

# 고출력 전자기파 발생 장치용 소형화 된 원뿔 계단형 COBRA

## Miniaturized Conically Stepped COBRA for High Power Electromagnetic Generator

안지환 · 이상훈 · 윤영중 · 김준연\* · 이우상\* · 소준호\* · 한인희\*\*

Jihwan Ahn · Sang Heun Lee · Young Joong Yoon · Junyeon Kim\* · Woo Sang Lee\* · Joonho So\* · In Hee Han\*\*

### 요 약

본 논문에서는 고출력 전자기파 발생 장치에 사용될 소형화 된 원뿔 계단형 COBRA(Coaxial Beam-Rotating Antenna)를 제안하였다. COBRA는 혼 안테나와 렌즈로 구성되는데, 일반적인 방법으로 설계할 경우 정전 파괴 방지를 위해 그 크기가 매우 커지게 된다. 소형화를 위해 안테나의 길이만 줄일 경우 위상 오류의 증가로 인해 안테나의 이득이 줄어들게 되는데, 이를 방지하기 위해 COBRA 렌즈를 원뿔 계단형으로 변형시켜 개구면에서의 위상 오류가 보정되도록 하였다. 시뮬레이션 결과, 1,300 mm 길이의 안테나를 600 mm로 줄였음에도 불구하고 제안된 안테나는 더 높은 이득을 보였으며, 제작하고 측정된 원뿔 계단형 COBRA의 이득은 26.2 dBi로 나타났다.

### Abstract

In this paper, miniaturized conically stepped COBRA is proposed. In order to prevent electrical breakdown, COBRA, which consists of horn and lens, has to get bigger if it is designed with conventional method. Because of the phase error increase, shortening the length of the antenna without changing the aperture size leads to the reduction of the antenna gain. To avoid this, the phase error at the aperture is compensated by transforming the COBRA lens into conically stepped form. The simulations result shows that the proposed antenna has higher gain than the conventional COBRA in spite of the size reduction from 1,300 mm to 600 mm. The fabricated and measured COBRA has the gain of 26.2 dBi.

Key words : High Power, COBRA, Phase Error, Miniaturization

### I. 서 론

고출력 전자기파 발생 장치란 수 백 메가와트 이상의 높은 전력을 특정 목표로 전송하는 장치이다. 일반적으로 협대역 전자기파 발생 장치는 원형 도파관  $TM_{01}$  모드 또는 동축 TEM 모드 등과 같이 방사 대칭적인 전계 분포를 갖는 모드를 출력으로 사용한

다<sup>[1]</sup>. 이와 같은 모드들을 일반적인 혼 안테나를 통하여 그대로 방사하게 될 경우, 상호 대칭적인 전계들의 상쇄 효과로 인해 안테나 지향 방향에서 방사가 발생하지 않는 도넛 형태의 방사 패턴을 가지게 된다. 이러한 결과는 고출력 전자기파 발생 장치의 목적에 부합하지 않는 결과이다.

COBRA(Coaxial Beam-Rotating Antenna)는 이러한

연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical & Electronic Engineering, Yonsei University)

\*국방과학연구소(Agency for Defence and Development)

\*\*엠티지(MTG)

· 논문 번호 : 20080303-024

· 수정완료일자 : 2008년 7월 23일

문제점을 해결하기 위해 제안된 안테나이다<sup>[1]-[4]</sup>. 다만 구조를 이용하여 개구면에서 각 구역별 위상차를 유발하여 전계들의 상쇄를 막고 지향적인 방사 패턴을 얻을 수 있도록 한다. 특히, 3단 이상의 구조에서는 전계의 위상이 각 구역별로 순차적으로 변하면서 원형 편파를 얻을 수 있는 장점도 있다.

그러나 이런 COBRA 렌즈에 의해 반사 손실이 증가하고 렌즈의 경계면에서 전계값이 상승하는 문제가 발생할 수 있다. 고출력 전자기와 발생 장치 설계에 있어서 최우선적으로 고려해야 할 문제는 정전 파괴이므로<sup>[5]</sup> 이를 피하기 위해서 COBRA 혼의 개구면의 크기를 크게 설계해야 한다. 수백 메가와트 이상의 출력을 이용할 때 개구면의 크기는 십여 파장 이상, 일반적인 개구 효율과 목표 이득을 고려할 경우 혼의 길이는 수십 파장이 요구될 수 있다.

고출력 전자기와 발생 장치의 이동성과 방향 전환성을 위해 안테나의 크기와 무게를 줄일 필요가 있는데, 개구면의 크기는 정전 파괴 문제로 인해 축소가 힘들다. 따라서 안테나의 소형화를 위해 조정할 수 있는 요소는 혼의 길이뿐이다. 하지만 개구면의 크기를 유지한 채 혼의 길이를 줄일 경우 개구면에서의 위상 오류가 급격히 증가하게 되고, 이는 혼 안테나의 이득을 감소시키는 주요 원인이 된다<sup>[6]</sup>.

따라서 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 변형된 구조의 COBRA를 제안한다. 일반적인 렌즈가 아닌 원뿔 계단형 COBRA 렌즈를 이용하여 개구면에서 발생하는 위상 오류를 줄일 수 있다. 이 원리를 이용하여 이득의 감소 없이 안테나의 크기를 절반 이하 수준으로 줄일 수 있다는 것을 시뮬레이션을 통해 보이고 제안된 구조의 안테나를 실제 제작 및 측정하여 그 성능을 확인한다.

## II. 일반 COBRA 설계

### 2-1 안테나 설계 사양 및 목표

본 논문에서 제안하려는 안테나는 고출력 전자기와 발생 장치용 안테나로서, 사용될 고출력 전원부에 맞도록 설계되어야 한다. 고출력 전원부로는 X-대역에서 수십 나노초의 펄스폭에 수백 메가와트의 첨두 전력을 발생시키는 상대론적 후진파 발전기(RBWO: Relativistic Backward Wave Oscillator)가 사

표 1. 전원부 사양

Table 1. The specification of source.

종 류	상대론적 후진파 발전기
동작 주파수	$f_0$ GHz(X-band)
첨두 전력	$P_{peak}$ MW
펄스 폭	$\tau$ ns
출력단	직경 36 mm 원형 도파관
출력 모드	원형 TM01 모드

용된다. 전원부 출력단의 형태는 직경 36 mm의 원형 도파관이며 원형 TM<sub>01</sub> 모드를 출력 모드로 사용한다. 사용될 고출력 전원부의 세부 사양은 표 1에 정리하였다.

안테나의 설계 목표는 이득, 편파에 대해 설정하였다. 먼저 이득은 주어진 출력과 펄스 폭에 대해 1 km의 거리에 1 mJ/m<sup>2</sup> 이상의 효과도를 목표로 설정하였다. 효과도는 전력 밀도와 펄스 폭의 곱으로 다음의 두 식을 통해 구할 수 있다.

$$(\text{효과도}) = W \times \tau \quad [J/m^2] \quad (1)$$

$$W = \frac{P_{peak} G(\theta, \phi)}{4\pi r^2} \quad [W/m^2] \quad (2)$$

여기서,  $W$ 는 전력 밀도,  $G(\theta, \phi)$ 는 해당 방향에서의 안테나 이득,  $r$ 은 목표 지점까지의 거리이다. 이를 통해 요구되는 이득을 계산하면 약 25.55 dBi의 목표를 설정할 수 있다. 또한, 목표 지점의 수신 편파에 상관없이 효과적인 전력 전송을 위해 원형 편파를 갖도록 목표를 정하였다.

### 2-2 기본 혼 설계

그림 1은 일반적인 혼 안테나의 기하 구조를 보여주고 있다. 일반적으로 혼의 길이와 개구면의 크기를 정해주면 혼 안테나를 설계할 수 있다.

앞서 언급했듯이 고출력 전자기와 발생 장치 설계에 있어서 가장 먼저 고려해야 하는 사항이 바로 정전 파괴이다. 대기중에서 정전 파괴 전계값은 주파수, 기압, 펄스 폭에 대한 함수로서 다음의 두 식을 이용하여 구할 수 있다<sup>[7],[8]</sup>.

$$\left(\frac{E_b}{p}\right)_{p=0} = 26 + \left[\frac{0.6}{p\tau(E_b/p)_{p=0}}\right]^{1/2} \quad (3)$$

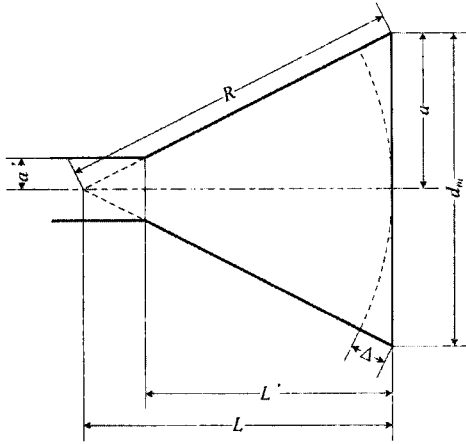


그림 1. 혼의 일반 기하 구조  
Fig. 1. General geometry of a horn.

$$\left(\frac{E_b}{p}\right)_{\rho \neq 0} = \left(\frac{E_b}{p}\right)_{\rho = 0} - 6[1 - e^{-7.5 \times 10^{-4} \rho \lambda}] \quad (4)$$

여기서,  $E_b$ 는 시평균 정전 파괴 전계값,  $p$ 는 대기 압,  $\lambda$ 는 파장이다. 이 식들을 이용해 해당 조건에서 정전 파괴 침투 전계값을 구하면 4.28 MV/m으로 계산된다. 정전 파괴를 방지하기 위해서는 혼 안테나 개구면에서의 전계가 이보다 낮은 값을 갖도록 설계해야 한다.

개구면에서의 전계값은 도파관에 걸리는 전계의 세기를 통해서 계산할 수 있다. 도파관에 걸리는 최대 전계  $E_{WG, peak}$ 는 다음 식과 같다.

$$E_{WG, peak} = \sqrt{\frac{2P_{peak} Z_{01}^{TM}}{\pi a'^2}} \quad (5)$$

여기서,  $Z_{01}^{TM}$ 는  $TM_{01}$  모드 임피던스,  $a'$ 은 도파관의 반지름이다. 계산 결과 도파관 내부에서 약 19.98 MV/m의 최대 전계가 형성이 되는 것을 확인할 수 있다.

여기에 포인팅 이론(Poynting's theorem)을 적용하면 혼의 개구면에서의 전계값을 계산할 수 있으며, 이는 다음과 같다.

$$E_{aperture} = E_{WG, peak} \times \frac{a'}{a} \quad (6)$$

여기서,  $E_{aperture}$ 는 개구면에서의 최대 전계값,  $a$ 는 개구면의 반경을 나타낸다.  $E_{aperture}$  값이 대기

중 정전 파괴 침투 전계값인 4.28 MV/m보다 작아지도록 개구면의 직경을 설정해야 한다. 이 때 일반적으로 안전도 3을 고려하여<sup>[5]</sup>  $E_{aperture}$  값이 개구면에서의 정전 파괴 침투 전계값의 1/3이 되도록 설정하면 정전 파괴 없이 대기중으로 방사할 수 있는 개구면의 크기는 약 500 mm로 설계할 수 있다.

그림 1에서 볼 수 있듯 개구면의 직경과 혼의 길이를 정해주면 개구면까지의 경로차  $\Delta$ 를 구할 수 있는데, 이는 개구면에서의 위상 오류를 유발하는 원인이 되며, 혼 안테나의 특성을 결정하는 요소 중 하나이다. 이를 파장 단위로 표현한 것을 2차 위상 분포(quadratic phase distribution)  $S$ 라고 하며, 이는 다음 식과 같다<sup>[9]</sup>.

$$S = \frac{\Delta}{\lambda} = \frac{d_m^2}{8\lambda R} = \frac{a^2}{2\lambda R} \quad (7)$$

여기서,  $d_m$ 은 개구면의 직경,  $R$ 은 혼 빔면의 길이를 나타낸다. 이  $S$  값에 따라 개구면 전계의 크기와 위상 분포가 형성되며, 이에 따른 안테나의 지향성은 다음 식과 같이 표현된다<sup>[9]</sup>.

$$(\text{지향성}) = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \cdot ATL \cdot PEL \quad (8)$$

여기서,  $A$ 는 개구면의 면적이다.  $ATL$ 과  $PEL$ 은 각각 개구면 전계의 크기 감소 손실(amplitude taper loss)과 위상 오류 손실(phase error loss)을 의미하며, 이 두 값을 모두 고려한 값을 이득 인자(gain factor)라고 한다. 다시 말해 이득 인자는 실제 안테나의 개구면 효율을 뜻한다. 이 이득 인자 값은  $S$  값에 따라 그림 2와 같이 결정된다. 따라서 원하는 이득과 개구효율에 해당하는  $S$  값을 가지도록 개구면의 크기와 혼의 길이를 설정해야 한다.

결정된 개구면 크기에서 얻을 수 있는 최대 이득은 식 (8)에서 이득 인자가 0인 경우로 구할 수 있다. 이를 계산하면 34.38 dBi로서 목표로 한 이득 25.55 dBi를 고려하면 약 8.83 dB의 이득 인자가 허용 가능하다. 이에 해당하는 2차 위상 분포 값을 그림 2에서 찾아보면 0.73 정도로  $S$ 의 값을 구할 수 있다. 이 값을 기준으로 식 (7)을 이용해  $R$ 을 계산하고  $L'$ 을 구하면 혼의 길이를 약 1,300 mm로 설계할 수 있다.

### 2-3 COBRA 설계

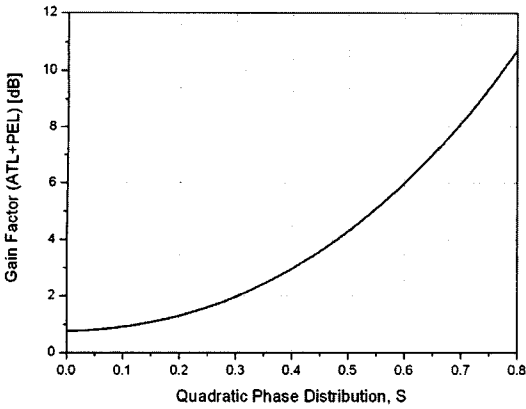


그림 2. 이득 인자 그래프  
Fig. 2. Gain factor graph.

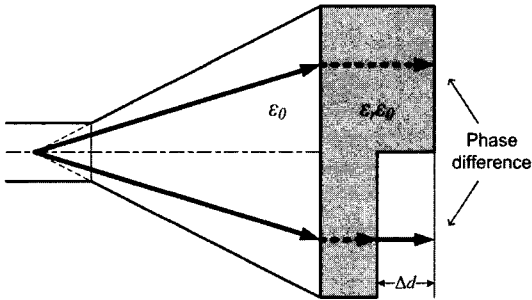


그림 3. COBRA의 원리  
Fig. 3. Principle of COBRA.

COBRA는  $TM_{01}$  모드를 모드 변환기나 기타 다른 장치를 이용하지 않고도 지향적인 방사 패턴과 높은 이득을 얻도록 고안된 안테나이다<sup>[1]-[4]</sup>. 그림 3과 같이 개구면에 다단 구조의 유전체를 삽입하여 각 구역별 위상차를 유발하여 전계들의 상쇄를 막고 지향적인 방사 패턴을 얻을 수 있도록 한다. 특히, 3단 이상의 구조에서는 전계의 위상이 각 구역별로 순차적으로 변하면서 원형 편파를 얻을 수 있는 장점도 있다. 각 구간별 위상은 다음 식에 의해 구할 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$\phi_n = \frac{2\pi(n-1)}{N} \quad \text{for } n=1, 2, \dots, N \quad (9)$$

여기서,  $N$ 은 다단의 수를 의미한다. 이에 따른 각 구간의 위상차와 각 구간의 두께 사이에는 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \frac{2\pi}{N} \\ &= \beta_0 \Delta d \sqrt{\epsilon_r} - \beta_0 \Delta d \end{aligned}$$

$$= \beta_0 \Delta d (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \quad (10)$$

여기서,  $\beta_0 = 2\pi/\lambda$ 이고,  $\epsilon_r$ 은 렌즈 유전체의 비유전율,  $\Delta d$ 는 각 구간별 렌즈 두께의 증가량이다. 이를 정리하면

$$\Delta d = \frac{1}{N} \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (11)$$

로 표현할 수 있으며, 최종적으로 각 구간별 두께는 다음 식과 같이 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} d_n &= \frac{2\pi(n-1)}{N} \frac{1}{\beta_0(\sqrt{\epsilon_r} - 1)} \\ &= \frac{(n-1)}{N} \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \end{aligned} \quad \text{for } n=1, 2, \dots, N \quad (12)$$

렌즈 유전체로는 비유전율이 3인 폴리카보네이트를 사용하였으며, 원형 편파를 얻기 위한 3단 이상의 구조 중 렌즈의 두께를 가장 얇게 설계할 수 있는 3단 구조를 선택하였다. 위 식에 따라 계산하면 각 구간별 렌즈 두께는 0 mm, 13.66 mm, 27.32 mm로 설계할 수 있으며, 최종적으로 설계된 기본 COBRA는 그림 4와 같다.

설계된 COBRA의 성능을 가늠하기 위해 상용 툴인 CST사의 Microwave Studio™를 이용하여 시뮬레이션을 실시하였다. 설계된 안테나는 그림 5에서와 같이 지향적인 방사 패턴을 가지나 이득이 23.9 dBi로 목표인 25.55 dBi에 미치지 못하는 못하였다. 이는 앞서 설계한 방식이 기본 모드를 이용했을 경우이기 때문이며, 실제 COBRA는 기본 모드를 이용한 혼 안테나에 비해 이득이 떨어지게 된다<sup>[2]</sup>. 하지만  $TM_{01}$  모드를 다른 장치를 이용하지 않고 안테나만으로 방사하여 안테나 지향 방향에서 최대 이득을 얻을 수 있다는 사실은 확인할 수 있었다.

### III. 변형된 COBRA 설계

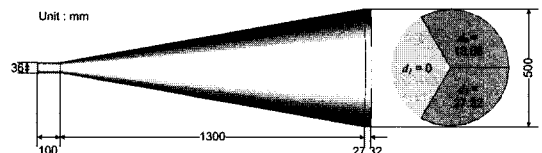


그림 4. 일반 COBRA 설계  
Fig. 4. Design of conventional COBRA.

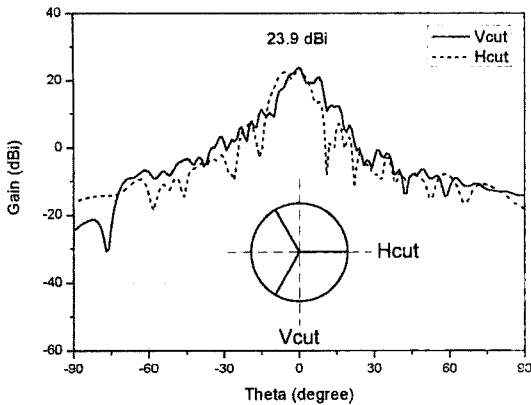


그림 5. 일반 COBRA 방사 패턴 시뮬레이션 결과  
Fig. 5. Simulation result of radiation pattern of conventional COBRA.

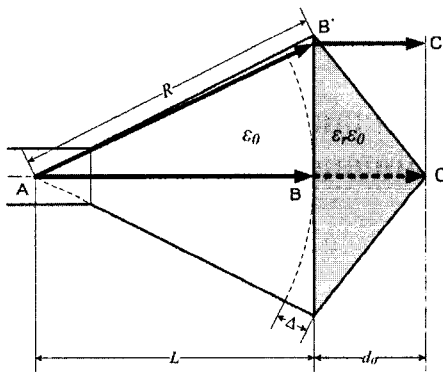


그림 6. 원뿔형 렌즈의 원리  
Fig. 6. Principle of conical lens.

### 3-1 원뿔 계단형 COBRA 렌즈 설계

앞서 일반적인 방법을 이용하여 COBRA를 설계하였다. 설계한 안테나는 급전부 도파관과 렌즈 부분을 합하여 그 총 길이는 1,400 mm가 넘는다. 실제로 제작할 경우, 그 크기와 무게가 상당하기 때문에 시스템의 이동성 및 방향 전환성을 고려할 때 소형화가 요구된다. 하지만 개구면의 크기는 정전 파괴를 고려하여 설계하였기 때문에 축소할 경우 정전 파괴가 발생할 우려가 있어 소형화시키기 어렵다. 따라서 안테나를 소형화시키기 위해서는 혼의 길이를 줄여야 한다.

그러나 그림 1을 통해 살펴보면 개구면의 크기를 유지한 채 혼의 길이만 줄일 경우 Δ가 증가하게 되고, 이는 개구면에서의 위상 오류를 증가시키는 요인

이 된다. 결론적으로 이득 인자(gain factor)의 값이 커지게 되고 안테나 전체의 이득이 줄어들게 된다.

안테나의 이득이 줄어들지 않은 채로 길이를 줄이기 위해서는 길이 축소에 인한 위상 오류 증가를 억제해야 한다. COBRA는 개구면에 유전체로 된 렌즈를 사용하기 때문에 본 논문에서는 이 유전체 렌즈를 변형하여 위상 오류를 보상하는 방법을 제안한다.

그림 6은 제안된 위상 오류 보정 방법을 보여주고 있다. 혼의 중앙부를 지나는 경로 A-B-C와 가장자리를 따라 가는 경로 A-B'-C' 사이에는 Δ만큼의 물리적인 경로 차이가 발생한다. 하지만 중앙부가 두꺼운 유전체 렌즈를 사용함으로써 B-C 경로와 B'-C' 경로의 전기적인 경로 차이를 유도할 수 있다. B-C 경로의 전기적 길이가 B'-C' 경로의 전기적 길이에 비해 Δ만큼 길도록 d₀를 설계해 주면 결과적으로 A-B-C 경로와 A-B'-C' 경로는 동일한 전기적 길이를 갖게 되며 위상 오류를 보정할 수 있게 된다. 이 조건은 다음 식이 성립할 때 만족된다.

$$L + \sqrt{\epsilon_r} \cdot d_0 = R + d_0 = L + \Delta + d_0 \quad (13)$$

$$d_0 = \frac{\Delta}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (14)$$

식 (7)과 함께 분석해 보면 개구면의 크기를 유지한 채 혼의 길이를 줄일수록 필요한 렌즈의 두께는 증가하는 것을 알 수 있다. 제작 가능한 렌즈 두께는 약 100 mm 내외로 제한되기 때문에 이를 고려하여 혼의 길이, 즉 그림 1에서 L'의 길이를 600 mm로

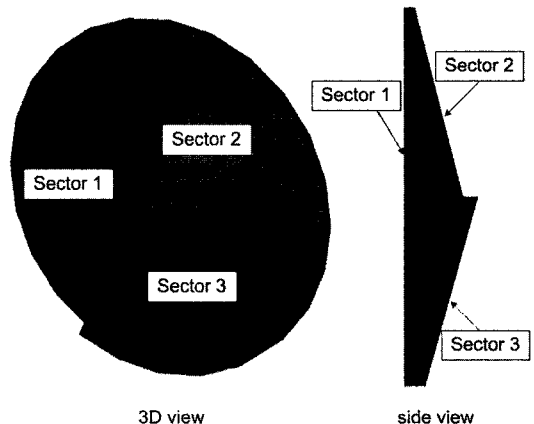


그림 7. 원뿔 계단형 COBRA 렌즈  
Fig. 7. Conically stepped COBRA lens.

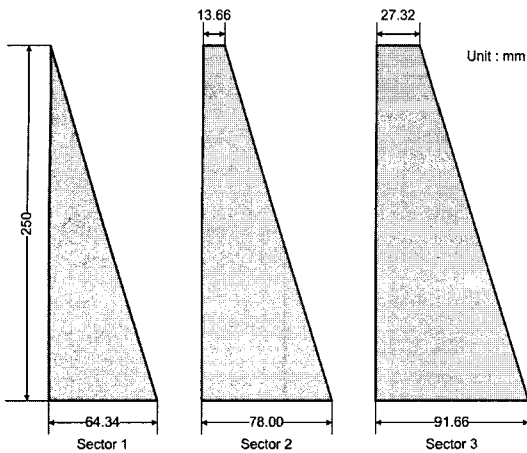


그림 8. 원뿔 계단형 COBRA 렌즈 각 구간별 단면  
Fig. 8. Cross sections of each sector of conically stepped COBRA lens.

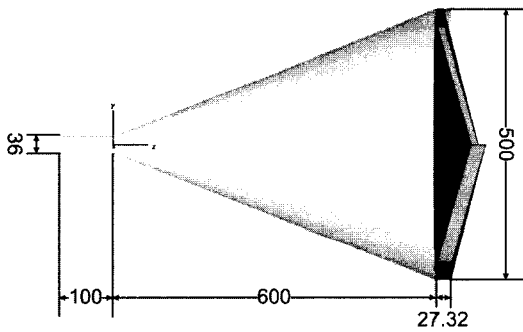


그림 9. 소형화된 원뿔 계단형 COBRA  
Fig. 9. Miniaturized conically stepped COBRA.

설계하면 식 (13)에서  $d_0$ 는 64.34 mm로 계산될 수 있다. 이렇게 설계된 원뿔 모양의 유전체 렌즈를 COBRA 렌즈와 결합하게 되면 그림 7과 같은 모양이 된다. 그림 8은 각 구간의 단면을 보여주며, 그림 9에서는 최종적으로 설계된 안테나의 구조를 보여주고 있다.

그림 10은 제안된 원뿔 계단형 COBRA의 시뮬레이션 방사 패턴을 보여주고 있다. 제안된 안테나의 이득은 약 28.1 dBi로 나타났으며, 이는 그림 4의 결과와 비교해볼 때 길이를 절반 이하 수준으로 줄였으면서도 이득은 오히려 4 dBi 이상 증가하는 결과를 얻을 수 있었다.

#### IV. 제작 및 측정 결과

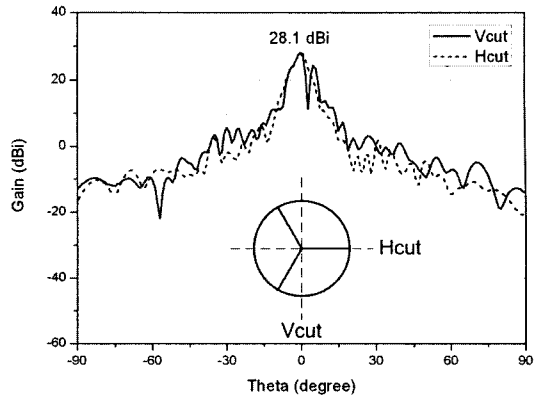
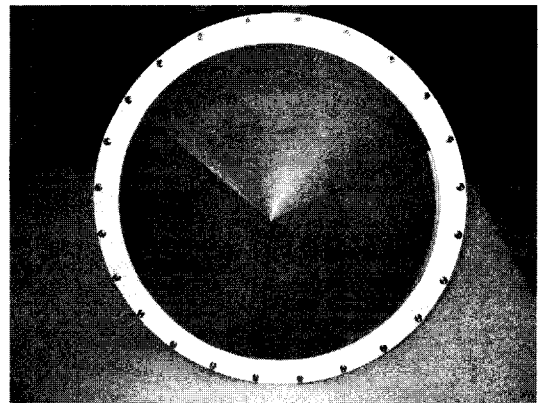
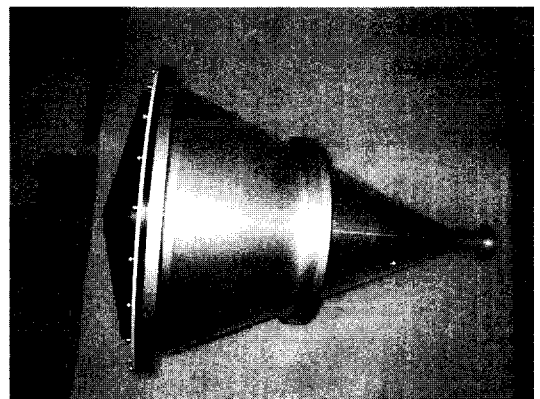


그림 10. 소형화된 원뿔 계단형 COBRA의 방사 패턴 시뮬레이션 결과  
Fig. 10. Simulation result of radiation pattern of miniaturized conically stepped COBRA.



(a) 정면  
(a) Front view



(b) 측면  
(b) Side view

그림 11. 제작된 원뿔 계단형 COBRA  
Fig. 11. Fabricated conically stepped COBRA.

제안된 안테나의 성능 검증을 위해 안테나를 제작 및 측정하였다. 그림 11은 제작된 소형화된 원뿔 계단형 COBRA의 모습을 보여주고 있다. 혼의 몸체는 알루미늄 합금인 AL6061P-T6를 재질로 사용하였고 선반에 의한 절삭 가공을 통해 제작되었다. 그림 12는 폴리카보네이트를 이용하여 제작된 렌즈의 형태를 나타내고 있다.

그림 13은 방사 패턴 측정 모습을 보여주고 있다. 방사 패턴은 NSI 근거리장 측정 장비를 이용하여 측정하였으며, 측정 신호 입력을 위해  $TM_{01}$  모드 여기 장치를 도파관에 연결하여 방사 패턴을 측정하였다.

그림 14는 제작된 원뿔 계단형 COBRA의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교한 그래프이다. 시뮬레이션으로 얻은 이득이 28.1 dBi인 것에 비해 측정된 이득은 26.2 dBi로 조금 떨어진 것을 볼 수 있다. 이는 목표로 했던 이득인 25.5 dBi보다는 높은 수치이지만 측정 결과가 시뮬레이션 결과와 차이가 나는 이유에 대해서는 몇 가지 관점에서 분석해 볼 수 있다.

먼저, 안테나의 손실이다. 시뮬레이션 상에서는 혼의 몸체는 완전 도체로 설정하였다. 하지만 실제로 혼의 몸체는 완전 도체가 아니기 때문에 저항 손실이 존재한다. 또한, 렌즈 물질인 폴리카보네이트 역시 유전 손실값을 가지고 있을 것이나 실제 시뮬레이션 상에서는 고려되지 않았다. 이러한 요인들이 실제 제작되고 측정된 이득이 떨어지게 만드는 요인 중 하나가 될 수 있을 것이다.

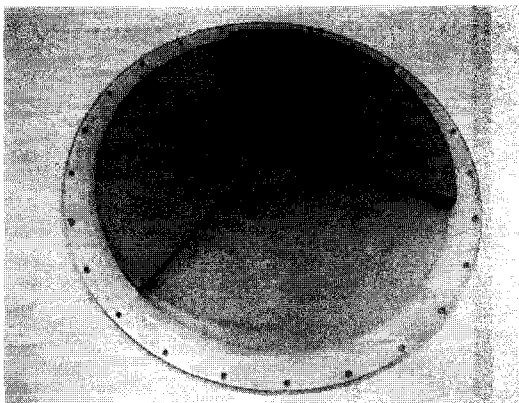


그림 12. 제작된 원뿔 계단형 COBRA 렌즈  
Fig. 12. Fabricated conically stepped COBRA lens.

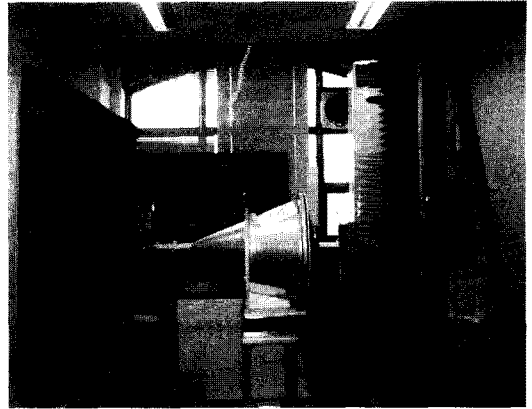
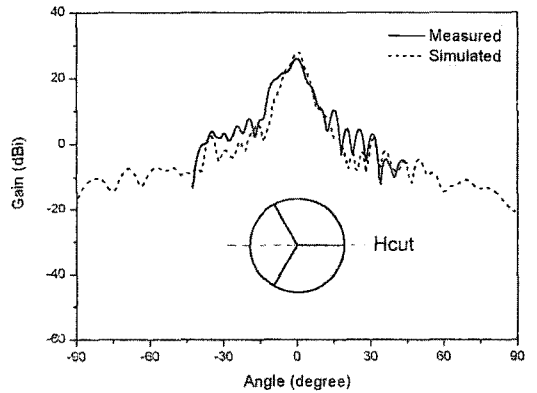
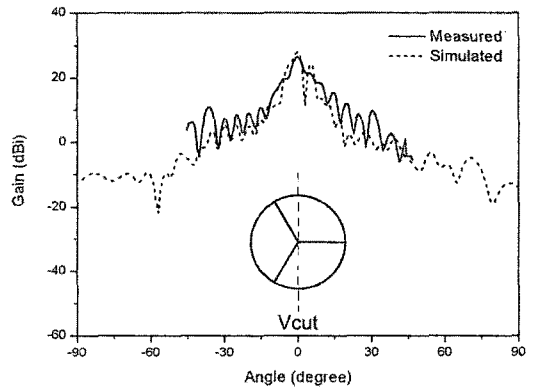


그림 13. 방사 패턴 측정을 위한 설정  
Fig. 13. Setup for pattern measurement.



(a) 수평 평면  
(a) Horizontal plane



(b) 수직 평면  
(b) Vertical plane

그림 14. 원뿔 계단형 COBRA의 방사 패턴  
Fig. 14. Radiation pattern of conically stepped COBRA.

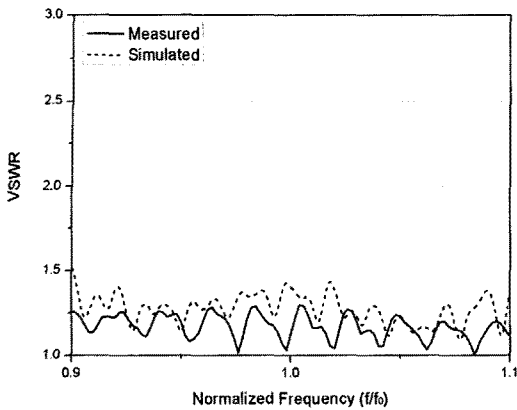


그림 15. 원뿔 계단형 COBRA의 VSWR  
Fig. 15. VSWR of conically stepped COBRA.

다음으로 픽업 프루브(pick-up probe)와 안테나 사이의 거리가 먼 것도 측정의 부정확성을 가져올 수 있다. 그림 13에서 볼 수 있듯이 구조상의 이유로 개구면과 프루브 사이의 간격이 약 10 파장 정도에서 측정이 되었다. 일반적인 근거리장 측정시 3 파장 정도의 간격을 두고 측정하는 것에 비해 상당히 먼 거리에서 측정이 이루어졌으며, 이는 측정이 부정확하게 되는 원인이 될 수 있다.

또한, 이는 근거리장 스캔(scan) 범위에 제약을 주게 된다. 그림 14를 보면 -45도에서 +45도까지만 측정이 이루어진 것을 확인할 수 있다. 근거리장에서 범위의 제약은 그 변환 과정을 통해 원거리장의 부엽에서 물결 모양이 더 크게 나타나게 되는 원인이 될 수 있으며, 그림 14를 통해 이를 확인할 수 있다.

그림 15에서는 제안된 안테나의 VSWR 시뮬레이션 및 측정 결과를 보여주고 있다. 그래프에서 볼 수 있듯이 제안된 안테나는 약 20 %의 대역폭 내에서 전체적으로 1.5 이하의 낮은 VSWR 값을 보이는 것을 확인할 수 있다. 실제 동작 주파수에서의 VSWR 시뮬레이션 및 측정값은 각각 1.40과 1.13으로 나타났다.

안테나 지향 방향에서 측정된 축비는 2.37 dB로서 원형 편파 특성을 갖는 것을 확인할 수 있었으며, 결과적으로 제작된 안테나는 II장에서 설정한 목표를 모두 만족시키도록 설계된 것을 확인할 수 있었다.

V. 결 론

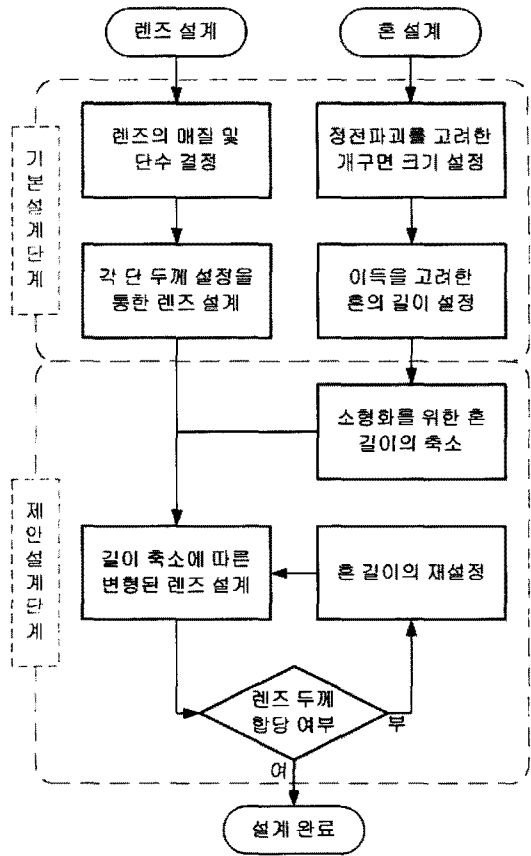


그림 16. 제안된 안테나 설계 순서도  
Fig. 16. Design flow chart of proposed antenna.

본 논문에서는 COBRA 렌즈를 변형한 원뿔 계단형 COBRA 렌즈를 이용하여 소형화된 COBRA 안테나를 제안하였으며, 제안된 안테나의 설계 순서도를 그림 16과 같이 정리하였다. 제안된 형태는 렌즈의 중앙 부분이 가장자리 부분에 비해 두꺼운 구조를 가지고 있으며, 이 구조에 의해 혼의 길이 축소에 의한 위상 오류의 증가를 보상하여 이득의 감소를 방지할 수 있었다. 그 결과 길이 1,300 mm이던 혼을 600 mm로 축소하였음에도 불구하고 그 이득은 오히려 증가하는 결과를 얻을 수 있었다. 제작하고 측정된 안테나는 26.2 dBi의 이득과 안테나 지향 방향에서 축비 2.37 dB의 원형 편파 특성을 갖는 것을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Clifton C. Courtney, Carl E. Baum, "The coaxial



beam-rotating antenna(COBRA): Theory of operation and measured performance", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 2, pp. 299-309, Feb. 2000.

[2] Clifton C. Courtney, Carl E. Baum, "Coaxial beam-rotating antenna(COBRA) concepts", *Sensor and Simulation Note 395*, Apr. 1996.

[3] C. C. Courtney, "Design and numerical simulation of coaxial beam-rotating antenna lens", *Electronics Letters*, vol. 38, no. 11, pp. 496-498, May 2002.

[4] Clifton C. Courtney et al., "Design and measurement of COBRA lens antenna prototypes for HPM effects testing applications", *AFRL Interim Report, AFRL-DE-PS-TR-2004-1050*, Apr. 2004.

[5] Clayborne D. Taylor, D. V. Giri, *High-Power Microwave Systems and Effects*, Taylor & Francis,

1994.

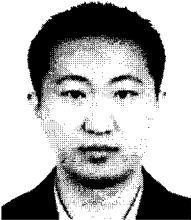
[6] A. P. King, "The radiation characteristics of conical horn antennas", *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 38, pp. 249-251, Mar. 1950.

[7] D. Anderson, M. Lisak, and T. Lewin, "Breakdown in air-filled microwave waveguides during pulsed operation", *Journal of Applied Physics*, vol. 56, pp. 1414-1419, Sep. 1984.

[8] Edl Schamiloglu, Ramiro Jordan, Michael E. Harworth, Larald D. Moreland, Igor V. Pegel, and Albert M. Roitman, "High-power microwave-induced TM01 plasma ring", *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 24, no. 1, pp. 6-7, Feb. 1996.

[9] Thomas A. Milligan, *Modern Antenna Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, 2005.

안 지 환



2005년 8월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학사)  
 2008년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
 2008년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 초고출력 안테나 시스템, 반사판 안테나, 메타메터리얼

윤 영 중



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1991년 2월: Georgia Institute of Technology (공학박사)  
 1992년~1993년: 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단  
 1993년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 소자, 안테나, 전파전파, EMI/EMC

이 상 혼



2004년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학사)  
 2006년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학석사)  
 2006년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 초고출력 안테나 시스템, 초소형 안테나, 초고주파 회로설계

김 준 연



1997년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학사)  
 1999년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1999년 3월~현재: 국방과학연구소 연구원  
 [주 관심분야] 전자파 수치해석 및 능동위상 배열안테나 설계

이 우 상



2003년 2월: 연세대학교 전기전자 공학과 (공학사)  
2005년 2월: 연세대학교 전기전자 공학과 (공학석사)  
2005년 2월~현재: 국방과학연구소 연구원  
[주 관심분야] 초고출력 안테나, 위상배열 안테나, 마이크로파 소자

한 인 희



1997년 8월: 충남대학교 물리학과 (공학사)  
1997년~2001년: 극동통신 RF 시스템연구소  
2001년~현재: (주)엠티지 안테나 기술연구소  
[주 관심분야] 마이크로파 소자, 위상배열 안테나, 측정 시스템

소 준 호



1988년 2월: 서울시립대학교 전자 공학과 (공학사)  
1990년 2월: 서울시립대학교 전자 공학과 (공학석사)  
2006년 2월: 서울시립대학교 전자 공학과 (공학박사)  
1990년 2월~현재: 국방과학연구소 책임연구원

[주 관심분야] 능동위상 배열안테나 및 전자파 수치해석