

차량 레이더용 밀리미터파 안테나 구현

Implementation of Millimeter-Wave Antennas for Vehicular Radar Applications

박건우* · 배종진* · 김영식**

Keon-Woo Park* · Jong-Jin Bae* · Young-Sik Kim**

요 약

본 논문은 77 GHz대의 차량용 레이더 안테나에 응용이 가능한 파라볼라 안테나, 렌즈 안테나, 32×8 마이크로 스트립 패치 안테나 등에 대한 설계 및 실험 결과를 다루었다. 파라볼라 안테나는 $f/D=0.263$ 및 $7\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ 의 크기로 설계하였으며, 피드 안테나는 도파관 WR-12를 개방한 개방 도파관 형태로 사용하였다. 렌즈 안테나는 $f/D=0.5$ 및 직경 10 cm로 하여 양볼록 및 반볼록 구조에 대하여 실험하였다. 그리고 패치 어레이 안테나는 패치 안테나에 대한 전송선로 모델을 이용하여 설계하였다. 3개의 안테나에 대한 3 dB 빔폭, 방사 패턴, 이득 등은 이론치와 실험치가 잘 일치하는 결과를 얻었으나, 패치 어레이 안테나인 경우에 피드 망 및 마이크로스트립-동축선-도파관 전이에 따른 손실로 인하여 이득이 약 25 dB 정도 감소를 보였다.

Abstract

This paper discusses the design and implementation of parabola, lens, and 32×8 rectangular microstrip patch array antennas at 77 GHz for vehicular radar applications. The parabola size was 7×10 cm and the f/D was 0.263. Open waveguide(WR-12) was utilized as the feed antenna. Two types of lens antennas with $f/D=0.5$ were investigated ; one was a plano-convex and the other was a double-convex. A patch array antenna was designed using a transmission line model and experimented. Comparing the theoretical values with the measured ones for four antennas, the results were agreed well in 3 dB BW and radiation patterns, while the gain of the patch array antenna was degraded as much as -25 dB due to the feed network and microstrip-to-coax-to-waveguide transition losses.

I. 서 론

1930년대에 영국 공군에서 HF 대역인 25 MHz의 Bistatic 레이더가 연구 개발되고 고효율의 VHF/UHF 대역의 신호를 얻을 수 있는 마그네트론

이 개발됨에 따라 이를 이용한 레이더 시스템이 실용화되면서 2차 대전 중에 초고주파 대역의 다양한 레이더가 소개되었다^[1].

전자파는 주파수가 높아질수록 경로 손실과 대기, 눈, 비 등에 의한 전파 전파 감쇄가 증가하지만 직진성이 커지며 해상도가 높아지고 부품 소형화가

* 현대전자산업주식회사(Hyundai Electronics Industries Co., Ltd.)

** 고려대학교 전파공학과(Dept. of Radio Engineering, Korea University)

· 논문번호 : 961212-064

· 접수일자 : 1996년 12월 12일

용이하다. 과학기술의 발전으로 미 사용 주파수 대역의 이용이 가능하게 됨에 따라 밀리미터파 대역을 활용한 시스템에 대한 연구가 특히, 차량에 부착하여 차량 충돌 방지 또는 자동 주행 등의 목적으로 차량용 레이더 연구개발이 많이 이루어지고 있다. 준 밀리미터파대역인 24 GHz를 사용한 차량용 레이더가 상용화되어 버스, 트럭 등 대형 차량에 운용되고 있으며 밀리미터파 대역인 60, 77, 94 GHz 대역에서의 차량용 레이더 시스템에 대한 연구개발이 활발히 세계 각국에서 진행 중이다^{[2],[3]}.

차량에 부착하기 위하여 안테나의 크기는 10×10 cm의 제한성이 있으며, 30 dB 이상의 고이득과 한 빔이 한 개 차선에 대한 상황을 알기 위해 약 2° 이내 정도의 3 dB 빔폭을 필요로 한다. 따라서 이러한 요구를 만족할 수 있는 안테나 중에서 본 연구에서는 파라볼라, 렌즈, 페치 어레이 안테나에 대하여 설계 및 실험을 수행하였다.

II. 파라볼라 안테나

일반적으로 파라볼라 안테나는 설계가 간단하기 때문에 초고주파 대역에서 많이 쓰이는 안테나이나 피드 안테나에 의한 영향(blockage efficiency)으로 비대칭형 파라볼라 안테나(off-set paraboloidal antenna)가 이용되기도 한다^[4].

파라볼라 안테나는 파라볼로이드형의 리플렉터와 피드 안테나로 구성되어 있다. 파라볼라 안테나의 피드 안테나 빔 각도($2\theta^*$)와 개구면(aperture)의 직경(D)과 초점거리(f)의 비(f/D)는 다음의 식과 같이 표현된다^[5].

$$\frac{f}{D} = \frac{1}{4 \tan\left(\frac{2\theta^*}{4}\right)}$$

일반적으로 개구면 효율(aperture efficiency)은 빔 각도($2\theta^*$)에서 -10 dB taper의 특성을 가질 때 최적이 된다^[6].

10 dB 빔폭이 $2\theta^*$ 되는 피드 안테나를 본 연구에서는 개방도파관(open waveguide)으로 구현하였다. 개방 도파관에 대한 3 dB 빔폭은 TE_{10} 모드인 경우 E-면 및 H-면에 대하여 각각 다음의 식과 같이 주어진다^[7].

$$HP_E \cong 0.886 \frac{\lambda}{L}$$

$$HP_H \cong 1.19 \frac{\lambda}{L}$$

위 식에서 얻은 3 dB 빔폭에 대하여 빔 패턴을 $\cos^4\theta$ 로 모델^[8]하여 q 값을 구한 후 10 dB 빔폭에 대하여 계산하면 표 1의 결과를 얻는다. WR-12 도파관의 E-면의 10 dB 빔폭이 약 174°이므로 f/D 를 구하면 0.263이 얻어진다. 안테나는 10×7 cm로 설계하였다.

표 1. 개방도파관의 빔폭 특성

Table 1. Beamwidths of open waveguides.

도파관	크기(cm)	3 dB 빔폭	q	10 dB 빔폭
WR-10	0.254	104.51°	0.704	157.5°
	0.127	155.63°	0.222	179.4°
WR-12	0.31	85.63°	1.116	138.3°
	0.15	131.77°	0.387	174.1°

77 GHz에서 측정한 안테나의 방사패턴과 시뮬레이션한 결과를 그림 1에 보였다. 3 dB 빔폭과 이득은 표 3에 보였다. 지향성(directivity 또는 Directive gain)은 측정된 방사패턴으로부터 다음의 식을 이용하여 계산한 결과이며 이득은 일반적인 안테나 이득 측정 방법인 표준 이득 안테나(37 dB @ 77 GHz)와 측정 안테나와의 수신 신호의 크기를 비교하여 얻은 값이다.

$$Dir = \frac{4}{\int_0^\pi (|E(\theta)|^2 + |H(\theta)|^2) \sin\theta d\theta}$$

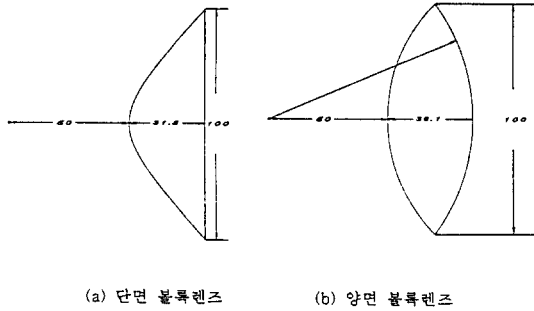


그림 1. 파라볼라 안테나 방사패턴

Fig. 1. Lens antennas:(a) plano-convex, (b) double-convex.

여기서, $E(\theta)$ 는 E-면, $H(\theta)$ 는 H-면의 방사패턴이다.

Ⅲ. 렌즈 안테나

렌즈에 사용할 매질의 유전율 (ϵ_r)을 정하기 위해서는 렌즈로부터 피드 안테나까지의 거리(f)와 렌즈의 직경(D)의 비(f/D)를 먼저 결정한 후 렌즈의 중심두께(T)를 정하여야 한다.

매질의 유전율이 높을수록 렌즈의 두께는 더 얇아지나 렌즈의 두께를 줄이기 위해서 유전율이 높은 물질을 사용하면 표면 - 공기와 유전체 - 의 비정합(mismatch) 때문에 렌즈 내부에서 연속적인 반사가 일어나 렌즈 안테나의 성능을 저하시키는 원인이 된다.

3-1 단면렌즈

한 면은 평면이고 반대 면은 하이퍼볼로이드로 단면 렌즈 안테나를 설계하였다. 렌즈의 곡면의 모양은 초점에서 곡면까지의 거리(r)에 의하여 결정된다. 거리(r)와 렌즈의 중심두께(T)는 다음의 식과 같이 표현된다^[9].

$$r = \frac{(n-1)f}{n\cos\theta-1}$$

$$T = \frac{1}{n+1} \left[(f^2 + \frac{(n+1)D^2}{4(n-1)})^{1/2} - f \right]$$

여기서, $n = \sqrt{\epsilon_r}$ 이다.

테프론(비유전 : 2.08)으로 $f = 50$ mm 및 $D = 100$ mm가 되도록 안테나를 설계하였으므로 위식을 이용하여 중심두께를 구하면 31.8 mm가 얻어지며, 단면렌즈 안테나의 설계도는 그림 2(a)와 같다.

3-2 양면렌즈 안테나

초점거리(r)와 중심두께(T)는 다음의 식과 같이 표현된다^[9].

$$r = \frac{2(n-1)f}{(2n-1)\cos\theta-1}$$

$$T = \sqrt{\frac{4(n-1)f^2 - (n-3)D^2}{4(n-1)(n-3)^2}} + \frac{f}{n-3}$$

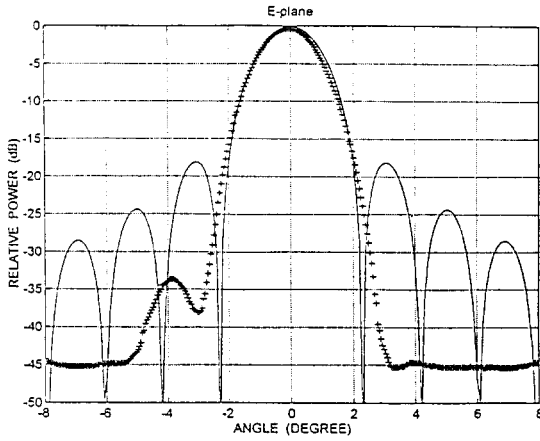
여기서, $n = \sqrt{\epsilon_r}$ 이다.

초점거리(f)는 50 mm이며 렌즈의 직경(D)는 100 mm이므로 중심두께(T)는 36.1 mm이 된다.

양면렌즈 안테나의 설계도는 그림 2(b)와 같으며 유전체는 역시 동일한 테프론을 사용하였다.

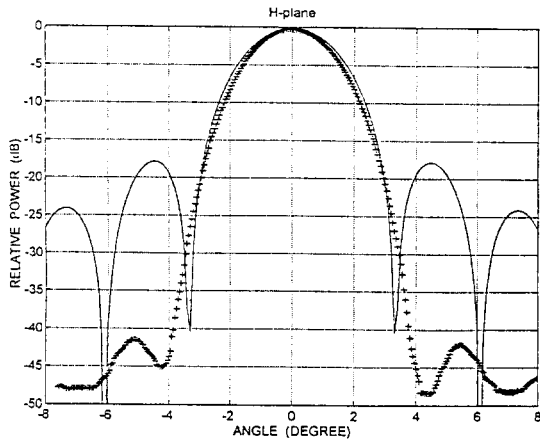
3-3 실험결과

렌즈 안테나에 사용된 피드는 피라미드형 혼 안테나(개구면 크기 : 12×9 mm)를 사용하였다. 단면 렌즈 안테나의 방사 패턴에 대한 시뮬레이션 및 실험 결과를 그림 3에 보였으며, 양면 렌즈에 대한 결과를 그림 4에 보였다. 단면 및 양면 렌즈 안테나에 대한 측정 결과를 표 3에 보였다.



(· : 측정치, - : 이론치)

(a) E-면



(· : 측정치, - : 이론치)

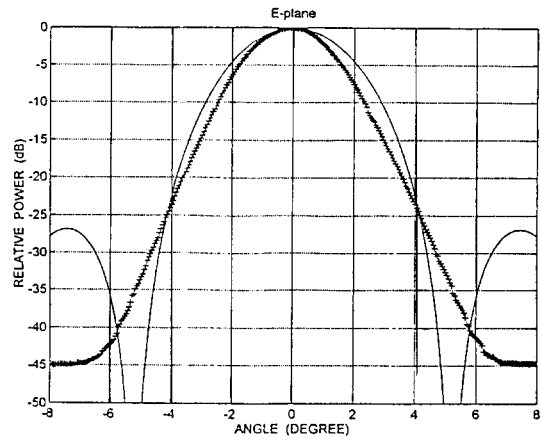
(b) H-면

그림 2. 렌즈 안테나 설계도

Fig. 2. Radiation patterns of paraboloidal reflector antenna: (a) E-plane, (b) H-plane.

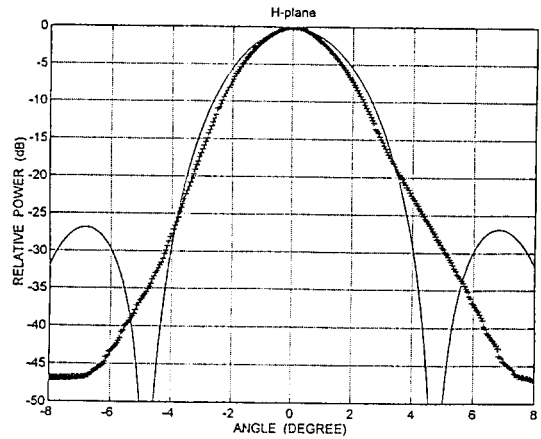
IV. 패치 어레이 안테나

길이(L), 폭(W), 유전체 두께(t)인 구형 패치



(· : 측정치, - : 이론치)

(a) E-면



(· : 측정치, - : 이론치)

(b) H-면

그림 3. 단면 렌즈 안테나의 방사패턴

Fig. 3. Radiation patterns of plano-convex lens antenna: (a) E-plane, (b) H-plane.

안테나를 설계하기 위하여 전송 선로 모델링을 이용한 해석의 결과인 다음의 식을 이용하였다¹⁰⁾. 패치 폭(W)의 중앙에 급전하는 경우에 대한 공진 주파수에서의 입력 임피던스(Z_{in})는 약 121Ω 이었다. 처음 2 개의 소자 안테나의 결합은 2 개의 121

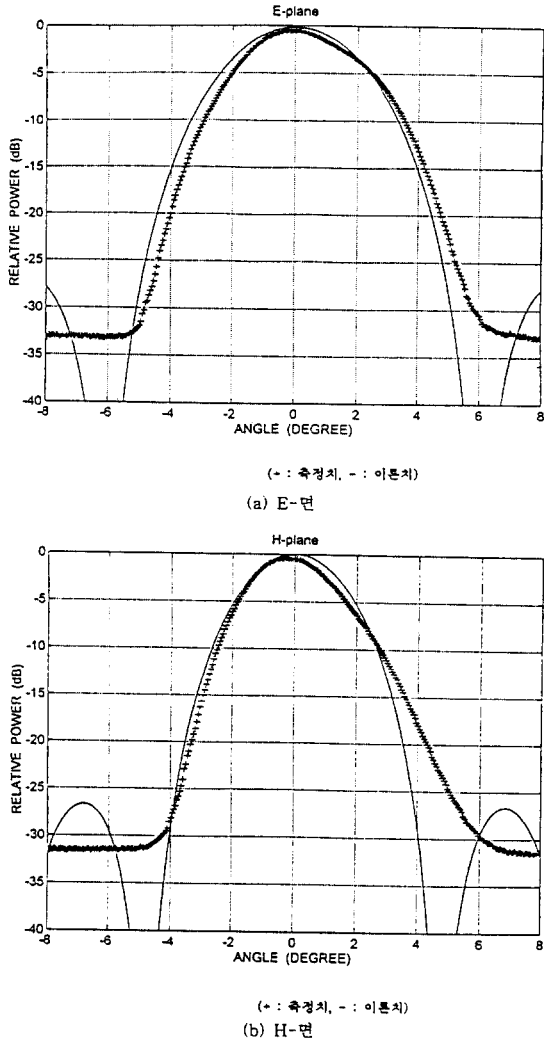


그림 4. 양면 렌즈 안테나의 방사패턴

Fig. 4. Radiation patterns of double-convex lens antenna: (a) E-plane, (b) H-plane.

Ω (병렬이므로 60.5Ω 이 됨)인 피드 라인과 100Ω 인 마이크로스트립 전송선과의 임피던스 정합을 위하여 $\lambda/4$ 변환기를 이용하였으며 각 2개의 소자 안테나를 결합한 피드 라인과 결합시에도 특성 임피던스를 50Ω (병렬이므로 반으로 줄어듦) 및 100Ω (피드 라인)으로 하여 $\lambda/4$ 변환기를 이용하였고

최종 단은 결합으로 50Ω 이 되므로 변환기 없이 직접 결합하였다.

패치 어레이 안테나는 유전율이 2.2이고 $\tan \delta$ 가 0.0009 및 두께 t 가 0.0254 cm(10 mil)인 기판을 사용하여 제작하였으며 32×8 패치어레이 안테나는 등간격, 등진폭, 등위상의 어레이로 설계하였다 (표 2 참조). 어레이 안테나의 단일 패치 안테나의 크기는 $1.092 \text{ mm}(L) \times 1.54 \text{ mm}(W)$ 이고, 안테나 간격을 E-평면으로는 $1.9 \lambda_0$ ($\lambda_0 = 3.8935 \text{ mm}$)이고 H-평면은 $0.92 \lambda_0$ 로 설계한 결과 어레이 안테나의 크기는 약 $7 \times 10 \text{ cm}$ 이었다. 제작한 패치 어레이 안테나를 그림 5에 보였다.

표 2. 패치 어레이 안테나의 제원

Table 2. Parameters of patch antenna substrate and antenna spacing.

기판의 유전율(ϵ_r)	2.2
기판의 $\tan \delta$	0.0009
기판의 두께(t)	0.0254 cm
패치의 폭(W)	0.1540 cm
패치의 길이(L)	0.1092 cm
안테나 간격(H-면)	$1.9 \lambda_0$
안테나 간격(E-면)	$0.92 \lambda_0$

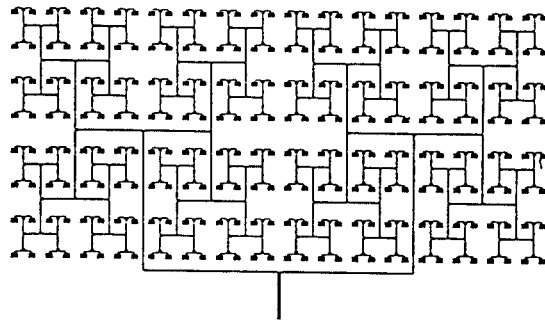


그림 5. 32×8 패치 어레이 안테나

Fig. 5. 32×8 patch array antenna.

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r}{2} + \frac{1}{2} \right)^{-0.5}$$

$$L = \frac{\frac{\lambda_0}{2}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0.824t \frac{(\epsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W}{t} + 0.262\right)}{(\epsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W}{t} + 0.813\right)}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{2G_r}$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } G_r &= \frac{W_{eff}^2}{90\lambda_0^2} && W_{eff} < 0.35\lambda_0 \\ &= \frac{W_{eff}}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\pi^2} && 0.35\lambda_0 \leq W_{eff} \leq 2\lambda_0 \\ &= \frac{W_{eff}}{120\lambda_0} && 2\lambda_0 < W_{eff} \end{aligned}$$

$$W_{eff} = 120\pi \frac{t}{Z_m \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$Z_m = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{W}{2t} + 1.843 + \ln\left(\frac{W}{2t}\right) \right]^{-1}$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2} (\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2} (\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{10t}{W} \right)^{-0.5}$$

패치 안테나에 연결된 특성저항이 50 Ω인 마이크로스트립 전송선과 도파관의 접속은 waveguide-to-coax-to-microstrip transition을 사용하였으며 동축 케이블에 의한 손실을 최소화하기 위하여 안테나의 전송선과 도파관을 동축 케이블을 통하여 바로 접속하였다. 여기에 사용된 도파관은 WR-10 이고 동축 케이블은 특성저항이 50 Ω인 RG-178/u 이다. 동축 케이블에 의한 도파관 내에서의 프로브(probe)의 최적의 위치, 길이, 지름 등은 문헌[11]을 참고하였다.

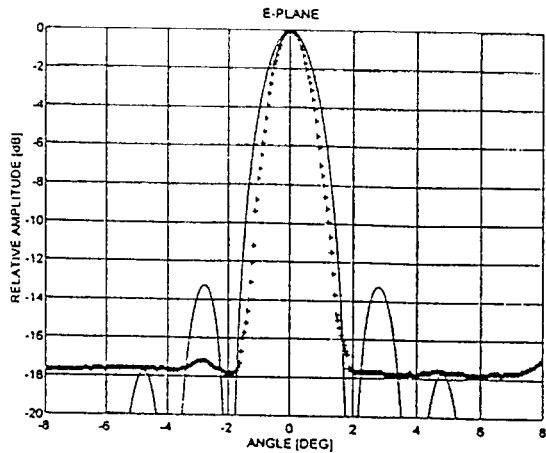
패치 어레이 안테나에 대한 시뮬레이션 및 측정된 방사 패턴을 그림 6에 보였으며 3 dB 빔폭, 이득 등은 표 3에 보였다.

안테나 이득은 약 10 dB로서 지향성보다 훨씬 낮은 것을 알 수 있는데 밀리미터파 대역에서 일반적으로 마이크로스트립 전송선의 손실이 일반적으로 0.25 dB/λ₀ 이상이어서 피드망(feed network)의 마이크로스트립 전송선 길이가 약 30 λ₀에 의한 전송손실 및 waveguide-to-coaxial-to-micro-

strip transition 부분에서의 임피던스 부정합에 의한 전송손실에 기인한 것으로 사료된다.

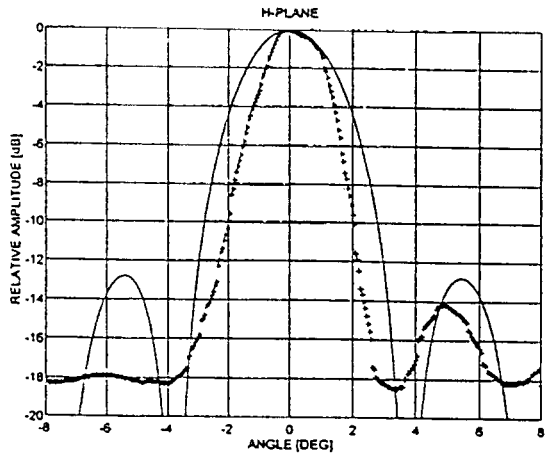
V. 결 론

파라볼라 안테나는 초점거리가 3.63 cm이고 개



(solid: 시뮬레이션, +: 실험측정)

(a) E-면



(solid: 시뮬레이션, +: 실험측정)

(b) H-면

그림 6. 32×8 패치 어레이 안테나의 방사패턴

Fig. 6. Radiation patterns of 32×8 patch array antenna: (a) E-plane, (b) H-plane.

표 3. 안테나의 3 dB 빔폭 및 이득

Table 3. 3 dB beamwidths and gains of 4 antennas.

		파라볼라 (이론치/실험치)	단면 렌즈 (이론치/실험치)	양면 렌즈 (이론치/실험치)	32×8 페치 어레이 (이론치/실험치)
3 dB 빔폭	E-면	1.97°/1.85°	3.45/2.6°	3.17°/2.55°	1.72°/1.35°
	H-면	3.79°/2.55°	3.98°/3.65°	3.26°/2.85°	3.34°/2.3°
지향성(dB)		37.11	36.85	34.86	36.23
이득(dB)		37.13	33.33	26.63	10.0

구면 크기가 7×10 cm 인 파라볼로이드 및 단면 크기가 0.254×0.127 cm인 WR-12인 도파관을 피드 안테나로 사용하여 구현하였다. 수평축(E-면)의 3 dB 빔폭은 1.97° 및 수직축(H-면)은 3.79°인 반면에, 실험치는 각각 1.85° 및 2.55°로 이론치와 차이를 보였으나 측정시에 부분적으로 전파 흡수체를 설치함으로 그외의 지역으로부터의 반사 및 측정기기의 비선형성 등등의 영향에 의하여 빔폭이 좁아진 것으로 사료된다. 그 결과 안테나 이득은 상대적으로 높은 값인 37.13 dB을 얻었다.

렌즈 안테나는 양면 및 단면 렌즈 두가지 형태의 안테나를 설계 제작 및 측정하였으며, 유전체로 테프론(유전율 : 2.08, 손실율 : 0.0004)을 사용하였으며 렌즈 직경이 10 cm 및 초점거리가 5 cm인 하이퍼볼로이드(hyperboloidal) 및 스피리칼(spherical) 곡면으로 제작하였다. 개구면 효율(aperture efficiency)을 높이기 위하여 edge taper의 크기가 -10 dB가 될 수 있도록 피드 안테나는 피라미달 혼 안테나로 구현하였다. 단면 및 양면 렌즈의 3 dB 빔폭은 2.6°와 3.65°, 2.55° 및 2.68°로 각각 측정되었으며 이는 이론치보다 조금 적은 값이다. 그리고 안테나 이득은 단면 및 양면이 각각 36.33 및 26.63으로 이론치인 지향성보다 0.5 및 8.2 dB 작은 값으로 양면인 경우가 이득이 적게 측정되었다. 이는 양면 렌즈를 하이퍼볼로이드 단면렌즈에 스피리칼 렌즈를 결합하여 양면 렌즈를 구성함에 따라 렌즈 사이의 공극(air gap)에 의한 비정합 손실에 기인한 것으로 사료된다.

구형 페치 어레이 안테나는 기관의 두께가 0.0254 cm(10 mil)이고 유전율이 2.2인 테프론 기관에 제작하였다. 32×8 어레이 안테나에서 3 dB 빔폭 및 방사패턴 등은 실험 결과와 이론치가 잘 일치함을 보였다. 그러나 피드망에 의한 손실과 전이 부분에서의 부정합에 의한 손실 등으로 인하여 안테나 이득은 10 dB로 지향성 36.23 dB 보다 매우 낮게 측정되었지만 dynamic range가 약 20 dB 정도 되기 때문에 방사패턴의 측정은 가능하였다.

이상과 같이 설계, 제작된 안테나를 비교해 본 결과 파라볼라 안테나가 가장 우수한 성능을 나타내었다. 렌즈안테나는 렌즈에 사용된 매질의 종류와 곡면의 모양 등에 관한 연구를 통해서 좀 더 나은 성능의 안테나 제작이 가능하리라 사료된다. 향후 뛰어난 성능을 가진 밀리미터파용 M×N 페치 어레이 안테나를 만들기 위해서는 저 손실의 피드망 설계 기술 및 waveguide-to-microstrip 전이에서 손실을 최소화할 수 있도록 한다면 더욱 높은 이득을 얻을 수 있으리라 예상된다.

차량용 레이더인 경우, 적어도 운행 차선 및 좌우의 각 1개 차선 등 3개의 차선에 대한 차량 움직임에 대한 정보가 필요하므로 3개의 방향에 대한 빔이 필요하게 된다. 파라볼라나 렌즈 안테나에서의 빔 방향의 조정은 기계적인 방법 및 피드 안테나의 위치 미소 변위로 가능하다. 기계적인 조향 방식은 차량 자체의 움직임으로 인하여 빔 방향 조정의 정밀도에 한계가 있으므로 피드 안테나의 위치에 변위를 주어 주 빔의 방향을 변화하는 것이 바람직하

나 피드 안테나의 위치가 초점면의 위치에서 벗어날수록 주 빔의 이득의 저하 및 부엽의 크기의 증가를 초래하는 단점이 있다^[2]. 그러나 패치 어레이 안테나인 경우는 단일 어레이 안테나로 3개의 빔을 얻기 위해서는 본 연구에서 수행한 등위상 어레이가 아닌 위상 변화 장치를 필요로 하여 안테나의 복잡성이 증대하는 단점도 있으나 안테나 구조가 평면형이기 때문에 차량 장착이 용이하므로 고이득의 3개 빔을 얻을 수 있는 방안에 대한 연구가 요망된다.

참 고 문 헌

- [1] David K. Barton, "A Half Century of Radar", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 32, no. 9, pp. 1161-1170, Setp. 1984.
- [2] P. Lowbridge, P. Briggingshaw and B. Kumar, "A Low Cost mm-Wave Cruise Control System for Automative Applications", *Microwave Journal*, pp. 24-36, Oct. 1993.
- [3] A. G. Stove, "Obstacle detection radar for cars", *Elec. & Comm. Eng. Journal*, pp. 232-240, Oct. 1991.
- [4] S. W. Lee and Y. Ramat-Samii, "Simple Formulars for Designing on Offset Multibeam Parabolic Reflector", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, no. 3, pp. 472-478, May, 1981.
- [5] Constantine A. Balanis, *Antanna Theory - Analysis and Design*, Haper & Row, pp. 607-610, 1982.
- [6] Young-Sik Kim, "Linearly Tapered Slot Antenna Arrays for Multibeam Systems", Ph. D. Dissertation, The Graduate School, The University of Massachusetts at Amherst, 1988.
- [7] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 391-392, 1981.
- [8] R. E. Collin, *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw-Hill, pp. 206-215, 1985.
- [9] C. J. Sletten, *Reflector and Lens Antennas*, Artech House, pp. 215-220, 1988.
- [10] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook*, Van Reinhold, pp. 10. 7~10. 10, 1993.
- [11] J. S. Izadian and S. M. Izadian, *Micro-wave Transition Design*, Artech House, pp. 37-51, 1988.
- [12] J. Ruze, "Lateral Feed Displacement in a Paraboloid", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, pp. 660-665, Sept. 1965.
- [13] E. A. Wolff, *Antenna Analysis*, John Wiley & Son, Inc., pp. 462-475, 1966.

[부록 : 안테나 방사패턴]

A. 파라볼라 안테나^[7]

$$F(\theta) = \frac{\pi D^2}{2} \int_0^1 f(\rho) J_0 \left[\left\{ U - \frac{U_s}{M(\rho)} \right\} \rho \right] \rho d\rho$$

여기서 D : reflector의 직경

ρ : radial방향으로 정규화된 변수

J_0 : 영차의 제1종 베셀 함수

U : $\frac{\pi D}{\lambda} \sin\theta$ 로 정의된 함수

U_s : $\frac{\pi D}{\lambda} \frac{\delta_x}{f}$ 로 정의된 함수

$M(\rho)$: $1 + \left(\frac{\rho}{4f/D}\right)^2$ 로 정의된 함수

$f(\rho)$: 피드의 방사 패턴

B. 단면 렌즈 안테나^[13]

E-면 패턴 :

$$E_\theta = \frac{(n \cos \theta - 1)^3}{F^2 (n-1)^2 (n - \cos \theta)} I(\theta)$$

H-면 패턴 :

$$H_\phi = \frac{(n \cos \theta - 1)^3}{F^2 (n-1)^2 (n - \cos \theta)} R_H(\theta)$$

여기서

$$I(\theta) = \left(\frac{1 + \cos \theta}{4} \right)^2 R(u_1, u_2, u)$$

$$R(u_1, u_2, u) = \frac{[C(u_2) - C(u_1)]^2 + [S(u_2) - S(u_1)]^2}{C^2(u) + S^2(u)}$$

$$u = \frac{b}{\sqrt{2\lambda l_E}}, u_{2,1} = \pm u - \sqrt{\frac{2l_E}{\lambda}} \sin \theta$$

$$C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2} \tau^2\right) d\tau$$

$$S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2} \tau^2\right) d\tau$$

$$l_E = 2.8, b = 0.9$$

$$R_H(\theta) = (1 + \cos \theta)^2 \frac{a}{l_H} U(v, v_1, v_2, w, w_1, w_2)$$

$$U(v, v_1, v_2, w, w_1, w_2) = \frac{G_1(v_1, v_2) + G_1(w_1, w_2)}{G_2(v, w)}$$

$$G_1(v_1, v_2) = [C(v_2) - C(v_1)]^2 + [S(v_2) - S(v_1)]^2$$

$$G_2(v, w) = [C(v) - C(w)]^2 + [S(v) - S(w)]^2$$

$$v_{2,1} = \pm \sqrt{\frac{l_H}{2a\lambda}} - \frac{k_2}{\pi} \sqrt{2a\lambda} - \frac{1}{l_H} \sqrt{\frac{a\lambda}{2}}$$

$$w_{2,1} = \pm \sqrt{\frac{l_H}{2a\lambda}} - \frac{k_2}{\pi} \sqrt{2l_H\lambda} - \frac{1}{l_H} \sqrt{\frac{a\lambda}{2}}$$

$$k_2 = k \sin \theta$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$l_H = 3.1$$

$$a = 1.2$$

C. 양면 렌즈 안테나^[13]

E-면 패턴 :

$$E_\theta = \frac{(n - \cos \theta)^2}{F(n-1)(n \cos \theta - 1)} I(\theta)$$

H-면 패턴 :

$$H_\phi = \frac{(n - \cos \theta)^2}{F(n-1)(n \cos \theta - 1)} R_H(\theta)$$

D. 패치 어레이 안테나^[10]

단일 패치 안테나 :

$$E_\theta = \cos(k_0 \frac{L}{2} \sin \theta) \quad (\text{E-면})$$

$$E_\phi = \frac{\sin(k_0 \frac{W}{2} \sin \theta)}{k_0 \frac{W}{2} \sin \theta} \cos \theta \quad (\text{H-면})$$

M×N인 planar 어레이 안테나에 대한 어레이 인자(array factor) :

$$E(\theta, \phi) = \frac{1}{M} \frac{\sin(M\Psi_x/2)}{\sin(\Psi_x/2)} \frac{1}{N} \frac{\sin(N\Psi_y/2)}{\sin(\Psi_y/2)}$$

$$\Psi_x = \beta d_x (\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0)$$

$$\Psi_y = \beta d_y (\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0)$$

여기서 M, N ; 각각 x, y축에 있는 소자의 수

d_x, d_y ; 각각 x, y축상에서의 소자들 사이의 거리

(θ_0, ϕ_0) ; 주빔의 방향

박 건 우

1970년 8월 10일생

1994년 2월 : 고려대학교 전자공학과(공학사)

1996년 2월 : 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1996년 2월~현재 : 현대전자산업주식회사

배 종 진

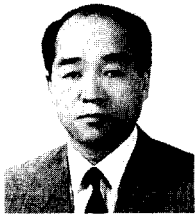
1970년 8월 12일생

1994년 2월 : 부산대학교 전자공학과(공학사)

1996년 8월 : 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1996년 2월~현재 : 현대전자산업주식회사

김 영 식



1952년 1월 10일생

1973년 2월 : 고려대학교 전자공학과
(공학사)

1986년 5월 : 메사추세츠대학교 대학
원 전기 및 컴퓨터공학과(공학석
사)

1988년 5월 : 메사추세츠대학교 대학원 전기 및 컴퓨터공학과
(공학박사)

1989년 3월~1993년 2월 : 한국전자통신연구소 이동통신연구단

1993년 3월~현재 : 고려대학교 전파공학과 교수