의 구조를 나타낸다. 무한히 넓은 접지판 위에 동축선로로 급전되는 반경 a, 길이 L의 모노폴 안테나가 설치되어 있으며 칩저항이 병렬로 접속되어 있다. 이러한 구조의 안테나는 정전기 방전 (ESD)의 특성 연구 등에 많이 사용되고 있다[5],[6].

그림 1과 같은 모노폴 안테나의 이론 해석을 용이하게 하기 위해 영상법을 적용하고, 안테나의 반경은 사용파장에 비교하여 충분히 작다고 가정한다. 안테나의 급전부에서 델타함수 전원으로 급전한다고 가정하면 안테나의 중심축을 따라서 흐르는 전류분포에 관한 적분방정식은 자유공간의 그린함수를 사용하여 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{1}{j\omega\varepsilon_0}\int\left[\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k_0^2\right]\frac{e^{-jk_0R(z,z')}}{4\pi R(z,z')}I(z')dz' = -V\delta(z) \tag{1}$$

여기서, V는 급전전압이며, ω 및 ε_0는 각각 각주파수 및 진공의 유전율이다. 그리고, $k_0=\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$

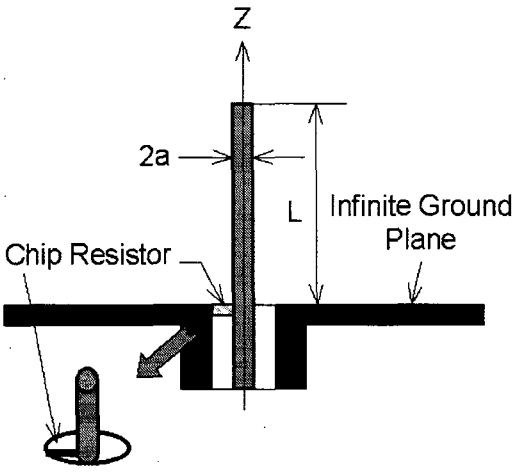


그림 1. EMC 모노폴 안테나의 구조
Fig. 1. Geometry of a EMC monopole antenna.

이며, 자유공간의 그린함수에서 $R=\sqrt{(z-z')^2+a^2}$ 이다.

전류분포에 관한 적분방정식 (1)의 해를 구하기 위해 전류분포를 다음과 같은 기지의 함수로 전개한다.

$$I(z')=\sum_{n=1}^{N} I_nF_n(z') \tag{2}$$

여기서, I_n은 구해야 할 전류분포의 전개계수이며, 전개함수 F_n은 구분적 정현함수를 사용한다. 식 (2)를 식 (1)에 대입하고 Galerkin의 방법을 적용하면 적분방정식 (1)은 다음과 같은 연립 일차방정식으로 변환된다.

$$\sum_{n=1}^{N} Z_{mn}I_n=V_m \tag{3}$$

식 (3)에서 Z_{nm}은 일반화된 임피던스 행렬, V_m은 일반화된 전압 행렬이며 이들의 구체적인 표현식은 생략하도록 한다. 식 (3)으로부터 전개계수를 구하면 전류분포의 식 (2)로부터 모노폴 안테나에 흐르는 전류분포를 구할 수 있으며 다음 절에서 논의하는 복소 안테나 인자 등을 계산할 수 있다.

2-2 복소 안테나 인자 및 변형 복소 안테나 인자

뇌방전 또는 정전기 방전 등에서 발생하는 광대역인 과도 전자계를 측정하기 위한 안테나 또는 센서는 다이폴 안테나를 비롯하여 여러 가지 종류의 안테나가 사용되고 있다. 이들의 안테나는 수신기의 입력측에 연결된 동축 케이블에 접속하여 사용하며 수신기에 나타나는 전압을 측정하게 된다. 우리가 필요로 하는 양은 공간에 방사되는 전계강도의 크기이므로 수신기로 측정한 전압으로부터 시간 영역에서의 전계강도를 산출할 수 있어야 한다.

따라서, 안테나계의 특성을 나타내는 전계강도와 부하 전압과의 비를 결정해 두어야 하는데 전계강도와 부하 전압과의 비를 EMC 안테나의 복소 안테나 인자라고 한다. 이러한 안테나 인자는 특별한 언급이 없으면 최대 전계강도를 수신할 때 수신기에 나타나는 전압과 전계강도와의 비로 정의한다. 즉, 각주파수가 ω인 평면파의 전계 $E(\omega)$중에 놓여진 안테나의 정합부하 Z_L에 나타나는 복소 출력전압을 $V_L(\omega)$이라 하면 복소 안테나 인자 $K(\omega)$는 다음과 같다[5].

$$K(\omega)=\frac{E(\omega)}{V_L(\omega)} \tag{4}$$

주파수 영역의 측정에서 일반적으로 사용되고 있는 안테나 인자는 식 (4)의 절대치만을 취한 것이다. 전자계의 시간 변화 파형을 측정할 경우에는 절대치만으로 정의된 안테나 인자로는 불충분하며 절대치와 위상을 모두 고려한 안테나 인자가 필요하다. 절대치와 위상을 고려한 복소 안테나 인자는 식 (4)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$K(\omega)=\frac{|E(\omega)|}{|V_L(\omega)|}e^{j\phi(\omega)} \tag{5}$$

식 (5)와 같은 복소 안테나 인자를 이용하면 안테나를 통하여 수신기에서 측정된 시간 영역에서의 정합 출력전압 $V_L(t)$로부터 복소 전계강도는

$$E(\omega)=K(\omega)F\{V_L(t)\} \tag{6}$$

과 같이 나타낼 수 있으므로, 시간 영역에서의 전계강도 파형은 복소 안테나 인자와 정합 출력전압을 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$E(t)=F^{-1}\{K(\omega)F\{V_L(t)\}\} \tag{7}$$

단, 식(6) 및 식(7)에서 $F\{*\}$는 푸리에 변환을, $F^{-1}\{*\}$는 역푸리에 변환을 나타낸다.

일반적으로 복소 안테나 인자는 Ⅲ장의 계산결과로부터 알 수 있는 것처럼, 주파수가 낮아지면 복소 안테나 인자의 절대치는 커지게 되고 취급이 어려워진다. 특히 $\omega=0$인 직류에서는 발산하는 경우가 많다. 이러한 경우에는 복소 안테나 인자에 $j\omega$를 곱한 $j\omega K(\omega)$를 사용하면 취급이 용이하게 된다. 본 논문에서는 이와 같은 $j\omega K(\omega)$를 문헌 [7]에서와 같이 변형 복소 안테나 인자, 즉 MCAF (Modified Complex Antenna Factor)라고 명명하여 사용하고 있다.

2-3 복소 안테나 인자의 표현식

그림 1의 안테나에 대한 입력 임피던스 Z_{in} 및 유효길이 h_e를 알면 복소 안테나 인자는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$K(\omega)=\frac{1}{h_e(\omega)}\left(1+\frac{Z_{in}(\omega)}{Z_T}\right) \tag{8}$$

여기서 Z_T는 부하 임피던스이며 칩저항의 정보가 포함되어 있다. 또한, 식 (8)에서 입력 임피던스는 안테나의 전류분포를 구하면 계산할 수 있으며 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$Z_{in}=\frac{V}{I(0)} \tag{9}$$

여기서, V 및 $I(0)$는 각각 급전전압 및 급전점 전류치를 나타낸다. 식 (8)에서 유효길이는 유효길이의 정의식에 식 (2)를 대입하면 다음과 같다.

$$h_e=\frac{1}{I_0}\int_{-L}^{L} I(z)dz$$
$$=\frac{2}{I_0}\sum_{n=1}^{N}\frac{I_n}{k_0\sin k_0\Delta z_n}(1-\cos k_0\Delta z_n) \tag{10}$$

여기서, I_0는 전류의 최대치이며, I_n은 모멘트법으로 정식화된 식 (3)으로부터 구한 전류분포의 전개계수이다. 그리고, $\Delta z_n=z_n-z_{n-1}=z_{n+1}-z_n$이다.

2-4 감도 특성

안테나에 입사하는 전계와 안테나를 통하여 수신기에 나타나는 수신 전압과의 관계는 다음 식과 같다.

$$V_L(\omega) = R_N(\omega) E(\omega) \tag{11}$$

여기서, E는 입사 전계의 크기이고, R_N은 안테나 및 수신기의 특성에 관계되는 전달함수이며 다음 식으로 주어진다.

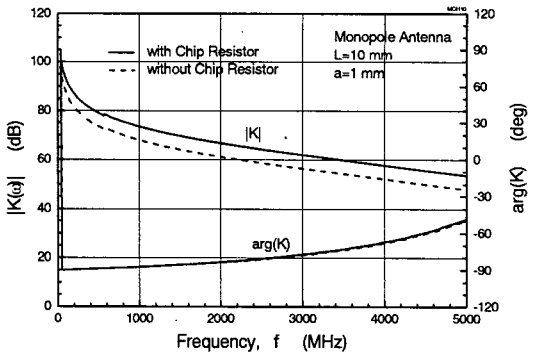
$$R_N(\omega) = \frac{Z_T h_e(\omega)}{Z_T + Z_{in}(\omega)} \cdot \frac{1}{L} \tag{12}$$

식 (12)의 전달함수는 안테나의 입력 임피던스와 유효길이 및 Z_T속에 포함되어 있는 수신기의 임피던스(통상 50 Ω)와 칩저항에 관계되며, 모노폴 안테나에 흐르는 전류분포를 구하면 계산할 수 있다.

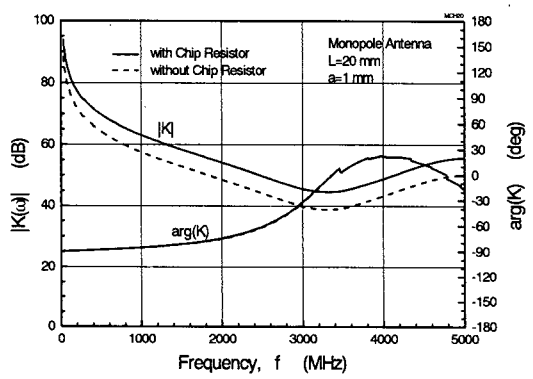
Ⅲ. 수치계산 결과 및 검토

수치계산에 사용하는 모노폴 안테나의 제원은 다음과 같다. 안테나의 반경은 a=1 mm로 선택하고, 안테나의 길이는 L=10 mm와 L=20 mm의 두 종류를 사용한다. 저주파수 대역에서의 반사를 줄이기 위해 56 Ω의 칩저항을 병렬로 접속하였다. 안테나의 제원을 이와 같이 선택한 이유는 안테나의 길이가 25 mm 이하인 소형 안테나를 ESD 현상의 측정에 많이 사용하고 있기 때문이다[6]. 주파수 대역은 30 MHz에서 5 GHz의 대역을 선택하였다. 그리고, 전류분포의 전개 항의 수는 부분 영역 세그멘트의 길이가 Δz_n=0.0125 λ(λ는 사용파장)의 조건을 만족하도록 각 주파수에 대하여 $N = 2L/0.0125\,\lambda$개가 되도록 선택하였다.

그림 2는 식 (8)로부터 계산한 복소 안테나 인자의 주파수 특성을 나타낸다. 그림에서 복소 안테나 인자의 절대치는 주파수 영역에서 일반적으로 사용하고 있는 안테나 인자에 해당한다. 그림 2로부터 알 수 있는 것처럼, 안테나의 길이가 길어질수록 복소 안테나 인자의 위상변화의 범위는 커진다. 칩저항을 연결하면 복소 안테나 인자의 절대치는 저항을 연결하지 않았을 때보다 약 5.6 dB 정도 커지며, 위상에 대해서는 거의 변화가 없음을 확인할 수 있었다. 그리고, 주파수가 낮아지면 안테나 인자의 절대치는 점점 커지게 되고 ω=0인 직류에서는 발산



(a) L=10 mm



(b) L=20 mm

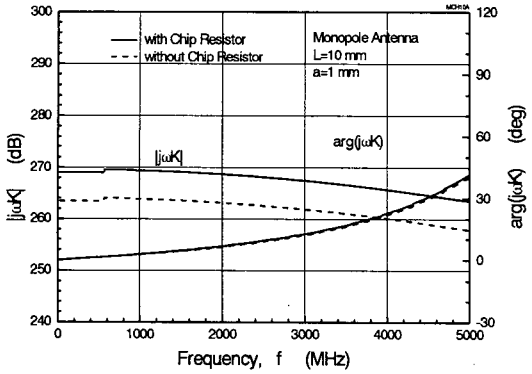
그림 2. 복소 안테나 인자의 주파수 특성

Fig. 2. Frequency characteristics of complex antenna factors.

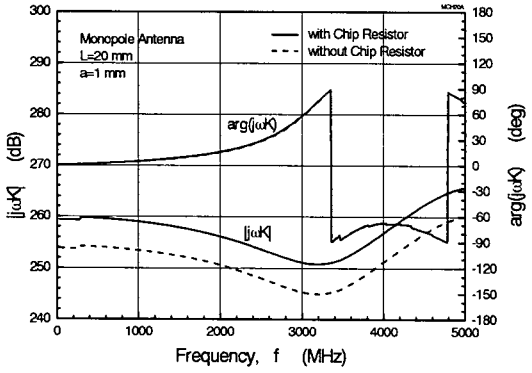
하게 된다. 낮은 주파수 대역에서의 이러한 발산을 피하기 위해 복소 안테나 인자에 $j\omega$를 곱한 변형 복소 안테나 인자 $j\omega K$를 정의하여 사용하면 편리하다.

그림 3은 변형 복소 안테나 인자 $j\omega K$의 주파수 특성을 나타낸다. 그림 3으로부터 낮은 주파수 대역에서도 취급이 적절한 유한한 크기의 값이 된다는 것을 알 수 있다. 변형 복소 안테나 인자의 절대치는 복소 안테나 인자의 경우와 마찬가지로 칩저항을 연결하면 연결하지 않은 경우와 비교하여 약 5.6 dB 정도 커지며, 위상에 대해서는 거의 변화가 없음을 확인할 수 있었다.

그림 4는 식 (9)로부터 계산한 입력 임피던스 특성을 나타낸다. 그림에서 가로축은 모노폴 안테나의



(a) L=10 mm



(b) L=20 mm

그림 3. 변형 복소 안테나 인자의 주파수 특성

Fig. 3. Frequency characteristics of modified complex antenna factor.

길이를 사용파장으로 규격화한 값이며, 안테나의 반경과 길이비는 0.01을 사용했다. 그림으로부터 알 수 있는 것처럼, 입력 임피던스는 안테나 길이와 파장의 비 L/λ가 약 0.1 이하에서 L/λ가 크게 됨에 따라서 작아지고 위상은 $-90°$이며 용량성이 된다. 이 결과로부터 안테나의 길이가 파장에 비교하여 충분히 작은 주파수 대역에서는 입력 임피던스가 용량성이 된다는 것을 알 수 있다.

그림 5는 모노폴의 길이를 파라미터로 했을 때 전달함수의 주파수 특성을 나타내고 있다. 길이가 20 mm인 경우 3.31 GHz에서 최대 감도를 나타내고 있음을 알 수 있는데, 감도가 최대인 주파수는 모노폴 안테나의 길이와 관계되며 안테나의 길이가 $\lambda/4$ 부근에서 최대 감도를 나타내게 된다. 그림에서 알

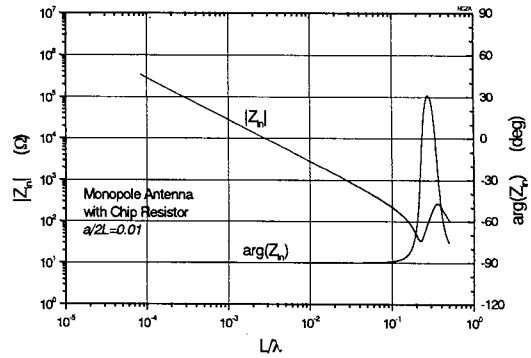


그림 4. 입력 임피던스 특성

Fig. 4. Characteristics of the input impedance versus normalized frequency.

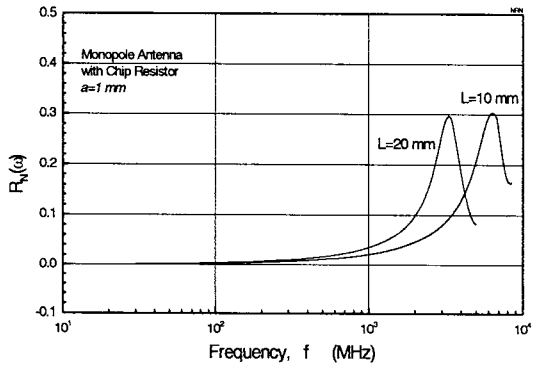


그림 5. 모노폴의 길이에 대한 정규화 전달함수의 주파수 특성

Fig. 5. The magnitude of the normalized transfer function with different monopole length.

수 있는 것처럼, 약 1 GHz 이하의 주파수 대역에서는 대체적으로 평탄한 주파수 특성을 나타내지만 감도는 대단히 낮다.

그림 6은 수신기의 부하 임피던스를 파라미터로 했을 때 전달함수의 주파수 특성을 나타내고 있다. 그림으로부터 부하 임피던스가 작으면 평탄한 주파수 특성을 얻을 수 있지만 감도가 낮아지고, 부하 임피던스가 1 kΩ 이상이면 전달함수의 주파수 특성은 변화하지 않는다는 것을 알 수 있다.

그림 7은 본문의 식 (8)로부터 계산한 복소 안테나 인자의 이론치와 근역장 보정법으로 측정한 실험치[5]를 함께 나타낸다. 그림으로부터 알 수 있는

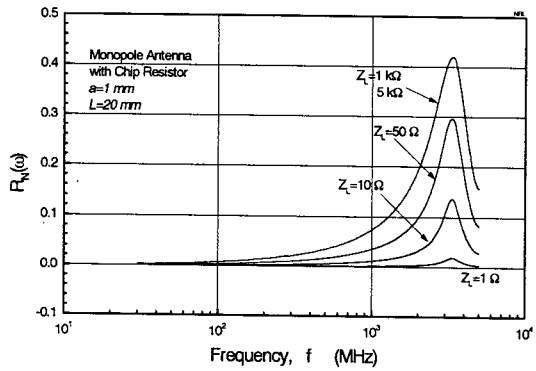


그림 6. 부하 임피던스에 대한 정규화 전달함수의 주파수 특성

Fig. 6. The magnitude of the normalized transfer function with different impedance load.

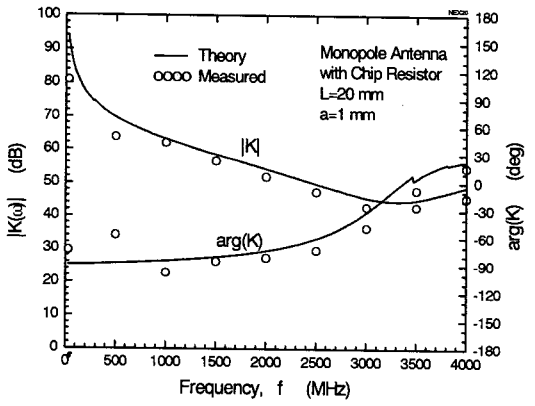


그림 7. 복소 안테나 인자의 이론치와 측정치의 비교

Fig. 7. Comparison of theory and experiments for complex antenna factor.

것과 같이 이론치는 실험치와 그 경향이 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

그림 2와 그림 3 및 그림 7에서 알 수 있는 것처럼, 특히 3 GHz 이상에서는 복소 안테나 인자의 위상 계산의 결과에 불연속이 나타나는데, 이것은 안테나의 길이가 반파장 이상인 경우 전류분포의 분할수에 기인한 것이다. 일 예로 그림 2(b)에서 주파수가 3468.7 MHz와 3468.8 MHz사이에서 위상의 불연속이 나타난다. 앞에서도 설명한 것과 같이 전류분포의 부분영역 세그멘트의 길이가 $\Delta z_n = 0.0125\,\lambda$ 의 조건을 만족하도록 선택하면 주파수가 3468.7 MHz에서는 N=35이며, 3468.8 MHz에서는 N=37이다. 이들 두 주파수에서 분할수를 N=35 (또는 N=37)로 같게 선택하면 위상의 불연속은 발생하지 않는다. 이러한 결과를 산출하는 것은 부분 영역 모멘트 법의 단점이기도 하다.

Ⅳ. 결 론

전자계의 시간 변화 파형을 측정하기 위해서는 안테나 인자의 절대치만으로는 불충분하며 안테나 인자의 절대치에 위상을 고려한 복소 안테나 인자가 필요하게 된다. 본 논문에서는 ESD 현상 등과 같은 펄스 형태의 전자파를 측정하기 위해 많이 사용되고 있는 모노폴 안테나에 칩저항이 연결된 경우의 복소 안테나 인자와 주파수 응답 특성, 변형 복소 안테나 인자 등을 구분적 정현함수를 사용한 Galerkin의 모멘트 법으로 계산하였다. 계산 결과의 타당성을 확인하기 위하여 근역장 보정법으로 측정한 실험 결과와도 비교 검토하였다. 본 논문의 결과는 ESD 현상의 연구뿐만 아니라 방전 현상 등과 같은 펄스 형태의 전자파 잡음 연구에 유용하게 이용할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] K. C. Kim and 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] 김기채, "Roberts밸런을 갖는 단축 다이폴 안테나의 안테나 인자", 한국통신학회 논문지, 제22권, 제3호, pp.532-538, March, 1997.

[3] K. C. Kim and S. Tokumaru, "Antenna Factors of Short Dipole Antennas with Roberts Balun", *IEICE Trans.*, vol. J81-B-II, no. 1, pp.119-122, Jan., 1998.

[4] 김정환, 박정일, 강진섭, "EMC 안테나 교정", 한국전자파학회지, pp.21-31, vol. 9, no. 3, Sep., 1998.

[5] I. Yokoshima, S. Ishigami, A. Sukimoto, and H. Iida: "Measurements of Complex Antenna

Factor of Monopole Antenna", *Technical Report of IEICE, EMCJ93-20,* pp.11-16, June, 1993.

[6] M. Honda, "Fundamental Aspects of ESD Phenomena and Its Measurement Techniques", *Trans. of IEICE,* vol. E79-B, no. 4, pp.457-461, April, 1996.

[7] 김기채, "모노폴 안테나의 복소 안테나 인자 해석", *Telecommunications Review,* 제7권, 제6호, pp.841-848, Nov. - Dec., 1997.

김 기 채

1984년 2월: 영남대학교 공과대학 전자공학과(공학사)

1986년 3월: Keio University 대학원 전기공학과(공학석사)

1989년 3월: Keio University 대학원 전기공학과(공학박사)

1989년 4월~1993년 3월: 한국표준과학연구원 전자파연구실 선임연구원

1993년 4월~1995년 8월: 일본 후쿠오카공업대학 정보공학과 조교수

1995년 9월~현재: 영남대학교 전자정보공학부 부교수, 한국전자파학회 평의원

1988 Young Engineer Award from IEICE Japan, 일본 전기학회 논문발표상 수상(1994).

[주 관심분야] EMC/EMI 안테나 및 측정시설, 소형 안테나, 전자파 응용 등.