

I. 서 론

EMC 분야에서 전자기장 세기 측정에는 관심있는 주파수 대역에서의 전자기장 특성에 따라 여러 종류의 안테나들이 사용되고 있다. 전자기장의 세기를 정확하게 측정하기 위해서는 사용되는 안테나의 안테나 인자를 정확히 알고 있어야 하는데 안테나 인자를 측정하는 것을 안테나 교정이라 한다. 안테나 인자 AF는 전기장 세기가 E (또는 자기장 세기가 H)인 전자기장내에 안테나가 있을 때 안테나에 연결된 부하 양단에 걸리는 전압 V_{RF} 의 비로 다음과 같이 정의되며

$$AF = \frac{E}{V_{RF}} \quad (\text{또는 } AF = \frac{H}{V_{RF}}) \quad (1)$$

식 (1)로부터 안테나 인자를 구하기 위해서는 표준 전자기장의 발생(standard field generation)이 필요함을 알 수 있다.

표준 전자기장 발생법(안테나 교정법)으로는 표준 전자기장법(standard field method)과 표준 안테나법(standard antenna method) 및 표준 시험장법(standard site method)이 있다^[1]. 표준 안테나법에서는 송신 안테나로부터 떨어진 어느 지점에서 안테나 인자를 알고 있는 표준 수신 안테나에 수신된 전압과 같은 위치에서 피측정 안테나로부터 수신된 전압을 비교하여 피측정 안테나의 안테나 인자를 구한다. 표준 전자기장법에서는 특성을 알고 있는 표준 송신 안테나에 크기를 알고 있는 신호를 인가하여 공간상의 한 점에 표준 전자기장을 발생시키고, 그 위치에서 피측정 안테나에 의해 수신

된 신호와 표준 전자기장의 크기를 비교하여 안테나 인자를 구한다. 표준 시험장법에서는 야외시험장(open area test site : OATS)이나 전자파 무반사실과 같이 시험장 특성을 알고 있는 표준 시험장에서 서로 독립된 특성을 가진 3개의 안테나를 송·수신안테나로 번갈아 사용하며 3번의 전송손실 실험으로 각 안테나의 안테나 인자를 측정하는 3-안테나법을 이용하여 안테나 인자를 구한다. 이 방법은 표준 안테나가 없는 경우에도 사용 가능하다.

한편 EMC 안테나로는 환형(circular loop) 안테나, 모노폴 안테나, 다이폴 안테나, 혼 안테나, bi-conical 안테나, 대수주기 안테나 등이 사용되고 있다. 실제 상황에서 환형 안테나는 30 MHz 이하의 낮은 주파수 범위에서 자기장 세기 측정에 사용되며, 모노폴 및 다이폴 안테나는 1000 MHz 이하의 주파수 범위에서 전기장 세기 측정에 사용된다. 그리고 혼 안테나는 500 MHz 이상의 주파수 범위에서 전력밀도를 측정할 때 사용된다.

본 논문에서는 한국표준과학연구원 전자파연구실에서 사용하고 있는 이들 EMC 안테나의 교정법에 대해 설명하고, 이론값과 실험 결과를 비교분석하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 10 kHz~30 MHz 주파수 범위에서 표준 안테나법 및 표준 전자기장법을 이용한 환형 안테나 교정법^[2]을 설명했다. III장에서는 30 MHz~1000 MHz 주파수 범위에서 표준 안테나법을 이용한 다이폴 안테나 교정법^{[3],[4]}을 설명했다. IV장과 V장에서는 각각 1.1 GHz~18 GHz와 30 kHz~300 MHz 주파수 범위에서 표준 전자기장법을 이용한 혼 안테나^[3] 및 모노폴 안테나의 교정법^[5]을 설명했다. 그리고 VI장에서 결론을 맺었다.

II. 환형 안테나의 교정

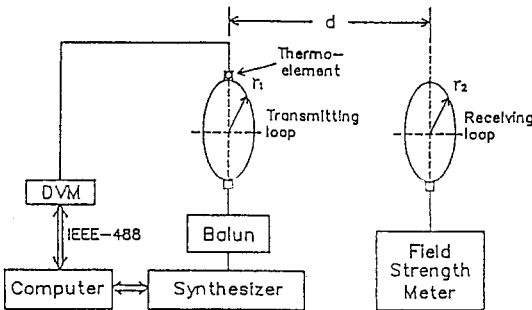
2-1 환형 안테나에 의한 복사 자기장

자기장 세기 측정용 안테나의 교정 및 자기장 세기의 측정은 주로 근역장(near-field) 영역에서 중심을 동일 축상에 위치시킨 환형 송·수신 안테나를 이용하여 이루어진다([그림 1]). 파장에 비해 짧은 반지름이 r_1 인 환형 송신 안테나에 전류 I 가 흐를 때, 거리가 d 만큼 떨어진 위치에서 반지름이 r_2 인 환형 수신 안테나에서 자기장 세기는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$H = \frac{\beta I}{2R^3} \left[1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_1 r_2}{R^2} \right) \right] \sqrt{1 + (\beta R)^2} \quad (2)$$

여기서 $\beta = 2\pi/\lambda$ 를 의미하고, $R^2 = r_1^2 + r_2^2 + d^2$ 를 의미한다.

식 (2)에서 복사 자기장의 크기를 알기 위해 필요한 송신 안테나에 흐르는 전류 I 의 측정은 RF 주파수 전류를 측정해야되기 때문에 상당한 어려움이 있다. 또 한가지 고려할 사항은 송신 안테나의 크기가 파장에 비해 작지 않으면 안테나에 전류의 정재



[그림 1] 환형 안테나의 교정 측정구조.

[Fig. 1] The schematic diagram of the measurement system for calibrating loop antennas.

파가 존재하게 되어 전류의 크기 및 위상이 일정하지 않으므로 식 (2)를 사용해서 자기장을 계산할 수 없다는 것이다. 송신 안테나의 RF 주파수 전류는 thermoelement를 안테나 급전부 중심에 설치하여 안테나에 전류가 흐를 때, 이에 비례하는 직류 전압을 thermocouple 출력에서 측정하여 thermoelement의 교정값으로부터 알 수 있다. 직류에서 교정된 thermoelement는 약 30 MHz 까지 약 1%보다 좋은 정확도 특성을 가진다. 실제 제작한 송신 안테나의 반경(r_1)은 15.02 cm이며, 이 경우 안테나에 흐르는 전류의 정재파 효과는 사용 주파수 범위인 10 kHz~30 MHz에서 약 0.05~1.40% 미만이다.

2-2 표준 수신 안테나의 안테나 인자 측정

식 (2)로 표현된 자기장 세기를 송신 안테나와 동일 축상에 위치시킨 임의의 점에서 수신 안테나를 이용하여 측정하기 위해서는 수신 안테나의 안테나 인자를 알아야 한다. 표준 수신 안테나의 안테나 인자는 독립적인 3개의 안테나를 사용하여 구했다^[6]. 제작한 표준 수신 안테나를 10 kHz~30 MHz 주파수 범위에서 사용하기 위해 반경이 각각 15 cm(10 kHz~1 MHz)와 6.14 cm(1 MHz~30 MHz)인 3개씩의 안테나로 구성된 2조의 안테나들을 제작했다.

안테나에 입사되는 전력을 P_i 라 하면, 수신 안테나의 안테나 인자(magnetic antenna factor) F 는

$$F = \frac{IS}{2\sqrt{P_i}} \quad (3)$$

와 같이 표현될 수 있으며. 여기서 S 는 수신 안테나의 단면적이다. 송·수신 환형 안테나의 가역특성 및 패러데이 법칙을 사용하여 구한 환형 수신 안테나의 유기 전압과 식 (3)을 이용하면 표준 수신 안테나의 안테나 인자는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$AF = \frac{1}{\sqrt{50\omega\mu_0 F}} \quad (4)$$

3-안테나 방법으로 F 를 구할 수 있으므로 식 (4)를 이용해서 안테나 인자를 구할 수 있다.

3-안테나법으로 안테나의 F 를 구하는 과정은 다음과 같다. 신호원이 전력 P_g 를 공급할 때, 신호원과 신호 감지기를 직접 연결하여 얻게 되는 감지기 수신 전력 P_{do} 는 다음과 같이 주어지며

$$P_{do} = \frac{1 - |\Gamma_d|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_d|^2} P_g \quad (5)$$

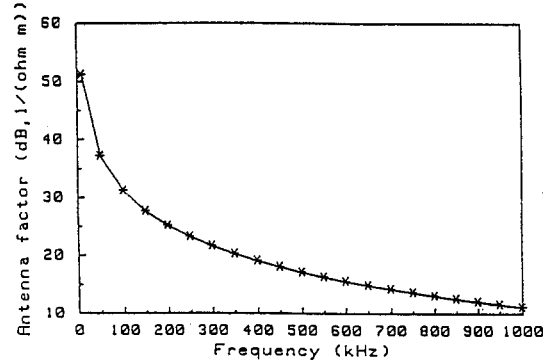
여기서 Γ_d 와 Γ_g 는 각각 감지기와 신호원의 반사계수를 의미한다. 안테나 1과 안테나 2 사이의 삽입손실을 구하기 위하여 안테나 1을 송신 안테나로 사용하고 안테나 2를 수신 안테나로 사용하는 경우, 두 안테나가 자기장에 평행하다고 하면 회로해석을 통해 감지기의 수신전력 P_{d21} 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{d21} = \left| 2\omega\mu_0 F_1 F_2 R(d) \frac{1 - \Gamma_d \Gamma_g}{(1 - \Gamma_1 \Gamma_g)(1 - \Gamma_2 \Gamma_d)} \right|^2 P_{do} \quad (6)$$

여기서

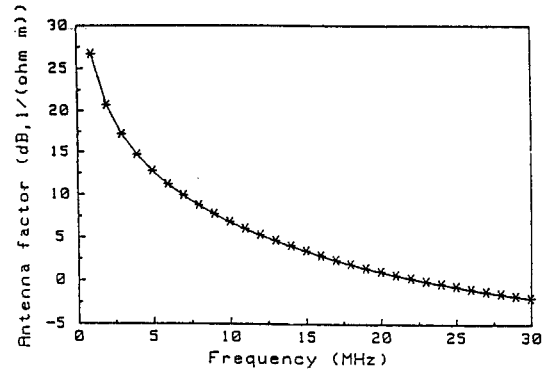
$$R(d) = \frac{\sqrt{1 + (\beta R_0)^2}}{2\pi R_0^3} \left[1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_1 r_2}{R_0^2} \right)^2 \right] \quad (7)$$

를 의미한다. 같은 방법으로 안테나 1을 송신 안테나로 사용하고 안테나 3을 수신 안테나로 사용하여 P_{d31} 을 얻고, 안테나 2를 송신 안테나로 사용하고 안테나 3을 수신 안테나로 사용하여 P_{d32} 를 얻으면 P_{d21} , P_{d31} , P_{d32} 로부터 F_1 , F_2 , F_3 를 각각 구할 수 있다. 이 방법으로 구해 제작된 두 환형 안테나의 안테나 인자 측정 결과 [그림 2]와 [그림 3]에서 주파수가 증가함에 따라 안테나 인자 값이 작아지는 것은 주파수가 증가함에 따라 파장에 비하여 환형 안



[그림 2] 10 kHz~1 MHz 주파수 범위에서 측정된 환형 안테나의 안테나 인자 측정값

[Fig. 2] Measured antenna factors of loop antennas in the frequency range of 10 kHz to 1 MHz.



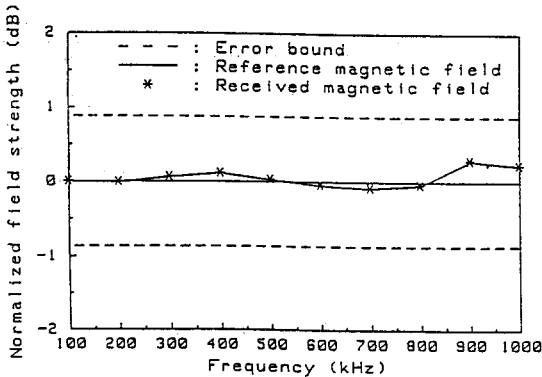
[그림 3] 1 MHz~30 MHz 주파수 범위에서 측정된 환형 안테나의 안테나 인자 측정값

[Fig. 3] Measured antenna factors of loop antennas in the frequency range of 1 MHz to 30 MHz.

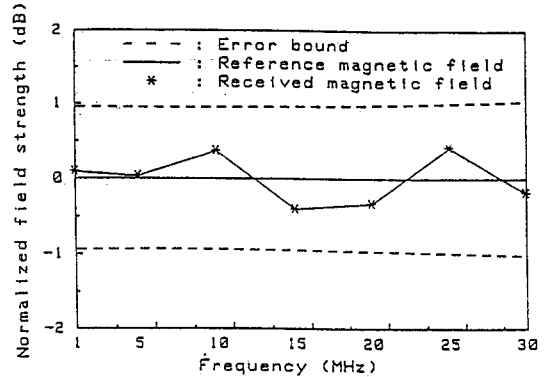
테나의 전기적인 크기가 커지기 때문이다.

2-3 표준 전자기장법과 표준 안테나법에 사용한 자기장 측정결과 비교

[그림 1]의 표준 환형 안테나가 표준 자기장을 발생시키는 송신 안테나로 사용되었고, 피측정 안테나로 수신용 표준 안테나가 사용되었다. 전압계로 송신 안테나 급전부 중앙에 설치된 thermoelement의 출력을 측정하며, 항상 50 mA의 RF 전류가 송신 안테나에 흐르게 하였고 송·수신안테나 사이 거리는 1.5 m로 하였다. 이 때 송신 안테나에서 발생된 수신 안테나가 위치한 지점에서의 자기장 세기는 식 (2)를 이용하여 구해지며, 또한 표준 수신 안테나에 의한 수신 안테나 지점에서의 자기장의 세기는 식 (1)과 (4)를 이용했다. 측정결과를 나타내는 [그림 4]와 [그림 5]에서 0 dB는 표준 자기장을 기준으로 정규화시켜서 나타낸 것이고, 별표는 표준 안테나법으로 수신 안테나를 이용하여 측정된 자기장 세기를 표준 전자기장법에 의한 자기장 세기로 정규화시켜 나타낸다. 표준 전자기장법과 표준 안테나법에 의하여 측정된 자기장 세기 차는 주파수가 증가함에 따라 점점 증가하며 최대 차이는 약 0.4 dB 정도임을 알 수 있다.



[그림 4] 10 kHz~1 MHz 주파수 범위에서 비교 결과
[Fig. 4] Comparison results in the frequency range of 10 kHz to 1 MHz.



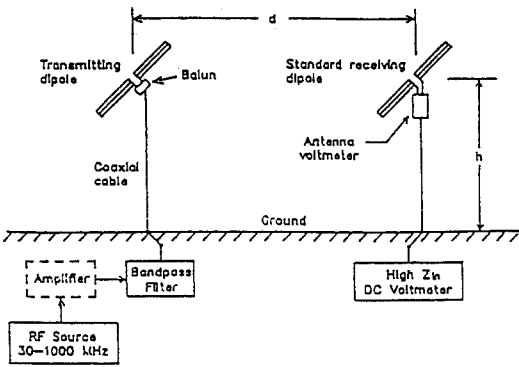
[그림 5] 1 MHz~30 MHz 주파수 범위에서 비교 결과
[Fig. 5] Comparison results in the frequency range of 1 MHz to 30 MHz.

Ⅲ. 다이폴 안테나의 교정

표준 안테나법^[7]에서 다이폴 안테나를 사용한 전기장 세기 측정구조는 [그림 6]과 같다. 지평면 위의 한 지점에서 지평면에 평행하게 편파된 전기장 성분의 세기 E 는 지평면에 평행이고 수신신호가 최대가 되도록 놓여진 반파장 다이폴 안테나에 유기되는 개방회로 전압 V_{open} 와 안테나의 기하학적 구조로부터 결정되는 안테나 유효길이 h_e 로부터 다음 관계를 이용해서 구할 수 있다.

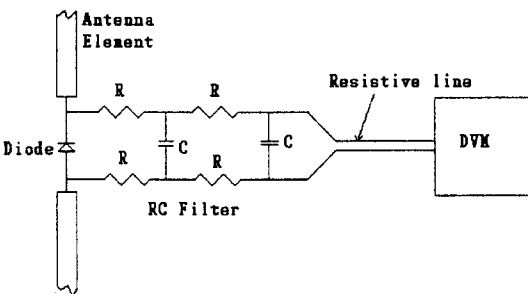
$$E = \frac{V_{open}}{h_e} \quad (8)$$

제작된 다이폴 안테나의 개방회로 전압은 측정 기준면을 정하기 어렵기 때문에 RF 전압계로 측정하기는 힘들다. 이런 문제는 안테나의 중심 간극에 입력 임피던스가 매우 높은 전압계를 설치하여 해결할 수 있다([그림 7]). 이 조건을 만족하는 안테나 전압계는 고주파수용 다이오드(정류기)와 저역역



[그림 6] 다이폴 안테나의 안테나 인자 측정장치
 [Fig. 6] The antenna factor measurement set-up for calibrating dipole antennas.

파기로 구성되며, 전압계 출력인 직류전압은 입력 임피던스가 높은 전압계로 측정할 수 있다. 정류기의 RF 저항은 크고 DC 출력저항은 작아야 한다. 정류기 출력은 저항, 커패시터 및 손실선로로 구성된 저역여파기를 거치는데, 정류기에 영향을 주지 않기 위해 여파기는 입력 임피던스가 매우 높아야 하고 평행선로로 구성되어야 한다. 저항선로는 RF 신호를 감쇠시키고 주변의 전자기장에 교란을 주지 않기 위해 사용되었다.



[그림 7] 안테나 전압계의 구조.
 [Fig. 7] The schematic diagram of antenna voltmeter.

안테나 전압계의 특성은 안테나 유기전압에 대한 출력 직류전압의 특성과 입력 RF 전압에 대한 출력 DC전압 특성에 의해 결정된다. 안테나 전압계의 특성을 전자파 무반사실에서 안테나 특성 측정장치를 이용하여 측정해 본 결과, 안테나의 유기전압과 전압계로 측정된 직류전압이 30 MHz ~ 1000 MHz의 주파수 범위에서 거의 같은 특성을 갖으며, 전압계의 출력 직류전압이 약 0.5 V 이상의 경우에는 거의 선형적인 특성을 가졌다. 한편 안테나 전압계의 입력 RF 전압에 대한 출력 DC 전압과의 관계는 RF 전압표준 전달기인 표준 열전압 변환기를 이용하여 교정하였다. 교정된 안테나 전압계의 출력 DC전압을 측정하면 안테나 전압계 입력단에서의 RF 전압을 얻게 되며, 이 값으로부터 안테나 전압계의 입력 임피던스와 안테나 임피던스로부터 V_{open} 를 계산하여 알고 있는 안테나 유효길이 h_e 로부터 식 (8)을 이용하여 안테나가 위치한 지점의 전기장의 세기 E 를 구할 수 있게 된다.

30 MHz ~ 1000 MHz의 주파수 범위에서 다이폴 표준안테나는 크기가 30 m × 60 m인 콘크리트 바닥에 1/4 인치 간격의 철판이 씌워진 야외시험장에서 실험되었다. 측정과정을 살펴보면 송신 출력을 증가시키면서 수신 안테나에 연결된 안테나 전압계의 DC 출력이 약 1 V가 되도록 하여 이 때의 송신 출력을 기록하고 식 (8)에 의하여 전기장의 세기를 계산한 후, 피측정 안테나를 표준 수신 안테나와 같은 위치에 놓고 원하는 전기장의 세기가 되도록 송신 출력을 조절한 후 피측정 안테나의 출력을 측정한다. 한편 야외시험장은 외부 전자파에 개방되어 있기 때문에 송신 안테나에 출력을 가하지 않아도 표준 수신 안테나에는 외부 전자파 입사에 의해 출력이 나타난다. 이 출력전압이 1 V에 비하여 매우 작지 않으면 이를 보상해야 한다.

표준 안테나법을 이용해서 세 안테나의 안테나 인자를 측정해 본 결과 표준 시험장법의 결과와 ±1 dB이내에서 잘 일치함을 알 수 있다(표 1).

〈표 1〉 다이폴 안테나의 안테나 인자
 〈Table 1〉 Antenna factor of dipole antenna.

안테나 인자 주파수 (MHz)	Ant1 [dB]			Ant2 [dB]			Ant3 [dB]		
	SSM ¹⁾	SAM ²⁾	Theo. ³⁾	SSM	SAM	Manu. ⁴⁾	SSM	SAM	Manu.
30	-2.04	-0.60	-2.09	19.96	18.46	18.1	0.77	-0.49	-0.5
50	3.69	3.30	2.76	11.81	12.24	10.8	2.93	3.23	4.6
100	8.28	8.00	8.42	10.37	9.35	9.3	7.99	7.95	8.0
300	17.98	17.05	18.55	16.50	15.93	15.5	17.80	17.06	18.7
500	23.08	21.94	22.70	19.37	19.98	18.6	23.05	21.95	22.5
1000	29.25	29.41	28.9	24.47	25.55	25.4	30.48	30.87	29.7

1) 표준 시험장법 2) 표준 안테나법 3) 이론값 4) 제작사 자료

IV. 혼 안테나의 교정

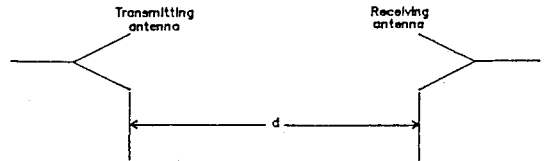
안테나 이득이 G_T 인 표준 송신 안테나에 P_T 의 전력이 전달될 때 거리 d 만큼 떨어진 지점에서 전력밀도 S 는 다음식으로 표현된다([그림 8]).

$$S = \frac{G_T P_T}{4\pi d^2} \quad (9)$$

따라서 표준 전자기장방법으로 공간중의 한 지점에 원하는 크기의 표준 전력밀도를 발생시키기 위해서는 송신 안테나의 이득 및 입력전력과 안테나로부터의 거리를 정확히 측정해야 한다. 전력밀도 측정의 정확도는 주로 안테나 이득 및 입력전력의 측정 정확도에 의해 결정된다. 1 GHz 이상의 주파수에서는 기하학적인 구조가 간단하고 이득이 높은 혼 안테나가 표준 안테나로 많이 사용되고 있으며, 피라미드형 혼 안테나의 이득은 일반적으로 다음과 같이 표현된다^[8].

$$G = G_o R_E R_H \quad (10)$$

여기서 G_o 는 원역장(far-field) 이득을 의미하며, R_E 와 R_H 는 혼 안테나의 구심점으로부터 안테나 개



[그림 8] 혼 안테나 배열

[Fig. 8] Horn antenna arrangement.

구면을 거쳐 근역장 지점에 이르는 전자파의 경로 차로 인한 E 평면과 H 평면에서의 원역장 이득 감소인자를 의미한다.

송·수신 안테나가 서로 최대 이득방향으로 거리 r 만큼 떨어져서 배치되어 있는 경우 수신 안테나에서 측정되는 전력 P_R 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_T G_R \quad (11)$$

여기서 G_R 은 수신 안테나 이득이다. 만약 사용된 두 안테나가 동일한 특성을 가지고 있다면 안테나 이득 역시 같으므로

$$G_T = G_R = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} \quad (12)$$

과 같은 관계가 성립된다. 식 (12)는 동일한 안테나를 사용하여 안테나 이득을 측정하는 2-안테나법의 기본 측정식이다. 2-안테나법으로 안테나 이득을 측정하는 과정은 먼저 송·수신 안테나를 연결하지 않은 상태에서 신호원과 부하(신호검출부)를 직접 연결하여 그 때 부하에 전달되는 전력 P_T 를 측정하고, 다음으로 송수신 안테나를 연결하여 서로 떨어진 상태에서 부하에 전달되는 전력 P_R 를 측정하여 이득을 계산하게 된다. 이때 원역장 이득을 측정하기 위해서는 거리에 따른 이득 감소효과에 의한 오차를 0.05 dB 이하로 줄이기 위해 $32a^2/\lambda$ 이상의 거리가 필요한데, 예를들어 X-band 혼의 경우 필요한 거리는 약 30 m이다. 전자파 무반사실에서 원역장 이득을 측정하기 위해서는 거대한 측정공간과 이에 따른 막대한 시설비가 소요된다. 그래서 근역장 영역에서의 측정값으로부터 원역장 이득을 정확히 측정할 수 있는 외삽(extrapolation)기법을 사용하여 원역장 이득을 얻고 원역장 이득과 근역장 보정상수를 사용하여 근역장 이득을 구하는 방법을 구현하였다.

[그림 8]과 같이 근접된 두 안테나가 안테나 축으로 정렬된 상태에서 두 안테나사이 거리를 증가시키면서 수신신호 크기를 측정하면, 두 안테나사이에서 신호 다중반사에 의해 수신신호에 ripple이 나타나게 된다. 이 다중반사 효과는 측정 데이터들을 국부적으로 평균함으로써 제거할 수 있어 근역장에서 안테나 이득을 구할 수 있다. 근역장 안테나 이득을 외삽하면 원역장에서 안테나 이득을 구할 수 있다. 실제로 외삽기법에서 안테나 이득 측정에 사용되는 공식은 식 (13)과 같다.

$$G = \sqrt{M} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{N(d) P_R(d)}{P_T}} \quad (13)$$

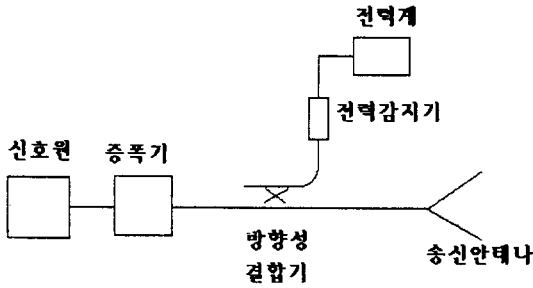
여기서 M 은 부정합인자를 의미하고, $P_R(d)/P_T$ 는 신호원과 부하를 직접 연결하였을 때 부하에 전달되는 전력 P_T 과 송수신 안테나를 각각 신호원과

〈표 2〉 혼 안테나 이득
〈Table 2〉 Horn antenna gain.

안테나	주파수 [GHz]	실험값 [dB]	이론값 [dB]
L-band 혼	1.1	14.12	14.30
	1.4	15.93	15.97
	1.7	17.13	17.14
R-band 혼	1.70	14.66	14.47
	2.00	15.74	15.78
	2.45	17.33	17.34
	2.60	17.83	17.78
X-band 혼	8.2	21.39	21.58
	9.0	21.59	22.00
	10.0	21.96	22.40
	11.0	22.13	22.66
	12.4	22.21	22.83
P-band 혼	13	23.29	23.82
	14	23.78	24.18
	15	23.91	24.47
	16	24.26	24.70
	17	24.28	24.88
	18	24.42	25.01

부하에 연결하여 거리 d 만큼 떨어졌을 때 부하에 전달되는 전력 $P_R(d)$ 의 비, 즉 삽입손실을 의미하며, $N(d)$ 는 근접효과를 보상하기 위한 보상인자를 의미한다. L, R, X, P 대역에서 사용되는 표준 혼 안테나의 이득을 측정해본 결과 이론값과 실험값이 0.5 dB 이내에서 잘 일치함을 알 수 있다(〈표 2〉).

한편 전자파 무반사실에서 전력밀도의 측정과정은 다음과 같다([그림 9]). 송·수신 안테나가 정렬된 상태에서 수신 안테나를 송신 안테나에 가까이 접근시킨 다음 수신 안테나를 송신 안테나로부터 멀리 떨어지게 이동시키면서 수신신호에 ripple이 생기지 않는 지점을 찾아 수신 안테나를 그 위



[그림 9] 전력밀도 측정장치
[Fig. 9] Power density measurement set-up.

치에 고정시킨다. 이 때의 안테나 사이의 거리를 측정하여 식 (13)으로부터 안테나 이득을 계산하고, 방향성 결합기의 측면부에서 측정되는 전력으로부터 계산된 송신 안테나에 입사되는 전력과 회로망분석기로 측정된 송신 안테나의 임피던스로부터 안테나에 전달되는 전력을 구하여 식 (9)를 이용하여 송신 안테나로부터 수신 안테나가 위치한 지점까지 떨어진 거리에서의 전력밀도를 구할 수 있다.

V. 모노폴 안테나의 교정

길이가 l 인 모노폴 안테나가 무한 도체 평면에 대해 수직으로 서 있을 때 안테나로부터 거리가 d 이고 도체 평면으로부터 높이가 z 인 측정점에서 안테나 방향으로 편파된 전기장은 다음과 같이 주어진다.[9],[10]

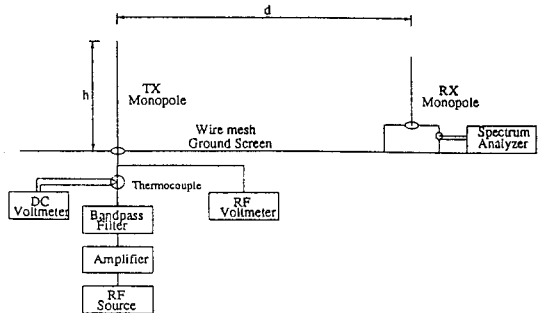
$$E_z = \frac{-j\omega\mu_0 I}{4\pi k \sin(kl)} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2\cos(kl) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \quad (14)$$

여기서 $R_1 = \sqrt{d^2 + (z-l)^2}$, $R_2 = \sqrt{d^2 + (z+l)^2}$, $R_0 = \sqrt{d^2 + z^2}$ 이고, I 는 모노폴 안테나에 흐르는 전류이다. 식 (14)로 표현된 모노폴 안테나에 의한

전기장 식은 안테나의 전류분포가 정현적이라는 가정하에서 유도된 것이다. 안테나의 길이가 파장의 $\lambda/10$ 이하가 되면 안테나가 선형 전류분포를 갖는데[8], 이러한 전류분포를 갖는 모노폴 안테나에 의한 전기장은 식 (14)와 다르게 표현된다. 두 전류분포에 의한 전기장의 차이는 안테나 길이가 $\lambda/10$ 이하인 짧은 모노폴 안테나는 최대 0.42 dB, $\lambda/4$ 공진 모노폴 안테나는 최대 0.72 dB이다.

무한 도체 평면에 수직으로 놓인 모노폴 안테나의 안테나 인자는 안테나에 부하가 연결되었을 때 안테나의 입력 임피던스와 유효길이를 이용해서 구할 수 있다. 모멘트법을 사용하여 안테나의 전류분포와 유효길이를 계산하고 얻은 전류분포로 안테나의 입력 임피던스를 구할 수 있으며, 안테나 길이가 $\lambda/10$ 보다 짧은 경우는 입력 임피던스를 안테나의 커패시턴스로부터 구할 수 있다[11]. $\lambda/4$ 공진 모노폴 안테나를 제작하기 위해 공진길이 결정식을 이용하여 공진길이를 구하고[12], 30 MHz 이상의 주파수에서는 공진길이에 따라 안테나를 제작하고 30 kHz~10 MHz 주파수 범위에서는 안테나 길이가 너무 길어지므로 2.5 m로 고정하여 짧은 모노폴 안테나를 제작하였다.

송신 안테나에 흐르는 전류는 thermoelement로 제작된 안테나 전압계를 신호원과 송신 안테나 사이에 연결하여 안테나 전압계에 흐르는 전류에 대응하는 직류 전압을 thermoelement의 열전대 출력



[그림 10] 모노폴 안테나의 교정 측정장치.
[Fig 10] The measurement set-up for calibrating monopole antennas.

으로 측정하여 thermoelement의 교정값으로부터 측정할 수 있다. 측정 주파수가 낮아져 안테나에 흐르는 전류가 매우 작아지면 전류의 정밀 측정이 어

려우므로, 이 때는 송신 안테나의 입력전압과 입력 임피던스를 측정하여 이로부터 송신 안테나에 흐르는 전류를 구한다.

〈표 3〉 모노폴 안테나의 안테나 인자
 〈Table 3〉 Antenna factor of monopole antenna.

안테나 인자 주파수	실험값 [dB]			이론값 [dB]			
	M1 ¹⁾	M2 ²⁾	M3 ³⁾	M1 ⁴⁾	M2 ⁵⁾	M3 ⁶⁾	M4 ⁷⁾
30 kHz	71.59	71.35	74.03	70.41	70.64	67.97	66.83
50	66.89	66.64	69.62	65.97	66.20	63.23	61.83
100	61.00	60.76	62.38	59.95	60.18	58.57	55.70
500	46.03	46.39	47.65	46.00	46.17	44.98	42.02
1 MHz	39.83	39.58	41.09	40.01	40.11	38.75	35.87
5	29.42	28.97	29.68	26.05	25.76	25.80	22.96
10	18.79	17.66	19.80	19.53	19.12	18.61	16.04
30			-0.46	0.76		0.86	0.99
35			1.56	2.09		2.21	2.39
40			1.83	3.26		3.35	3.60
45			1.65	4.28		4.24	4.27
50			4.60	5.19		5.27	5.49
60			4.52	6.77		6.86	7.06
70			8.07	8.11		8.19	8.50
80			9.87	9.27		9.31	9.67
90			9.47	10.29		10.34	10.81
100			10.41	11.21		11.26	11.74
125			15.13	13.15		13.18	13.83
150			13.30	14.73		14.67	15.71
175			16.15	16.07		15.99	17.45
200			15.75	17.22		17.07	19.21
250			19.66	19.16		18.92	22.25
300			21.17	20.73		20.66	24.74

- 1) 모멘트법을 적용하여 구한 임피던스를 이용한 전자기장 세기 계산
- 2) 안테나 커패시턴스로 구한 임피던스를 이용한 전자기장 세기 계산
- 3) 측정된 송신 안테나의 입력 임피던스를 이용한 전자기장 세기 계산
- 4) 1)의 안테나 입력 임피던스로부터 계산된 안테나 인자
- 5) 2)의 안테나 입력 임피던스로부터 계산된 안테나 인자
- 6) 3)의 안테나 입력 임피던스로부터 계산된 안테나 인자
- 7) 측정된 수신 안테나의 입력 임피던스로부터 계산된 안테나 인자

표준 전자기장법을 이용한 모노폴 안테나의 안테나 인자 측정구조는 [그림 10]과 같다. 안테나 전압계나 송신 안테나의 입력 전압과 입력 임피던스로부터 전류를 구하여 식 (14)를 이용해서 수신 모노폴 안테나가 위치한 지점에서 전자기장 세기를 계산하고, 수신 안테나에 연결된 스펙트럼 분석기로부터 수신전압을 구하여 수신 안테나의 안테나 인자를 측정하였다. 송수신 안테나 사이 거리는 10 m로 하였고, 전기장을 계산하기 위한 측정지점의 높이는 수신 안테나의 유효길이에 해당하는 높이로 하였다.

짧은 모노폴 안테나의 경우 모멘트법과 안테나 커패시턴스로 구한 입력 임피던스 및 그리고 측정된 입력 임피던스 값을 이용하여 구한 각각의 전자기장의 세기에 대하여 측정된 수신 모노폴 안테나의 안테나 인자와, $\lambda/4$ 공진 모노폴 안테나의 경우 안테나 전압계로 측정된 전류로부터 계산된 전자기장의 세기에 대하여 측정된 안테나 인자를 <표 3>에 나타내었다. 짧은 모노폴 안테나의 경우 모멘트법과 안테나 커패시턴스로 구해진 안테나 입력 임피던스에 대한 전기장으로부터 얻어진 안테나 인자의 이론값과 측정값이 1.2 dB의 오차내에서 일치함을 알 수 있다. 5 MHz에서 오차가 큰 것은 외부신호의 영향으로 5.1 MHz로 측정 주파수를 바꾸어 측정하였는데 이로 인해 안테나의 입력 임피던스 변화되었기 때문으로 생각된다. 측정된 안테나의 입력 임피던스로 계산된 전기장에 대한 결과는 오차가 상당히 큰데 이는 안테나의 입력 임피던스 측정 오차와 제작과정에서 안테나 길이의 오차에 의한 것으로 생각된다. $\lambda/4$ 공진 모노폴 안테나의 경우 모멘트법으로 구한 입력 임피던스로 계산된 전기장에 대한 결과는 이론값과 측정값이 비교적 잘 일치하지만 측정된 입력 임피던스로 계산된 전기장에 대한 결과는 오차가 큰데 이 또한 입력 임피던스의 측정오차에 의한 것으로 생각된다. 짧은 모노폴 안테나의 경우 표준 전기장의 계산에 안테나의 입력 임피던스가 중요한 영향을 미치기 때문에 측정된

입력 임피던스는 측정 정확도가 떨어지므로 현재로서는 모멘트법으로 구해진 입력 임피던스로 표준 전기장을 계산하고, 공진 모노폴 안테나의 경우는 안테나 전압계로 직접 안테나에 흐르는 전류를 측정하여 표준 전기장을 계산하므로 안테나 전압계의 RF-DC 특성을 보상함으로써 측정 정확도를 향상시킬 수 있을 것으로 생각된다.

VI. 결 론

본 논문에서는 EMC 안테나로 사용되고 있는 환형 안테나, 모노폴 안테나, 다이폴 안테나, 혼 안테나의 교정법에 대해 설명하고, 이론값과 실험 결과를 비교 분석하였다. 환형 안테나의 경우 10 kHz ~ 30 MHz 주파수 범위에서 표준 전자기장법과 표준 안테나법을 사용해 측정된 자기장 세기 차는 최대 0.4 dB였다. 30 MHz ~ 1000 MHz 주파수 범위에서 표준 안테나법을 이용해서 세 다이폴 안테나의 안테나 인자를 측정해 본 결과 표준 시험장법의 결과와 ± 1 dB이내에서 잘 일치했다. 1.1 GHz ~ 18 GHz와 30 kHz ~ 300 MHz 주파수 범위에서 표준 전자기장법을 이용해서 혼 안테나 및 모노폴 안테나를 교정해 본 결과, L, R, X, P 대역에서 사용되는 표준 혼 안테나의 이득은 이론값과 실험값이 0.5 dB이내에서 잘 일치했고, 짧은 모노폴 안테나의 경우 모멘트법과 안테나 커패시턴스로 구해진 안테나 입력 임피던스에 대한 전기장으로부터 얻어진 안테나 인자의 이론값과 측정값이 1.2 dB의 오차내에서 일치하는 것을 확인했다.

참 고 문 헌

- [1] H. H. Beverage, S. A. Bowhill, and H. Fine, "IEEE standards report on measuring field strength in radio wave propagation", *Proc. IEEE*, no. 29, May 1969.
- [2] 박병권, 강찬구, 김정환, "환상 루프 안테나를

- 이용한 자기장 세기의 측정,” 한국통신학회논문지, vol. 16, no. 6, pp. 566-573, 1991.
- [3] 박정일, 김정환, “전자기장의 세기 측정,” 1995년도 한국전자과학회 종합학술대회 논문집, 부산, pp. 3-7, 1995년 11월.
- [4] J. H. Kim, J. I. Park, U. T. Kang and J. K. Shin, “Antenna factor calibration in 30~1000 MHz frequency range,” *Digest of 1996 Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest*, Braunschweig, Germany, pp. 423-424, June 1996.
- [5] J. H. Kim and J. I. Park, “Development of standard monopole antenna for antenna factor measurement,” *Proceedings of 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Beijing, China, pp. 134-137, 1997.
- [6] 정낙삼, 이창복, 박병권, *전자장 세기의 표준, KSRI-86-14-IR*, 한국표준과학연구원, 1986.
- [7] H. E. Taggart and J. L. Workman, “Calibration principles and procedures for field strength meters (30 Hz to 1 GHz),” *Nat. Bur. Stand., Tech. Note* 370.
- [8] C. Balanis, *Antenna theory*, Harper & Row Publishers, New York, 1982.
- [9] D. C. Camell, E. B. Larsen, J. E. Cruz, and D. A. Hill, “NIST calibration procedure for vertically polarized monopole antennas, 30 kHz to 300 MHz,” *NIST Technical Note* 1347, 1991.
- [10] E. C. Jordan and K. G. Balmain, *Electromagnetic waves and radiating systems*, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1968.
- [11] S. A. Schelkunoff, *Antennas, theory and practice*, Wiley, New York, 1952.
- [12] W. L. Stutzman and C. A. Thiele, *Antenna theory and design*, John Wiley & Sons, New York, 1981.

◆◆◆ 필자소개 ◆◆◆

김정환

1978년 : 서울대학교 전자공학과 졸업
 1980년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업
 1981년 ~ 현재 : 한국표준과학연구원 전자파연구실 책임연구원

박정일

1988년 : 충남대학교 전자공학과 졸업
 1990년 : 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업
 1995년 ~ 현재 : 한국표준과학연구원 전자파연구실 연구원

강진섭

1987년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1989년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1994년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1994년 3월 ~ 1995년 3월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 위촉연구원
 1995년 3월 ~ 1996년 2월 : University of Illinois at UrbanaChampaign Dept. of Electrical and Computer Eng. Postdoctoral Research Associate.
 1996년 3월 ~ 1998년 2월 : 충북대학교 전기전자공학부 초빙조교수
 1998년 3월 ~ 현재 : 한국표준과학연구원 전자파연구실 선임연구원
 [주 관심분야] 전자파 산란 및 역산란, 수치해석과 안테나해석, 표준전자기장 발생, 임피던스 측정 등