

# 근역장의 효율적 측정을 위한 광대역 프로브의 설계 및 제작

## Design and Fabrication of Wideband Probe for Efficient Near Field Measurement

김종면 · 문정익 · 윤재훈 · 전순익 · 김 남\*

Joung Myoun Kim · Jung Ick Moon · Je Hoon Yun · Soon Ik Jeon · Nam Kim\*

### 요 약

본 논문에서는 근역장 측정에 사용되는 이중 리지드 도파관 구조 광대역 프로브를 설계 및 제작하였다. 광대역 임피던스 정합을 위해 구형 도파관 내에 지수함수 테이퍼 리지를 삽입시킨 구조를 이용하여 구현하였다. 프로브는  $VSWR \leq 2.2$ 를 기준으로 하한 주파수 8.2 GHz에서 상한 주파수 18 GHz까지 2.2:1의 대역비를 갖는 광대역 특성을 보였으며 대역폭 내에 왜곡 없는 안정된 복사 패턴을 가지면서 4.5 dBi 이상의 이득을 가졌다. 설계한 광대역 프로브를 이용하여 근역장 측정 시스템을 적용하여 정확한 측정 결과를 얻을 수 있었다.

### Abstract

In this paper, we designed and fabricated the wideband probe with double ridged waveguide for Near-field Measurement. An exponential taper ridge in the rectangular waveguide was implemented for wideband impedance matching. It has wideband characteristics and its measured impedance bandwidth ratio is approximately 2.2:1 from 8.2 GHz to 18 GHz for  $VSWR \leq 2.2$ . It maintains about the same radiation pattern over the entire bandwidth and has more than 4.5 dBi peak radiation gain. Our designed probe was applied to near-field measurement. A good agreement has been found between simulated and measured results.

Key words : Near Field Probe Wideband Probe, Double Ridge Waveguide

### I. 서 론

최근 무선 통신 서비스의 증가로 다양한 안테나 모델의 개발이 이루어지고 있다. 이와 함께 안테나 성능 시험을 정확하고 합리적으로 평가할 수 있는 측정 기술에 대한 정량적인 연구의 필요성이 부각되고 있다.

안테나 측정 기술은 안테나 자체에 대한 성능 평가보다는 무선 시스템 전반적인 평가 기술을 포함해야만 할 것이며, 게다가 대부분의 안테나 평가 방식이 3차원의 1점 측정 방식인 측정 기술에 기반을 이

루고 있기 때문에 경제성이 결여되고, 측정 시간이 많이 소요되며, 안테나 레인지, 야외 시험장, 전자파 무반사실처럼 고가의 대규모 시설을 필요로 하는 문제점들을 가지고 있다<sup>[1]</sup>. 그러나 수 GHz 이상의 안테나 측정에 있어서 근역장 측정은 원역장 측정과 비교하여 비용 절감과 공간적인 효율성에서 유리한 점들이 많다.

근역장 안테나 측정은 프로브의 동작 주파수에 따라 대역별로 측정을 하는 것이 일반적이며, 프로브의 동작 주파수는 표준 도파관의 성능에 따른다. 그러므로, 근역장 측정 시스템을 이용하여 광대역

한국전자통신연구원 안테나기술연구팀(Antenna Technology Research Team, ETRI)

\*충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(School of Electrical & Computer Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20060619-063

· 수정완료일자 : 2006년 7월 28일

안테나를 측정하는 경우, 여러 대역에 대하여 반복 측정 및 보정(calibration) 과정을 거쳐야 하는 번거로움이 있었다<sup>[2]~[4]</sup>. 이에 대한 개선책으로 펄스파를 사용하여 시간 영역에서 광대역 측정(주파수 범위: 8~18 GHz)을 하는 방법이 시도되었으나<sup>[5]</sup> 개구면이 큰 광대역 혼 안테나를 사용하였으므로 높은 RCS(Radar Cross Section)을 가지는 단점이 있다. 그 결과 대상 안테나에 근접한 측정을 하는 경우 거리에 제한을 받게 된다. 또한, 광대역 유전체 공진 안테나(DRA: Dielectric Resonator Antenna)를 응용한 광대역 프로브(동작 주파수 범위: 5~16 GHz)를 제작하여 프로브 특성을 제시한 논문이 발표되었으나, 실제 측정 시스템에 적용하여 대상 안테나의 방사 이득과 방사 패턴을 검증한 결과가 없다<sup>[6]</sup>.

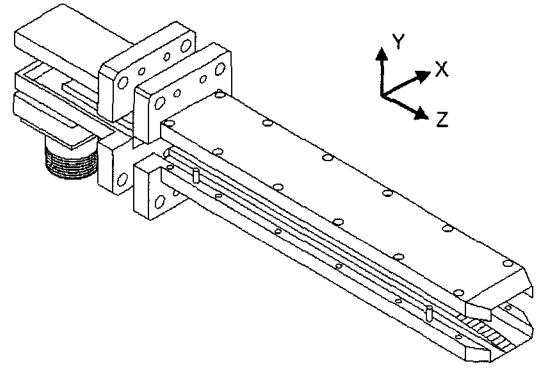
따라서 본 논문에서는 일반 근역장 측정 시스템에서 X-밴드와 Ku-밴드 대역을 포함하는 8.2~18 GHz 대역의 근접 전계를 측정하려는 목적으로 광대역 도파관 프로브를 설계하고 제작하였다. 설계한 광대역 프로브의 성능은 실제 표준 혼 안테나를 대상 안테나로 선정하여 근역장 측정 시스템에 적용후 그 결과를 비교하여 검증하였다.

## II. 광대역 프로브

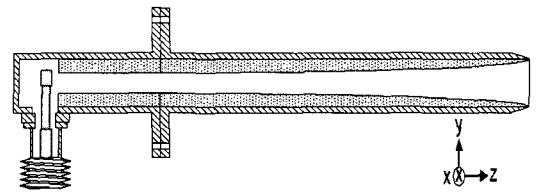
광대역 특성을 갖는 프로브의 구조는 그림 1과 같이 동축 케이블(coaxial cable)의 입력을 도파관(waveguide) 입력으로 변환하는 동축 케이블-도파관 변환기(coaxial cable to waveguide transition) 부분과 정상적인 TE<sub>10</sub> 모드가 변환기에서 도파관으로 입력이 되었을 경우 광대역 임피던스 매칭 기법을 적용하여 이를 외부로 전송하는 이중 리지드 도파관으로 구성된다.

### 2-1 이중 리지드 도파관 분석

일반적으로 근역장 측정용 기준 안테나로 쓰이는 프로브는 표준 구형 도파관을 사용한다. 그러나 이러한 도파관은 동작 주파수 대역이 광대역인 경우에는 단일 모드(기저 모드: dominant mode)만으로 전파시키는 것은 불가능하여 프로브 보정(probe correction)에서 오차가 발생한다. 따라서 구형 도파관을 가지고 광대역 안테나 측정용으로 사용하기 위해서



(a) 입체도  
(a) Three-dimensional view



(b) 단면도  
(b) Cross sectional view

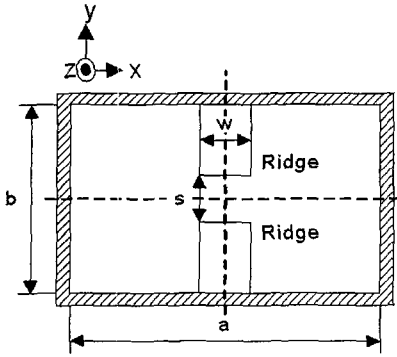
그림 1. 광대역 프로브 구조  
Fig. 1. Structure of wideband probe.

도파관 내에 상하로 리지(ridge)를 삽입시켜 차단 주파수를 낮추고 기저 모드와 고차 모드간의 출현 주파수 간격을 넓혀놓은 구조를 사용할 수 있다.

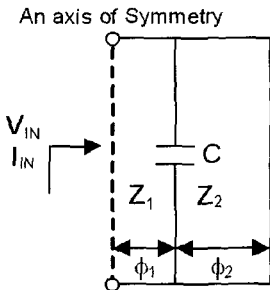
그림 2(a)와 (b)는 이중 리지드 도파관의 단면과 등가 회로를 표시하고 있다. 등가 회로상의 전하량은 리지가 존재하는 구간과 그렇지 않은 구간간의 불연속면에서 발생하는 물리량이며 대칭축에서 벽면을 바라보는 전압과 전류는 다음 식 (1)과 같이 정리할 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$\begin{bmatrix} V_{IN} \\ I_{IN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi_1 & jZ_1 \sin \phi_1 \\ \frac{j \sin \phi_1}{Z_1} & \cos \phi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_2 & jZ_2 \sin \phi_2 \\ \frac{j \sin \phi_2}{Z_2} & \cos \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $Z_1$ 과  $Z_2$ 는 특성 임피던스,  $\phi_1$ 과  $\phi_2$ 는 전기적 길이,  $C$ 는 정전 용량,  $B = \frac{2\pi\nu C}{\lambda_c}$ ,  $\nu$ 는 도파관 내의 전파 속도를 나타낸다. 차단 조건은  $Z_m = \infty$ 이므로 이를 만족하는  $\lambda_c$ 를 식 (2)에서 구하면 된다<sup>[7]</sup>.



(a) 이중 리지드 도파관 단면도  
(a) Cross section of double ridged waveguide



(b) 등가회로  
(b) Equivalent circuit

그림 2. 이중 리지드 도파관 구조와 등가회로  
Fig. 2. Double ridged waveguide structure & equivalent circuit.

$$1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan \phi_1 - BZ_2 \tan \phi_2 = 0 \quad (2)$$

이중 리지드 도파관의 특성을 살펴보면 도파관의 폭, 높이 및 리지 폭의 커질수록 차단 주파수가 내려가지만 대역폭에는 큰 영향을 주지 않는다. 또한, 상하 리지 간격(s)에 따라 전하량의 급격한 변화로 인하여 리지 간격이 좁을수록 대역폭과 전송 손실이 증가하며, 리지 간격이 넓을수록 차단 주파수가 올라가는 특성을 가진다<sup>[8]~[9]</sup>.

### 2-2 광대역 프로브의 설계

광대역 프로브의 설계 대역은 8.2~18 GHz 대역이며, 도파관은 MIL 표준 규격(MIL-W-23351/4 B)인 표준 이중 리지드 도파관(WRD-750)을 사용하였으며, 규격은 표 1과 같다.

제안한 광대역 프로브의 설계 및 해석을 위하여

표 1. 이중 리지드 도파관 규격  
Table 1. Specifications of double ridged waveguide.

Freq. range (GHz)	Cutoff freq. (GHz)	Width (a)	Height (b)	Ridge width (w)	Ridge height (s)
7.50 ~18.00	6.239	17.55 mm	8.15 mm	4.39 mm	3.45 mm

상용 EM 시뮬레이터인 CST사의 MWS를 사용하였으며, 이중 리지드 프로브에 입력 신호를 인가하기 위해 실험에 사용된 어댑터는 Waveline사의 WRD-750-01-NF(7.5 GHz~18 GHz, 반사 손실: 20 dB 이하)이다. WRD-750-01-NF는 동축 케이블과 이중 리지드 도파관 사이에 보다 좋은 임피던스 매칭을 위하여 도파관과 N-타입 커넥터간에 2개의 원통형 링을 사용하여 기계적으로 조정한 스텝 임피던스 트랜지션, 동축 라인과 핀으로 구성되어 있다. WRD-750-01-NF의 구조를 그림 3에 나타내었으며, 광대역 프로브의 정확한 해석을 위하여 WRD-750-01-NF의 실제 측정치수들을 표 2에 나타내었다.

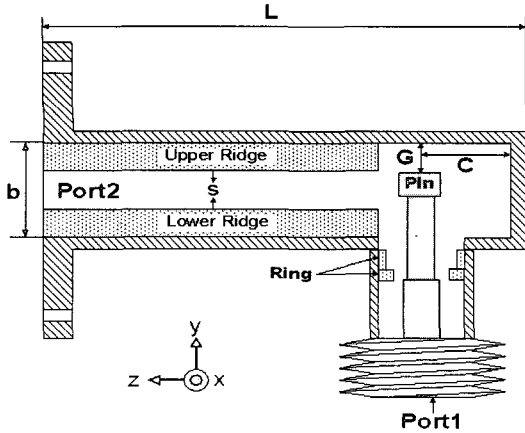
그림 4는 WRD-750-01-NF의 규격을 적용하여 계산된 반사 손실과 전송 손실을 모드별로 나타내었다. 그림 4에 나타난 것과 같이 사용 주파수 대역(8.2 GHz~18 GHz)에서 반사 손실이 20 dB 이하인 것을 확인하였으며, 상한 주파수인 18 GHz 부근에서 고차 모드(TE<sub>20</sub> mode)가 발생함을 확인하였다.

### 2-3 이중 리지드 프로브 설계

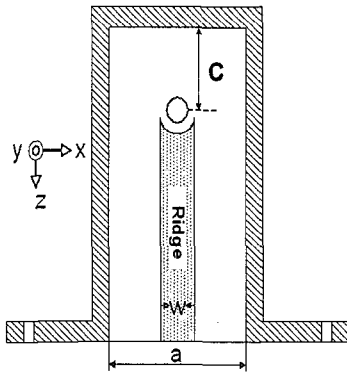
프로브 내부에 삽입된 리지간의 간격은 광대역 임피던스 정합을 위하여 일반적으로 지수함수적인

표 2. 어댑터 규격  
Table 2. Adapter specifications.

설계변수	설계값
a	17.55 mm
b	8.15 mm
w	4.39 mm
s	3.45 mm
C	5.125 mm
G	1.975 mm
L	55 mm



(a) 측면도  
(a) Side view



(b) 평면도  
(b) Top view

그림 3. 어댑터의 구조  
Fig. 3. Structure of coaxial cable to waveguide adapter(WRD-750-01-NF™).

테이퍼, 삼각형 테이퍼를 사용하여 광대역 임피던스 정합을 유도한다<sup>[10]~[11]</sup>.

본 논문에서는 통과 대역이 비교적 크고 제작이 용이한 지수함수 테이퍼를 적용하여 설계하였다. 지수함수 테이퍼를 적용한 리지간의 간격은 식 (3)과 같으며 이중 리지드 도파관의 주요 설계 변수는 그림 5에 나타내었다.

$$S(z) = S(0) e^{pz}$$

$$p = \frac{1}{L_2} \ln \frac{S(L_2)}{S(0)}, L_1 \leq z \leq L_2 \quad (3)$$

여기서,  $S(0)$ 는 도파관과 어댑터의 접합 부분에서 리지간의 간격을 의미하며,  $S(L_2)$ 는 리지가 끝나는 부

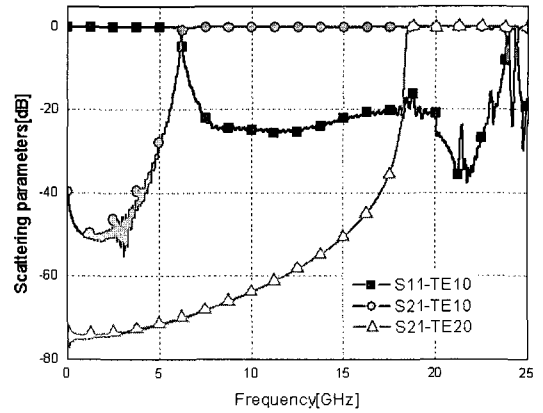


그림 4. 어댑터의 반사 손실 및 삽입 손실  
Fig. 4. Return loss & insertion loss of adapter.

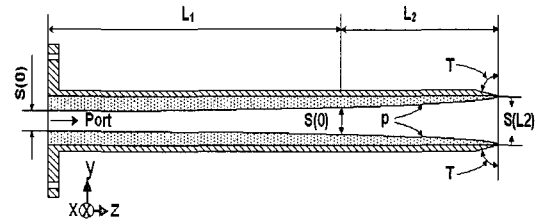
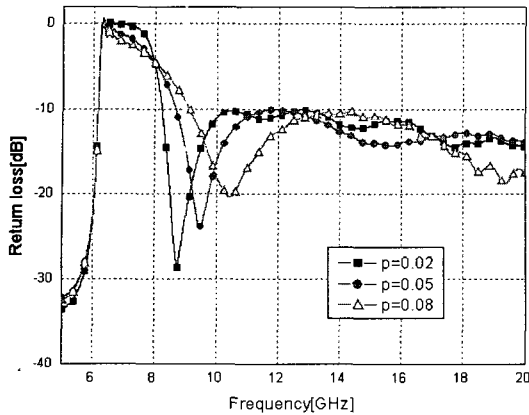


그림 5. 이중 리지드 프로브의 설계 변수  
Fig. 5. Probe design parameters of double ridged waveguide.

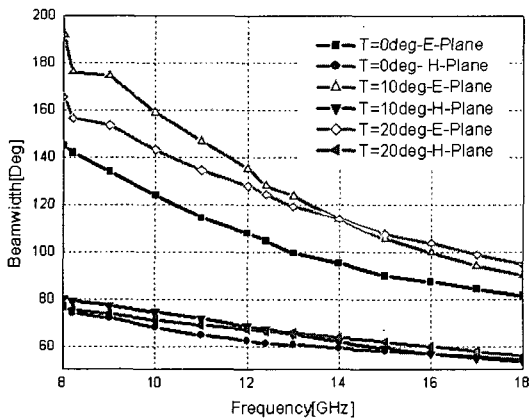
분의 두 개체간의 간격으로 실제 프로브의 개구면 높이와 같고,  $p$ 는 리지드의 지수함수 테이퍼 곡률이다. 그림 5에서와 같이 이중 리지드 프로브는 내부에 지수함수 테이퍼를 적용한 리지를 삽입하고 방사 개구면에 테이퍼를 삽입함으로써 개구면에서의 반사를 최소한으로 하는 구조로 되어 있다.

그림 6은 급전용 어댑터를 제외한 이중 리지드 프로브의 주요 설계 변수에 따른 프로브의 방사 특성과 빔 폭의 계산 결과를 나타내고 있다.

길이  $L(L_1+L_2)$ 과 테이퍼  $T$ 에 대한 반사 손실의 변화는 거의 없으며 그림 6(a)에서 지수함수 테이퍼 곡률  $p$ 에 따라 대역폭이 변화되는 것을 볼 수 있으며, 테이퍼 곡률  $p$ 의 값이 커질수록 지수함수 테이퍼 길이  $L_2$ 의 길이가 감소한다. 지수함수 테이퍼 길이  $L_2$ 가 감소함에 따라 반사 계수가 증가하므로 낮은 주파수의 부정합을 최소화하기 위하여 지수함수 테이퍼 길이  $L_2$ 가  $\lambda/2$ (@ 하한 주파수)보다 충분히 커야 하는 것을 알 수 있다. 그림 6(b)에서 보이는 것과 같



(a)  $p$ 에 따른 반사 손실  
(a) Return loss for variable  $p$



(b)  $T$ 에 따른 빔폭  
(b) Beamwidth for variable  $T$

그림 6. 설계 변수에 따른 특성 변화  
Fig. 6. Characteristics according to changing design parameters.

이 테이퍼  $T$ 의 변화에 따라 전계면 빔폭이 크게 영향을 받음을 알 수 있다. 근접 전계 프로브가 가져야 하는 넓은 방사 패턴을 위해서 테이퍼  $T$ 가  $10^\circ$ 의 값을 갖도록 최적화 설계를 하였다. 기타 설계 변수( $a$ ,  $b$ ,  $S(0)$ )들은 어댑터와 접촉면을 정의하는 것으로 어댑터(WRD-750-01-NF)의 설계 변수들과 동일해야 하므로 표 3과 같이 정리할 수 있다.

설계 파라미터를 기초로 하여 광대역 특성을 갖도록 제작된 프로브는 알루미늄 재질에 금(gold) 도금하여 각각 상부와 하부로 제작 후 조립하였다. 최종 형상은 그림 7과 같다.

### Ⅲ. 성능 평가

표 3. 이중 리지드 프로브 설계값

Table 3. Design parameters of double ridge probe.

설계변수	설계값
$a$	17.55 mm
$b, S(L_2)$	8.15 mm
$w$	4.39 mm
$S(0)$	3.45 mm
$L_1$	107 mm
$L_2$	43 mm
$p$	0.02
$T$	$10^\circ$

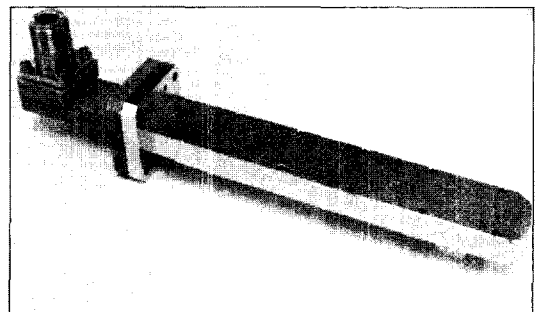
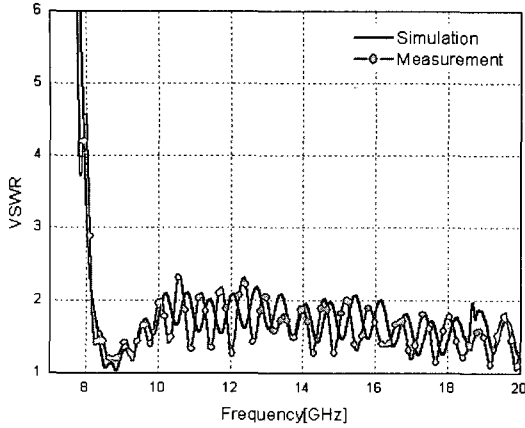


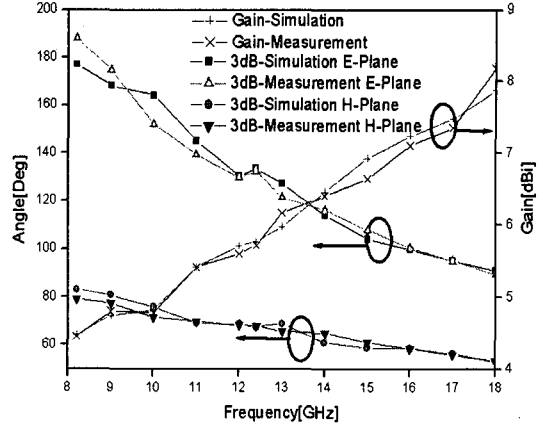
그림 7. 제작한 광대역 프로브 사진  
Fig. 7. Photography of fabricated wideband probe.

프로브 성능 평가는 설계 주파수 대역에서의 동작 여부를 확인하는 원역장과 근역장 측정 결과를 비교하는 것으로 하였다.

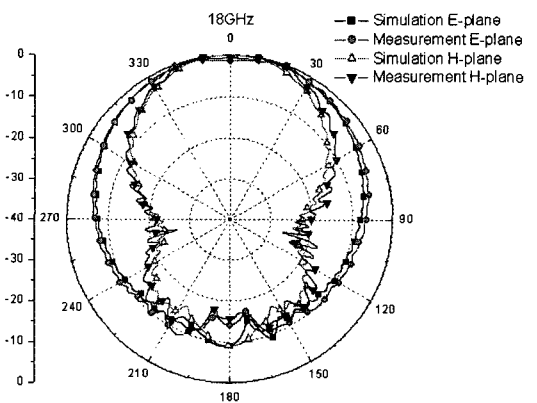
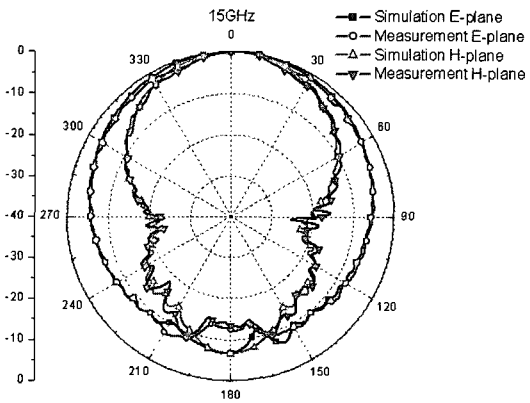
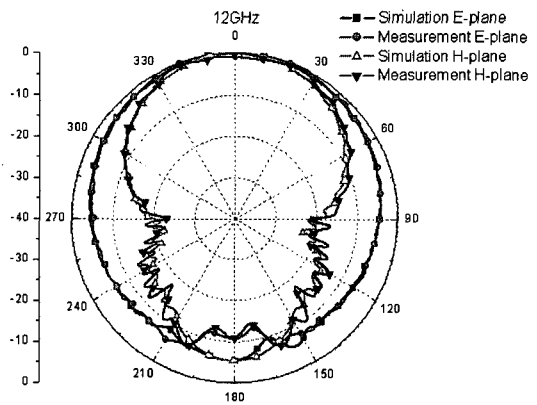
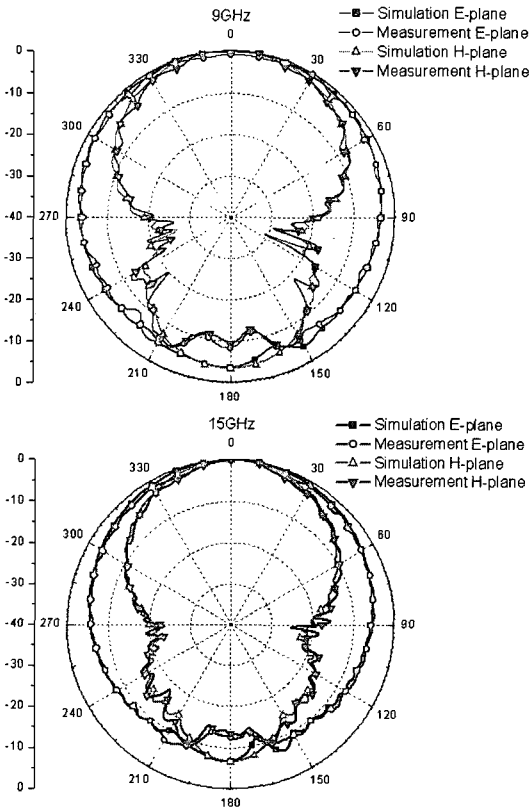
제작한 프로브의 측정된 반사 손실, 복사 패턴, 이득 및 3 dB 빔폭을 계산 결과와 비교하여 그림 8에 나타내었다. 그림 8(a)에서 제작한 프로브의 측정 정재파비는 하한 주파수 8.2 GHz부터 상한 주파수 18 GHz까지 대역비 2.2:1의 넓은 대역폭을 얻을 수 있었다. 그림 8(b)는 원역장에서 측정한 프로브의 전계면과 자계면 복사 패턴을 보여주고 있다. 앞서 설명한 그림 6(b)에서  $T=10^\circ$ 인 경우와 계산 결과에서 다소 차이를 보이고 있는데, 이는 광대역 프로브의 급전용으로 사용하는 어댑터의 부착 여부에 따른 것으로 볼 수 있다. 특히 저주파 대역에서는 프로브의 후방으로 비교적 많은 양의 에너지가 방사하므로 어댑터의 부착 여부에 따른 방사 성능의 민감도를 알 수 있다. 그림 8에서 제시한 프로브의 특성은 계산 결과와 측정 결과가 잘 일치하고 있음을 알 수 있고 그



(a) 정재파비  
(a) SWR



(c) 방사 이득 및 3 dB 빔폭  
(c) Radiation gain and 3 dB beamwidth



(b) 복사 패턴  
(b) Radiation pattern

그림 8. 프로브 특성 측정 결과 비교  
Fig. 8. Comparison results of probe characteristics.

림 8(c)에서와 같이 최대 이득은 4.5 dBi~8.2 dBi로 나타났으며, 3 dB 빔 폭 또한 계산 결과에 유사함을

알 수 있다.

광대역 프로브의 근역장 측정은 본 연구실의 근

역장 측정 시스템을 이용하여 Orbit/FR사의 표준 프로브 WR90(8.2 GHz~12.4 GHz)과 WR-62(12.4 GHz~18 GHz)를 이용하여 성능 비교를 실시하였다.

실험에 사용할 근역장 측정 시스템은 Orbit/FR사의 AL-4952-1-11-11 V(스캔 범위: 3 m×3 m, 주파수 범위: 800 MHz~40 GHz)을 사용하였으며, 측정 대상 안테나는 Seavey engineering associates사의 표준 혼 안테나 SGA-90(8.2 GHz~12.4 GHz)와 SGA-150(12.4 GHz~18 GHz)를 사용하였다.

표 4는 근역장 측정 시스템을 이용하여 상기한 표준 혼 안테나의 성능을 기존의 표준 프로브와 본 논문에서 설계한 광대역 프로브를 사용하여 평가한 결과를 나타내었다. 표 4를 살펴보면 표준 프로브 기준으로 상한 주파수에서 약 0.9 dBi 이득 편차가 나타나고 있는데 이는 고차 모드(TE<sub>20</sub> mode) 발생으로 프로브의 축선(boresight) 빔 패턴이 다소 평탄해지는 영향으로 추정된다. 상한 주파수를 제외한 대역 내에서의 이득 편차는 약 0.4 dBi로 나타나고 있다. 또

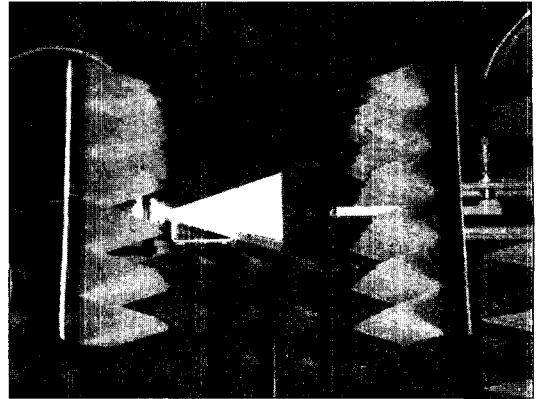


그림 9. 근역장 측정 사진  
Fig. 9. Photography of near field measurement using our wideband probe.

한, 3 dB 빔폭 편차도 E-plane에서 1.6° 내외와 H-plane에서 2° 내외로 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 본 논문에서 설계한 광대역 프로브를 사용하여 근역장 측정을 하고 있는 모습을 보여주고 있다.

표 4. 표준 혼 안테나의 성능 비교 결과

Table 4. Performance comparison results of standard horn antenna.

특성 주파수 [GHz]	이득[dBi]		3 dB 빔폭[Deg]			
	표준 프로브 (주 1)	설계 프로브 (주 2)	H-plane		E-plane	
			표준 프로브 (주 1)	설계 프로브 (주 2)	표준 프로브 (주 1)	설계 프로브 (주 2)
8.2	17.35	17.26	23.82	24.10	24.53	24.86
9	18.27	18.16	21.25	21.86	22.30	23.09
10	18.57	19.01	20.68	19.08	21.92	21.51
11	19.10	19.13	19.48	19.76	20.22	19.97
12	19.46	19.45	17.38	17.26	18.96	18.79
13	20.33	20.20	15.79	16.06	17.44	17.68
14	20.78	20.66	14.61	15.06	16.30	16.71
15	21.05	20.62	13.96	14.92	15.53	16.68
16	21.11	20.88	13.53	14.04	15.74	15.96
17	21.56	21.48	12.43	12.61	14.43	14.71
18	21.12	22.02	12.00	10.32	15.78	13.78

(주 1) 표준프로브를 사용한 표준 혼 안테나 근접 전계 측정 결과.

(주 2) 본 논문의 광대역 프로브를 사용한 표준 혼 안테나 근접 전계 측정 결과.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 근역장의 효율적인 광대역 측정을 위하여 근역장 측정에 사용되는 이중 리지드 도파관 구조의 광대역 프로브를 설계 및 제작하였다.

광대역 임피던스 정합을 위해 구형 도파관 내에 지수함수 테이퍼 리지를 삽입하였으며, 제작된 프로브는 VSWR≤2.2를 기준으로 하한 주파수 8.2 GHz에서 상한 주파수 18 GHz까지 2.2:1의 대역비를 갖는 광대역 특성을 보였다. 또한, 원역장 측정 결과 동작 대역폭 내에 왜곡 없는 안정된 복사 패턴을 가지면서 4.5 dBi~8.2 dBi의 최대 이득을 얻었다.

프로브 교정을 통해 근역장 측정 시스템을 이용하여 기존 상용 구형 도파관 프로브와의 성능 비교를 통해 확인된 이득 편차와 3 dB 빔 폭 편차는 각각 최대 0.9 dBi 및 2° 내외로 잘 일치함을 확인하였다.

이로써 본 논문에서 제시한 광대역 프로브를 근역장 측정 시스템에 적용할 경우, 현재보다 효율적으로 안테나 측정이 가능할 것으로 본다. 그리고 초 광대역 도파관 변환기를 사용하고 리지드의 가공 정밀도를 향상시킬 경우 밀리미터파 대역에서 효과적인 근역장 측정 기술을 개발하는데 이용되리라 생각된다.

## 참 고 문 헌

- [1] IEEE Std. 149-1979, "IEEE standard test procedure for antenna", 1979.
- [2] J. Appel-Hansen, *The Handbook of Antenna Design*, A. W. Rudge, ch. 8, 1982.
- [3] A. D. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, pp. 30-45, Jan. 1986.
- [4] Arthur D Yaghjian, "Approximate formulas for the far field and gain of open-ended rectangular waveguide", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, pp. 378-384, Apr. 1984.
- [5] A. Dominek, H Shamansky, and N. Albright, "Time domain, near-field scattering measurements", *AMTA (Antenna Measurement Techniques Association)*, vol. 3, pp. 61-66, 1998.
- [6] Chi-Chih Chen, Pablo A. Diez, and W. D. Burnside, "Broadband dielectric probe for near-field measure-  
ments", *AMTA (Antenna Measurement Techniques Association)*, vol. 10, pp. 301-303, 2001.
- [7] J. R. Pyle, "The cutoff wavelength of the TE<sub>10</sub> mode in ridged rectangular waveguide of any aspect ratio", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-14, no. 4, pp. 175-183, 1966.
- [8] S. B. Cohn, "Properties of ridge wave guide", *Proc. IRE*, vol. 35, pp. 783-788, Aug. 1947.
- [9] S. Hoefler, "The design of ridged wave guides", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-3, pp. 20-29, Oct. 1955.
- [10] M. Jamil. Ahmed, "Impedance transformation equations for exponential, cosine-squared, and parabolic tapered transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 67-68, Jan. 1981.
- [11] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Pub., 1993.

## 김 종 면



설계, 안테나시스템

2004년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)  
 2004년 8월~현재: 충북대학교 정보통신공학과 석사과정  
 2001년 2월~현재: 한국전자통신연구원 안테나기술연구팀  
 [주 관심분야] 소형/광대역 안테나

## 문 정 익



학부 (공학박사)

2004년 8월~현재: 한국전자통신연구원 안테나기술연구팀 선임연구원  
 [주 관심분야] 소형/광대역 안테나 설계, 안테나 측정

1996년 2월: 영남대학교 전기공학과 (공학사)  
 1998년 2월: 영남대학교 전기공학과 (공학석사)  
 2000년 2월: 한국정보통신대학교 공학부 (공학석사)  
 2004년 8월: 한국정보통신대학교 공



윤 재 훈



1984년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학사)  
1986년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)  
1998년 8월: 중앙대학교 전자공학과 (공학박사)  
1990년 2월~현재: 한국전자통신연구원 안테나기술연구팀 책임연구원

2002년 2월~현재: ETRI journal 편집위원  
2006년 2월~현재: UST 이동통신/방송학과 교수  
[주 관심분야] 표준전자파발생기술, 전자파적합성기술, 안테나교정기술, EM해석기술 등

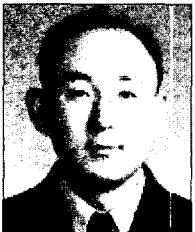
김 남



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
1988년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
1992년 8월~1993년 8월: 미 Stanford 대학 방문교수

2000년 3월~2001년 2월: 미 California Technology Institute(Caltech) 방문교수  
1989년~현재: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수  
[주 관심분야] 이동통신 및 전파전파, 마이크로파 전송선로 해석, EMI/EMC 및 전자파 인체보호 규격

전 순 익



1984년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)  
1996년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)  
2003년 8월: 충남대학교 전자공학과 (공학박사)  
1990년 9월~현재: 한국전자통신연구원 안테나기술연구팀 팀장 책임연구원

[주 관심분야] 초고주파 수동/능동 부품 및 시스템, 안테나 시스템, CR 시스템 등