

격자로 분할된 개구면을 갖는 혼 안테나의 이득 개선

Gain Enhancement of a Horn Antenna with Latticed Aperture

허문만 · 이인재 · 임계재* · 윤현보

Moon-Man Hur · In-Jae Lee · Gye-Jae Lim* · Hyun-Bo Yoon

요 약

정사각형 혼 안테나의 개구면을 3×3의 도체 격자로 분할하여 이득을 개선하였다. 개구면상의 균일한 필드 분포를 얻기 위해서, 중앙과 가장자리의 격자에 두께가 서로 다른 유전체 판을 삽입하여 위상을 보상하였다. 12.5 GHz 대역의 혼 안테나를 설계하여 FDTD 방법으로 개구면의 필드 분포를 해석하였고, 이로부터 복사 패턴을 계산하였다. 실제 측정된 결과, 격자형 개구면을 갖는 안테나의 이득은 18 dBi로 일반적인 혼에 비해 이득이 약 2 dB 개선됨을 확인하였다.

Abstract

In this paper, the gain of the square horn antenna is enhanced with 3×3 latticed aperture. In order to get the uniform field distribution on the aperture, the different thicknesses of dielectric plates for the phase compensation are inserted into the center and the edge of the aperture respectively. The proposed horn antenna is designed at 12.5 GHz band, and then the analysis of the field distribution on the aperture is performed by using FDTD method. The radiation pattern is also calculated from the analysis. Based on the measured data, it is verified that the gain of a horn antenna with latticed aperture is 18 dBi and this is 2 dB gain enhancement compare with a normal horn antenna without latticed aperture.

Key words : Gain Enhancement, Horn Antenna, Sub-array, Grating Aperture, Dielectric Lens

I. 서 론

위성통신용 안테나의 급전부로 널리 사용되는 피라미드 또는 원추형 혼 안테나는 높은 이득, 낮은 VSWR, 그리고 비교적 광대역의 특성을 보일 뿐 아니라 설계와 제작이 용이하다는 장점을 가지고 있다. 그러나 스피로버(spillover)와 같은 현상에 의한 손실과 개구면의 교차 편파 및 필드 분포의 위상 오차에 의한 손실이 발생하기 때문에, 최적화 된 혼 안테나의 개구 효율이 약 50~60 %로써 이득을 감소시키는 원인을 가지고 있다^{[1],[2]}.

지금까지 연구된 단일 혼 안테나의 이득을 증가시

키는 방법은 주름형(corrugated)의 혼에 유전체를 삽입하여, 복사 패턴의 방향성을 높이고 부엽과 교차 편파 레벨을 감소시키는 방법^{[3],[4]}과 혼 안테나의 내부에 얇은 도체판(baffle)을 삽입하여 개구면의 필드 분포를 변화시켜서 이득을 증가시키는 방법^{[1],[5]}이 있다. 그러나 유전체를 삽입하는 방법은 높은 유전율을 갖는 물질이 필요하고 안테나의 무게와 가격이 증가하게 되며 임피던스 정합도 어렵다. 그리고 도체판을 삽입하는 방법은 혼 안테나의 E면과 H면의 방향성을 동시에 증가시키도록 도체판의 크기와 위치를 결정해야 하기 때문에 설계 및 제작이 어렵게 된다.

동국대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Dongguk University)

*관동대학교 전자정보통신공학부(Division of Electronic Information Engineering, Kwandong University)

· 논문 번호 : 20060904-103

· 수정완료일자 : 2006년 10월 10일

이득을 개선시키는 가장 일반적인 방법인 배열 안테나의 경우, 우수한 주 빔 및 후엽 특성을 얻을 수 있는 소자 간격은 $0.7 \sim 0.9 \lambda$ 이지만^[6], 혼 안테나는 개구면 크기가 보통 $3 \sim 5 \lambda$ 이기 때문에 그 간격으로 배열하는 것은 물리적으로 불가능하다. 그러므로 본 논문에서는 그림 1과 같이, 혼 안테나의 정사각형 개구면을 3×3 의 도체 격자로 분할하여 0.83λ 의 간격을 갖도록 하였으며, 중앙과 가장자리의 격자에 두께가 서로 다른 유전체 판을 삽입하였다. 이는 각 격자를 통과하는 신호의 위상을 보상하여 개구면에서의 필드 분포를 균일하게 함으로써 이득을 개선하기 위해서이다.

또한, 혼 안테나의 개구면과 급전부의 도파관을 정사각형으로 설계한 이유는 수직 및 수평 편파의 변별 송수신이 가능하게 하고 이 수직과 수평 편파의 위상을 $\pm 90^\circ$ 차이가 나게 함으로써 축비가 양호한 좌, 우 원편파 특성도 얻을 수 있다는 장점 때문이다.

제안된 혼 안테나의 설계는 FDTD 방법을 사용하여, 개구면의 필드 분포를 해석하고, 이 필드 분포를 푸리에 변환하여 원거리장의 복사 패턴을 계산하였다. 그리고 이득 개선의 효과를 확인하기 위해서 12.5 GHz 대역에서 일반적인 구조와 제안된 구조의 혼 안테나를 제작하여, 그 성능을 비교한 결과는 격자형 개구면을 갖는 혼 안테나의 이득이 약 18 dBi 로써 일반 혼에 비해서 약 2 dB 의 이득 개선 효과를 얻었다.

II. 정사각형 혼 안테나의 설계

정사각형 혼 안테나는 수직과 수평 편파 특성이 동일하고, 급전부의 정사각형 도파관의 설계에 따

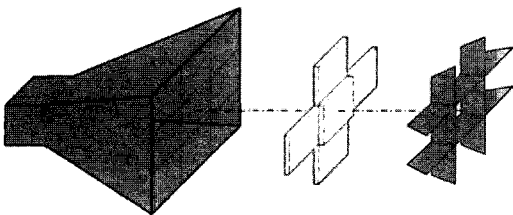


그림 1. 제안된 혼 안테나의 구조
Fig. 1. The structure of the proposed horn antenna.

라 수직 및 수평 편파의 변별 수신이 가능한 장점이 있다. 그리고 급전부에서 수직과 수평 편파의 위상을 $\pm 90^\circ$ 차이가 나게 함으로써 축비가 양호한 좌, 우 원편파 특성도 얻을 수 있다.

2장에서는 제안된 구조의 이득 개선 효과를 확인하기 위해서, 기존의 일반적인 방법^[7]으로 정사각형 혼 안테나를 설계하여, 격자와 유전체 판을 삽입한 혼 안테나의 성능과 비교할 기준을 마련한다.

먼저, 정사각형 혼 개구면의 크기는 $60 \times 60 \text{ mm}$ 로 설정하였다. 그 이유는 그림 1에서와 같이, 개구면을 3×3 개의 격자로 분할할 때, 각 격자의 간격을 12.5 GHz 주파수 파장의 약 0.83 배, 즉 약 20 mm 로 설정하기 위해서이다. 급전부 도파관은 $19.05 \times 19.05 \text{ mm}$ 의 정사각형으로 해당 주파수 대역에서 우세 모드를 형성하고 있다.

혼 개구면과 급전부 도파관의 크기가 결정되면, 높이 R_H 에 의해 플레어(flare) 각도가 정해지고 이 각도에 의해 혼 안테나의 이득이 결정된다. 정사각형 혼 안테나의 이득은 일반적인 직사각형 혼 안테나의 이득을 구하는 방법으로 계산할 수 있다.

그림 2와 같이 정사각형 혼과 도파관의 경우에 물리적 개구면적 $AB=A^2$ 과 개구면 효율 ϵ , 파장 λ 의

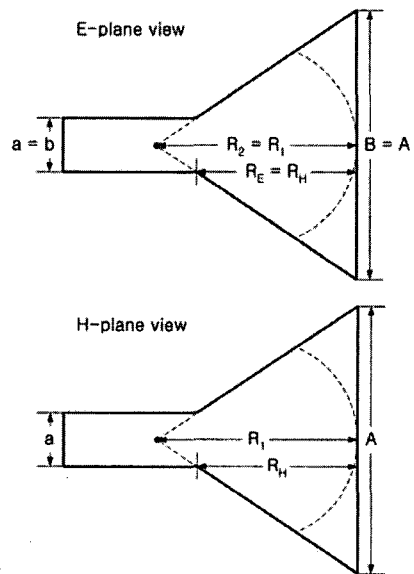


그림 2. 정사각형 혼 안테나의 주평면
Fig. 2. The principal planes of the square horn antenna.

함수로써 지향성 D (무손실인 경우는 이득 G)는 다음과 같이 구해진다^[8].

$$G = \frac{4\pi\epsilon A^2}{\lambda^2} \quad (1)$$

여기서, ϵ 는 다음의 식과 같이 표현된다.

$$\epsilon = -\frac{8}{\pi^2} L_E(s)L_H(t) \quad (2)$$

식 (2)는 우세 모드가 TE_{01} 일 때의 효율 $8/\pi^2$ 에 이득 저감 계수(gain-reduction factor) $L_E(s)$ 와 $L_H(t)$ 로 표현되는 개구면에서의 위상 오차에 의한 영향을 고려한 것이다. E면과 H면의 위상 오차 파라미터 s 와 t 는 개구면 모서리에서의 위상지연 δ ($\delta_E=360s$ 도, $\delta_H=360t$ 도)와 관련되어 있으며, 다음과 같이 정의된다.

$$s = \frac{B^2}{8\lambda R_2}, t = \frac{A^2}{8\lambda R_1} \quad (3)$$

여기서

$$R_1 = R_H + \frac{0.5a}{\tan\beta} \quad (4)$$

이며, 정사각형 혼에 대해서는 $R_2=R_1$ 이므로, $s=t$ 가 된다.

이득 저감 계수는 개구면의 접선 필드에 의해 유도되며, 각 주평면에서의 2차 위상 감소를 포함하는 프레넬(Fresnel) 적분으로 표현된다. 또한 E면과 H면 섹터혼에 대한 지향성 식으로부터 직접 구할 수 있다.

프레넬 적분은 다음과 같이 정의된다.

$$C(x) = \int_0^x \cos(\pi t^2/2)dt, \\ S(x) = \int_0^x \sin(\pi t^2/2)dt \quad (5)$$

식 (5)를 이용하여, 이득저감계수 $L_E(s)$ 와 $L_H(t)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_E(s) = \frac{1}{4s} \{ [C(2\sqrt{s})]^2 + [S(2\sqrt{s})]^2 \}, \\ L_H(t) = \frac{\pi^2}{64t} \{ [C(p_1) - C(p_2)]^2 + [S(p_1) - C(p_2)]^2 \} \quad (6)$$

여기서, H면에서의 파라미터 p_1 과 p_2 는

$$p_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [(8t)^{-1/2} + (8t)^{1/2}],$$

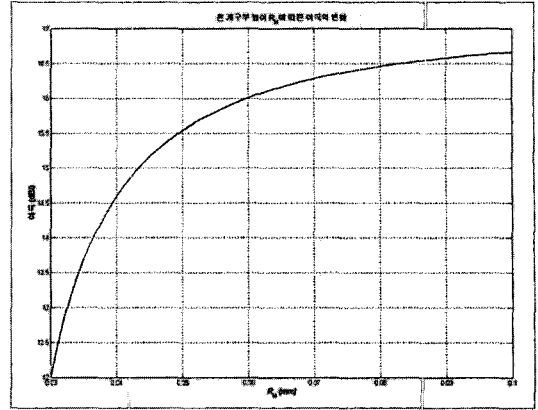


그림 3. 혼 개구부의 높이에 따른 이득의 변화
Fig. 3. The variation of gain vs. the horn height.

$$p_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [(8t)^{-1/2} - (8t)^{1/2}] \quad (7)$$

이다.

높이 R_H 를 30~100 mm로 변화시킬 경우에 이득을 계산하면 그림 3과 같으며, R_H 를 60 mm로 하는 정사각형 혼의 경우에 $s=t=0.213281$ 이고 이때의 플레어 각도 β 는 18.8°로 16 dBi의 이득이 구해졌다.

본 논문에서 설계된 정사각형 혼의 파라미터는 표 1과 같다.

Ⅲ. 격자를 이용한 개구면의 분할

최적 이득을 갖도록 설계된 일반적인 직사각형 혼 안테나의 효율은 50 % 정도로 매우 낮다. 이것은 혼 개구면 필드의 진폭과 위상이 스피어오버로 인하여 그림 4(a)와 같은 분포를 갖기 때문에 균일한 분포와 비교하여 낮은 효율을 갖는 것이다. 따라서, 보다 높

표 1. 정사각형 혼 안테나의 설계 파라미터
Table 1. The design parameter of the square horn antenna.

주파수 대역	Ku band
목표 이득	16 dBi
급전부 도파관 크기	19.05 × 19.05 mm(정사각형)
혼 개구부 크기	60 × 60 mm
혼 개구부 높이 ($R_E = R_H$)	60 mm
플레어 각도	18.8°

은 이득을 얻기 위해서는 이상적인 균일한 분포에 가까운 필드 분포가 되도록 설계가 이루어져야 한다.

본 논문에서는 2장에서 설계된 정사각형 혼의 개구면을 3×3의 도체 격자로 분할하여, 하나의 혼 안테나를 9개의 소형 혼(이하 ‘소자’라 칭함)으로 급전하고 있는 방식을 제안하였다. 또한, 각 소자의 위상차를 보상하기 위해서, 그림 1과 같이 중심의 소자에는 두꺼운 유전체 판을 두고 그 상하좌우의 소자에는 상대적으로 얇은 유전체 판을 삽입하였으며, 가장 위상차가 크게 발생하는 대각 모서리 방향의 소자에는 유전체 판을 두지 않음으로써, 전체 소자들의 위상 분포가 균일해지도록 설계하였다.

격자판의 높이와 유전체의 두께를 조절하면서, 혼 안테나 개구면에서의 필드의 진폭과 위상 분포를 FDTD로 계산하였다. 여기서는 재료 선정의 편리를 위해 1.5 mm와 3.0 mm 두께의 저손실 테프론 기판을 사용하여 유전체의 높이를 고정하고 격자판의 높이를 조절하여 FDTD 계산하여 개구면 상의 9개 개소의 위상과 진폭의 차이가 가장 작은 최적값을 구하였다.

위에서 얻어진 최적의 필드 분포를 식 (8)과 같이 푸리에 변환하여 원거리 복사 패턴을 구했다. 이 복사 패턴으로부터 최적의 이득을 갖는 설계 파라미터를 도출하였다.

$$E(r, \theta, \phi) \approx j \frac{ke^{-jkr}}{2\pi r} \left[\hat{a}_\theta (f_x \cos \phi + f_y \sin \phi) + \hat{a}_\phi \cos \theta (-f_x \sin \phi + f_y \cos \phi) \right] \quad (8)$$

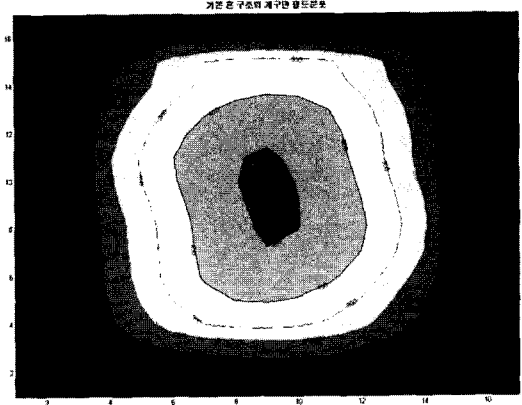
여기서, f_x 와 f_y 는 다음과 같다.

$$f_x(k_x = k_1, k_y = k_2) = \int_{-b/2}^{+b/2} \int_{-a/2}^{+a/2} E_{xa}(x', y', z') = 0) e^{+jk(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)} dx' dy' \quad (9a)$$

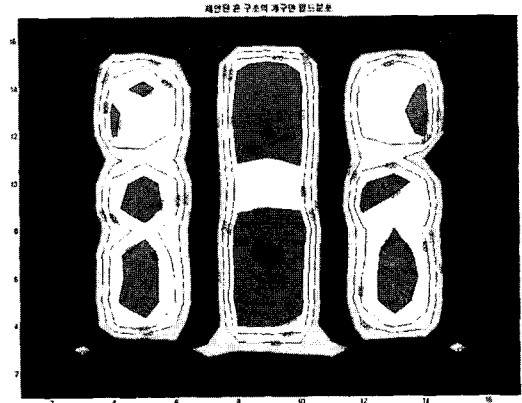
$$f_y(k_x = k_1, k_y = k_2) = \int_{-b/2}^{+b/2} \int_{-a/2}^{+a/2} E_{ya}(x', y', z') = 0) e^{+jk(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)} dx' dy' \quad (9b)$$

그림 4(a)는 격자가 없는 일반적인 정사각형 혼의 개구면에서 필드 분포를 나타내었으며, 그림 4(b)는 격자로 분할되고 최적 유전체 판을 삽입한 경우의 개구면에서 필드 분포를 나타내었다.

그리고 계산한 개구면의 필드 분포를 푸리에 변환



(a) 기본 정사각형 혼 안테나
(a) The standard square horn antenna



(b) 제안된 구조의 혼 안테나
(b) The proposed horn antenna with latticed aperture

그림 4. 개구면의 필드 분포
Fig. 4. The field distribution on the aperture.

하여 원거리 복사 패턴을 구하였다. 그림 5의 점선은 일반적인 정사각형 혼 안테나의 복사 패턴이며, 실선은 제안된 구조의 복사 패턴으로 이득이 개선됨을 알 수 있다.

IV. 제작 및 측정

이득 개선의 효과를 확인하기 위해서, 알루미늄 재료를 가공하여 그림 6과 같이 정사각형 혼 안테나를 제작하였으며, 두께 0.5 mm의 동판을 가공하여 그림 7과 같이 도체 격자를 제작하였다. 또한 격자에 삽입할 유전체 판은 비유전율 2.5인 테프론(Teflon) 기판을 사용하여, 중앙의 소자에는 3 mm의 두께

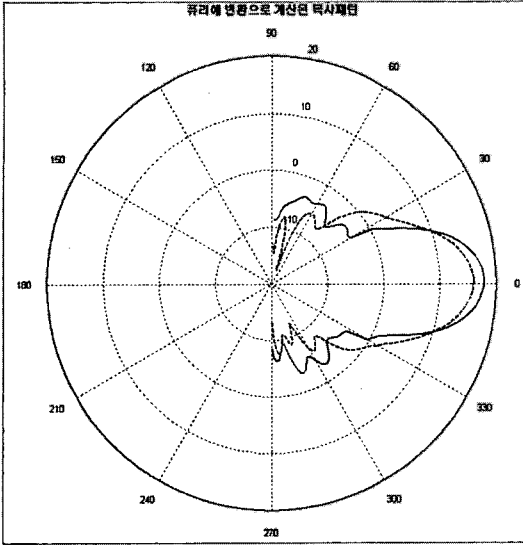


그림 5. 푸리에 변환으로 계산된 복사 패턴
Fig. 5. The calculated radiation pattern by Fourier transform.

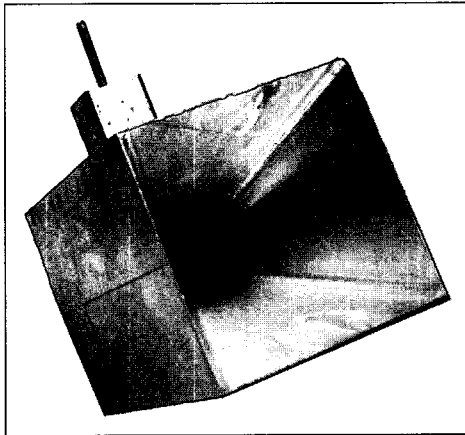


그림 6. 제작된 단일 혼 안테나
Fig. 6. The fabricated single horn antenna.

로 하고 가장자리의 소자에는 1.5 mm의 두께로 만들었다.

급전부의 구조는 도파관의 종단벽으로부터 $\lambda/4$ 지점에 모노폴 프로브를 수직과 수평 방향으로 배치하여 편파 변별이 가능하도록 하였다.

네트워크 어널라이저(HP8722A)를 이용하여 측정 한 반사 손실을 일반적인 정사각형 혼과 제안된 구조의 혼 안테나에 대해 각각 그림 8(a)와 그림 8(b)에 나타내었으며, DBS 수신 대역과 레이더 운용 주파수

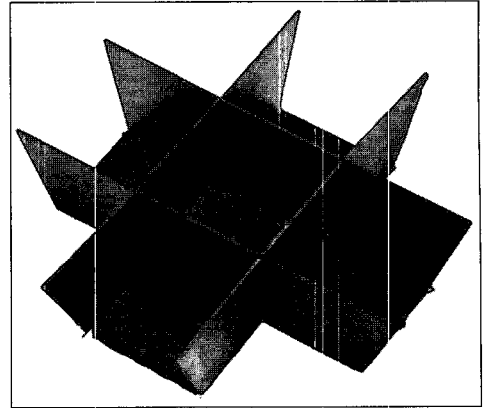
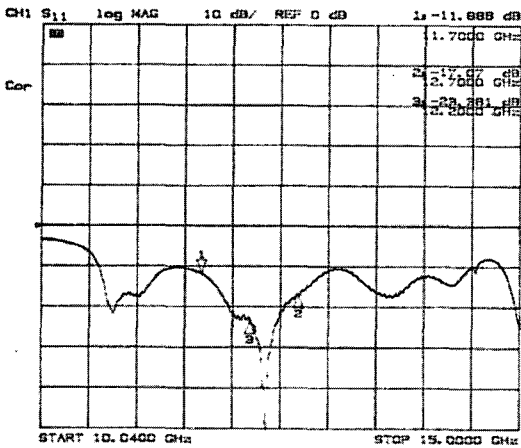


그림 7. 제작된 격자 및 유전체 판
Fig. 7. The fabricated lattice and dielectric plates.

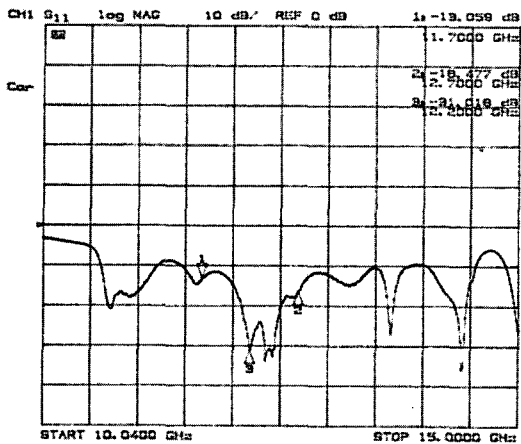
를 포함하는 Ku band의 광대역에서 매우 양호한 반사계수를 나타내었다.

그리고 정사각형 혼 안테나는 E면과 H면이 동일하기 때문에 선형 편파에 대해서 어느 한 면만 측정하였으며, 12.5 GHz에서 복사 패턴의 측정값을 그림 9에 나타내었다. 그림 9의 점선은 일반적인 정사각형 혼의 복사 패턴 측정값이며, 실선은 제안된 구조의 혼 안테나의 측정값이다. 전자의 경우는 이득이 16 dBi로 측정되어 계산 결과와 잘 일치하였으며, 후자의 경우에는 약 18 dBi의 이득을 나타내었다. 이는 3 dB 빔 폭이 기본 정사각형 혼 안테나의 24°에서 제안된 구조의 14°로 감소하여, 약 2 dBi의 이득이 개선된 것이다. 또한, 본 안테나의 효율은 금속판을 삽입한 구조^[5]에서 얻어진 60%에 비교하여, 89%의 높은 효율을 얻을 수 있었다. 이는 금속판을 삽입한 구조가 10.5 GHz에서 개구면 크기 $5.1 \lambda \times 6.9 \lambda$ 로 얻은 이득 23.3 dBi와 비교하면 본 안테나는 12.5 GHz에서 $2.5 \lambda \times 2.5 \lambda$ 개구면 크기에서 18 dBi의 이득을 얻어, 이론적으로 정규화 면적당 이득에 있어서 약 4배의 증대가 가능할 것이다.

제안된 구조의 안테나는 단일 안테나로 약 18 dBi의 이득을 갖기 때문에, 이 안테나의 배열을 통해 고지향성 안테나의 설계가 가능할 것이다. 예를 들면, 이 안테나를 1×8 배열하고 적절한 코퍼레이트 급전부를 구성하면, 이론적으로 약 27 dBi의 이득을 얻을 수 있으며 이 경우에 빔 폭은 방위각 상에서 약 2.5° 고도각 상에서 약 15°를 갖는 것으로 계산되었다.



(a) 기본 정사각형 혼 안테나
(a) The standard square horn antenna



(b) 제안된 구조의 혼 안테나
(b) The proposed horn antenna with latticed aperture

그림 8. 제작된 혼 안테나에 대한 반사 손실의 측정 결과

Fig. 8. The measured return loss of the fabricated horn antennas.

V. 결론

혼 안테나의 정사각형 개구면을 3×3의 도체 격자로 분할하고 중앙과 가장자리의 격자에 두께가 서로 다른 유전체 판을 삽입하여, 이득을 개선하는 구조를 제안하였다. 12.5 GHz 동작 주파수의 혼 안테나를 제작하고 이득을 측정한 결과 약 18 dBi로써, 도체 격자가 없는 기본적인 정사각형 혼 안테나에 비해 약 2 dB의 개선 효과를 확인할 수 있다. 또한, 제안된 안테나는 정사각형 개구면과 도파관을 사용했기 때

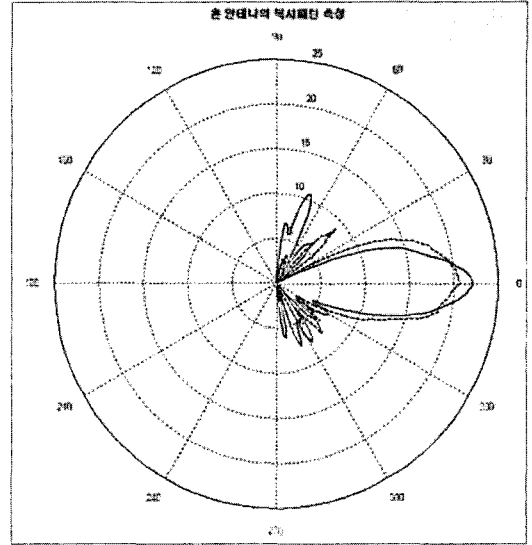


그림 9. 제작된 혼 안테나에 대한 복사 패턴의 측정 결과

Fig. 9. The measured radiation pattern of the fabricated horn antennas.

문에, 수직 및 수평 편파의 변별 송수신이 가능하고 이 수직과 수평 편파의 위상을 $\pm 90^\circ$ 차이가 나게 함으로서 축비가 양호한 좌, 우 원편파 특성도 얻을 수 있다.

그러므로 배열 구조로 이득과 빔 폭의 조정하고 급전 구조로 편파를 조정하면, 북미 지역 및 국내의 소형 위성 DBS용 안테나로 사용이 가능할 것이다.

참고 문헌

- [1] M. Clenet, L. Shafai, "Gain enhancement of conical horn by introducing bodies of revolution inside the horn", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1718-1721, Jun. 1998.
- [2] 백경훈, 이상설, "빔 웨이브가이드 안테나의 급전을 위한 원뿔형 컬러게이트 혼의 특성 해석", *대한전자공학회 논문지*, 27(5), pp. 666-671, 1990년 5월.
- [3] A. D. Olive, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk, and L. Shafai, *Microwave Horns and Feeds*, IEEE Press, 1994.
- [4] R. A. Nair, "Gain enhancement in dielectric core

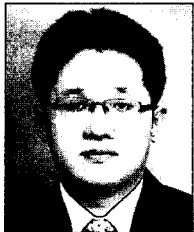
filled multimode conical horn antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1671-1674, Jul. 1993.

- [5] M. A. Koerner, R. L. Rogers, "Gain enhancement of a pyramidal horn using E- and H-plane metal baffles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 4, pp. 529-538, Apr. 2000.
- [6] J. D. Kraus, *Antennas for all Applications*, McGraw-Hill, pp. 109-116, 2002.

[7] Z. Frank, "A dual polarized horn with a scanning beam", *IEEE Proceedings on Electrical and Electronics Engineers in Israel*, pp. 155-158, Mar. 1991.

- [8] J. F. Aurand, "Pyramidal horns, part 2: A novel design method for horns of any desired gain and aperture phase error", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1439-1442, Jun. 1989.

허 문 만



1997년 2월: 동국대학교 전자공학과 (공학사)
 2002년 2월: 동국대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년 2월: 동국대학교 전자공학과 박사 수료
 [주 관심분야] 안테나, 전자파 수치

해석, 이동통신

임 계 재



1983년 2월: 동국대학교 전자공학과 (공학사)
 1988년 8월: 동국대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 2월: 동국대학교 전자공학과 (공학박사)
 1994년 3월~현재: 관동대학교 전자정보통신공학부 교수

[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, EMI/EMC, 전자파 생체영향

이 인 재



1993년 8월: 동국대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월: 동국대학교 전자공학과 (공학석사)
 2001년 8월: 동국대학교 전자공학과 박사 수료
 2003년 5월~현재: STMicroelectronics

사업개발담당 부장

[주 관심분야] 안테나, 전자파 수치해석, 이동통신

윤 현 보

1979년 3월~현재: 동국대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] EMI/EMC, 안테나 설계 및 해석, 이동통신