

교정용 혼 안테나 제작 및 교정 방법 연구

연구책임자 1 박 완 기

연구책임자 2 박 정 규

연 구 원 이 보 원

문 구 선

유 대 훈

제 출 문

본 보고서를 「교정용 혼 안테나 제작 및 교정 방법 연구」 과제의 최종보고서로 제출합니다.

2010. 12. 31.

연구책임자 1 : 박완기(전파연구소)

연구책임자 2 : 박정규(전파연구소)

연구원 : 이보원(전파연구소)

문구선(전파연구소)

유대훈(전파연구소)

요 약 문

1. 과 제 명 : 교정용 혼 안테나 제작 및 교정 방법 연구
2. 연 구 기 간 : 2010.01 - 2010.12
3. 연구책임자 : 이천분소 전자파시험과장 박완기
4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

세부내용	연구자	월별 추진계획												비 고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
○연구 총괄														
○자료수집	박정규													
○이론 및 교정방법 연구	박정규													
○혼안테나 설계 및 제작 - 혼안테나	박정규 이보원 문구선 유대훈													
○야외시험장에서 혼안테나 교정방법 및 측정 연구	박정규 서명원 문구선 유대훈													
○ 새로운 기준안테나법 연구	박정규 문구선 이보원 유대훈													
○보고서 및 논문 작성	박정규													
분기별 수행진도(%)		25			25			25			25			100

나. 세부 과제별 추진사항

- ☐ 혼안테나 이론연구
 - o 혼안테나 및 도파관 복사이론
 - o 혼안테나 설계이론

- ☐ 교정용 혼안테나 설계/시뮬레이션 및 제작
 - o 18GHz 까지 교정용 혼안테나 설계 및 컴퓨터 시뮬레이션
 - 안테나 패턴 및 이득
 - o 교정용 혼 안테나 제작

- ☐ 제작된 혼안테나 특성 측정
 - o 전압정재파비
 - o 혼안테나 방사특성 및 이득

- ☐ 야외시험장에서 혼안테나 교정 방법 연구
 - o 표준시험장법

5. 연구 결과

- ☐ 교정용 혼 안테나 3대역 6기 제작
 - o 2.7GHz - 6GHz 대역 2기
 - o 6GHz - 12GHz 대역 2기
 - o 12GHz - 18GHz 대역 2기

- ☐ 제작된 혼안테나 특성 측정
 - o 주파수 활용 가능 대역을 찾기 위한 전압정재파비
 - 2 대 1 이하

- 혼안테나 복사효율 측정을 위한 안테나 이득 측정
 - 13dB 이상
- 혼안테나 최대 복사방향 및 2차 부엽을 찾기 위한 패턴 측정
 - E면 및 H면 패턴
- 야외시험장에서 혼안테나 교정 방법 연구
 - 혼안테나 교정을 위한 표준시험장법 확립
- 새로운 안테나 교정 기술 고안 및 연구
 - 새로운 기준안테나법 연구
 - 2개의 안테나를 이용 1번의 세팅으로 이득 측정 기술
 - ※ 기존의 안테나 교정은 반드시 안테나 3개를 이용하여 3번 또는 2번을 측정해야하는 단점이 있음
 - 새로운 기준안테나법과 표준안테나법 상호 비교 측정 분석
 - NIST형 표준 다이폴 안테나를 기준으로
 - 안테나인자를 알고 있는 안테나를 기준안테나로
 - ※ 이 연구 결과를 2011년 IEEE EMC 심포지움에 발표하기 위하여 논문 작성 및 제출하였으며 기타 국내외 학술지에 발표할 계획임

6. 기대효과

- 방송통신기기지정시험기관에 대하여 혼안테나 교정서비스 제공
- 새로운 안테나 교정기술 확보로 안테나 측정 분야의 기술혁신
- RF 주관청으로서 전파연구소의 국내외 위상 강화

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규격	수량	용도	보유 현황	확보 방안	비고
Network Analyzer	Agilent E8362B	1	감쇠량 및 반사계수 측정	보유		
Signal Generator	Schomandl SG1000	1	RF 신호 발생	보유		
DC Voltmeter	Agilent 7 1/2 Nano voltermeter	1	DC 전압 측정	보유		
Multimeter	Rhode Schwarz Level Meter	1	RF 측정	보유		
Amp	AR 100W 10008	1	신호증폭	보유		

8. 기타사항

없음

SUMMARY

In this report, six reference horn antennas divided by three bands to 18GHz for calibration are produced. Its frequency ranges are from 2.75GHz to 18GHz, which VSWRs are below 2 : 1, and antenna gains are above 13dB. The calibration methods of horn antennas in OATS with conducting plane are sought for. Standard Site Method of ANSI C63.5 is considered for a calibration method of horn antenna in OATS.

Also in this report, a simple Reference Antenna Method is proposed. The method is basis on idea that a information for electric field at receiving location can give a antenna gain of transmitting antenna. The existing Reference Antenna Method or Standard Antenna Method need three antennas - one reference (or standard) antenna, one antenna under calibration(AUC) and one transmitting antenna and also have to measure a insertion loss between antennas or voltages two times in order to yield antenna factors. The proposed method uses two antenna, a reference antenna which is known for its antenna factor or can measure a electric field at receiving location, and one AUCas transmitting. The method needs to only once measuring setup and also require one time measurement for the insertion loss or power and voltage. Basic expressions for the proposed reference antenna method are derived both in Free space like a anechoic chamber and in Open Area Test Site (OATS) with a conducting plane. Measuring procedure is explained. Using reference antenna which factors were already known for, and NIST type diode loaded standard dipoles used with receiving only, antenna gains of biconical and LP antenna as AUCs were measured due to the proposed reference antenna method. And antenna gains of the AUCs were also measured due to 3-antenna

Standard Site Method in OATS with 60m×30m conducting plane of Radio Research Agency. The comparison results between the two methods show good agreement.

목 차

제 1 장 서 론	
제 2 장 교정용 혼 안테나 제작	
제 1 절 혼 안테나 복사 및 설계 이론	
제 2 절 피라미드형 혼 안테나의 설계 및 시뮬레이션	
제 3 절 제작된 혼 안테나의 특성 측정	
제 3 장 야외시험장에서 혼 안테나 교정방법	
제 1 절 시험장 요건 및 측정 기하 구조	
제 2 절 혼안테나 교정을 위한 표준시험장법	
제 4 장 새로운 안테나 교정 기술 : 간단한 기준안테나법	
제 1 절 서 론	
제 2 절 자유공간 또는 Anechoic 챔버에서 안테나이득 측정	
제 3 절 야외시험장에서 안테나 이득 및 인자 측정	
제 4 절 새로운 기준안테나법에 의한 측정 결과 비교	
제 5 장 맺 음 말	
* 참고문헌	

제 1 장 서 론

본격적인 유비쿼터스 시대의 도래로 숨가쁘게 발전 변모하는 오늘날 정보화 사회에서 동작점이 낮고 주파수가 높아지는 정보통신기기의 개발과 사용이 급격히 증가하여 전자파 환경의 복잡화에 따른 전자파장해 와 간섭의 위험성도 함께 증가하고 있는 현실이다. 국내에서는 이에 대한 대책으로 전자파 장해 그리고 무선국의 출력 등을 제어하여 주파수 사용 효율의 극대화와 전자파 환경의 안정화를 꾀하고 있다. 이에 방송통시기자재가 전자파 적합 인증을 받아야만 국내 유통 및 사용이 가능하도록 전자파 환경 및 주파수 사용 정책을 운용하고 있다. 그에 따라 인증을 위한 전자파적합 시험은 필수적이고 그 시험을 위한 핵심장비로서 안테나의 정확성은 전자파적합 인증의 인프라라고 할 수 있다. 전파연구소에서는 방송통신기기 시험기관 뿐 아니라 기타 산업체가 보유하고 있는 30MHz에서 1GHz 대역의 측정용 안테나를 주기적으로 교정해주고 있으며 안테나 교정 서비스 시행 역사도 15여년이 된다. 그러나 국내외적으로 전자파적합 규제주파수가 확대됨에 따라 안테나 교정 주파수 및 교정대상 안테나 종류를 추가할 필요성이 있다. 일반적으로 1GHz 이상 대역을 측정하는 안테나로서 혼안테나가 있으며 시험기관이 보유하고 있는 혼안테나를 교정해주어야 한다. 그에 따라 교정용 혼안테나의 확보와 교정방법의 확립이 시급하다. 특히, 전파연구소는 동양권에서 최대이며 아주 양호한 안테나 교정 야외시험장을 보유하고 있어 야외시험장에서 교정을 수행하는 교정용 혼안테나와 그 교정방법 도입이 절실한 실정이다. 본 보고서에서는 이러한 필요성에 따라 교정용 혼안테나 확보와 야외시험장에서 교정절차 등을 마련하는 연구를 수행하였다.

교정용 혼안테나를 확보하기 위하여 혼안테나 설계 및 제작하고 야외시험장에서 특성 측정을 수행하였으며 미국국립표준(ANSI)에서 제시하는 혼안테나 교정 표준시험장법을 연구 검토하여 전파연구소 교정방법으로 확립하여 2011년부터 시험기관 및 산업체 등에게 그에 대한 교정 서비스를 제공할 수 있는 기틀을 마련하였다.

특히, 안테나 교정방법을 연구하는 과정에서 국제적으로 통용 인정되는 기존의 안테나 교정방법인 3-안테나법, 표준시험장법 등은 안테나 교정 및 측정시 반드시 3개의 안테나를 사용하여 세 번의 측정 세팅 및 측정으로 안테나 이득이나 안테나 인자를 산출하며, 이보다 좀더 편리함을 개선한 표준안테나법도 반드시 3개의 안테나가 필요하고 단지 두 번의 세팅과 두 번의 측정을 수행한다.

본보고서에서는 기존의 안테나 교정법의 불편한 점에 주목하여 좀더 편리하고 간단한 일종의 기준안테나법을 고안 개발하였다. 이 기준안테나법은 어떤식으로든 수

신측에서 송신안테나가 보내는 전기장에 대한 정보를 알게 된다면 그에 따라 송신 안테나의 안테나이득을 계산할 수 있다는 사실에 착안하였다.

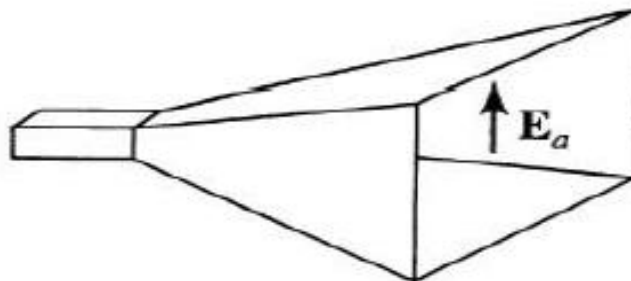
본 보고서에서 제안하는 기준안테나법은 송신용안테나와 기준안테나(또는 표준안테나) 2개만을 사용하여 단 한번의 측정 구성과 측정으로 안테나 인자 또는 이득을 측정하는 획기적인 방법이다. 이 방법에서 자유공간 또는 전자과무반사실에서 적용하는 이득측정 이론과 금속평면을 가진 야외시험장에서 이득 측정방법을 제안하였다. 여기서 제안하는 새로운 기준안테나법을 야외시험장에서의 측정하는 방식은 표준시험장법과 표준안테나법의 장점을 융합한 것이다. 이 방법의 유효성을 증명하기 위하여 LP 안테나 및 바이코니칼 안테나에 대하여 표준시험장법으로 측정한 안테나 이득값과 여기서 제안하는 기준안테나법으로 측정한 이득값을 상호비교하였다. 먼저 LP 안테나 교정에 관해서 안테나 제조자가 제시한 기준안테나의 안테나 인자와 관련된 정보를 가지고 본 보고서에서 제안하는 기준안테나법으로 측정하였고 또한 그 기준안테나를 표준시험장법으로 측정한 안테나 인자값을 기준으로 교정대상 안테나를 측정하였다. 그리고 전파연구소에서 보유하고 있는 NIST형 수신전용 표준다이폴 안테나를 이용하여 바이코니칼 안테나의 이득을 측정하고 그 바이코니칼 안테나를 표준시험장법으로 측정한 안테나 이득과 비교하였다. 이 모든 비교 결과는 측정값이 약 0.5dB 이내로 훌륭한 일치를 보였다. 이와 같이 본 보고서에서 고안 개발한 새로운 기준안테나법의 유효성을 증명하였다. 이러한 결과를 국제적으로 가장 저명한 국제학술단체 전기전자공학회(IEEE)와 안테나 및 전파전파 국제학술회의(ISAP), 안테나 측정기술 국제회의(AMTA)에 논문으로 발표할 예정이며 또한 국내학술단체인 전자과학회 및 통신학회 등에 발표하여 본 연구에서 제안한 새로운 기준안테나법을 국내외적으로 검증할 계획이다.

제 2 장 교정용 혼 안테나 제작

제 1절 혼 안테나 복사 및 설계 이론

(1) 피라미드형 혼 안테나

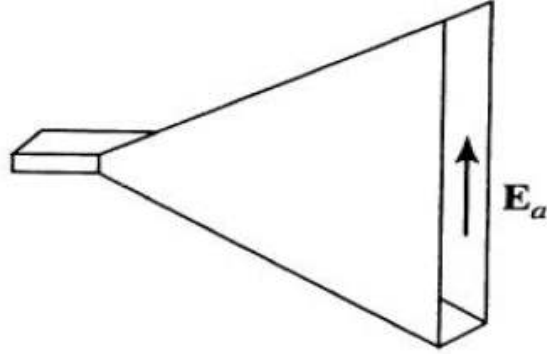
마이크로파를 실어 나르는 전송선으로서 속이 비어있는 파이프로 된 도파관이 일반적으로 많이 사용된다. 파이프의 한쪽 길이가 반파장 보다 긴 경우 전자파는 아주 적은 손실로 도파관을 따라 전달 될 수 있으며 만일 도파관의 한쪽 면이 열려진 상태로 있다면 전자파는 열려진 끝부분으로부터 공간으로 복사된다. 실제의 도파관은 파의 전달 때문에 크기가 반파장보다 크지만 한 파장보다 더 작으면 고차 모드의 억누름이 있게 되어 낮은 손실 전송에 방해가 된다. 그리하여 도파관의 열린 끝부분이 한파장보다 작은 때에는 충분한 이득을 얻기가 곤란하다. 더 높은 이득을 구현하기 위하여 도파관 구멍을 더 늘려야 하지만 그 크기를 더 늘리기가 곤란하다. 이에 대한 대안으로 도파관이 서서히 커지면서 열려있는 개구면까지 도달하게 설계함으로서 원하지 않는 모드가 도파관에 도달하지 못하게 하여 더 큰 안테나 이득을 얻게 할 수 있는데 이러한 구조가 혼 안테나이다. 오늘날 가장 일반적으로 사용하는 혼안테나는 [그림 2.1.1]과 같은 피라미드형 혼 안테나로 이론적으로 완전한 해석이 가능하여 안테나 교정용으로 사용하기 편리하다. 피라미드형 혼 안테나를 해석하기 위하여 먼저 E-면 혼안테나와 H-면 혼 안테나를 고려한다.



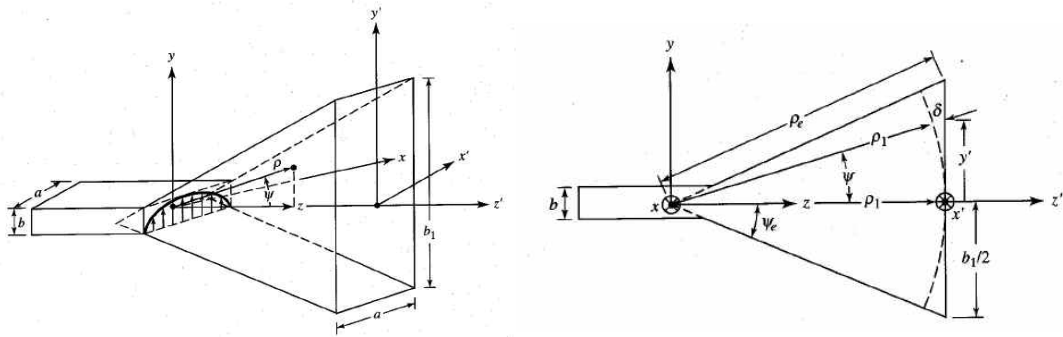
[그림 2.1.1] 전형적인 피라미드형 혼 안테나

(2) E-면 혼 안테나의 해석

E-면 혼 안테나는 개구면이 전기장과 평행한 방향으로 도파관의 폭과 같은 길이로 높이 방향으로 길게 늘어진 형태로 전형적인 모습은 [그림 2.1.2]에서 보여주며 이를 해석하기 위한 기하구조는 [그림 2.1.3]에서와 같다. .



[그림 2.1.2] E-면 혼 안테나의 전형적인 모습



[그림 2.1.3] E-면 혼 안테나를 해석하기 위한 기하 구조

안테나 학자 Balanis에 따르면 E 면 혼 안테나 개구의 전계 및 자계의 세기는 다음과 같이 주어진다고 한다.

$$\begin{aligned}
 E_z' &= E_x' = H_y' = 0 \\
 E_y'(x', y') &\cong E_1 \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_1) \\
 H_z'(x', y') &\cong jE_1\pi/(ka\eta) \sin(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_1) \\
 H_x'(x', y') &\cong -E_1/\eta \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_1)
 \end{aligned} \tag{2.1.1}$$

여기서 $\rho_1 = \rho_e \cos(\psi_e)$, $\eta = 1/(120\pi)$ 이다.

또한 개구의 표면 전류 밀도는 $-a/2 \leq x' \leq a/2$ 및 $-b/2 \leq y' \leq b/2$ 범위에서

$$\mathbf{J}_s'(x', y') \cong -E_1/\eta \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_1) \quad (2.1.2)$$

$$M_s'(x', y') \cong E_1 \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_1) \quad (2.1.3)$$

로 주어지며, 그 밖의 범위에서 전류밀도는 0이다. 벡터량 \mathbf{J}_s 는 y 성분, M_s 는 x 성분만을 가지고 있으며 그 밖의 성분은 모두 0이다. 이에 따라 개구면 안테나가 방사하는 전기장 성분은 다음과 같다.

$$E_\theta = (-jke^{-jkr})/(4\pi r) (L_\phi + \eta N_\theta) \quad (2.1.4)$$

$$E_\phi = (jke^{-jkr})/(4\pi r) (L_\theta + \eta N_\phi) \quad (2.1.5)$$

여기서

$$N_\theta = \iint_s (J_x \cos\theta \cos\phi + J_y \cos\theta \sin\phi - J_z \sin\theta) \exp(jkr' \cos\psi) ds' \quad (2.1.6)$$

$$N_\phi = \iint_s (-J_x \sin\phi + J_y \cos\phi) \exp(jkr' \cos\psi) ds' \quad (2.1.7)$$

$$L_\theta = \iint_s (M_x \cos\theta \cos\phi + M_y \cos\theta \sin\phi - M_z \sin\theta) \exp(jkr' \cos\psi) ds' \quad (2.1.8)$$

$$N_\phi = \iint_s (-M_x \sin\phi + M_y \cos\phi) \exp(jkr' \cos\psi) ds' \quad (2.1.9)$$

방정식 (2.1.2)에 따라 (2.1.6)의 N_θ 는

$$N_\theta = \iint_s [-E_1/\eta \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_1) \cos\theta \sin\phi] \exp(jkr' \cos\psi) ds'$$

로 주어지며, 그림의 좌표에서

$$r' \cos\psi = x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi$$

이므로 다음 식이 유도된다.

$$\begin{aligned}
N_{\theta} &= \iint_s [-E_1/\eta \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_1) \cos\theta \sin\phi] \exp[jk(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi)] ds' \\
&= -E_1/\eta \cos\theta \sin\phi \int_{-a/2}^{a/2} \cos(\pi x'/a) \exp(jkx' \sin\theta \cos\phi) dx' \int_{-b/2}^{b/2} \exp(-jky'^2/2\rho_1) \exp(jky' \sin\theta \sin\phi) dy'
\end{aligned}$$

적분 테이블에 의하면

$$\int_{-a/2}^{a/2} \cos(\pi x'/a) \exp(jkx' \sin\theta \cos\phi) dx' = -(\pi a/2) [\cos(k \sin\theta \cos\phi/2) / \{ (k \sin\theta \cos\phi/2)^2 - (\pi/2)^2 \}]$$

이며

$$\begin{aligned}
&\int_{-b/2}^{b/2} \exp(-jky'^2/2\rho_1) \exp(jky' \sin\theta \sin\phi) dy' \\
&= \sqrt{(\pi\rho_1/k)} \exp(jky^2/2\rho_1) [\{C(t_2)-C(t_1)\} - j\{S(t_2)-S(t_1)\}]
\end{aligned}$$

이다. 여기서

$$C(t) = \gamma + \ln(t) + \int_0^t (\cos u - 1)/u du$$

$$S(t) = \int_0^t \sin u/u du$$

$$t_1 = -b_1/\sqrt{(2\lambda\rho_1)}$$

$$t_2 = b_1/\sqrt{(2\lambda\rho_1)}$$

이다. 그러므로

$$N_{\theta} = -E_1(\pi a/2) \sqrt{(\pi\rho_1/k)} \exp(jky^2/2\rho_1) \cos\theta \sin\phi/\eta [\cos(k \sin\theta \cos\phi/2) / \{ (k \sin\theta \cos\phi/2)^2 - (\pi/2)^2 \}] [\{C(t_2)-C(t_1)\} - j\{S(t_2)-S(t_1)\}] \quad (2.1.10)$$

이며 유사한 유도과정을 통하면

$$N_{\phi} = E_1(\pi a/2) \sqrt{(\pi\rho_1/k)} \exp(jky^2/2\rho_1) \cos\phi/\eta [\cos(k \sin\theta \cos\phi/2) / \{ (k \sin\theta \cos\phi/2)^2 - (\pi/2)^2 \}] F(t_1, t_2)$$

$$L_{\theta} = - E_1(\pi a/2) \sqrt{(\pi\rho_1/k)} \exp(jky^2/2\rho_1) \cos\theta \cos\phi [\cos(k \sin\theta \cos\phi/2) / \{ (k \sin\theta \cos\phi/2)^2 - (\pi/2)^2 \}] F(t_1, t_2)$$

$$L_{\phi} = E_1(\pi a/2) \sqrt{(\pi \rho_1/k)} \exp(jky^2/2\rho_1) \sin\phi [\cos(k\sin\theta\cos\phi/2) / \{(k\sin\theta\cos\phi/2)^2 - (\pi/2)^2\}] F(t_1, t_2) \quad (2.1.11)$$

$F(t_1, t_2) \equiv \{C(t_2)-C(t_1)\} - j\{S(t_2)-S(t_1)\}$ 를 얻는다.

방정식 (2.1.4), (2.1.5), (2.1.10) 및 (2.1.11)에 의하여 E 면 혼 안테나에서 방사되는 전기장의 세기는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$E_{\theta} = -j (a \sqrt{(k\pi\rho_1)} E_1 e^{-jkr})/(8r) \exp(jky^2/2\rho_1) \sin\phi (1+\cos\theta) \cos(k\sin\theta\cos\phi/2) / \{(k\sin\theta\cos\phi/2)^2 - (\pi/2)^2\}] F(t_1, t_2) \quad (2.1.12)$$

$$E_{\phi} = -j (a \sqrt{(k\pi\rho_1)} E_1 e^{-jkr})/(8r) \exp(jky^2/2\rho_1) \cos\phi (1+\cos\theta) \cos(k\sin\theta\cos\phi/2) / \{(k\sin\theta\cos\phi/2)^2 - (\pi/2)^2\}] F(t_1, t_2) \quad (2.1.13)$$

그러므로 E 면 혼 안테나가 방사하는 최대 전력 밀도는 다음과 같다.

$$U_{\max} = r^2/2\eta |E|_{\max}^2 \quad (2.1.14)$$

여기서

$$|E|_{\max}^2 = |E_{\theta}|_{\max}^2 + |E_{\phi}|_{\max}^2$$

이며 대부분의 혼안테나의 경우 최대방사는 $\theta=0$ 인 z 축으로 방사를 한다.

$$|E_{\theta}|_{\max} = a \sqrt{(k\pi\rho_1)} /(\pi^2 r) |E_1 \sin\phi F(t_1, t_2)|$$

$$|E_{\phi}|_{\max} = a \sqrt{(k\pi\rho_1)} /(\pi^2 r) |E_1 \cos\phi F(t_1, t_2)| \quad (2.1.15)$$

$$t_2 = -t_1 \equiv t \text{ 이면}$$

$$|F(t_1, t_2)| = |F(t, -t)| = 2|C(t) - jS(t)| = 2|F(t)| \text{ 이다.}$$

그러므로 (2.1.14)는 다음과 같다.

$$U_{\max} = 2a^2 k \rho_1 /(\eta \pi^3) |E_1|^2 |F(t)|^2 \quad (2.1.16)$$

한편 E 면 혼안테나가 방사하는 총전력은 포인팅 벡터에 의하여

$$P_{\text{rad}} = \iint_S \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}] \, ds$$

로 주어지고 방정식 (2.1.1)을 사용하면

$$\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}] = |E_1|^2 / \eta \cos^2(\pi x' / a) \text{ 이므로 방사 총전력은}$$

$$P_{\text{rad}} = b_1 / 2\eta \int_{-a/2}^{a/2} |E_1|^2 \cos^2(\pi x' / a) \, dx' = ab_1 / 4\eta |E_1|^2 \quad (2.1.17)$$

한편 안테나의 이득은 다음식으로 정의된다.

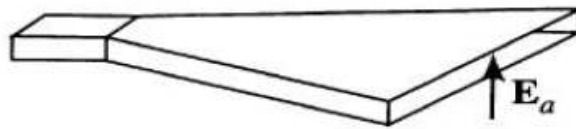
$$G = 4\pi U_{\text{max}} / P_{\text{rad}} \quad (2.1.18)$$

방정식 (2.1.16), (2.1.17) 및 (2.1.18)을 이용하면 E 면 혼안테나의 이득은 다음과 같다.

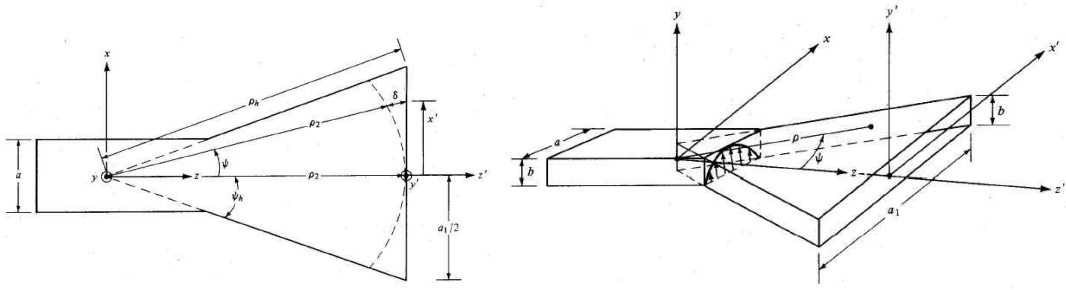
$$G_E = 4\pi U_{\text{max}} / P_{\text{rad}} = 64a\rho_1 / \pi\lambda b_1 |F(t)|^2 \quad (2.1.19)$$

(3) H-면 혼 안테나의 해석

H-면 혼 안테나는 개구면이 자기장과 평행한 방향으로 도파관의 폭과 같은 길이로 가로 방향으로 길게 늘어진 형태로 전형적인 모습은 [그림 2.1.4]에서 보여주며 이를 해석하기 위한 기하구조는 [그림 2.1.5]에서와 같다. .



[그림 2.1.4] H-면 혼 안테나의 전형적인 모습



[그림 2.1.5] H-면 혼 안테나를 해석하기 위한 기하 구조

H 면 혼 안테나 개구의 전계 및 자계의 세기는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 E_z' &= E_x' = H_y' = 0 \\
 E_y'(x', y') &\cong E_2 \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_2) \\
 H_x'(x', y') &\cong -E_2/\eta \cos(\pi x'/a) \exp(-jky'^2/2\rho_2) \\
 \rho_2 &= \rho_h \cos(\psi_h)
 \end{aligned} \tag{2.1.20}$$

이전의 E 면 혼안테나의 과정과 유사한 과정으로 전력밀도 U_{\max} 는 다음과 같은 관계식이 유도된다.

$$U_{\max} = b^2 \rho_2 / (4\eta \lambda) |E_2|^2 \{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \} \tag{2.1.21}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 u &= (\sqrt{(\lambda \rho_2)/a_1} - a_1/\sqrt{(\lambda \rho_2)}) / \sqrt{2} \\
 v &= (\sqrt{(\lambda \rho_2)/a_1} + a_1/\sqrt{(\lambda \rho_2)}) / \sqrt{2} \text{ 이다.}
 \end{aligned}$$

H 면 혼안테나의 총방사 전력은 다음과 같으며

$$P_{\text{rad}} = ba_1/4\eta |E_2|^2 \tag{2.1.22}$$

안테나 이득은

$$G_H = 4\pi U_{\max} / P_{\text{rad}} = 4\pi b \rho_2 / \lambda a_1 \{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \} \tag{2.1.23}$$

로 주어진다

(3) 피라미드형 혼 안테나의 이득

[그림 2.1.1]의 피라미드형 혼 안테나는 위에서 논의한 E 면 및 H 면 혼안테나의 전력밀도 U_{\max} 와 방사전력 P_{rad} 의 유도 결과를 이용하면 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} U_{\max} &= |E_0|^2 \rho_1 \rho_2 / (2\eta\lambda) \{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \} |F(t)|^2 \\ P_{\text{rad}} &= a_1 b_1 / 4\eta |E_0|^2 \end{aligned} \quad (2.1.24)$$

그러므로 피라미달 혼안테나의 이득은

$$\begin{aligned} G &= 8\pi \rho_1 \rho_2 / (a_1 b_1) \{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \} |F(t)|^2 \\ &= \pi\lambda / (32ab) G_E G_H \end{aligned} \quad (2.1.25)$$

이러한 형태의 피라미드 혼 안테나의 구조에서 다음의 계수들은 전계면에 대하여

$$P_e = (b_1 - b) \sqrt{[(\rho_e/b_1)^2 - 1/4]} \quad (2.1.26)$$

자계면에 대하여

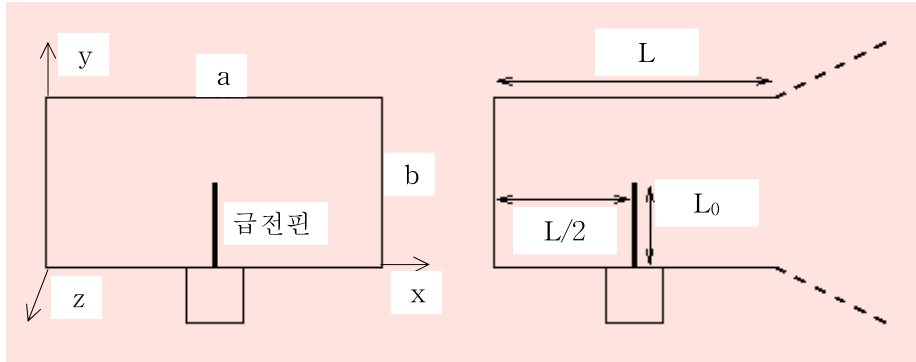
$$P_h = (a_1 - a) \sqrt{[(\rho_h/a_1)^2 - 1/4]} \quad (2.1.27)$$

로 정의하면 $P_e = P_h$ 가 성립하지 않으면 피라미드 형 혼안테나는 물리적으로 구현하기가 불가능하다고 한다.

제 2절 피라미드형 혼 안테나의 설계 및 시뮬레이션

(1) 혼안테나 설계를 위한 사각형 도파관 분석

혼 안테나는 급전점에서 오는 전파를 전달하는 도파관과 공간으로 방사하는 개구면으로 이루어졌다. 도파관의 크기는 전달되는 전자파의 주파수를 결정하게 된다.



[그림 2.2.1] 혼 안테나 도파관과 개구면 구조

직사각형 도파관은 TM 모드와 TE 모드는 존재하지만 TEM 모드는 존재하지 않는다. 전송선 또는 도파관에서 z 방향으로 진행하는 전자파의 맥스웰 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \hat{\mathbf{E}} = -j\omega\mu\hat{\mathbf{H}}$$

$$\nabla \times \hat{\mathbf{H}} = -j\omega\varepsilon\hat{\mathbf{E}} \quad (2.2.1)$$

여기서

$$\hat{\mathbf{E}} \equiv [E_x(x, y)e^{-j\beta z}, E_y(x, y)e^{-j\beta z}, E_z(x, y)e^{-j\beta z}],$$

$$\hat{\mathbf{H}} \equiv [H_x(x, y)e^{-j\beta z}, H_y(x, y)e^{-j\beta z}, H_z(x, y)e^{-j\beta z}] \quad (2.2.2)$$

이다.

TE 모드는 $E_z = 0$ 이고 $H_z \neq 0$ 이므로 (2.2.1)과 (2.2.2)로부터 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$H_x = -j\beta/k_c^2 \partial H_z / \partial x$$

$$H_y = -j\beta/k_c^2 \partial H_z / \partial y$$

$$E_x = -j\omega\mu/k_c^2 \partial H_z / \partial y$$

$$E_y = -j\omega\mu/k_c^2 \partial H_z / \partial x \quad (2.2.3)$$

여기서 $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ 이며 $k = \omega\sqrt{(\mu\varepsilon)}$ 로 도파관 내의 파수벡터이고 k_c 는 차단파수

벡터(cutoff wavenumber)로 정의되고 도파관에서 전자파가 전달될 수 있는 주파수 특성이며 다음과 같이 유도된다. [그림 2.2.1]과 같은 도파관 구조의 자기장 성분 H_z 에 대한 파동방정식은 다음과 같다.

$$(\partial^2/\partial x^2 + \partial^2/\partial y^2 + k_c^2) H_z(x, y) = 0. \quad (2.2.4)$$

변수 분리에 따라 $H_z(x, y) = X(x)Y(y)$ 라 하면 다음이 성립한다.

$$d^2X/dx^2 + k_x^2 X = 0$$

$$d^2Y/dy^2 + k_y^2 Y = 0$$

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2 \quad (2.2.5)$$

H_z 에 대한 일반해는

$$= (A \cos k_x x + B \sin k_x x) (C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.2.6)$$

로 해석된다. 도파관 도체벽의 접선성분 전기장은

$$E_x(x, y) = 0, \quad 0 \leq y \leq b$$

$$E_y(x, y) = 0, \quad 0 \leq x \leq a \quad (2.2.7)$$

이므로 (2.2.5)와 (2.2.7)에 따라

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-j\beta z}$$

이고,

$$E_x(x, y, z) = (-j\omega\mu n\pi/k_c^2 b) A_{mn} \cos(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-j\beta z}$$

$$E_y(x, y, z) = (-j\omega\mu m\pi/k_c^2 a) A_{mn} \sin(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-j\beta z}$$

$$H_x(x, y, z) = (j\beta m\pi/k_c^2 a) A_{mn} \sin(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-j\beta z}$$

$$H_y(x, y, z) = (j\beta n\pi/k_c^2 b) A_{mn} \cos(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-j\beta z} \quad (2.2.8)$$

이다.

TM 모드에서는 $H_z = 0$ 이고 $E_z \neq 0$ 이므로 TE 모드에서와 같은 과정을 거치면

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-j\beta z}$$

$$\begin{aligned}
E_x(x, y, z) &= (-j\beta m\pi/k_c^2 a) B_{mn} \cos(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-j\beta z} \\
E_y(x, y, z) &= (-j\beta n\pi/k_c^2 b) B_{mn} \sin(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-j\beta z} \\
H_x(x, y, z) &= (j\omega\epsilon n\pi/k_c^2 b) B_{mn} \sin(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-j\beta z} \\
H_y(x, y, z) &= (-j\omega\epsilon m\pi/k_c^2 a) B_{mn} \cos(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-j\beta z} \quad (2.2.9)
\end{aligned}$$

를 얻게된다.

위의 유도된 식으로부터 TE 및 TM 모드에서 전파상수 β 는 공히

$$\beta = \sqrt{(k^2 - k_c^2)} = \omega \sqrt{[\mu^2 - (m\pi/a)^2 - (n\pi/b)^2]} \quad (2.2.10)$$

로 주어지는데,

$$k > k_c = \sqrt{[(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2]} \quad (2.2.11)$$

일 때 β 가 실수가 되어 도파관내에서 전파가 가능하게 된다. $a > b$ 인 경우 방정식 (2.2.8)과 (2.2.11)에 따라 TE 모드에서 가장 낮은 주파수는 $m=1, n=0$ 으로 TE₁₀ 모드로

$$f_c = c k_c / 2\pi = [c \sqrt{(\pi/a)^2}] / 2\pi = c / 2a \quad (2.2.12)$$

이다. 여기서 c 는 전자파의 자유공간 속도이다. 한편, TM 모드에서는 (2.2.9)와 (2.2.11)에 의하면 TM₀₀, TM₀₁, 및 TM₁₀ 모드는 존재하지 않아 도파관을 통과 할 수 있는 모드는 TM₁₁로 최저 주파수는

$$f_c = c k_c / 2\pi = \{c \sqrt{[(\pi/a)^2 + (\pi/b)^2]}\} / 2\pi \quad (2.2.13)$$

된다. 그러므로 도파관을 통과하는 최저 주파수인 차단 주파수는 TE₁₀ 모드인 식 (2.2.12) 이다. 파수 벡터들의 관계식 (2.2.10)을 파장으로 표시하면 $\beta = 2\pi/\lambda_g$, $k = 2\pi/\lambda_0$, $k_c = 2\pi/\lambda_c$ 이므로 (2.2.10)은 다음과 같이 된다.

$$1/\lambda_g = \sqrt{(1/\lambda_0^2 - 1/\lambda_c^2)} \quad (2.2.14)$$

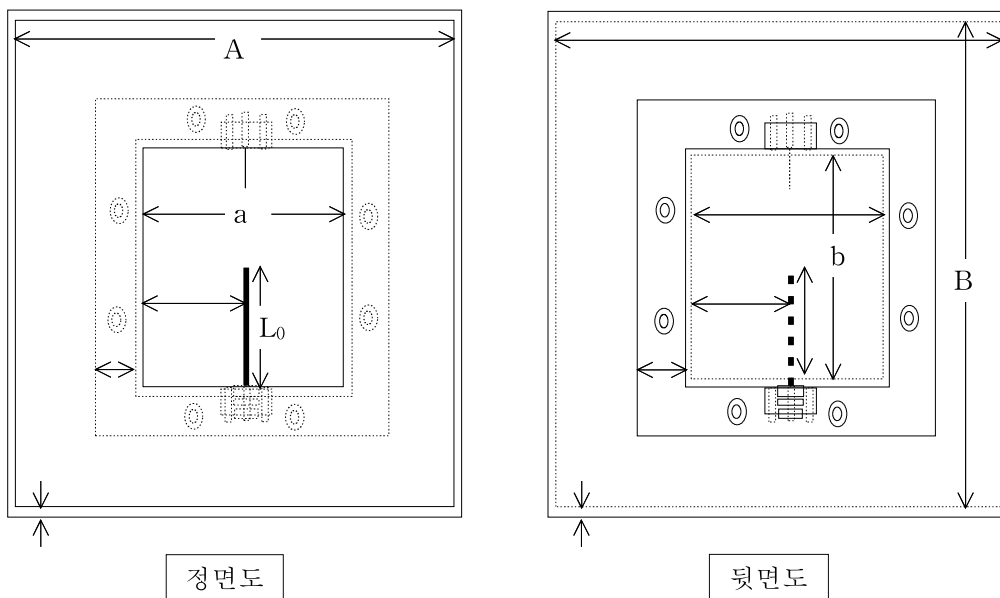
그럼 (2.2.1) 도파관의 구조에서 길이는 $L = \lambda_g/2$, 급전핀의 높이 $L_0 = \lambda_0/4$ 가 성립한다.

(2) 혼안테나 세부설계

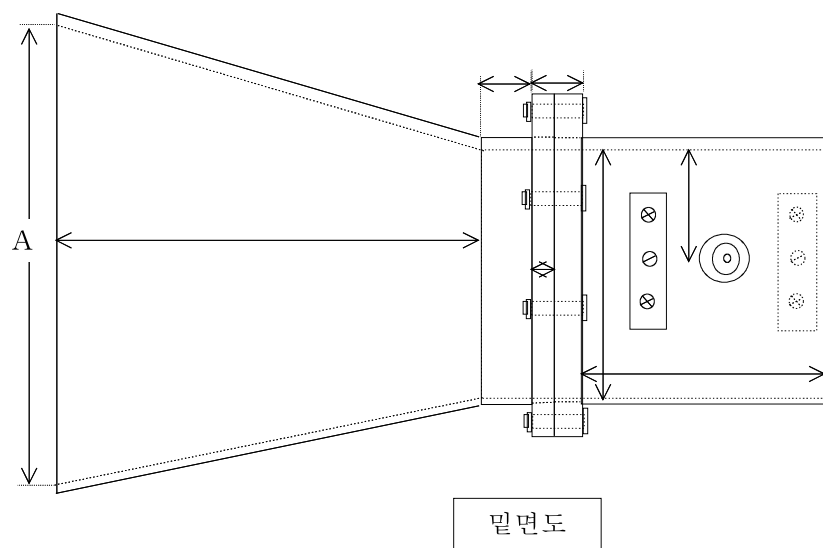
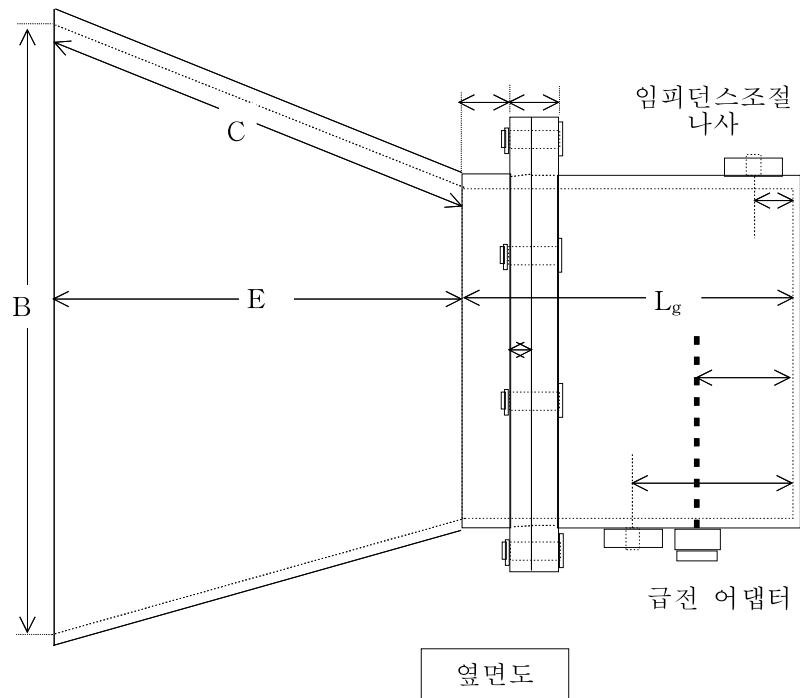
위에서 분석한 직사각형 도파관 구조에 따른 차단주파수 특성과 방정식 (2.1.26) 및 (2.1.27)의 요건에 맞추어서 3개 대역으로 교정용 혼 안테나를 설계하였다. 각 대역의 혼 안테나의 세부 크기는 설계도면 그림 (2.2.2), (2.2.3) 및 (2.2.4)와 표 <2.1.1>에서 주어졌으며 재료는 알루미늄, 급전핀은 황동으로 구성하였다.

<표 2.2.1> 교정용 혼안테나 설계 세부 크기

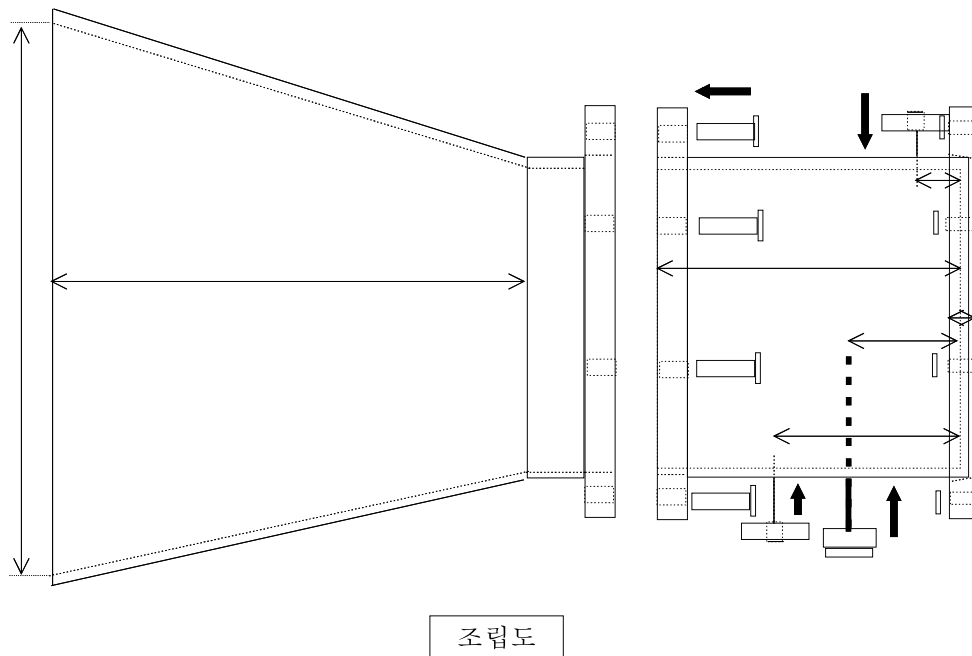
요소	대역(1)	대역(2)	대역(3)	비고
a	7.6	4.8	3.3	단위 cm
A	24	12	7	
b	4.3	2.65	1.8	
B	15	7	5.3	
C	30	15.6	12.3	
Lg	19	9	7.5	
E	28	15	12	
d	0.2			



[그림 2.2.2] 혼 안테나 설계도면 (정면도, 뒷면도)



[그림 2.2.3] 혼 안테나 설계 도면(옆면도, 밑면도)



[그림 2.2.4] 혼 안테나 설계 도면(조립도)

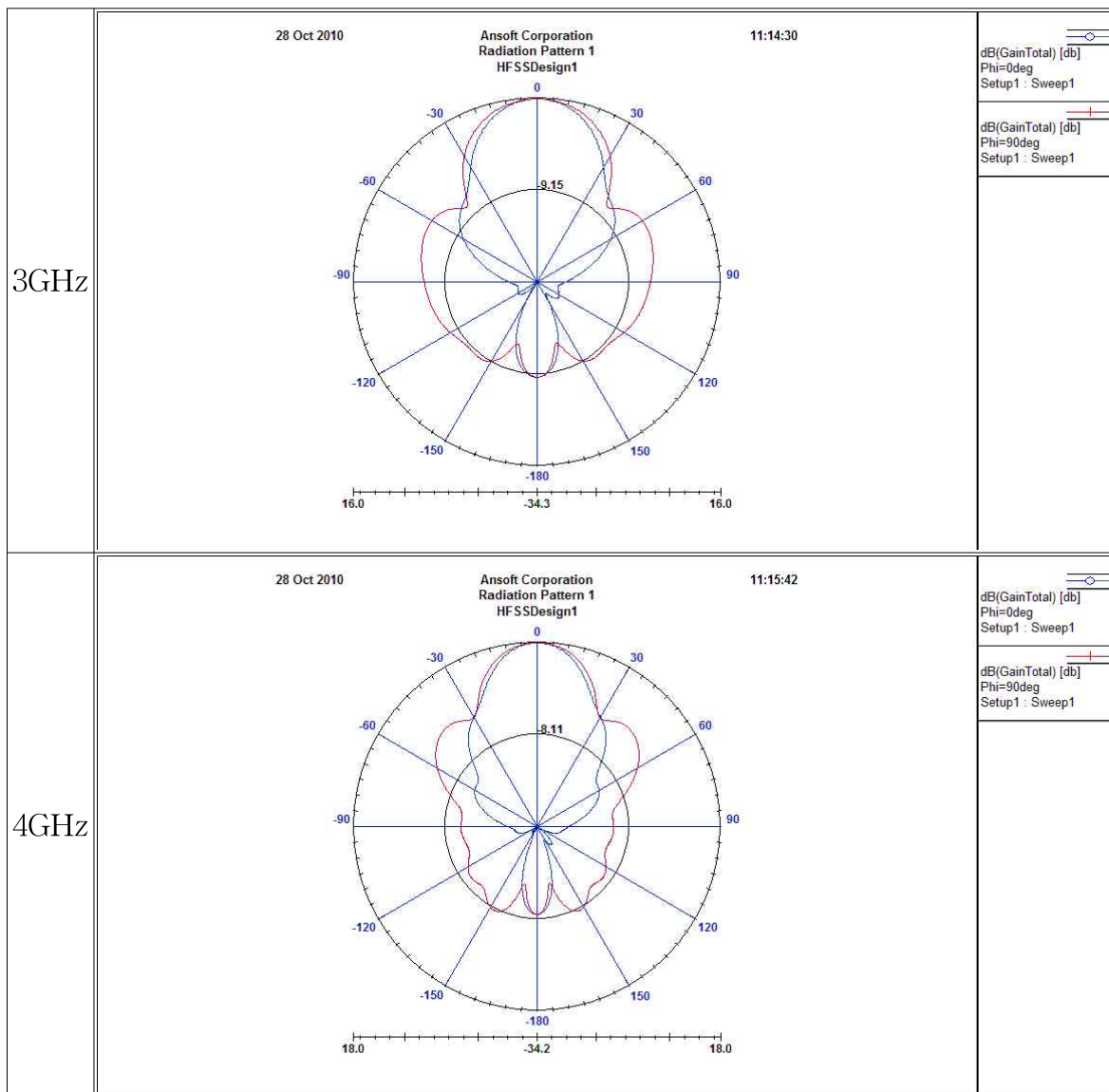
(3) 시뮬레이션

설계된 혼안테나를 HFSS에 의하여 안테나 이득 및 패턴을 시뮬레이션 하였으며 원하는 안테나 이득과 패턴이 나오도록 설계를 조정 및 수정하였다. (1대역), (2대역), (3대역)의 시뮬레이션 결과에 대해 이득은 <표 2.2.2>에서 <표2.2.3> 그리고 패턴은 [그림 2.2.5]에서 [그림 2.2.12]에서 보여준다.

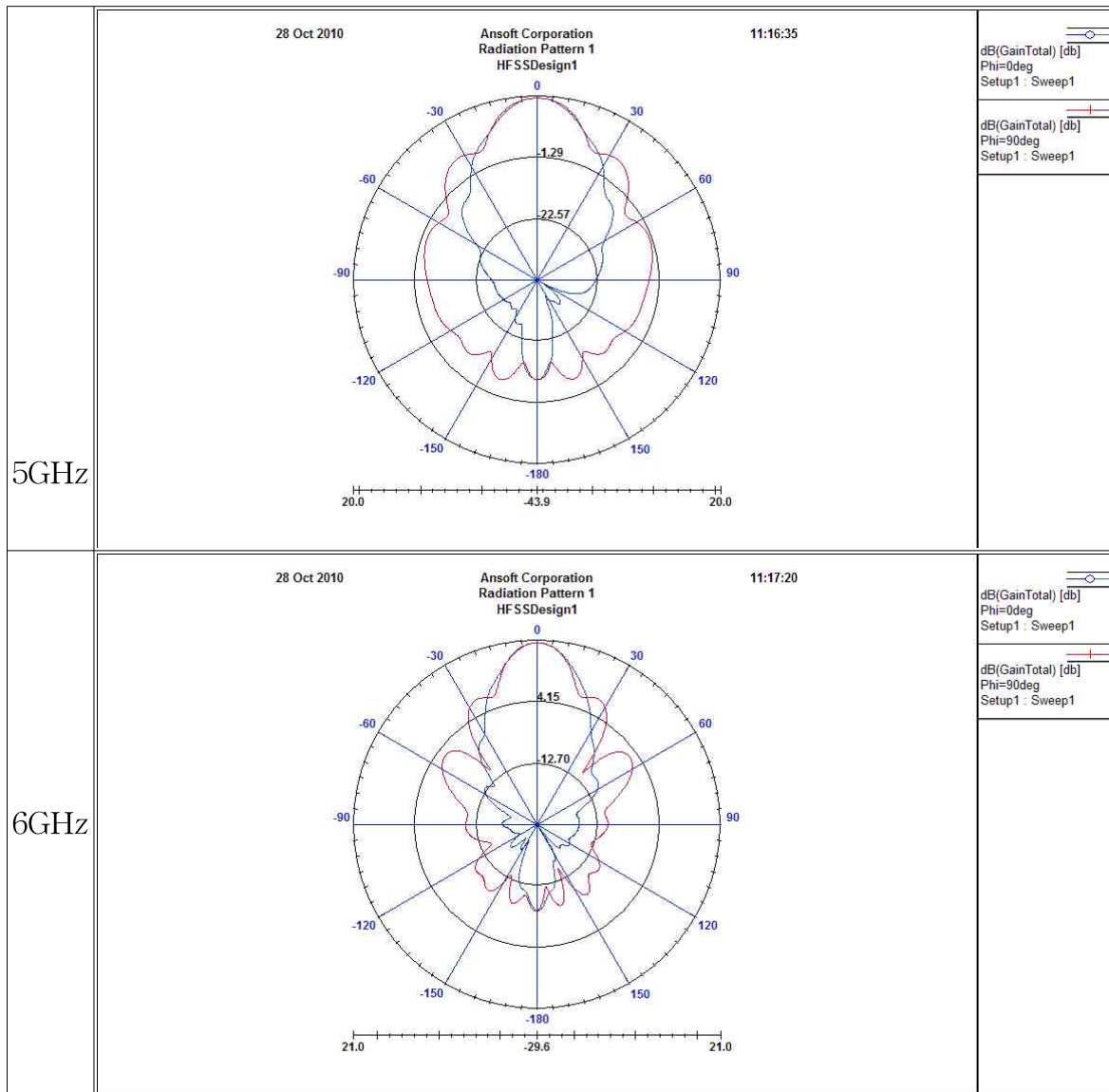
(1대역)

<표 2.2.2> (1대역:2.7-6GHz) 이득 시뮬레이션 결과

Frequency	3GHz	4GHz	5GHz	6GHz
Gain	15.6	17.71	19.14	20.17
delta	16.47	13.91	12.78	11.53



[그림 2.2.5] (1대역) 3GHz 및 4GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과

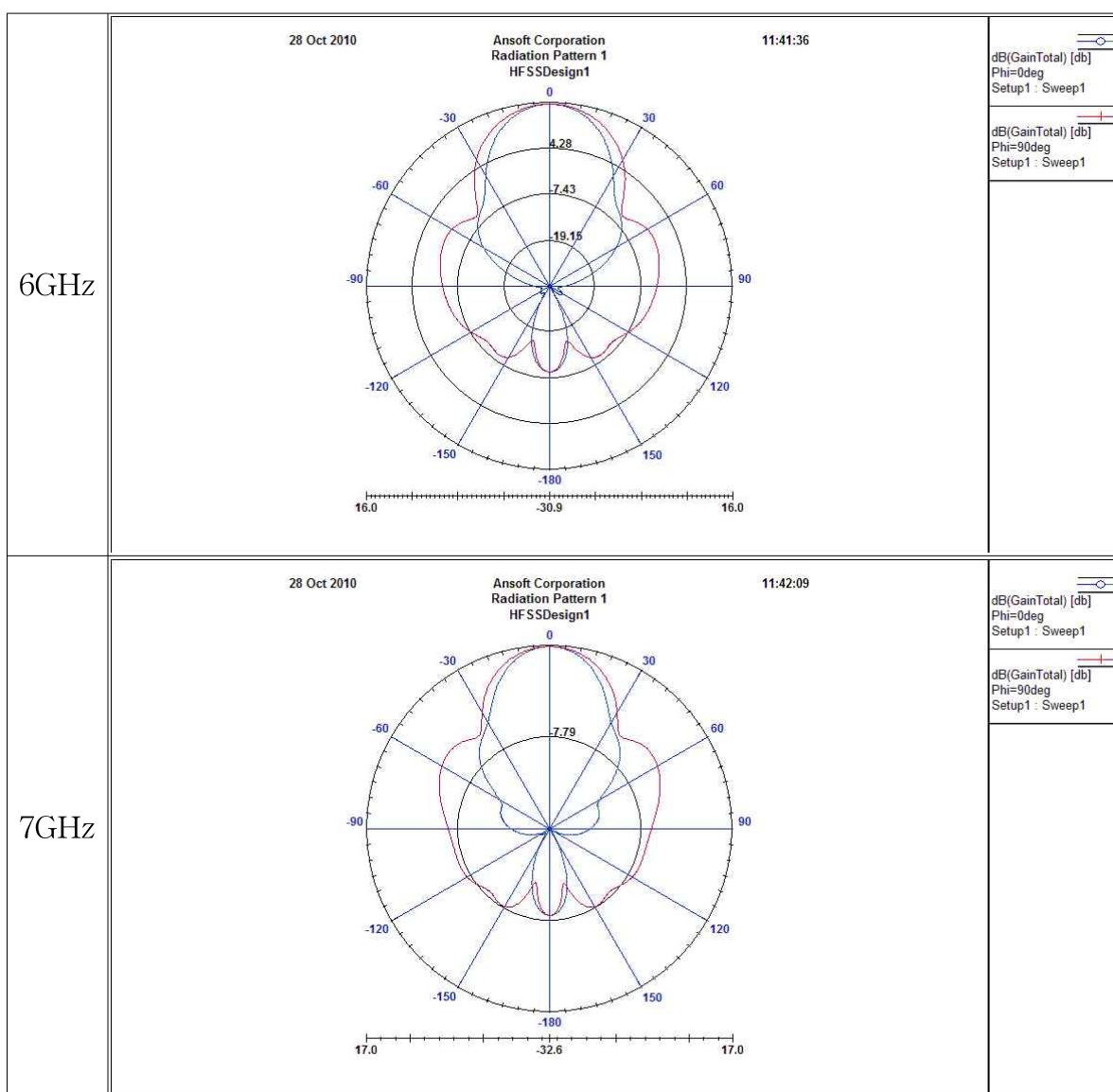


[그림 2.2.6] (1대역) 5GHz 및 6GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과

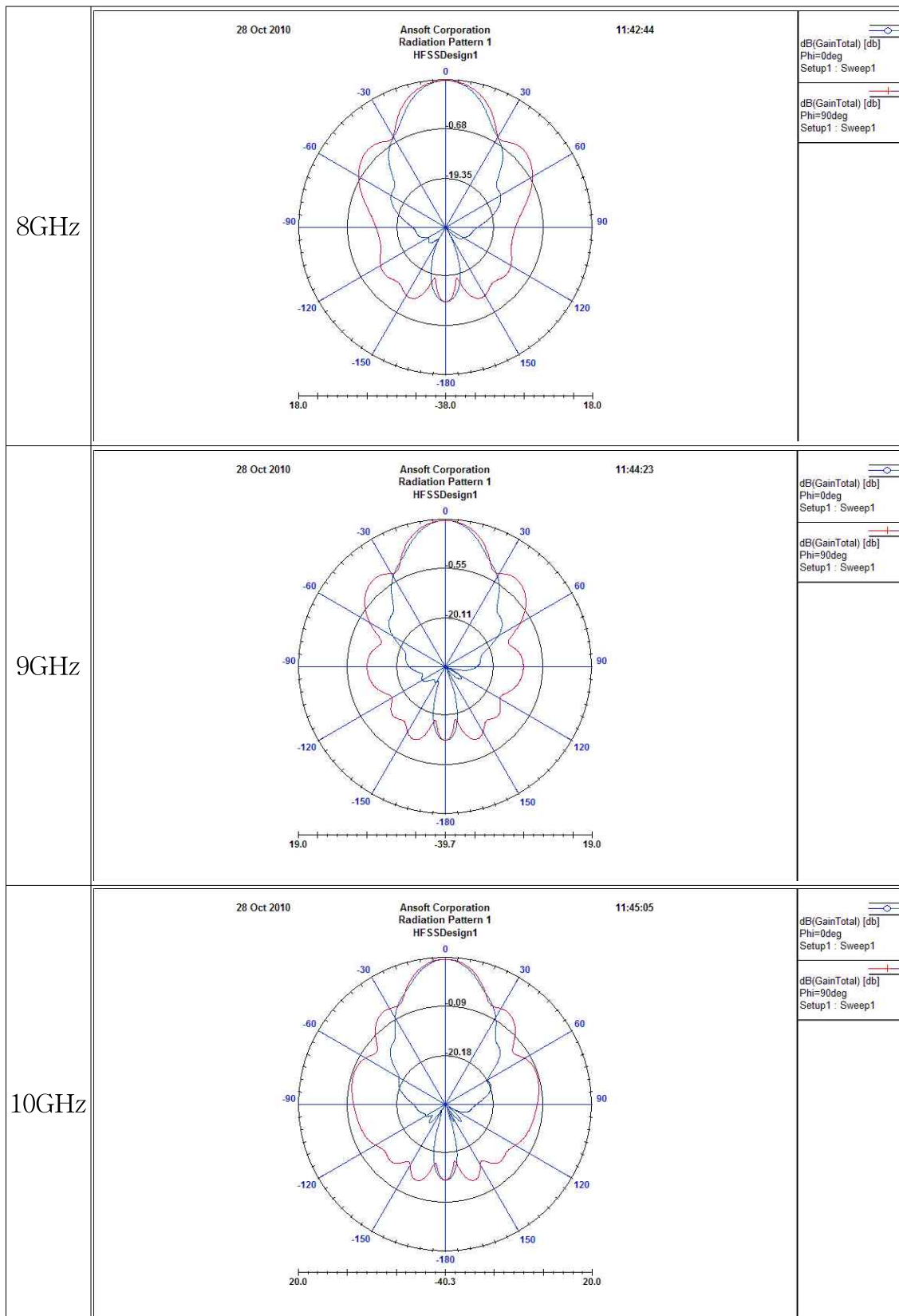
(2대역)

<표 2.2.3> (2대역:6-12GHz) 이득 시뮬레이션 결과

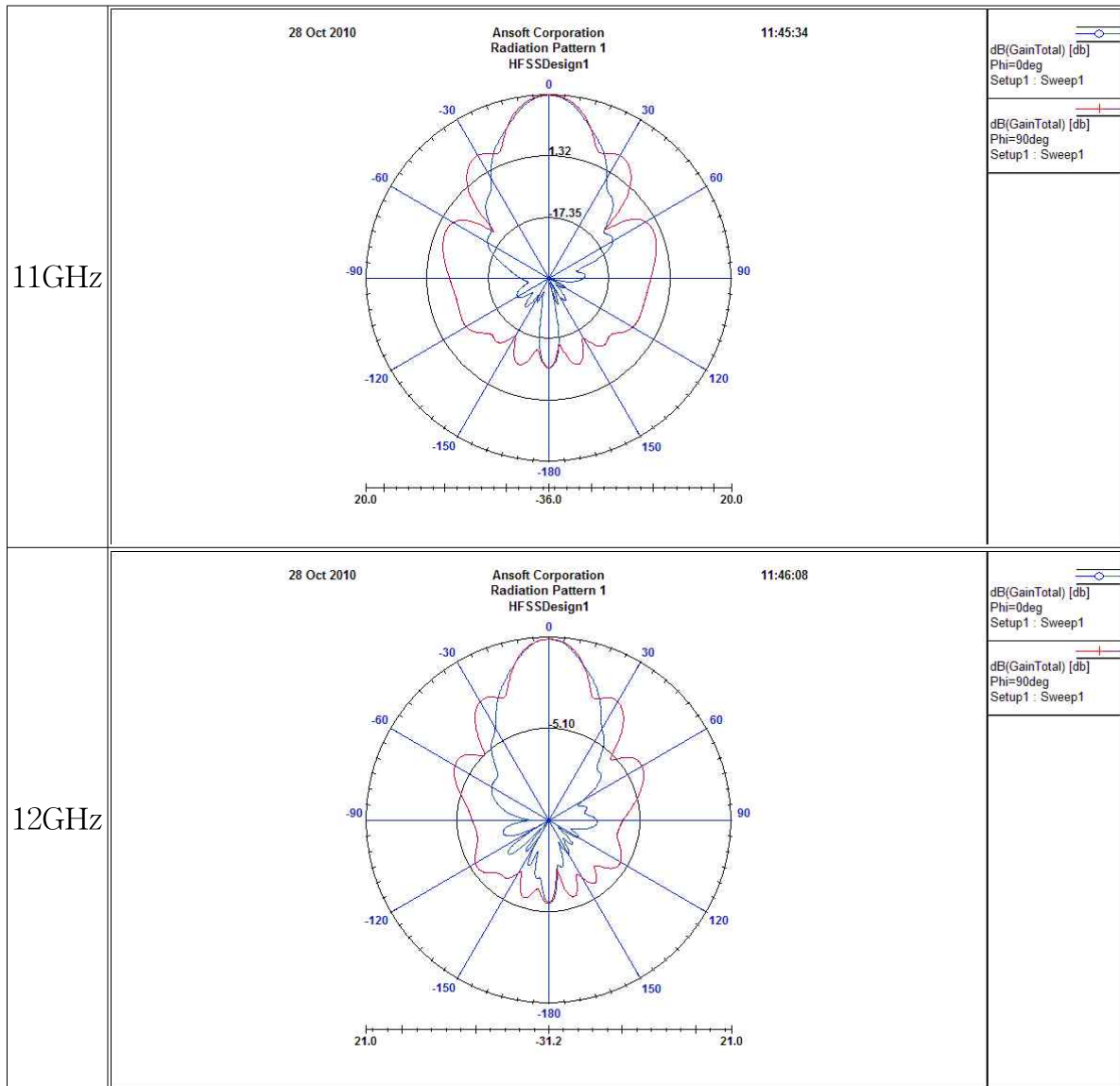
Frequency	6GHz	7GHz	8GHz	9GHz	10GHz	11GHz	12GHz
Gain	15.42	16.57	17.55	18.39	19.04	19.75	20.27
delta	17.05	14.98	13.91	13.15	13.72	12.66	12.29



[그림 2.2.7] (2대역) 6GHz 및 7GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과



[그림 2.2.8] (2대역) 8GHz - 10GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과

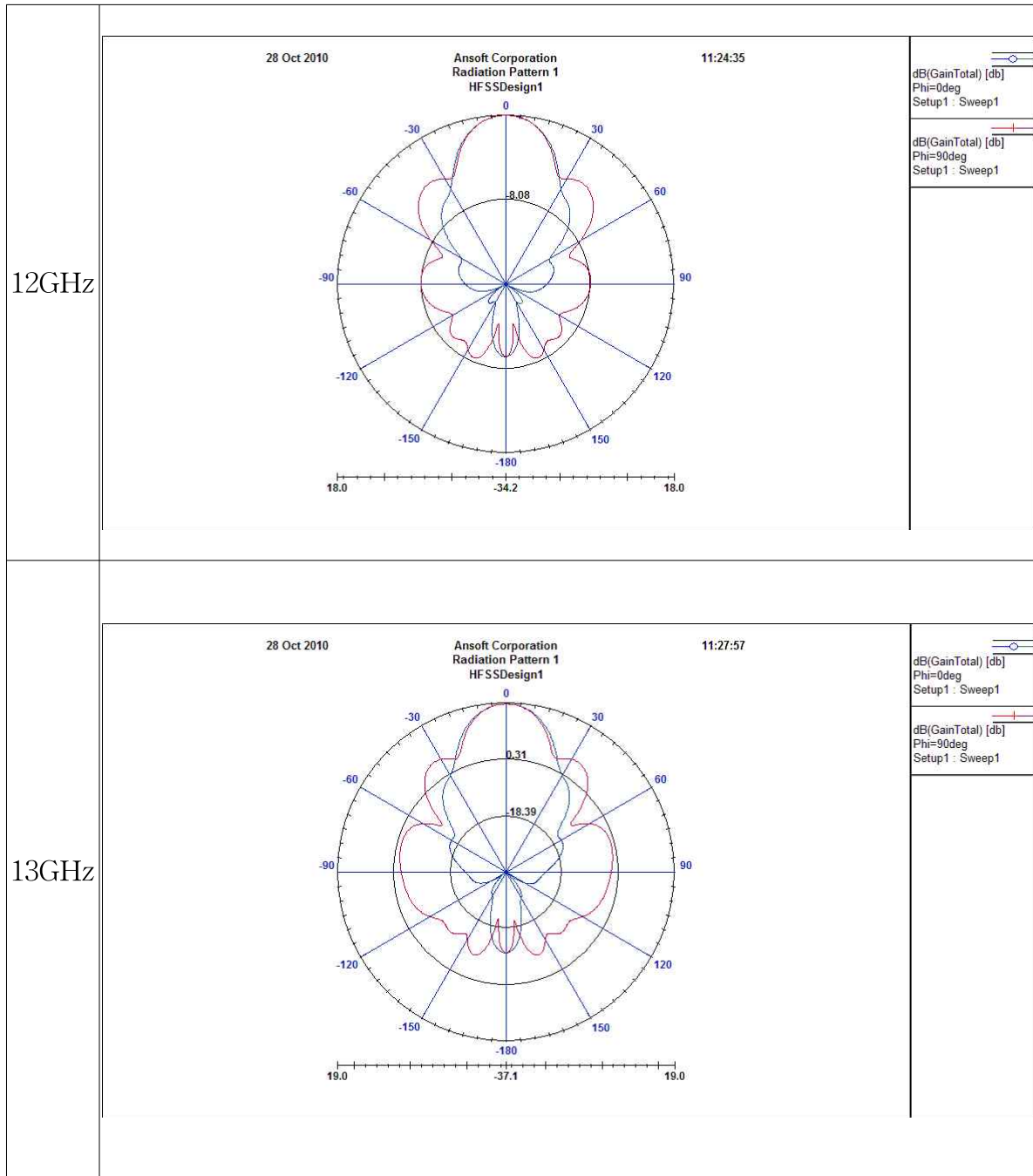


[그림 2.2.9] (2대역) 11GHz 및 12GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과

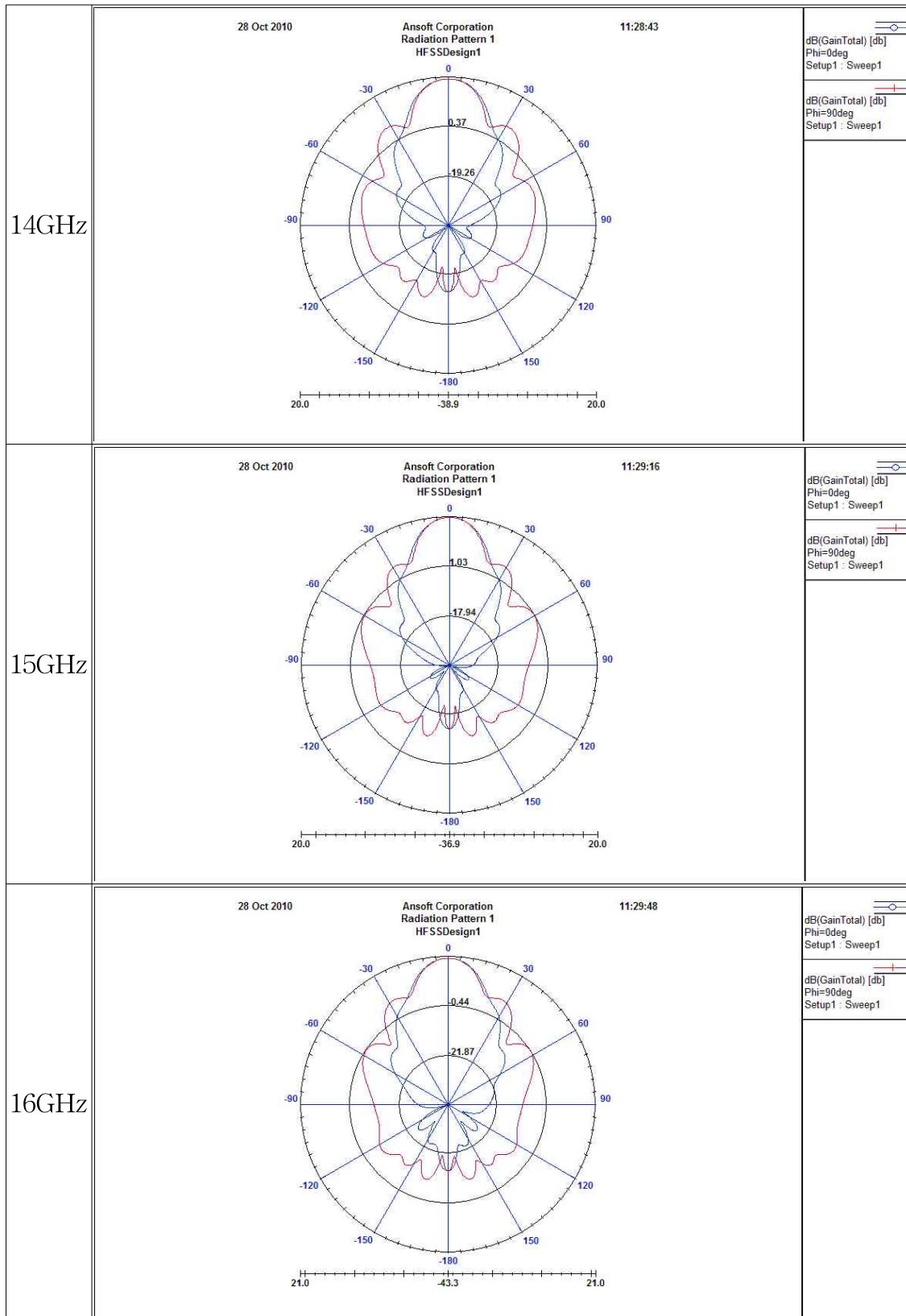
(3대역)

<표 2.2.4. (3대역: 12-18GHz) 이득 시뮬레이션 결과

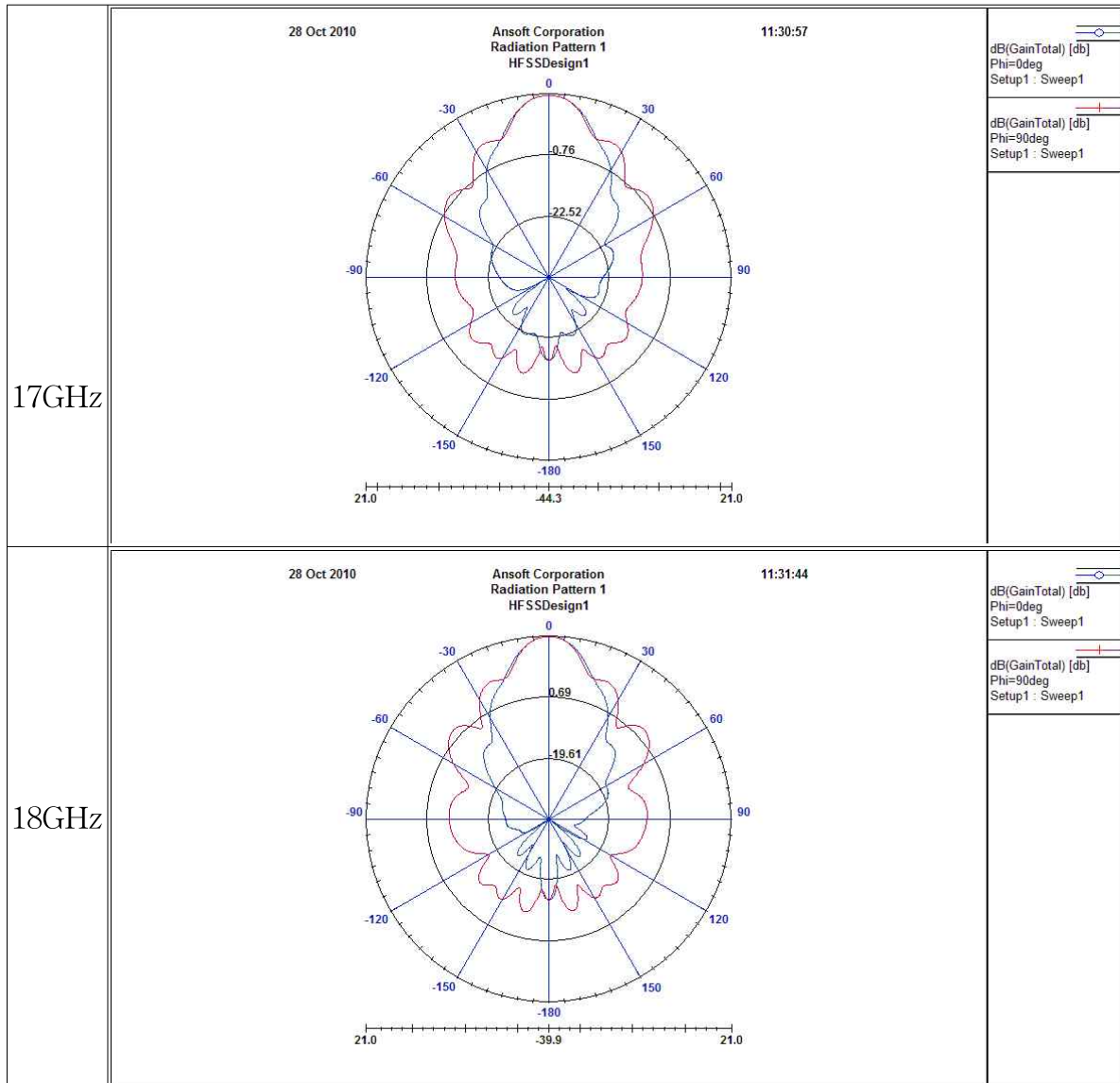
Frequency	12GHz	13GHz	14GHz	15GHz	16GHz	17GHz	18GHz
Gain	17.83	18.51	19.12	19.6	20.1	20.33	20.68
delta	12.91	12.1	12.37	13.22	12.3	11.89	11.1



[그림 2.2.10] (3대역) 12GHz 및 13GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과



[그림 2.2.11] (3대역) 14GHz - 16GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과



[그림 2.2.12] (3대역) 17GHz 및 18GHz E면 및 H면 시뮬레이션 결과

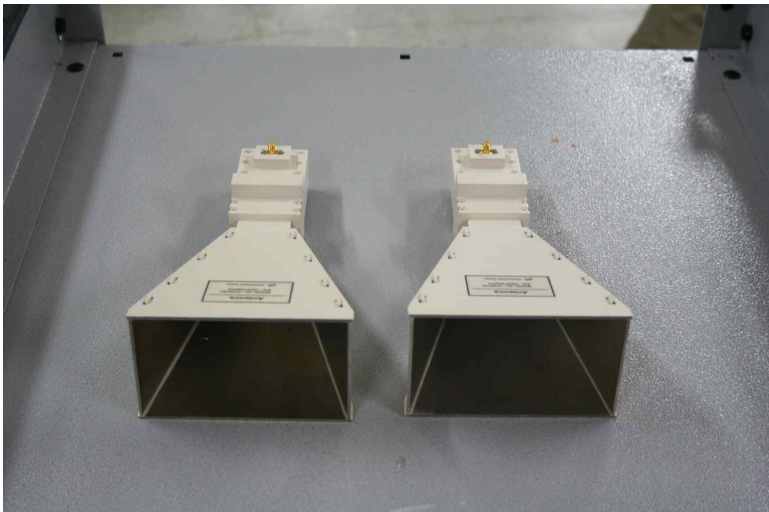
제 3절 제작된 혼 안테나의 특성 측정

(1) 혼안테나 제작

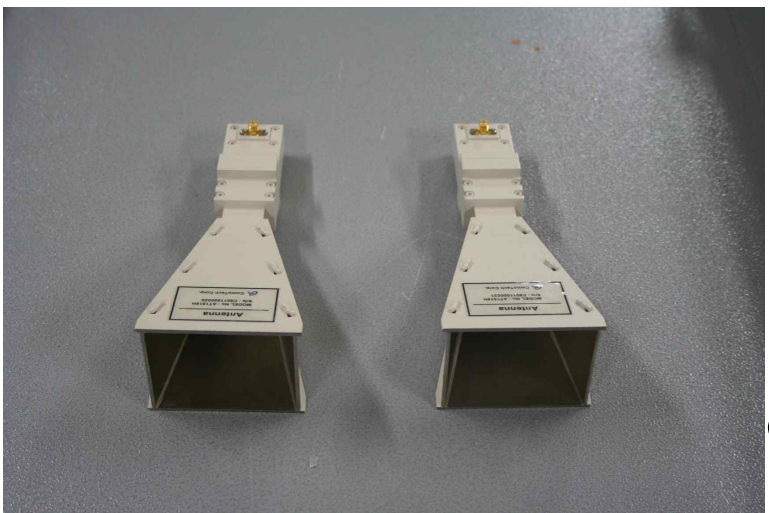
교정 주파수 범위를 18GHz 까지 가능하도록 혼안테나의 대역을 3개 대역으로 나누어 제작하였다. 제작한 혼 안테나의 실물 사진은 [그림 2.3.1]에서 보여 주고 있다.



(1대역) : 2.7- 6GHz



(2 대역) : 6-12GHz

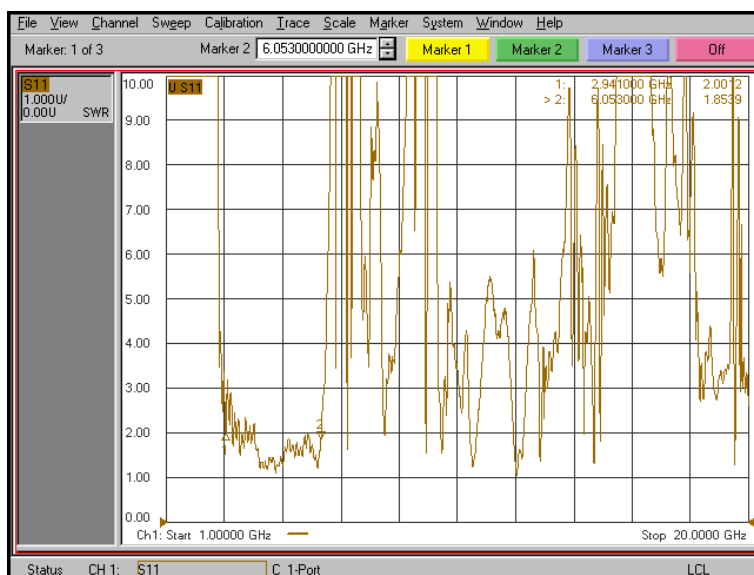
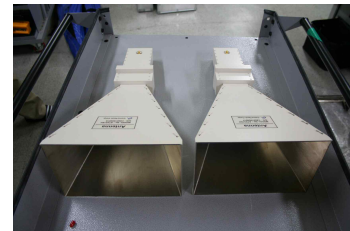
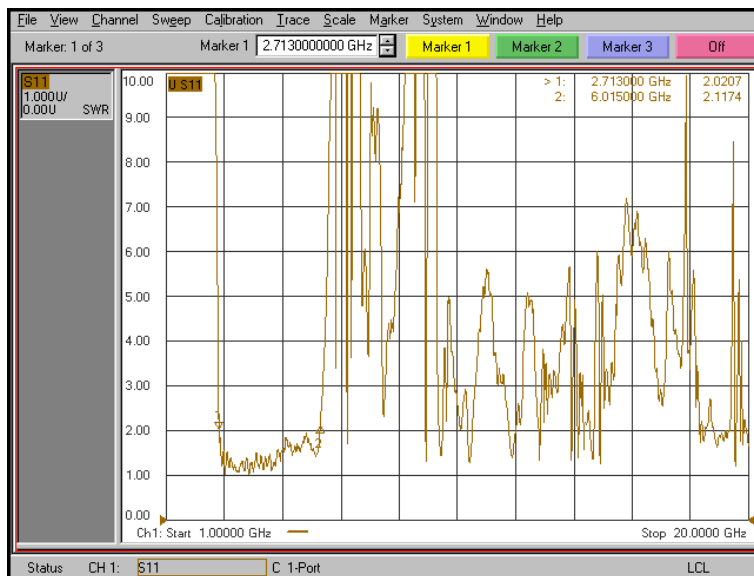


(3 대역) : 10 - 18GHz

[그림 2.3.1] 제작된 3대역 6기 혼 안테나

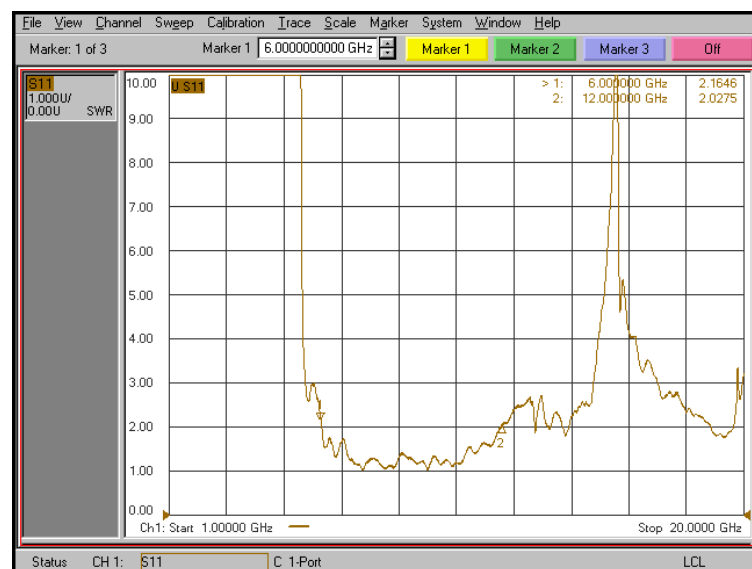
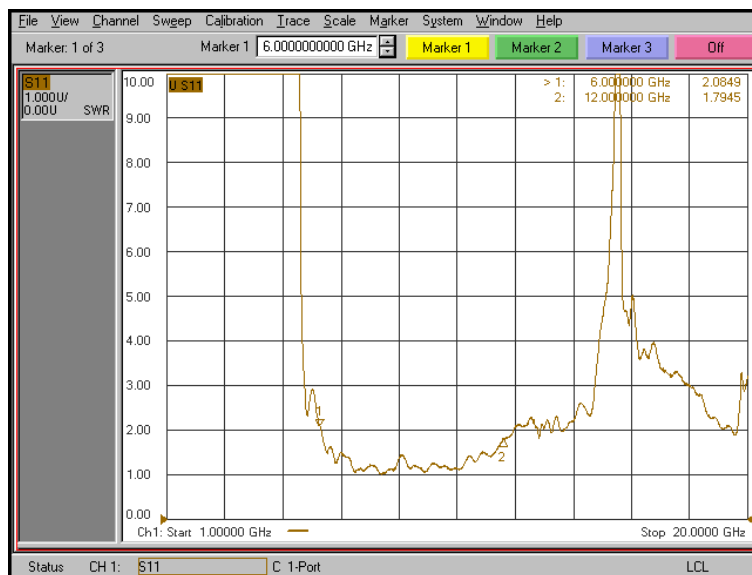
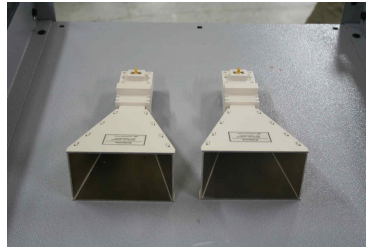
(2) 제작된 혼안테나 특성 측정 : 전압정재파비(VSWR)

제작된 6기의 혼안테나의 전압정재파비를 Agilent Network 분석기 E8362B로 측정하였다. (1 대역) 2기의 혼안테나의 측정결과는 [그림 2.3.2]에 주어졌다. 이에 따르면 전압정재파비가 2:1 이하의 대역은 약 2.7GHz에서 6GHz에 이른다.



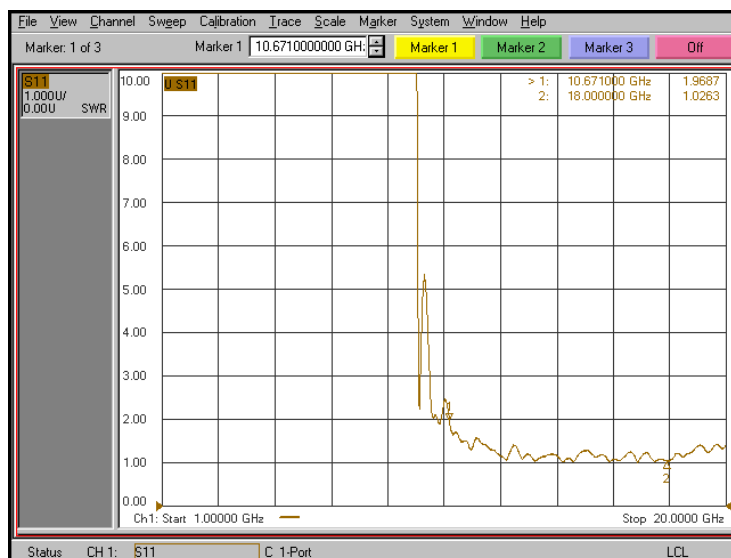
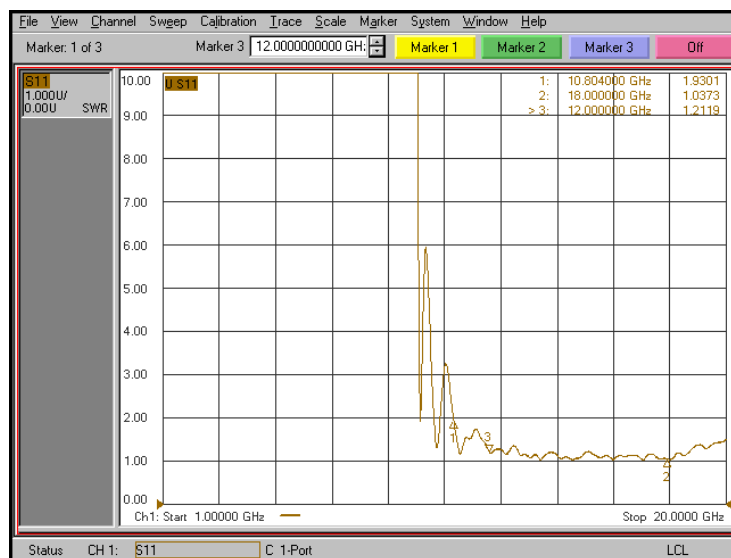
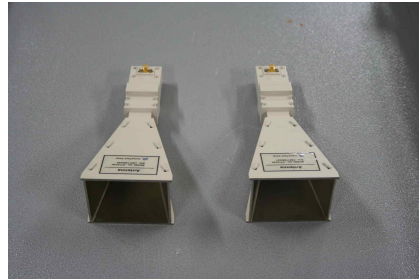
[그림 2.3.2] (1 대역) 혼안테나 2기의 전압정재파비

(2 대역) 혼안테나 2기의 전압정재파비는 [그림 2.3.3]에서 보여주며 주파수 대역은 6GHz에서 12GHz 이다.



[그림 2.3.3] (2 대역) 혼안테나 2기의 전압정재파비

(3 대역) 혼안테나 2기의 전압정재파비는 [그림 2.3.4]에서 보여주며 주파수 대역은 10GHz에서 18GHz 이다.



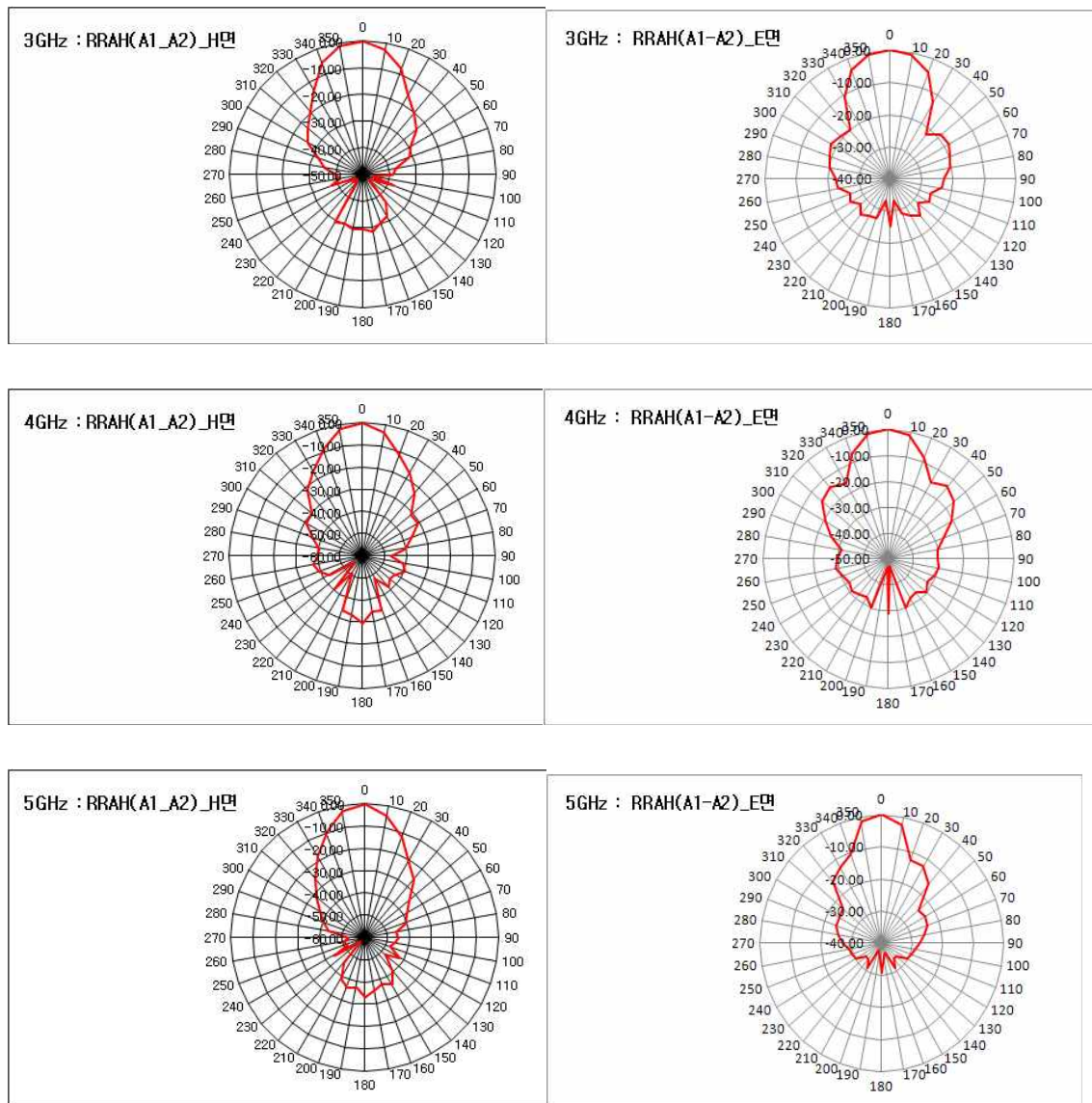
[그림 2.3.4] (3 대역) 혼안테나 2기의 전압정재파비

(3) 제작된 혼안테나 특성 측정 : 방사패턴

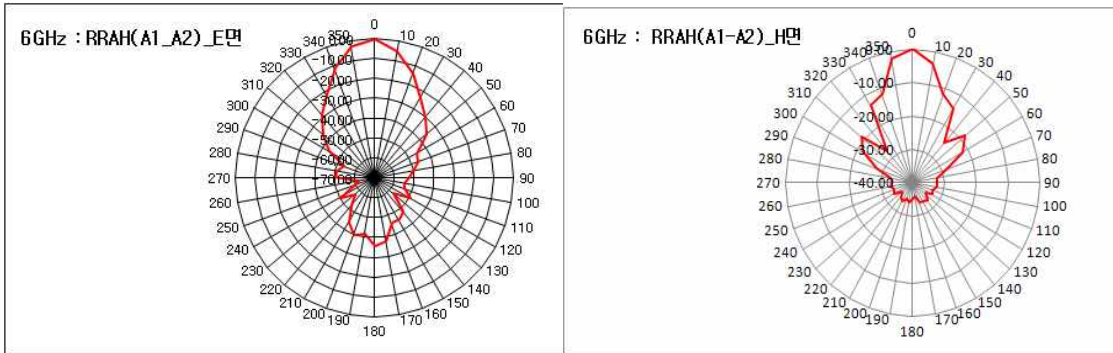
측정결과는 2절의 방사패턴 시뮬레이션 [그림 2.2.5]에서 [그림 2.2.12]는 대역별로 아래의 측정결과와 유사하게 나타남을 알 수 있다.

(1 대역)

제작된 혼 안테나 (1 대역)의 방사패턴은 그림 1GHz 대역 간격으로 측정하여 H면 및 E면에서의 패턴을 측정 비교하였으며 그 결과는 [그림 2.3.5] 및 [그림 2.3.6]에서 보여주고 있다.



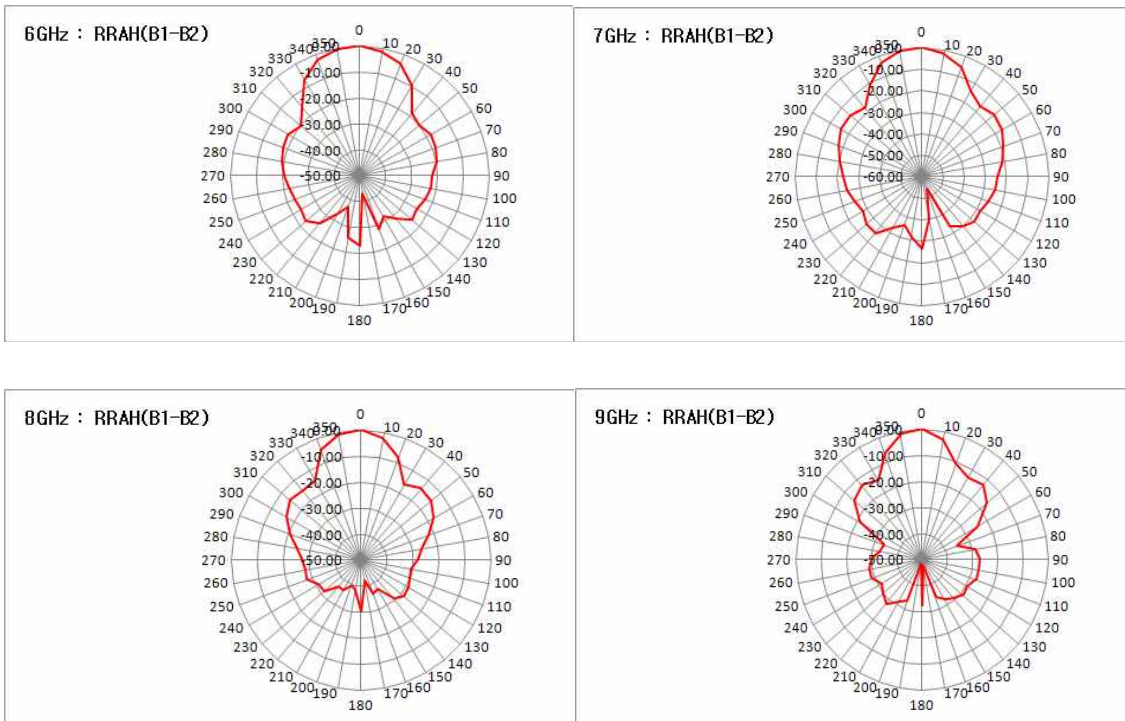
[그림 2.3.5] (1 대역) 혼안테나 방사패턴 H면 및 E면 : 3GHz, 4GHz, 5GHz



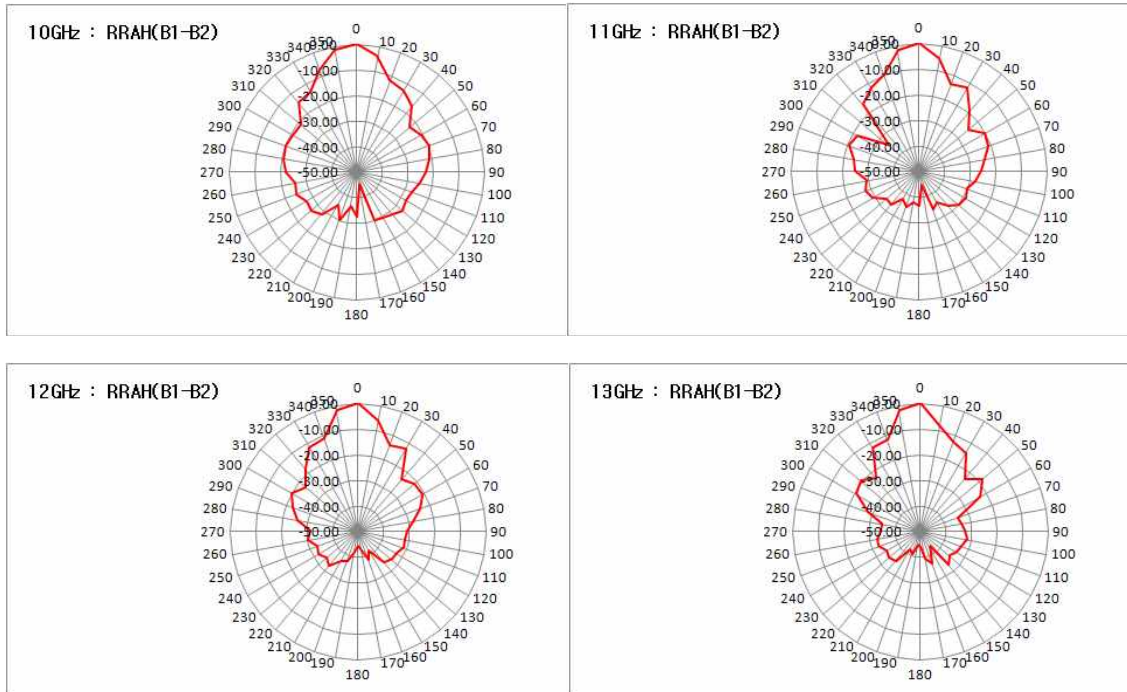
[그림 2.3.6] (1 대역) 혼안테나 방사패턴 H면 및 E면 : 6GHz

(2 대역)

야외시험장에서 교정할 경우 반사파의 영향 등을 분석하는데 필요한 E면의 안테나 패턴을 측정하였으며 주파수별로 [그림 2.3.7] 및 [그림 2.3.8]에서 보여주고 있다.



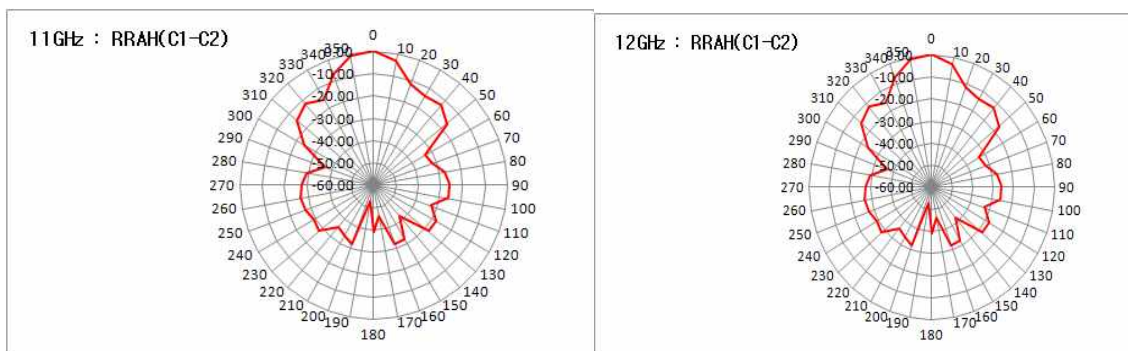
[그림 2.3.7] (2 대역) 혼안테나 방사패턴 E면 : 6GHz - 9GHz



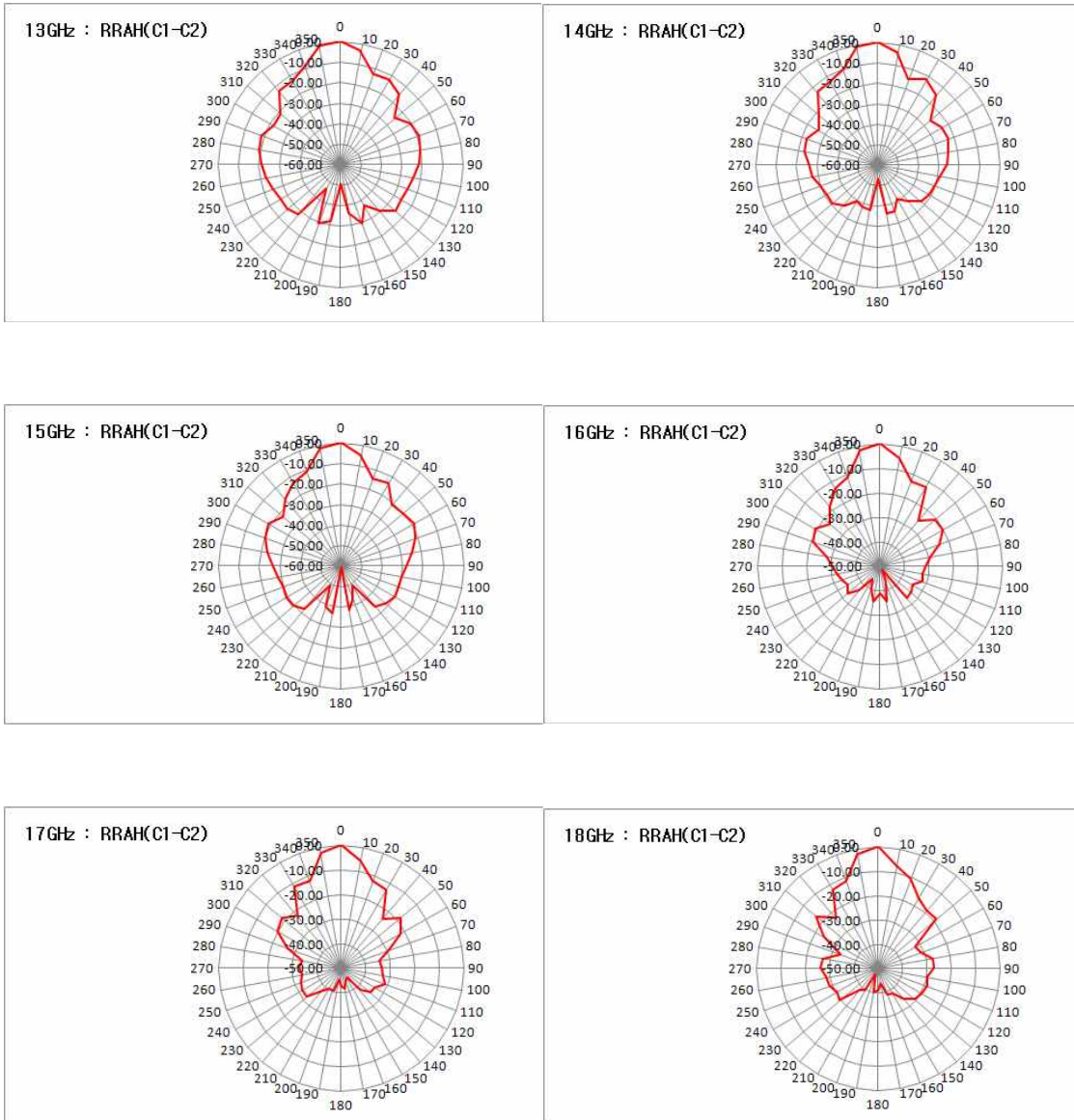
[그림 2.3.8] (2 대역) 혼안테나 방사패턴 E면 : 10GHz - 13GHz

(3 대역)

18GHz 까지 측정 가능한 혼안테나의 E면 방사패턴은 [그림 2.3.9] 및 [그림 2.3.10]에서 보여주고 있다.



[그림 2.3.9] (3 대역) 혼안테나 방사패턴 E면 : 11GHz, 12GHz



[그림 2.3.10] (3 대역) 혼안테나 방사패턴 E면 : 13GHz - 18GHz

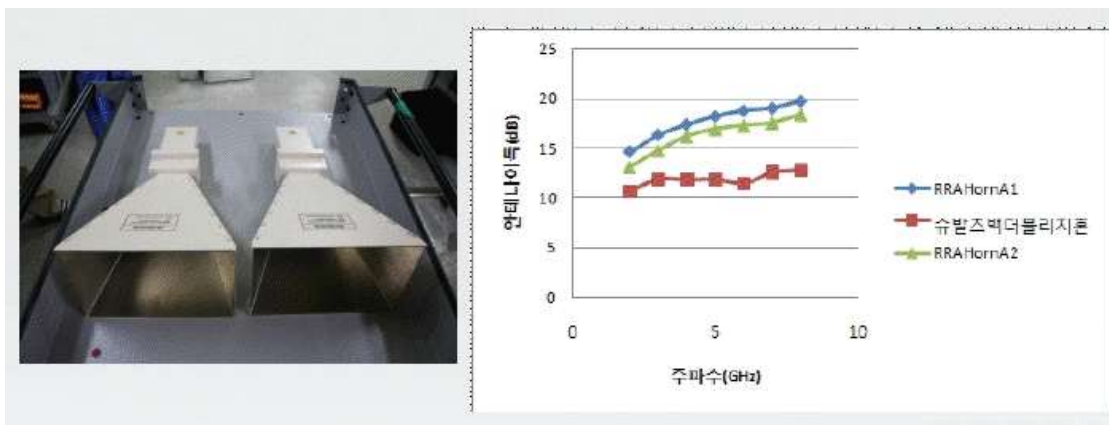
(4) 제작된 혼안테나 특성 측정 : 안테나 이득

국제적으로 가장 많이 사용하는 안테나 교정법인 표준안테나법은 미국국립 표준 ANSI C63.5에서 미국 표준으로 이용되고 있다. 이 규격에는 1GHz 이상 40GHz 이하 혼 안테나를 야외시험장에서 교정하는 절차를 제시하고 있다. 본 연구에서도 이를 기본으로 제작된 교정용 혼안테나 6기를 전파연구소이천 분소 안테나 교정 야외시험장에서 교정 측정하여 안테나 이득을 얻었다. 측정장비는 Agilent Network Analyzer E8362B를 사용하였고 안테나의 높

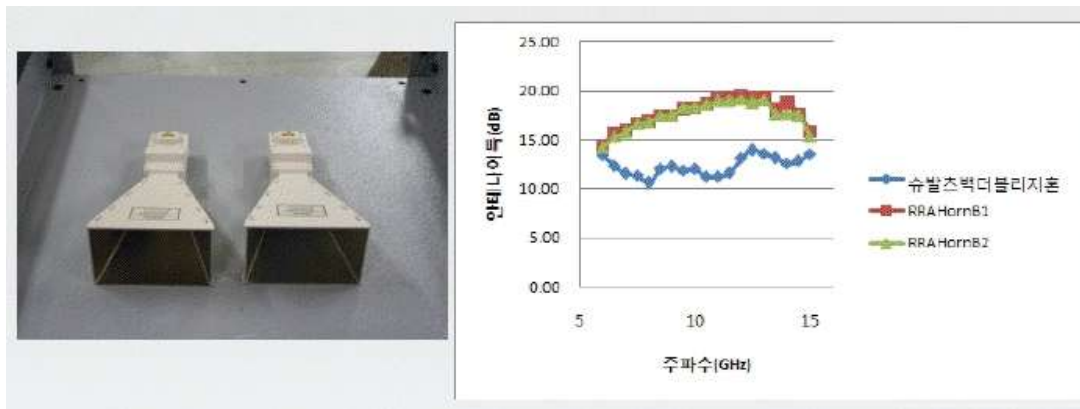
이는 전송 및 수신안테나 공히 2m로 측정거리는 5m로 하였다. 야외시험장에서 혼 안테나 측정은 [그림 2.3.11]에서 보여준다. 측정 안테나는 각 대역별로 제작된 혼안테나 2개와 1GHz - 18GHz 대역의 슈발츠백 더블리지드 혼안테나를 사용하였으며 안테나 이득의 측정결과는 [그림 2.3.12]에서 [그림 2.3.14]에 그래프로 표시하였다. 시abf레이션 이론값과 측정값의 차이는 [그림 2.3.15]에 나타나 있다.



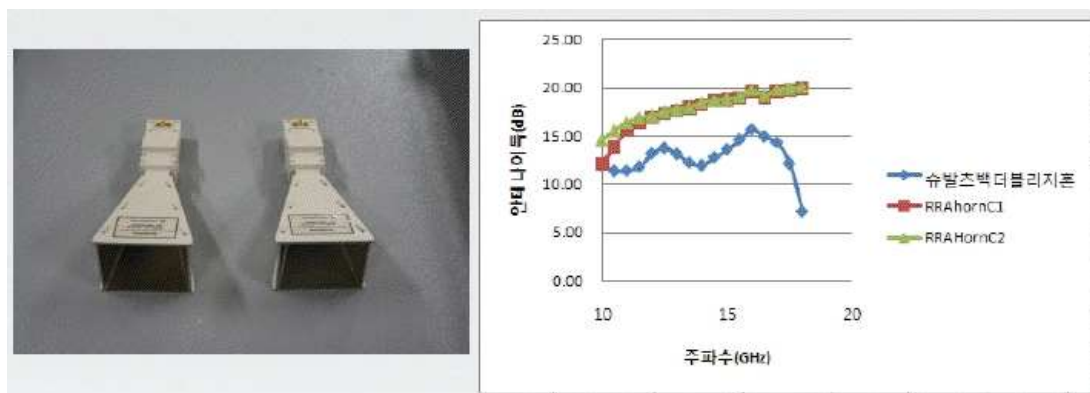
[그림 2.3.11] 야외시험장에서 혼안테나 교정



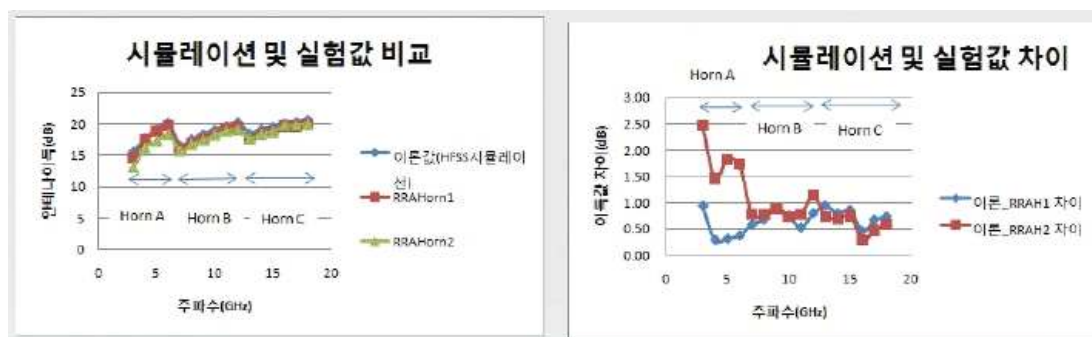
[그림 2.3.12] (1 대역) 혼안테나 이득 측정 결과



[그림 2.3.13] (2 대역) 혼안테나 이득 측정 결과



[그림 2.3.14] (3 대역) 혼안테나 이득 측정 결과



[그림 2.3.15] 혼안테나 이득 시뮬레이션 및 측정 결과 비교

제 3 장 야외시험장에서 혼 안테나 교정방법

제 1 절 시험장 요건 및 측정 기하 구조

안테나 교정용 시험장은 ANSI C63.4-2003에 따라 시험장 감쇠량을 측정했을 때 이상적인 시험장과 차가 $\pm 2\text{dB}$ 이내이어야 한다. 안테나교정 시험장의 정규화시험장 감쇠량을 평가할 때 그 시험장은 안테나 교정 수행시 측정 거리를 포함하는 공간이어야 한다. 시험장과 측정 시스템에 의한 불확도 기여량을 줄이기 위하여 안테나 교정용 측정기기들은 접지면 아래쪽 지하에 위치하거나 접지면 경계로부터 적어도 20m 이상 떨어져야 한다.

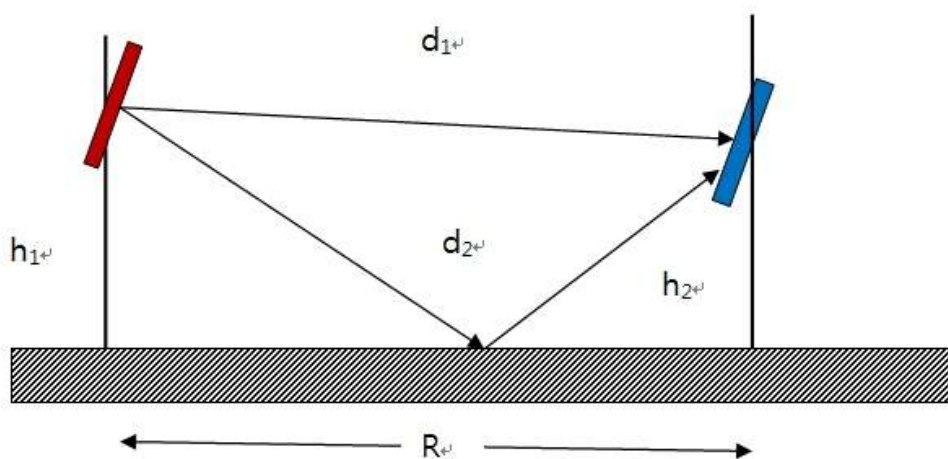
신호발생기, 전자파잡음 측정기, 스펙트럼분석기, 동조 볼트미터, 수신기 등을 포함하여 모든 측정기기들은 임피던스의 명목값이 50Ω 이어야 한다.

신호발생기 출력에서 임피던스 부정합 또는 수신기 입력에서 임피던스 부정합 및 안테나에서 임피던스 부정합은 반사를 야기해서 안테나인자를 측정하는데 오차의 원인이 될 수 있다. 케이블에 연결되는 종단에 정합을 제공하는 고품질 감쇠기를 연결하여 사용함으로써 이러한 오차를 최소화 하여 부정합에 의한 반사를 줄일 수 있다. 감쇠기는 안테나의 전압정재파비가 2:1을 초과하는 경우 언제든지 사용되어야 한다. 적어도, 한 개의 감쇠기는 전송케이블의 안테나 끝에 달고 또 한 개의 감쇠기는 측정기기 입력 단자 또는 예비증폭기(pre-amplifier) 입력단자에 연결하여야 한다. 수신안테나와 신호발생기 또는 증폭기에 추가로 감쇠기를 달면 측정불확도를 좀더 개선할 수 있다. 수신기 입력단의 등가 수신잡음 보다 적어도 16dB 이상의 신호가 수신기 입력단에 발생하도록 신호 발생기는 전력을 충분하게 공급해야 한다. 신호값에 잡음 대 잡음 비율을 더한값이 16dB가 되면 신호가 미약함에 의하여 유발되는 오차는 예상되는 측정불확도 보다 현저하게 줄어들며 그 값은 0.11dB가 된다. 이 0.11dB는 측정값에서 빼야한다. 신호발생기 출력단에 전력 증폭기를 연결 사용하여 신호를 주위 잡음 및 수신기 잡음 위로 끌어 올릴 수 있다. 신호 및 주위잡음을 수신기 잡음 이상으로 끌어올리기 위하여 수신기 입력단에 예비증폭기를 달아 사용할 수 있으며 이것은 16dB 이상의 신호라는 요구 조건을 충족한다. 공급 전력의 증폭기 또는 전단증폭기의 이득 요건은 수신기 또는 전단증폭기 민감도, 안테나 인자, 케이블 손실, 주변 잡음, 측정거리 등에 따라 달라질 것이다. 최대 허용되는 입력의 세기 보다 더 높거나 그에 근접한 신호로 전단 증폭기 또는 수신기를 과부하 시키는 것에 주의해

야 한다. 대역 밖에 있는 신호가 전단증폭기 또는 수신기를 포화시키는 것을 막기 위하여 필터를 사용할 수도 있다. 다이폴, 대수주기, 바이코니칼 또는 바이코니칼 복합 안테나를 교정할 때면 언제나 공통모드 초크의 역할을 수행하거나 또는 안테나와의 결합에 의해 케이블에 유도되는 전류를 최소화시키기 위하여 수신 및 송신안테나에 연결된 케이블에 적어도 1m 정도는 손실성 페라이트를 달아야 한다.

정확한 안테나 교정에는 측정 기하구조의 제약이 필요하다. [그림 3.1.1]에서 보는바와 같이 안테나 사이의 이격 거리 R 은 근접장 효과 및 안테나-안테나 상호결합이 최소가 되도록 충분히 멀어야 한다. 안테나 높이(h_1 , h_2)도 안테나와 접지면의 상호임피던스가 최소가 되도록 충분히 높아야 한다.

안테나 사이의 이격거리 R 은 각 안테나로부터 접지면에 수직으로 내려진 점 사이의 거리로 측정해야 한다. 이 거리는 안테나가 같은 높이에 있을 때 안테나 사이의 수평거리와 같다. 혼안테나의 경우는 안테나의 앞면에서 앞면까지의 거리가 이격거리 이다.



[그림 3.1.1] 야외시험장에서 안테나 교정 기하 구성

제 2 절 혼안테나 교정을 위한 표준시험장법

미국표준규격(ANSI C63.5)에서는 안테나 교정 야외시험장에서 1GHz에서 40GHz 대역의 혼 안테나의 안테나 인자를 측정하는 방법과 절차를 규정하였다. 30 MHz-1GHz 대역을 측정하는 경우, 수신안테나의 스캔 범위가 1-4m인 반면에 1 GHz 대역 혼안테나의 수신안테나는 스캔하지 않으며 고정된 송신안테나와 같은 높이로 설치한다. 그에 따라 최대 수신 전계강도 E_d^{\max} 의 계산은 다음과 같다.

$$E_D^{\max} = 10 \times \log 49.2 - 20 \times \log R \quad (3.2.1)$$

ANSI C63.5에서는 혼안테나 사이의 거리를 3m 이상 이격해야한다고 하였으므로 측정거리 R에 따른 E_D^{\max} 를 계산하여 안테나 인자 계산 방정식에 대입하여야 한다. 혼안테나 교정의 시험장에서 기하 구성과 3m에서 E_D^{\max} 에 대한 예시는 <표 3.2.1>에서 주어진다.

<표 3.2.1> 혼안테나에 대한 기하구성과 3m 거리에서 E_D^{\max}

	내용
h_1 [m]	≥ 2
h_2 [m]	≥ 2
f_M [GHz]	1 - 40
E_D^{\max} [dB μ V/m]	7.38

안테나 인자는 표준시험장법을 사용하는 기준시험장으로서 표준안테나 교정 시험장에서 수평편파에 대해서만 결정해야 한다. 수평편파 측정은 시험장의 변동에 비교적 덜 민감하며 비록 교정하는 동안에 반사 평면이 자유공간 환경을 조성하지 못하더라도 수궁할 만한 안테나 인자를 산출한다. 다음과 같은 이유로 수평편파를 안테나 교정에 대해 더 선호한다.

- 안테나와 그에 직교하는 케이블 사이의 상호결합은 무시되고
- 케이블로부터 일어나는 난반사가 무시되며
- 수평편파의 접지면 반사는 수직편파 접지면 반사보다 접지면의 전도도 및

유전율 차이에 덜 민감하며

d) 수평편파가 접지면 모서리 반사가 적다.

[그림 3.1.1]에서 보는 바와 같이 표준시험장법은 세 개의 안테나에 대한 세 개의 안테나 쌍을 사용하여 동일한 기하구조 (h_1, h_2, R)에서 세 개의 시험장 감쇠량 값이 필요하다. 세 개의 시험장 감쇠량 측정값과 관련한 세 개의 방정식은 dB 단위로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} AF_1 + AF_2 &= A_{12} + 20\log f_M - 48.92 + E_D^{\max} \\ AF_2 + AF_3 &= A_{23} + 20\log f_M - 48.92 + E_D^{\max} \\ AF_3 + AF_1 &= A_{31} + 20\log f_M - 48.92 + E_D^{\max} \end{aligned} \quad (3.2.2)$$

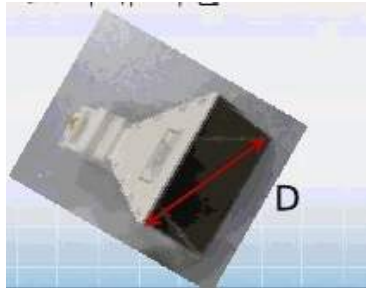
여기서

E_D^{\max} 는 전송안테나로부터 이격거리 R 에서 수신 최대 전계강도이며 거리 R 에 따라 방정식 (3.2.1)로 계산한다. A_{12}, A_{23}, A_{31} 은 dB로 표시한 시험장 감쇠량 측정값이고 f_M 은 MHz로 표시한 주파수이다.

관계식 (3.2.2)의 3개의 방정식을 연립하면 E_D^{\max} 와 측정된 시험장 감쇠량 A_{nm} 의 함수로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} AF_1 &= 10\log f_M - 24.46 + 1/2(E_D^{\max} + A_{12} - A_{23} + A_{31}) \\ AF_2 &= 10\log f_M - 24.46 + 1/2(E_D^{\max} + A_{23} - A_{31} + A_{12}) \\ AF_3 &= 10\log f_M - 24.46 + 1/2(E_D^{\max} + A_{31} - A_{12} + A_{23}) \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

혼 안테나는 $R=2D^2/\lambda$ 과 같거나 더 먼 거리에서 교정해야 하며 $R=2D^2/\lambda$ 보다 더 작은 거리에서 교정하지는 말아야 한다. 만일 $R=2D^2/\lambda$ 보다 짧은 거리에서 교정한 안테나는 단지 그 교정된 거리에서만 사용하여야 한다. [그림 3.2.1]에서 보는바와 같이 D 는 안테나 개구면의 가장 큰 선형크기(폭 또는 높이)이며 λ 는 고려하고 있는 주파수의 파장이며 공히 단위는 m 이다.



[그림 3.2.1] 원거리장 결정을 위한 혼안테나 크기 측정

측정 절차는 다음을 따른다.

(절차 1) 신호발생기, 증폭기 또는 예비증폭기 및 측정용 기기 등은 장비의 제조자가 지정한 시간 만큼 예열한다. 다중 대역 증폭기를 이용하는 경우에 주의를 요해야 한다. 이 증폭기들은 대역을 전환할 때 예열하기 위한 추가 시간이 필요하다. 이는 다른 주파수 성분들이 각각의 대역에서 사용될 수도 있으며 대역이 전환되는 경우에 그 주파수 성분들이 안정되지 않을 수도 있기 때문이다. 신호발생기 출력 V_1 을 측정하는 동안 내내 일정하게 유지해야 한다. 측정기기는 케이블을 직접 연결하여 측정한 값[절차 3)]과 안테나를 연결하여 간접적으로 측정한 값[절차 4)] 사이의 차이를 기록할 수 있도록 충분한 다이내믹 레인지를 가져야 한다. 케이블을 직접 연결하여 측정하는 과정 동안에는 고품질이며 안테나 감쇠 손실과 거의 같은 감쇠를 갖는 교정된 감쇠기를 사용하도록 한다. 이러한 감쇠기를 사용함으로써 기기의 비선형성에 의하여 야기되는 불확도를 줄여 상대 진폭 측정시 정확도를 보장한다.(감쇠기를 삽입하는 것과 연관된 불확도에 관하여 부록 I를 참조) 만일 감쇠기를 사용한다면 감쇠기의 주파수 응답을 직접 연결 측정으로부터 정규화 하여야한다. 만일 감쇠기를 사용하지 않는다면 직접연결 측정 및 간접연결 측정간의 차이가 60dB 또는 그 이상이 될 수도 있다.

(절차 2) 측정 거리, 전송안테나의 높이 및 주파수를 선택하고 첫 번째 안테나 쌍으로서 안테나 1과 2를 케이블과 연결하는데, 신호가 출력되는 전송안테나와 신호를 측정하는 기기인 스펙트럼분석기나 수신기에 감쇠기를 부착한다. 측정기기가 최대 수신 신호를 수신하도록 동조시키고 수신안테나의 높이를 최대수신신호가 되도록 조정한다. 기록되는 최대 수신 신호는 주위 잡음과 바닥 잡음보다 적어도 16dB 이상이 되는지 확인한다. 수신기기가 지시

하는 기준값에 대하여 치환용 감쇠기를 조정한다. 그림 B.1에서 V_{site} 로서 이러한 데이터를 기록한다.

(절차 3) 안테나로부터 케이블과 감쇠기를 떼어내고 송수신 양쪽 케이블과 감쇠기를 어댑터로 직접 연결한다. V_{direct} 를 측정 기록한다. 이러한 케이블-케이블 직접 연결 측정은 시험장의 온도차가 5°C 이상이면 언제든지 반복해서 측정해야 한다.

(절차 4) 절차 3의 케이블-케이블 직접연결 측정의 감쇠량에서 과정 2)의 안테나-안테나에 대한 감쇠량 값을 빼서 시험장 감쇠량 A_{12} 를 기록한다.

(절차 5) 주파수를 바꾸어 과정 2)에서 과정 4)를 반복한다.

(절차 6) 모든 주파수에 대하여 측정이 완료되면 나머지 안테나 쌍 (안테나 2, 3 그리고 안테나 3, 1)에 대해서 과정 2)에서 과정 4)를 반복하여 시험장 감쇠량 A_{23} 과 A_{31} 을 얻는다. 방정식 (3.2.3)과 E_D^{max} 에 대한 계산값으로부터 안테나 인자를 계산한다.

제 4 장 새로운 안테나 측정 기술 제안

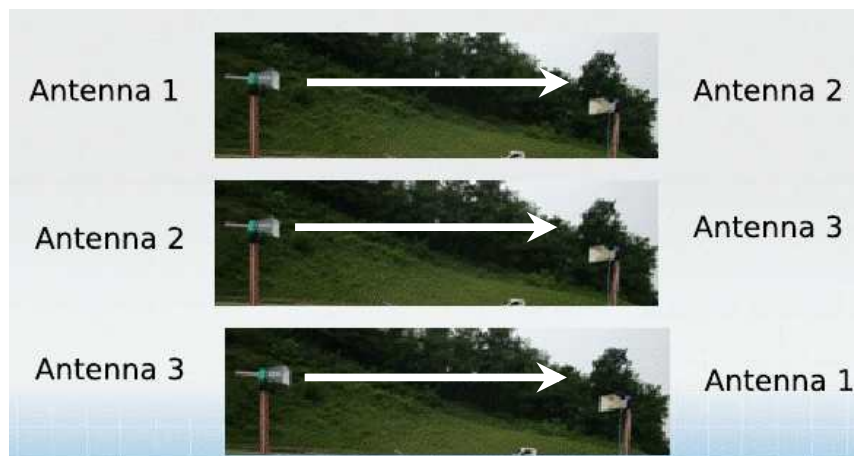
제 1 절 서 론

안테나 측정의 가장 근간으로서 안테나 전송방정식은 Friiss에 의해 다음과 같이 유도되었다.

$$G_T G_R = (4\pi d/\lambda)(P_R/P_T) \quad (4.1.1)$$

여기서 G_T 및 P_T 는 송신안테나의 이득 및 송신전력, G_R 및 P_R 은 수신안테나의 이득 및 수신전력, d 는 안테나 사이의 이격거리, λ 는 파장이다. 이 방정식은 자유공간에서 3-안테나법의 기본이며 안테나 이득은 전송 및 수신안테나 전력의 비인 두 안테나 사이의 감쇠량 $A_{RT} = P_R/P_T$ 를 측정함으로써 계산할 수 있지만 방정식 (4.1.1)은 주파수 $f = c/\lambda$ 에서 감쇠량을 측정하더라도 미지수가 2개가 되어 전송 및 수신 안테나의 이득을 계산할 수 없다. 그러므로 안테나 3개를 이용하면 다음과 같이 미지수 3개 방정식 3개가 되어 안테나 이득을 계산할 수 있다. 그 상황은 [그림 4.1.1] 과 같다.

$$\begin{aligned} G_1 G_2 &= (4\pi d/\lambda)(P_2/P_1) \\ G_2 G_3 &= (4\pi d/\lambda)(P_3/P_2) \\ G_3 G_1 &= (4\pi d/\lambda)(P_1/P_3) \end{aligned} \quad (4.1.2)$$



[그림 4.1.1] 3-안테나법 구성

국제적으로 가장 많이 이용되는 표준시험장법은 Smith에 의해 고안되었다. 표준시험장법은 무한 크기의 금속평면을 가진 야외시험장을 기준으로 한다. 기본 방정식은 다음과 같다.

$$AF_T AF_R = f_M E_D^{\max} A_{RT}/279.1 \quad (4.1.3)$$

여기서 AF_T 는 전송안테나의 안테나 인자, AF_R 은 수신안테나의 안테나 인자 f_M 은 MHz 단위의 주파수, E_D^{\max} 는 전송안테나가 1에서 4m 스캔하는 동안 최대 전계이며 A_{RT} 는 E_D^{\max} 일 때 안테나간의 감쇠량이다. 이 표준시험장법도 안테나 인자 미지수가 2개여서 3-안테나법과 마찬가지로 안테나 3개가 필요하다.

$$\begin{aligned} AF_1 AF_2 &= f_M E_D^{\max} A_{21}/279.1 \\ AF_2 AF_3 &= f_M E_D^{\max} A_{32}/279.1 \\ AF_3 AF_1 &= f_M E_D^{\max} A_{13}/279.1 \end{aligned} \quad (4.1.4)$$

일반적으로 3-안테나법 또는 표준시험장법을 측정 하는데 3개의 안테나와 3번의 측정 세팅을 해야 안테나 이득이나 인자를 측정할 수 가 있다. 이러한 불편함을 개선하는 측면에서 표준안테나법 안테나 교정방법이 개발되었다. 표준안테나법은 국제적으로 두 가지 형태가 이용되고 있다. 하나는 미국국립 표준기술연구소(NIST)에서 개발한 수신전용 다이폴 안테나를 이용하며 Shottkey 다이오드가 장착되어 RF 신호를 정류하여 DC 전압을 DC 볼트미터로 측정한다. 다른 한가지는 영국 국립물리연구소(NPL)에서 개발한 계산 가능표준 다이폴로서 이론적으로 안테나 인자가 계산된 안테나로 RF 수신기에 연결하여 신호를 측정한다. 표준안테나법은 [그림 4.1.2]처럼 안테나 치환을 기본으로 이용하며 측정대상 안테나를 포함하여 송신안테나, 표준안테나 3개의 안테나가 필요하며 치환을 위하여 두 번의 측정 세팅이 필요하다.

NIST형 표준안테나는 다음과 같이 교정대상 안테나의 인자를 계산한다.

$$AF_R = V_{RF}/(L_{eff} V_R) = (aV_{DC} + b)/(L_{eff} V_R) \quad (4.1.5)$$

여기서 AF_R 은 교정대상 안테나의 안테나 인자, 는 NIST 표준다이폴에 입력되는 개방회로 RF 전압으로서 RF-DC 관계로부터 V_{DC} 에 의해서 변환되는

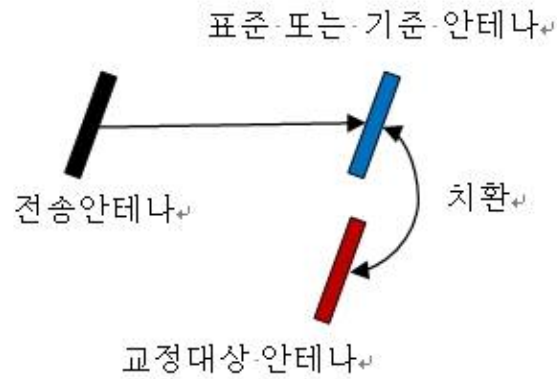
RF 전압, V_{DC} 는 NIST 표준다이폴이 측정하는 DC 전압, V_R 은 NIST 다이폴을 대신하여 치환된 교정대상 안테나가 측정한 RF 전압, a 와 b 는 NIST 다이폴의 RF-DC 관계의 비례 상수, L_{eff} 는 NIST 다이폴 엘리먼트의 유효길이로서 실측길이 L 과 다음 관계가 성립한다.

$$\lambda/\pi \tan(\pi L/2\lambda) \quad (4.1.6)$$

NPL 형 표준안테나를 사용하는 표준안테나법의 안테나 인자는 다음과 같이 주어진다.

$$AF_R = AF_{ST} V_{ST}/V_{RF} \quad (4.1.7)$$

AF_{ST} 는 NPL형 표준안테나의 계산된 안테나 인자, 는 NPL형 표준안테나가 측정하는 RF 전압, AF_R 은 치환된 교정대상 안테나의 안테나 인자, V_R 은 치환된 교정대상 안테나에 연결될 수신기가 측정한 전압이다.

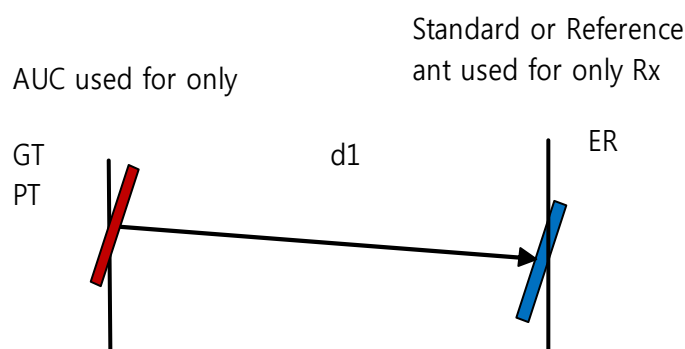


[그림 4.1.2] 표준 안테나법 측정 구성

3-안테나법과 표준시험장법이 안테나 이득 또는 인자를 측정하기 위하여 3개의 안테나를 사용하여 3번의 측정 세팅을 하고 기준안테나 또는 표준안테나법은 3개의 안테나를 이용하여 치환을 위한 두 번의 세팅이 필요한 반면에 여기서 제안하는 안테나 측정방법은 두개의 안테나를 이용하여 한번의 측정구성으로 한번의 측정을 통하여 대상 안테나의 이득이나 인자를 측정한다. 어떤 전송안테나에 대하여도 전송 안테나로부터 거리 d_1 인 위치에서 자유공간 원거리장의 전계 세기는 E_R 은 전송안테나의 이득 G_T 및 전송 전력 P_T 와는 다음과 같은 방정식이 성립한다.

$$E_R = [\sqrt{(30G_TP_T)}/d_1] \quad (4.1.8)$$

방정식 (4.1.8)은 [그림 4.1.3]에서와 같이 거리 d_1 인 수신점에서 전기장에 대한 정보를 알게 된다면 송신안테나의 출력 전력 P_T 를 측정함으로써 송신안테나의 안테나 이득을 계산할 수 있음을 의미한다. 이것은 일종의 기준안테나법으로서 수신점에서 전기장에 대한 정보를 직접 측정하여 알 수 있는 NIST형 다이폴 안테나나 안테나 인자를 알고 있는 NPL형 안테나 또는 기타 방법으로 안테나 인자를 측정하거나 알게 된 기준 안테나를 이용하면 두개의 안테나를 이용하여 한번의 세팅과 측정으로 송신안테나의 안테나 이득을 측정할 수 있음을 시사하며 본 보고서에서 이에 대한 심층적인 탐구를 수행하였다.



[그림 4.1.3] 전송안테나의 수신점에서의 전기장 관계

제 2 절 자유공간 또는 Anechoic 챔버에서 안테나 이득 측정

만일 기준 또는 표준 수신안테나의 인자가 AF_{RE} 이라면 안테나 인자의 정의에 따라 수신측의 전계강도 E_R 은 안테나와 연결된 수신기가 측정한 전압 V_R 에 의하여 결정된다.

$$E_R = AF_{RE} V_R \quad (4.2.1)$$

방정식 4.1.9를 4.2.1에 대입하면

$$E_R = AF_{RE} V_R = [\sqrt{(30G_T P_T)}]/d_1 \quad (4.2.2)$$

이고 수신기의 입력 임피던스를 Z_{LR} 이라고 하면 수신전력 P_R 은

$$P_R = V_R^2/Z_{LR} \quad (4.2.3)$$

로 주어진다. 식 (4.2.3)을 (4.2.2)에 대입하여

$$AF_{RE} \sqrt{(P_R Z_{LR})} = [\sqrt{(30G_T P_T)}]/d_1 \quad (4.2.3)$$

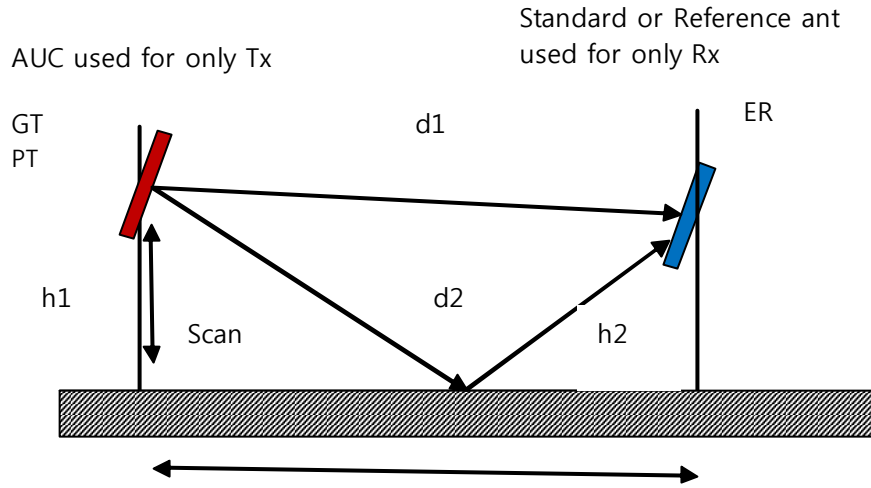
를 얻는다. $A_{RT} = P_R/P_T$ 이라 하면 (4.2.3)은 송신안테나의 이득 G_T 에 대해서 다음이 성립한다.

$$G_T = d_1^2 AF_{RE}^2 Z_{LR}/(30 A_{RT}^2) \quad (4.2.4)$$

방정식 (4.2.4)가 우리가 원하는 방정식으로서 [그림 4.1.3]과 같은 구성에서 두 안테나 사이의 거리 d_1 및 감쇠량 A_{RT} 을 측정함으로써 송신 안테나의 이득 G_T 를 계산할 수가 있다. 이 방정식은 자유공간 조건이나 완전무반사실에서 수신안테나의 안테나 인자를 알고 있으면 위와 같은 절차를 통하여 송신 안테나의 안테나 이득을 측정한다. 50Ω 측정시스템에서, 즉, $Z_{LR} = 50\Omega$ 에서 방정식 (4.2.4)를 dB로 표현하면 다음과 같다.

$$G_T(\text{dB}) = 2.22 + AF_{RE}(\text{dB/m}) + 20\log d_1 - A_{RT}(\text{dB}) \quad (4.2.5)$$

제 3 절 야외시험장에서 안테나 이득 및 인자 측정



[그림 4.3.1] 야외시험장에서 전송안테나의 이득 측정

금속 접지면을 가진 야외시험장은 [그림 4.3.1]에서처럼 시험장 접지면으로부터 반사파가 발생한다. 기하광학 2-ray 모델에 따르면 반사파가 존재하는 야외시험장에서 전기장의 세기는 방정식 (4.1.8)과 유사하게 다음으로 주어진다.

$$E_R = [\sqrt{(30G_T P_T)}] (e^{-jkd_1}/d_1 - e^{-jkd_2}/d_2) \quad (4.3.1)$$

전기장의 표현식 (4.3.1)을 크기로 표시한다.

$$|E_R| = \sqrt{(30G_T P_T)} |e^{-jkd_1}/d_1 - e^{-jkd_2}/d_2| = \sqrt{(30G_T P_T)} D \quad (4.3.2)$$

여기서 $D \equiv |e^{-jkd_1}/d_1 - e^{-jkd_2}/d_2|$ 으로서 다음과 같이 주어진다.

$$D = \sqrt{\{d_2^2 + d_1^2 - 2d_1d_2\cos[k(d_2-d_1)]\}}/(d_1d_2) \quad (4.3.3)$$

관계식 (4.1.8)과 (4.3.2)를 비교하면 안테나 이득에 관한 표현식 (4.2.4)와 (4.2.5)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_T = AF_{RE}^2 Z_{LR} / (30 D^2 A_{RT}^2) \quad (4.3.4)$$

$$G_T(dB) = 2.22 + AF_{RE}(dB/m) - 20\log D - A_{RT}(dB) \quad (4.3.5)$$

한편, [그림 4.3.1]에서와 같이 표준시험장법에서 방정식 (4.1.4)의 E_D^{\max} 는 고정된 안테나 높이 h_2 와 대해 스캔 안테나 높이 1m에서 4m에서 다음의 전기장 및 감쇠량 값이 최대인 지점에서 안테나 인자를 계산한다.

$$E = \sqrt{(49.1) \sqrt{\{d_2^2 + d_1^2 - 2d_1d_2\cos[k(d_2-d_1)]\}}/(d_1d_2)} \quad (4.3.6)$$

여기서 관계식 (4.3.3)과 (4.3.6)은 상수만 제외하고 완전히 동등하다. 그러므로 반사파가 존재하는 야외시험장에서 안테나 인자를 측정하는 표준시험장법의 방식을 유추에 의해 제안하는 방식을 도입하는 것이 타당하다. 즉, 표준시험장법에서 h_2 에 안테나 높이를 고정하고 다른쪽에 안테나를 1m에서 4m를 스캔하여 전기장이 최대가 되는 지점에서 감쇠량 값을 측정하여 그와 더불어 주파수에 따라 계산에 의해 주어진 E_D^{\max} 를 이용하여 안테나인자를 계산한다. 이와 같이 똑같은 방식으로 (4.3.3)이 최대가 되는 값으로부터 4.3.5의 송신 안테나 이득을 측정할 수 있다. 주파수에 따른 E_D^{\max} 와 $20\log D|^{\max}$ 비교값을 <표 4.3.1>에서 주어진다.

방정식 (4.3.4) 및 (4.3.5)는 수신안테나로서 안테나인자를 알고 있는 표준안테나 또는 기준안테나를 이용한 송신안테나의 안테나 이득 측정방정식이다. NIST 형 수신전용 표준 다이폴 안테나는 DC 볼트미터로 DC 전압을 측정하고 RF-DC 관계 및 유효길이의와의 관계에서 다음과 같이 수신측의 전기장을 직접 측정한다.

$$E_R = (aV_{DC} + b)/L_{eff} \quad (4.3.7)$$

방정식 (4.3.7)을 (4.3.2)에 대입하면 (4.3.4) 및 (4.3.5)와 유사하게 송신안테나의 이득이 다음과 같이 얻어진다.

<표 4.3.1> E_D^{\max} 와 $20\log|D|^{\max}$ 비교값

Frequency(MHz)	$20\log D ^{\max}(\text{dB/m})$	$E_D^{\max}(\text{dB}\mu\text{V/m})$
30	-21.69	-4.76
35	-20.49	-3.56
40	-19.47	-2.56
45	-18.61	-1.69
50	-17.87	-0.95
60	-16.69	0.24
70	-15.83	1.09
80	-15.24	1.69
90	-14.87	2.05
100	-14.71	2.21
120	-14.53	2.39
140	-14.43	2.49
160	-14.36	2.56
180	-14.32	2.60
200	-14.29	2.63
250	-14.24	2.68
300	-14.21	2.71
400	-14.2	2.71
500	-14.35	2.57
600	-14.29	2.63
700	-14.25	2.67
800	-14.23	2.69
900	-14.21	2.71
1000	-14.20	2.72

$$G_T = [(aV_{DC} + b)/L_{\text{eff}}]^2 Z_{LR}/(30 D^2 P_T) \quad (4.3.8)$$

$$G_T(\text{dB}) = -14.77 + 20\log[(aV_{DC} + b)/L_{\text{eff}}] - 20\log D - P_T(\text{dB}) \quad (4.3.9)$$

여기서 (4.3.5)는 $20\log|D|^{\max}$ 가 되는 지점에서 두 안테나 사이의 감쇠량 $A_{RT}(\text{dB})$ 를 측정하여 송신안테나의 이득을 계산하는데 반해 NIST형 다이폴을 수신안테나로 사용하는 경우 방정식 (4.3.9)는 $20\log|D|^{\max}$ 가 되는 지점에서 송신전력 $P_T(\text{dB})$ 및 V_{DC} 를 측정하여 계산한다.

한편, 안테나 이득 G 와 안테나 인자 AF 와의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$AF^2 = 480\pi^2/(\lambda^2 Z_{LR}G) \quad (4.3.10)$$

그러므로 제안한 기준안테나법에 의해 계산된 송신안테나의 안테나 이득 방정식 (4.2.4), (4.3.4) 및 (4.3.8)에 (4.3.10)을 적용하면 다음과 같이 각각 송신 안테나의 안테나 인자 측정방정식을 유도할 수 있다.

$$AF_T = 120\pi A_{RT}/[\lambda d_1 AF_{RE}\sqrt{(Z_{LR}Z_{LT})}] \quad (4.3.11)$$

$$AF_T = 120\pi D A_{RT}/[\lambda AF_{RE}\sqrt{(Z_{LR}Z_{LT})}] \quad (4.3.12)$$

$$AF_T = 120\pi D/\lambda (aV_{DC} + b)/L_{eff} \sqrt{(P_T/Z_{LT})}] \quad (4.3.13)$$

여기서 Z_{LT} 는 송신측 신호발생기의 입력임피던스이며 50Ω시스템, $Z_{LR} = Z_{LT} = 50\Omega$ 에서 dB로 (4.3.11), (4.3.12) 및 (4.3.13)을 표시하면 각각 다음과 같이 표현된다.

$$AF_T(\text{dB/m}) = 17.54 - AF_{RE}(\text{dB/m}) - 20\log(\lambda d_1) + A_{RT}(\text{dB}) \quad (4.3.14)$$

$$AF_T(\text{dB/m}) = 17.54 - AF_{RE}(\text{dB/m}) - 20\log(\lambda/D) + A_{RT}(\text{dB}) \quad (4.3.15)$$

$$AF_T(\text{dB/m}) = 34.53 + 20\log[(aV_{DC} + b)/L_{eff}] - 20\log(\lambda/D) + P_T(\text{dB}) \quad (4.3.16)$$

실제로 (4.3.12)와 (4.3.15)는 ANSI C63.5 표준시험장법에서 제시하는 안테나 인자를 알고 있는 경우의 안테나인자 측정 방정식과 동일하다. 그러나 이것은 본 보고서에세 제안한 새로운 기준안테나법의 특수한 경우로 취급할 수 있다.

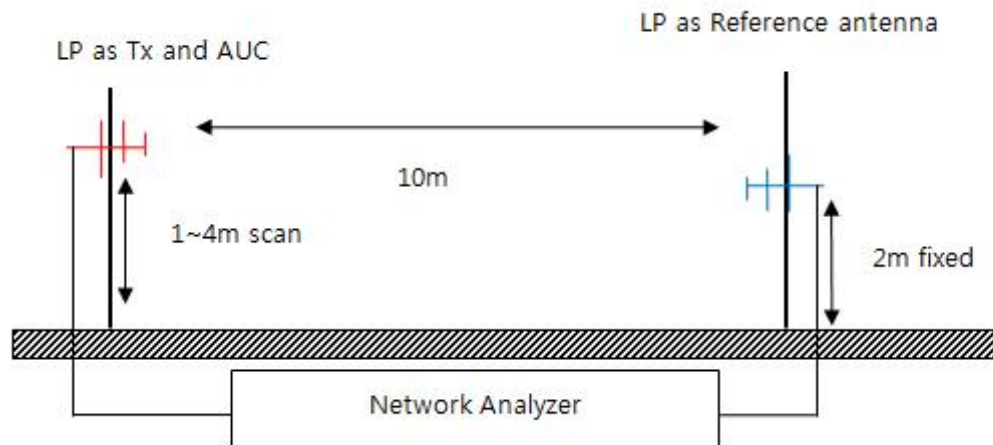
제 4 절 새로운 기준안테나법에 의한 측정 결과 비교

(1) 안테나 인자를 알고 있는 경우

본 보고서에서 제안한 새로운 기준안테나법의 유효성을 확인하기 위하여 이미 안테나 인자를 알고 있는 안테나로서 표준시험장법에 의하여 그 값을 먼저 측정하였으며 또한 제조자에 의하여 안테나 인자가 주어진 안테나를 이용하였다. 그 기준안테나는 Schwarzbeck LP UHALP이며 안테나 제조자가 준 안테나 인자 및 3-안테나 표준시험장법에 의하여 측정한 안테나 인자는 <표 4.4.1>에서 보여준다. 측정기는 Agilent Network Analyzer 8362B를 사용하였으며 측정 대상 안테나는 기준 안테나와 같은 종류인 Schwarzbeck LP UHALP로 그것의 안테나인자는 3-안테나 표준시험장법에 의하여 측정하였다. 이들을 이용한 새로운 기준시험장법에 따른 측정 구성은 [그림 4.5.1]에 나타냈다. [그림 4.4.1]에서 보는바와 같이 기준안테나는 2m 높이에 고정하였고 교정대상인 송신안테나를 1m에서 4m 사이를 스캔하면서 주파수에 따라 $20\log D|^{max}$ 인 높이에서 안테나 사이의 삽입손실 $A_{RT}(dB)$ 를 측정하여 $20\log D|^{max}$ 값은 <표 4.4.1>을 사용하고 방정식 (4.3.5)에 따라 송신안테나인 교정대상 안테나의 안테나 인자를 산출하였다. 그 측정 결과 및 표준시험장법에 의하여 측정한 값과의 비교를 <표 4.4.2> 및 [그림 4.4.2]과 [그림 4.4.2]에 표시하였다.

<표 4.4.1> 기준안테나 Schwarzbeck LP UHALP의 안테나인자

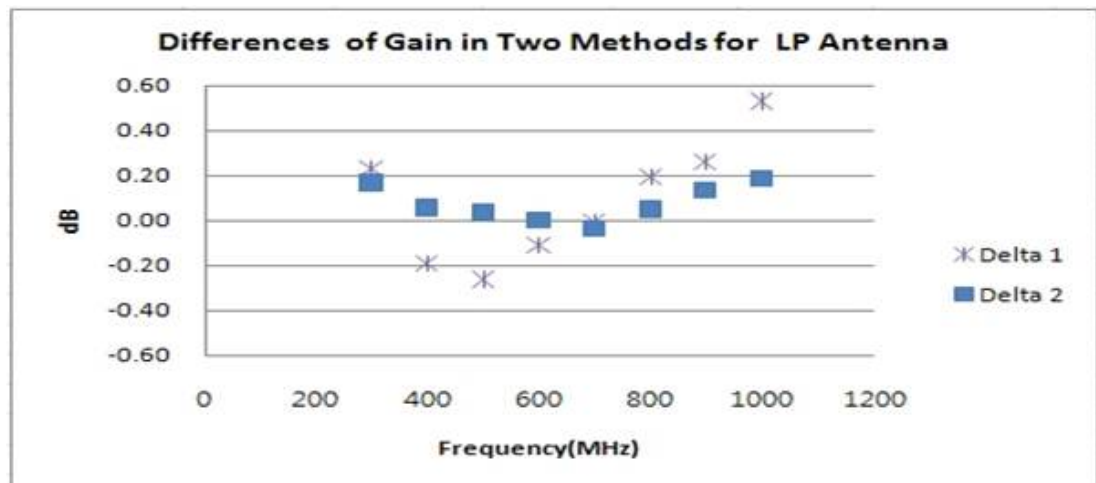
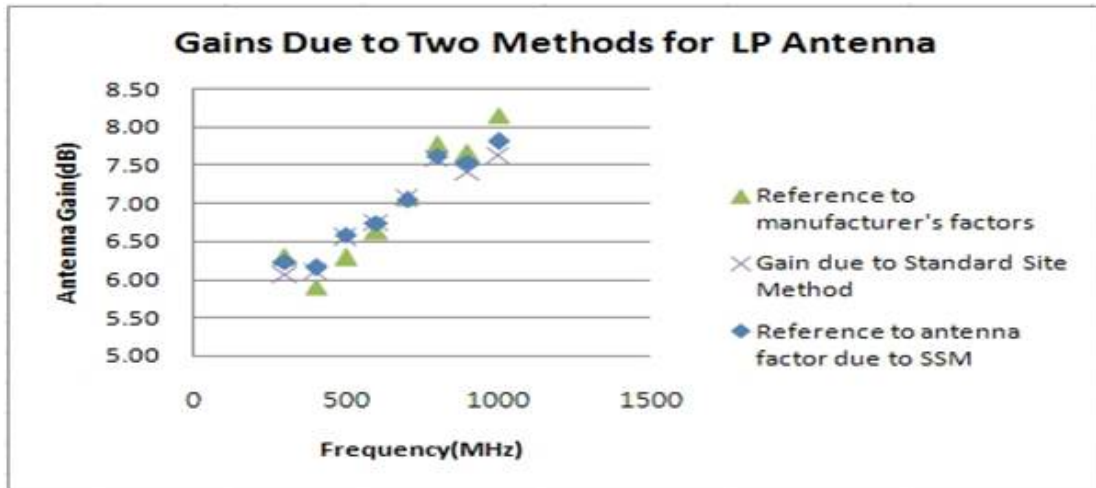
주파수. (MHz)	제조사 안테나인자 (dB/m)	표준시험장법으로 측정 (dB/m)	차이 (dB)
300	13.7	13.64	0.04
400	15.9	16.15	-0.25
500	17.3	17.6	-0.3
600	18.9	19.01	-0.11
700	20.1	20.07	0.03
800	20.8	20.66	0.14
900	21.9	21.77	0.13
1000	22.8	22.45	0.35



[그림 4.4.1] 제안한 기준안테나법으로 안테나 인자 AF_{RE} 를 알고 있는 기준 안테나에 의한 송신안테나의 이득 측정

<표 4.4.2> 제안한 기준안테나법과 표준시험장법에 의하여 Schwarzbeck LP UHALP를 측정한 안테나 이득 상호 비교

주파수 (MHz)	제안한 기준안테나법 측정				표준시험장법으로 측정한 AUC 이득
	제조사 제공 안테나 인자 기준		표준시험장법 측정 안테나 기준		
	Gain(dB)	$\Delta 1$	Gain(dB)	$\Delta 2$	
	{A}	{A}-{C}	{B}	{B}-{C}	
300	6.29	0.23	6.23	0.17	6.06
400	5.91	-0.19	6.16	0.06	6.1
500	6.29	-0.26	6.59	0.03	6.55
600	6.63	-0.11	6.74	0.00	6.74
700	7.07	-0.01	7.04	-0.04	7.08
800	7.77	0.19	7.63	0.05	7.58
900	7.66	0.26	7.53	0.13	7.4
1000	8.16	0.53	7.81	0.18	7.63



[그림 4.4.2] 제안한 기준안테나법과 표준시험장법에 의하여 Schwarzbeck LP UHALP를 측정한 안테나 이득 상호 비교

(2) NIST형 표준안테나를 사용하는 경우

전파연구소에서 제작 보유하고 있는 NIST형 diode-loaded 수신 전용 표준 안테나는 [그림 4.4.3]에서 보여준다. 이 안테나는 수신지점 위치 공간에서 RF 전기장을 DC 전압으로 측정하여 방정식 (4.3.7)에 의해서 결정한다.

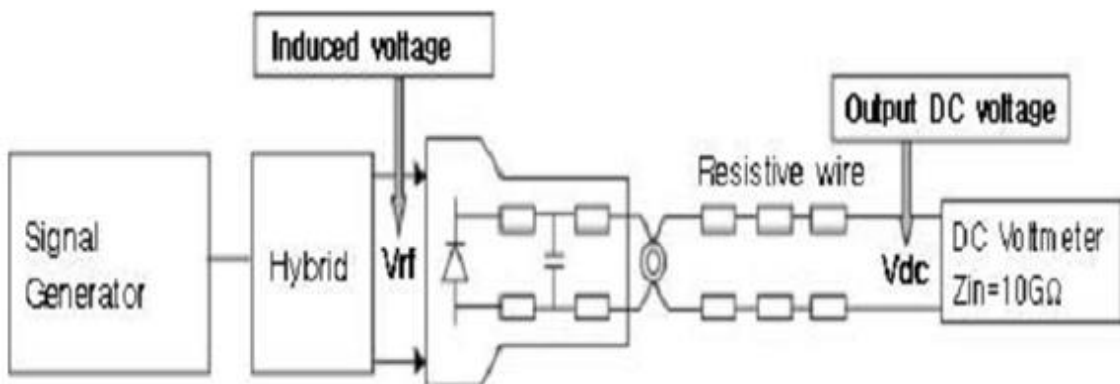
$$E_R = (aV_{DC} + b)/L_{eff} \quad (4.3.7)$$



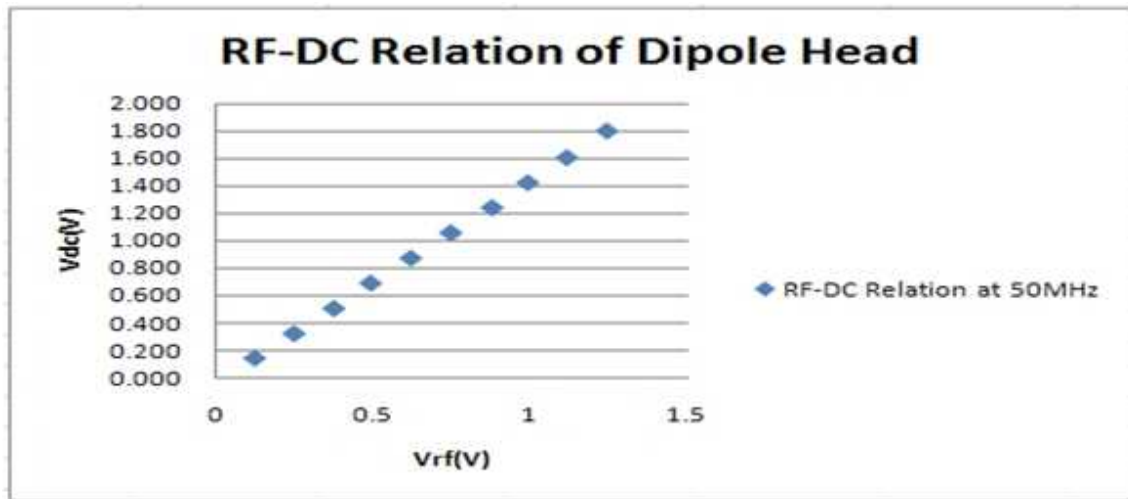
[그림 4.4.3] 전파연구소 보유 NIST형 표준다이폴 안테나

이를 위해서 이 표준 다이폴의 RF-DC 관계를 먼저 측정하여 (4.3.7)의 상수 a와 b를 결정한다. 그 측정 구성은 [그림 4.4.4]에서 보여준다. 이 관계는 50 MHz RF 신호를 NIST형 다이폴 헤드에 입력하여 출력 DC 볼트를 측정함으로써 얻는다. 이 다이폴 안테나의 RF 선형 동작 범위는 약 0.5V부터 2V이며 그 선형 관계 측정 결과는 [그림 4.4.5]에서 표시하였다. 이에 따른 전파연구소 보유 NIST형 표준다이폴 안테나의 RF-DC 관계는 다음과 같다.

$$V_{RF} = 0.0674V_{DC} + 0.036 \quad (4.4.1)$$



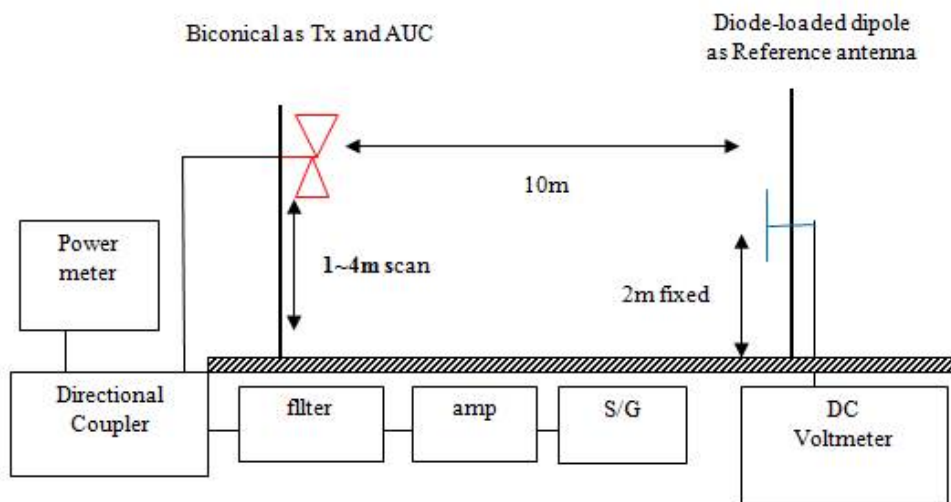
[그림 4.4.4] NIST형 다이폴 안테나의 RF-DC 측정 구성



[그림 4.4.5] NIST형 다이폴 안테나의 RF-DC 관계

이 NIST형 표준다이폴 안테나를 기준으로 제안한 기준안테나법으로 교정대상 안테나로서 HK116 Rhode Schwarz Biconical Antenna의 주파수 60MHz, 70MHz, 80MHz, 90MHz 및 100MHz를 방정식 (4.3.9)에 의하여 안테나 이득을 측정하였다. 측정 구성은 [그림 4.4.6]에 표시하였다.

$$G_T(\text{dB}) = -14.77 + 20\log[(aV_{DC} + b)/L_{\text{eff}}] - 20\log D - P_T(\text{dB}) \quad (4.3.9)$$

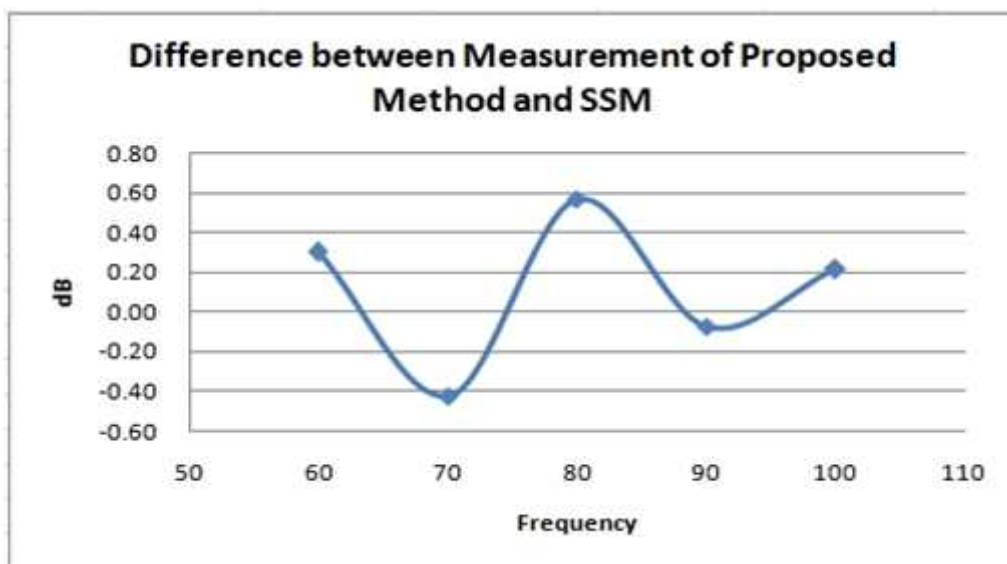
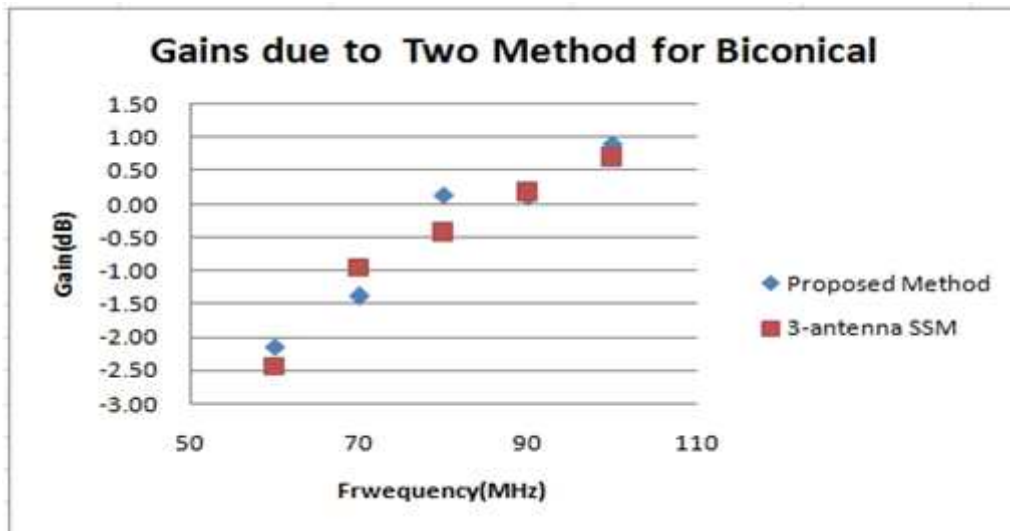


[그림 4.4.6] NIST형 표준다이폴을 이용한 제안한 기준안테나법에 의한 송신안테나로소 바이코니칼 안테나의 이득 측정 구성

[그림 4.4.6]에서 보는바와 같이 신호발생기로부터 증폭기 및 RF 필터를 거쳐 40dB 방향성 결합기에서 분기되어 송신안테나로 출력되는 전력 P_T 를 파워미터로 측정하였으며 송신 안테나를 1m에서 4m로 스캔하면서 $20\log D|^{max}$ 인 높이에서 V_{DC} 를 측정하여 송신안테나의 이득을 산출하였다. 그 측정값 및 교정대상 바이코니칼 안테나를 표준안테나법으로 측정한 결과를 상호 비교한 표가 [표 4.4.3] 이며 상호 비교 그래프는 [그림 4.4.7]에서 보여준다.

<표 4.4.3> 송신안테나로서 Rhode Schwarz Biconical antenna HK116을 NIST형 표준다이폴 안테나를 이용하여 제안한 기준안테나법에 의하여 측정한 안테나 이득과 표준시험장법으로 측정한 안테나 이득 상호 비교 결과

주파수 (MHz)	NIST형 안테나를 이용한 제안된 기준안테나법					표준시험장법 안테나 이득 {B}	차이 {A}-{B} (dB)
	P_T (dB/m)	Cable Loss (dB)	$\log D ^{max}$ (dB/m)	V_{DC} (V)	Gain (dB) {A}		
60	-7.42	1.78	-16.69	1.168	-2.14	-2.44	0.3
70	-7.53	1.95	-15.83	1.199	1.39	-0.97	-0.42
80	-7.25	2.09	-15.24	1.396	0.14	-0.43	0.57
90	-7.12	2.23	-14.87	1.531	0.11	0.18	-0.07
100	-7.14	2.35	-14.71	1.514	0.91	0.7	0.21



[그림 4.4.7] NIST 형 다이폴을 이용하여 제안한 기준안테나법으로 바이코니칼 안테나를 측정한 이득과 표준시험장법으로 측정한 이득의 상호 비교

제 5 장 맺음말

본 보고서에서 초고주파 대역의 전자파를 측정하는 혼안테나에 대하여 이를 교정할 수 있는 교정용 혼안테나를 설계하고 시뮬레이션하여 전파연구소 야외시험장에서 운용할 수 있도록 교정용 혼안테나 2.7GHz에서 18GHz 대역을 3개 대역으로 나누어 6기를 제작하였다. 제작한 혼안테나의 전압정재파비를 측정하였으며 그 값은 각 대역에서 2 : 1을 초과하지 않았으며 안테나 이득은 13dB 이상으로 야외시험장에서 교정하기에 충분한 값을 얻었다. 또한 방사 특성으로서 혼안테나의 E면(시험장에 대하여 수직편파) 및 H면(시험장에 대하여 수평편파)의 안테나 패턴을 측정하였다. 특히 E면은 시험장의 반사파와 관계가 있어 혼안테나 교정에 있어 고려해야할 중요성이 있다. 측정 결과는 야외시험장에서 안테나 높이를 2m로 유지하여 교정용으로 사용하기에 충분하다. 혼안테나의 교정과 관련하여 국제적으로 통용되는 미국국립표준협회(ANSI) 규격 ANSI C63.5의 표준시험장법은 1GHz에서 40GHz 대역 혼안테나 교정을 규정하고 있어 이 규격을 사용하여 야외시험장에서 측정하는 절차를 확립하였다. 이로서 2011년부터 방송통신기기 시험기관 및 산업체에서 요구하는 교정서비스를 제공할 수 있게 되었으며, 전자파적합 규제대역이 18GHz까지 확대되는 추세에도 대응할 수 있게 되었다.

한편, 안테나 교정방법 및 절차를 연구하면서 국제적으로 통용되는 안테나 교정 및 측정의 3-안테나법, 표준시험장법, 기준안테나법, 표준안테나법 등이 반드시 3개의 안테나를 사용하고 3번 또는 2번의 측정세팅 및 3번 또는 2번의 측정을 수행하여야만 안테나 이득이나 안테나 인자가 계산되는 불편함을 개선하기 위하여 표준시험장법과 표준안테나법의 장점을 융합시킨 새로운 기준안테나법을 고안 연구하여 제안하였다. 이 새로운 교정방법은 수신측에서 전기장에 대한 정보를 알 수 있으면 송신안테나로부터 거리와 전기장과 관계식으로부터 송신안테나의 안테나 이득을 계산할 수 있다는 원리에 착안하였다. 이 새롭고 간단한 안테나 이득 및 인자 측정방식의 유효성을 증명하기 위하여 이미 안테나 인자를 알고 있는 기준안테나와 수신측의 전기장을 직접 측정할 수 있는 전파연구소 보유 NIST형 수신전용 다이오드 장착 표준안테나를 이용하여 LP 안테나와 바이코니칼 안테나의 이득을 측정하였다. 또한 그 LP 안테나와 바이코니칼 안테나를 표준시험장법으로 측정하고 두 결과를 상호 비교하여 두 값의 차이가 0.5dB 내로 잘 일치함을 확인하였다. 전파연구소의 안테나 교정 불확도는 0.52dB이다. 여기서 제안한 기준

안테나법은 안테나를 2개만을 사용한다는 사실만으로 안테나 측정분야에서는 획기적인 일이라 할 수 있으며 측정도 1번만 수행함으로 안테나 교정 또는 측정의 시간을 기존의 방식보다 50% 이상 단축하는 효과가 있으며, 측정 불확도라는 측면에서 3-안테나법이나 표준시험장법에 비해 불확도 기여량이 $\sqrt{3}$ 배, 즉 약 42% 감소 효과가 있으며 표준시험장법에 비해 불확도 기여량이 $\sqrt{2}$ 배, 즉 약 29%의 감소효과를 기대할 수 가 있다.

본 보고서에서의 연구결과를 토대로 2011년부터 방송통신기기 시험기관이나 기타 산업체가 의뢰하는 혼안테나에 대한 양질의 교정 서비스를 제공할 예정이며 새로이 고안한 기준안테나법의 연구결과를 IEEE 등 국내외 학술단체에 발표하고 유효성을 확인하는 지속적인 연구 작업을 추진할 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] Brian Kidney, "Horn Antennas", Engineering 9816-Antennas, November 26, 2001
- [2] IEC CISPR/A/644/CD Project number CISPR 16-1-5 Amd.1 Ed1., "Antenna Calibration"
- [3] 박정규, 정동찬, 차기남, 고흥남, "30 MHz에서 1 GHz 대역 EMI용 안테나의 준자유 공간 안테나팩터 산출에 관한 연구" 2004년도 한국전자과학회 종합학술발표회 Vol. 14, No.1, 2004.11.5
- [3] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory : Analysis and Design" John Wiley & Sons, 1982
- [4] Microwave Antenna Theory and Design by Silver, Vol. 12, Radiation Laboratory Series, McGraw-Hill, 1949, pp. 582-585
- [5] Antenna by Kraus, McGraw-Hill, 1950, pp. 455-457
- [6] Standard Site Method For Determining Antenna Factors, IEEE EMC Transaction, Vol. EMC-24, No. 3, August 1983, pp 316-322
- [7] ANSI C63.5 American National Standard for Electromagnetic Compatibility -- Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference(EMI) Control -- Calibration of Antennas

- [8] IEEE Std 149 IEEE Standard Test Procedures For Antennas
- [9] NBS Circular 517, Calibration of Commercial Radio Field-Strength Meters
- [9] H. T. Friss, "A note a simple transmission formula", Proc. IRE.. pp. 254~256, May 1946.
- [10] Albert A Smith, "Standard Site Method for Determining Antenna Factors" IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-24, NO. 3, pp. 316~322 August 1982.
- [11] D. G. Gamel et. al, "NBS Calibration Procedures for Horizontal Dipole Antenna(25 to 1000MHz)", National Bureau of Standards Technical Note 1309, Apr. 1997.
- [12] Martin Alexander, Martin Salter, Benjamin Loader, and David knight.,

- "Broadband Calculable Dipole Reference Antennas" IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, VOL. 44, NO. 1, pp. 45~58, 2002.
- [13] Albert A Smith, Robert F. German, and James B Pate, "Calculation of Site Attenuation from Antenna Factors" IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-24, NO. 3, pp. 315 August 1982.
- [14] ANSI C63.5 , "American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurement in Electromagnetic interference(EMI) Control–Calibration of Antennas (9kHz to 40GHz)", pp10, April 2006.