

# 원편파 특성을 갖는 Ku-밴드 원형도파관 안테나 설계 및 제작

## The Design and Manufacture of Ku-Band Circular Waveguide with Circular Polarized Wave Characteristic

이 성 재\*  
Lee, Sung-Jae

### ABSTRACT

In this paper, we designed and manufactured the Ku-band circular waveguide antenna to do wireless communication with a ground radar as on-board antenna of missile. Using the MATLAB and the HFSS, we designed the circular polarizer which has a characteristic of circular polarization and broadband using the capacitive pin method, the feeder to feed coaxial line to circular waveguide, and a stopper to prevent a conductor material from being inserted. Then we simulated the designed antenna using the HFSS, obtained the gain and the radiation pattern. Because of a difficulty of manufacture, we established a manufacture process procedure. Antenna is manufactured with this procedure, test results of the manufactured antenna are the axial ratio of  $1.37 \sim 1.72$ , the 3 dB beamwidth of  $72.23^\circ \sim 78.54^\circ$ , and the gain of  $3.26 \sim 4.61$  dB within frequency band. We knew that these results are similar with simulation results. Also, we confirmed that the manufactured antenna is satisfied with requirement conditions through performance test, environmental test and flight test.

주요기술용어 : Circular Polarized Wave(원편파), Domain Mode(도파관의 기본모드), VSWR(정제파비), Radiation Pattern(방사패턴), Axial Ratio(축비), Cutoff Frequency(차단주파수)

### 1. 머리말

제 2차 세계대전을 전후로하여 안테나에 대한 이론과 설계기법이 급속도로 발전하여 무선통신 시스템의 전송매체로서 중요한 역할을 담당해왔다.

특히 최근에는 항공기, 우주선, 인공위성, 자동차와 같은 이동체에서의 통신에 대한 중요성이 부각되고 이에 따른 이동통신 시스템의 개발이 날로 가속화되고 있어, 이에 부합되는 안테나의 개발이 절실히 요구된다고 하겠다.

무선통신에 사용하는 주파수는 점차 높아지고 보다 정교한 형태를 갖는 안테나에 대한 요구가 급증함에

\* 국방과학연구소 연구원

따라 이에 적합한 안테나로서 개발되어 온 것이 Horn 안테나, 도파관 안테나, 반사경 안테나와 같은 개구면 안테나(Aperture Antenna)이다.

유도탄, 항공기, 우주선, 인공위성과 같은 이동체에 서의 통신에서는 전파의 송수신 효율을 높이기 위해 안테나의 편파(Polarization) 특성이 원편파(Circular Polarized Wave) 특성인 안테나를 요구하고 있다.

본 논문에서는 비행체에 장착하여 지상 레이더와 무선통신을 하기 위한 용도로 원형좌편파 특성을 갖고, 동작주파수의 대역폭이 1 GHz 이상으로 광대역 특성을 갖고, 또한 이득이 2dBi 이상인 원형도파관 안테나를 설계 및 제작하였다. 중심주파수는  $F_0$ 로 원형도파관의 한쪽 끝이 단락된 형태를 하고 있고, 50Ω 동축케이블 프로브(Probe)로 Feeding하여 원형도파관의 기본 모드(Domain Mode)인  $TE_{11}$  Mode의 분포를 갖도록 설계하였다.<sup>(1)</sup>

원편파를 발생시키기 위해서는 도파관내에 원형편파기가 있어야 하는데 이러한 원형편파기를 구현하기 위해서는 몇 가지 방법들이 있다. 즉, Diametal Metal, Dielectric Plates 및 Capacitive Pin<sup>(2)</sup> 등으로 구현할 수 있는데 Diametal Metal 방법은 2개의 Metal Rods를  $3\lambda/8$  간격으로 원형도파관에 수직으로 관통하게 하여 Inductive 소자처럼 작용하는 방법으로 이는 공진회로와 같은 동작을 하기 때문에 대역폭이 매우 좁은 단점이 있다. Dielectric Plates 방법은 안테나 크기가 커질 뿐만 아니라 유도탄의 환경조건을 만족시키기 어렵다는 단점이 있다. 즉, 발사충격에 의해 Dielectric Plates가 고정안되지거나, 고온환경에서 Dielectric Plates가 녹아 안테나로서의 기능을 할 수 없는 경우가 발생할 수 있다. 마지막으로 Capacitive Pin 방법은 원형도파관의 직경 및 Pin 간격을 최적화하여 대역폭을 넓힐 수 있고, 또한 Pin

이 단단히 고정되어 있어 유도탄의 환경조건을 만족시킬 수 있다. 따라서 원형편파기를 설계하기 위해 Capacitive Pin 방법을 적용하였다.

또한 동축케이블 Probe로부터 원형도파관으로의 전력손실을 최소화할 수 있도록 Feeder를 설계하였고, 안테나 내부로 이물질이 삽입되는 것을 방지하기 위해 마개 및 마개 고정틀을 설계하였다.

따라서 설계된 안테나를 HFSS(High Frequency Structure Simulator)로 시뮬레이션하여 안테나의 이득과 방사패턴 결과를 나타냈고, 설계 파라미터들에 따라 제작된 안테나의 정재파비, 방사패턴, 축비 등을 측정하였다. 또한 사용될 시스템에 장착하여 성능시험, 환경시험 및 3번의 비행시험을 통해 정상동작함을 확인하여 요구 성능을 모두 만족시켰다.

## 2. 안테나 요구 성능

개발하고자 하는 안테나 전기적 요구 성능을 표 1과 같다.

[표 1] 안테나의 전기적 요구 성능

항 목	요 구 성 능
3dB Beam width	67° 이상 @ Bandwidth
Gain	2dBi 이상 @ Bandwidth
Axial ratio	2dB 이하 @ Bandwidth
Polarization	LHCP(원형좌편파)
Center Frequency	$F_0$
Bandwidth	6%
VSWR	1.5 : 1 이하
Weight	20g 이하

### 3. 안테나 설계

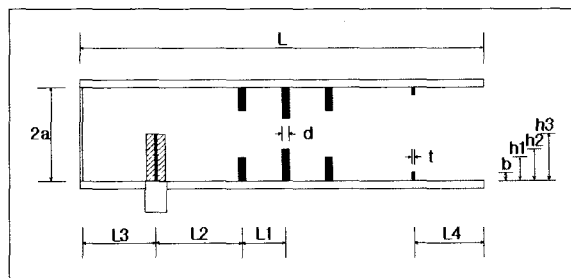
설계하고자 하는 안테나의 구조는 그림 1과 같고, 그림 1에서 2a는 원형도파관의 직경, L은 안테나의 전체 길이, L1은 원형편파기의 Pin 간 간격, L2는 Feeder와 원형편파기 간격, L3은 원형도파관 Short Plane에서 Feeder 사이의 간격, L4는 마개 고정틀에서 원형도파관 개구면 사이의 간격, b는 고정 마개틀의 높이, h1, h2는 Capacitive Pin의 높이, h3는 Feeder의 길이를 나타낸다.

그림 1에 보여지는 각 파라미터를 다음과 같이 설계하였다.

#### 3.1 설계될 안테나의 기본 동작 특성

원형도파관의 기본 모드는 TE<sub>11</sub> 모드이고, 이를 위해 50Ω 동축케이블 프로브(Probe)로 Feeding하여 TE<sub>11</sub> 모드를 원형편파기로 입사시킨다. 입사하는 전계에 대해 원형편파기의 방향(±45°)에 따라 원형우편파 또는 원형좌편파 특성을 갖을 수 있는데 이것을 그림 2에 나타내었다.

입사되는 전계벡터가 Capacitive Pin과 ±45° 각을 이루면 전계벡터는 Capacitive Pin에 접선인 성분과 수직인 성분으로 나눌 수가 있고, 이 때 접선인 성분은 Capacitive Pin에 의해 위상이 지연되어 원형편



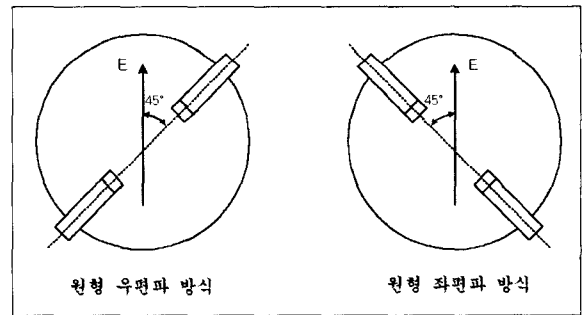
[그림 1] 안테나의 구조

파기를 통과하면 수직인 성분과 위상차가 생긴다. 원형편파 특성을 갖기 위해서는 편파기에 의해 90°의 위상차가 발생하게 하면 된다.<sup>(3)</sup> 따라서 식 (1) ~ (3)과 같이 수식으로 표현할 수 있고, 이해를 돕기 위해 원형편파에 대한 개념도를 그림 3에 나타내었다. 그림 3에서 전계벡터는 수직성분과 수평성분의 전계벡터 합으로 같은 크기의 전계가 시간에 따라 시계방향으로 회전하는 원형우편파를 보여주고 있다.

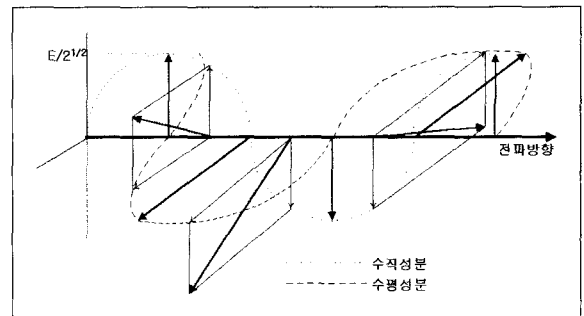
$$\vec{E}_i = \vec{a}_n E_0 + \vec{a}_t E_0 \quad (1)$$

$$\vec{E}_{out} = \vec{a}_n \frac{E_0}{\sqrt{2}} e^{-j\beta_n l} + \vec{a}_t \frac{E_0}{\sqrt{2}} e^{-j\beta_t l} \quad (2)$$

$$\vec{E}_{out} = \frac{E_0}{\sqrt{2}} e^{-j\beta_n l} (\vec{a}_n - \vec{a}_t) \quad (3)$$



[그림 2] 안테나 편파 방식



[그림 3] 원형편파 개념도

### 3.2 원형편파기의 설계<sup>(4)</sup>

1) 도판관 직경 2a, capacitive pin 간격 L1의

결정

그림 1에서 원형편파기는 3쌍의 Capacitive Pin으로 이루어져 있는데 이것은 광대역특성을 갖게 하기 위한 것으로, 원형편파기에 대한 전송선 등가모델은 Pin의 직경이 파장( $\lambda$ )에 비해 매우 작다는 가정하에 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

회로이론에 의해 그림 4는 식 (4)와 같이 표현된다.

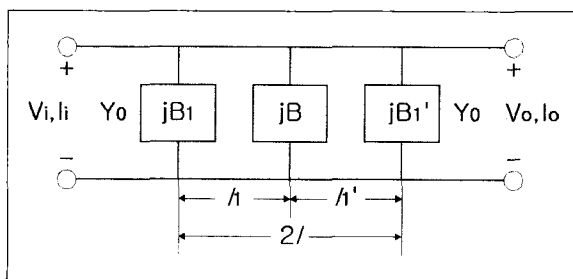
$$\begin{bmatrix} V_i \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서

$$t_{11} = \cos 2\beta l - \frac{B_1'}{Y_0} \sin 2\beta l - \frac{B}{Y_0} \sin 2\beta l_1 \sin 2\beta l_1' \quad (5a)$$

$$t_{12} = jZ_0 \left( \sin 2\beta l - \frac{B}{Y_0} \sin 2\beta l_1 \sin 2\beta l_1' \right) \quad (5b)$$

$\beta$ 는 전파상수이고,  $Z_0$ 와  $Y_0$ 는 임피던스와 어드미턴스이다. 만약 임의 위상변위값이  $\theta$  라면 식 (5)는 다음 식 (6)과 등가이다.



[그림 4] 원형편파기의 전송선 등가모델

$$t_{11} = \cos (2\beta l + \theta) \quad (6a)$$

$$t_{11} = jZ_0 \cos (2\beta l + \theta) \quad (6b)$$

$\theta = 90^\circ$ ,  $l_1 = l_1' = l$  라 하고, 식 (5)와 식 (6)을 풀면 식 (7)과 같다.

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{\sin 2\beta l - \cos 2\beta l}{\sin^2 \beta l} \quad (7a)$$

$$\frac{B_1'}{Y_0} = \frac{1}{\sin \beta l (\cos \beta l + \sin \beta l)} \quad (7b)$$

각 Pin을 Lumped Capacity로 근사화하면 식 (8)과 같다.

$$\frac{B}{Y_0} = K \lambda_c \frac{\lambda_g}{\lambda_0^2} \quad (8a)$$

$$\frac{B_1}{Y_0} = K_1 \lambda_c \frac{\lambda_g}{\lambda_0^2} \quad (8b)$$

여기서 K와  $K_1$ 은 비례상수이고,  $\lambda_c$ 는 도파관의 차단(Cutoff)주파수에 대한 파장이다. 식 (7)과 식 (8)을 정리하면

$$K = \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \sqrt{1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2}} \frac{\sin 2\beta l - \cos 2\beta l}{\sin^2 \beta l} \quad (9a)$$

$$K_1 = \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \sqrt{1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2}} \frac{1}{\sin \beta l (\cos \beta l + \sin \beta l)} \quad (9b)$$

식 (9)에서  $l/\lambda_c$ 를 0.05부터 0.01씩 0.5까지 증가

시키면서 K와 K<sub>1</sub>의 값이 동시에 상수에 근접한 값을 갖기 위한 λ<sub>0</sub>/λ<sub>c</sub>의 값을 MATHLAB을 이용해 구해보면 l/λ<sub>c</sub> = 0.25일 때, λ<sub>0</sub>/λ<sub>c</sub> = 0.80 ~ 0.90임을 알 수 있다. λ<sub>0</sub> = 0.85 λ<sub>c</sub>라 하면 주파수 f<sub>0</sub>에 대해 대역폭이 약 12%로 광대역특성을 갖음을 알 수 있다. 설계될 안테나의 중심주파수를 F<sub>0</sub>라 할 때 대역폭은 6%이기 때문에 충분한 대역폭이라 할 수 있다.

따라서 동작주파수범위의 중심주파수는 F<sub>0</sub>이고, 차단주파수 f<sub>c</sub> = 0.85f<sub>0</sub>이므로 기본 모드에 대한 원형도파관의 직경은 식 (10)과 같다.<sup>(1)</sup>

$$\therefore 2a = \frac{2 \times 1.841 \times c}{2\pi f_c} \quad (10)$$

$$\approx 12.5 \text{ mm}$$

또한 l/λ<sub>c</sub> = 0.25이므로 capacitive pin간 간격은 식 (11)과 같다.

$$L1 = 0.25 \lambda_c = 0.25 \times \lambda_0 / 0.85 = 5.3 \text{ mm} \quad (11)$$

## 2) Capacitive Pin의 높이 h1과 h2

원형편파 특성을 갖기 위해서는 식 (3)에서와 같이 입사전계에 대해서 출력전계의 수직성분과 수평성분이 90°의 위상차를 갖어야 한다. 수직성분과 수평성분의 위상차 값은 Capacitive Pin의 높이에 의해 결정된다.

따라서 이를 위해 시뮬레이션 프로그램인 HFSS를 이용하였다. 핀 사이의 간격은 식 (11)에서 구해진 5.3mm로 하고, 입사전계는 중심주파수인 F<sub>0</sub>, 기본 모드인 TE<sub>11</sub> 모드로 하였다. 핀의 직경을 1.2, 1.3, 1.4, 1.5, 1.8로 놓고 높이 h1과 h2를 변화시키면서 시뮬레

[표 2] Capacitive Pin의 높이를 결정하기 위한 시뮬레이션 결과

핀의 직경 d [mm]	핀의 높이 h1 [mm]	핀의 높이 h2 [mm]	위상차 [degree]
1.2	2.3	2.8	87.44
1.2	2.3	2.9	88.34
1.2	2.3	3.0	87.64
1.2	2.3	3.1	95.41
1.2	2.4	3.0	94.40
1.2	2.8	3.4	148.17
1.3	2.4	3.0	96.20
1.4	2.4	3.0	104.82
1.4	2.6	3.2	125.23
1.4	2.8	3.4	160.08
1.5	2.4	3.0	109.72
1.8	2.4	3.0	120.27

이션하였고, 그 중 몇 가지 경우에 대한 결과를 표 2에 나타내었다. 표 2에서 핀의 직경이 증가할수록 위상차가 증가하고, 또한 핀의 높이가 증가할수록 위상차가 증가함을 알 수 있다. 따라서 원형편파를 형성하기 위한 가장 최적의 경우는 핀의 직경 d가 1.2mm, h1이 2.3mm, h2가 2.9mm인 경우로 그 때 위상차는 88.34° 이다.

## 3.3 Feeder 설계

그림 5a는 한쪽면이 Short Plane인 원형도파관에 동축케이블 Probe로 Feeding하는 것을 보여주고 있

다. 그림에서  $L_3$ 은 원형도파관 한쪽끝의 Short Plane 과 동축케이블 Probe 사이의 간격이고,  $h_3$ 은 원형도 파관 내벽에서부터의 동축케이블 Probe의 길이이다. 따라서 동축케이블로부터 원형도파관으로 최대의 에 너지를 전달하기 위해서는 임피던스 매칭을 잘해서 전력손실을 최소화하기 위한 최적의  $L_3$ 과  $h_3$ 를 설계 하는 것이다.

그림 5b는 분석을 간소화하기 위해 그림 5a의 얇은 원통형 Probe가 Metallic Strip으로 증가된다고 가정 하여 확대한 단면( $z=0$  Plane)을 보여주고 있고, 그림 5c는 그림 5a에서 입력 임피던스를 계산하기 위해 동 축케이블쪽에서 원형도파관쪽으로 보여진 등가회로를 나타내고 있고, 여기서  $z=0$ 에 대해  $Z'$ 와  $Z''=jX'$ 은 병 렬이다.

그림 5에서 Plane A에서의 기본 모드  $TE_{11}$ 에 대한 입력 임피던스는 식 (12)와 같다.<sup>(5)</sup>

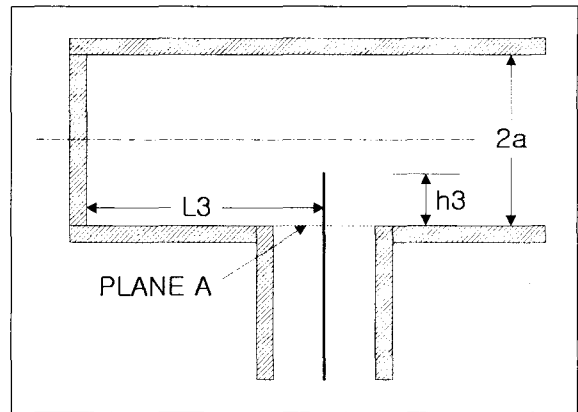
$$Z_{in} |_A = m^2 \frac{Z^+ Z^-}{Z^+ + Z^-} + jX_1$$

$$= \frac{m^2 \tan^2(\beta L_3)}{1 + \tan^2(\beta L_3)} + j \left( X_1 + \frac{m^2 \tan(\beta L_3)}{1 + \tan^2(\beta L_3)} \right) \quad (12a)$$

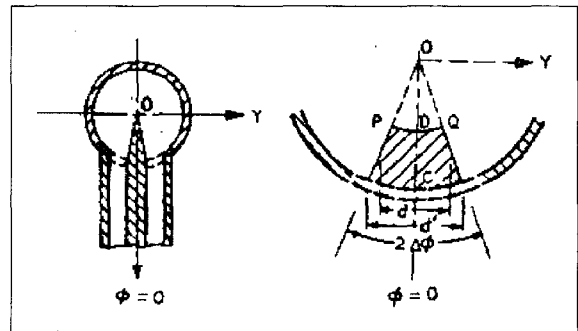
여기서

$$m^2 = \frac{1}{I_{in}^2} \left( \int \int_{\text{단면적}} \vec{J}_s \cdot \vec{e}_0 ds \right)^2 \quad (12b)$$

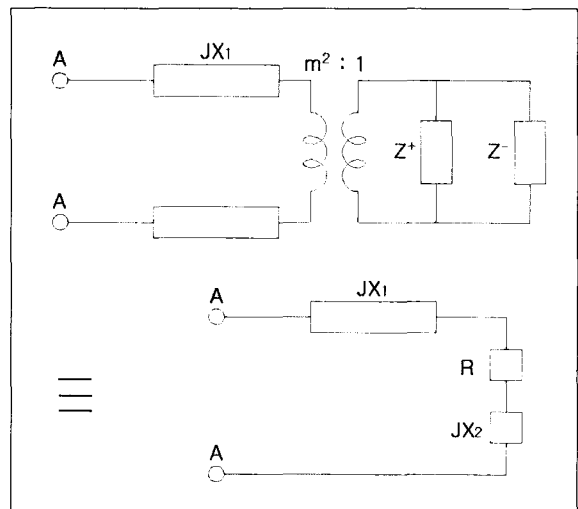
$$X_1 = \frac{1}{2I_{in}^2} \sum_{i=0}^{\infty} Z_i \left( \int \int_{\text{단면적}} \vec{J}_s \cdot \vec{e}_i ds \right)^2 \quad (12c)$$



[그림 5a] Coaxial line to circular waveguide feed



[그림 5b] 원형도파관과 Probe의 단면 확대



[그림 5c] 등가회로

$$Z^+ = Z_0 \quad (12d)$$

$$Z^- = jZ_0 \tan(\beta L_3) \quad (12e)$$

식 (12)에서의  $Z_{in|A}$ 와 그림 5c의 등가회로에 대한 파라미터를 결정하기 위해서는  $z=0$ 에서  $\vec{J}_S$ 를 결정해야 한다.

그림 5a와 그림 5b에서 Probe 길이는  $D(\rho = a - h)$ 부터  $C(\rho = a)$ 이다. 그림 5b의 Metallic Strip에서의 전류분포는  $\phi$ 방향으로 균일하고, radial 방향으로는 식 (13)과 같은 전류분포를 갖는다고 가정한다.

$$I(\zeta) = I_0 \sin K(h - \zeta) \quad (13)$$

여기서,

$$K = 2\pi/\lambda$$

$\zeta$ 는 CDO 선의 위치에 따른 변수

$\zeta$ 는 C와 D에서 각각 0과  $h$ 이고, C와 D사이에서  $\zeta = A\rho + B$ 의 일차함수를 갖는다고 가정하면  $\zeta = -\rho + a$ 가 얻어지고, 이를 식 (13)에 대입하면 전류분포는 식 (14)와 같다.

$$I(\rho) = I_0 \sin K(h_3 - a + \rho) \quad (14)$$

$\vec{J}_S$ 를 계산하기 위해 Probe의 직경  $d$ 는 Metallic Strip 폭의 최대와 최소값의 평균이라고 가정하면, 직경  $2a$ 인 원형도파관에 길이  $h$ 이고 직경  $d$ 인 얇은 원통형 Probe에 의해 feeding 될 때  $z=0$ 인 단면적에서 Surface Current는 식 (15)와 같다고 가정할 수 있다.

$$\vec{J}_S = \vec{u}_\rho \frac{I_0}{d} \sin K(h_3 - a + \rho), \quad \text{for } -\Delta\phi \leq \phi \leq \Delta\phi \quad (15a)$$

$$\vec{J}_S = 0, \quad \text{elsewhere}$$

여기서,

$$\Delta\phi = d'/2a \approx d/2a \quad (15b)$$

식 (12)의 파라미터  $m^2$ 와  $X_1$ 은 식 (15)와 Harrington<sup>(6)</sup>에 의해 유도된 Index  $n_{ip}$ 의 모드에 대한 Orthonormalized 벡터모드함수들에 의해 결정된다. 원형도파관의 TE<sub>11</sub> 모드에 대한 벡터모드함수  $e_{11}^e$ 는 식 (16a)와 같다.

$$\vec{e}_{11}^e = \sqrt{\frac{2}{\pi(x'_{11}{}^2 - 1)}} \frac{1}{J_1(x'_{11})} \cdot \left[ -\vec{u}_\rho \frac{1}{\rho} J_1(x'_{11}(\rho/a)) \cos \phi + \vec{u}_\phi \frac{x'_{11}}{a} J'_1(x'_{11}(\rho/a)) \sin \phi \right] \quad (16a)$$

TE 모드에 대한 벡터모드함수  $e_{np}^e$ 와 TM 모드에 대한 벡터모드함수  $e_{np}^m$ 는 식 (16b)와 식 (16c)와 같다.

$$\vec{e}_{np}^e = \sqrt{\frac{2\epsilon_n}{\pi(x'_{np}{}^2 - n^2)}} \frac{1}{J_n(x'_{np})} \cdot \left[ -\vec{u}_\rho \frac{n}{\rho} J_n(x'_{np}(\rho/a)) \sin(n\phi) + \vec{u}_\phi \frac{x'_{np}}{a} J'_n(x'_{np}(\rho/a)) \cos(n\phi) \right] \quad (16b)$$

$$\vec{e}_{np}^m = -\sqrt{\frac{\epsilon_n}{\pi}} \frac{1}{x_{np} J_{n+1}(x_{np})} \cdot \left[ \vec{u}_\rho \frac{x_{np}}{a} J'_n(x_{np}(\rho/a)) \cos(n\phi) + \vec{u}_\phi \frac{n}{\rho} J_n(x_{np}(\rho/a)) \sin(n\phi) \right] \quad (16c)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= 1 && \text{for } n = 0 \\ \epsilon_n &= 2 && \text{for } n \neq 0 \\ x'_{np} & && dJ_n(x) / dx = 0 \text{의 } p\text{-번째 근} \\ x_{np} & && J_n(x) = 0 \text{의 } p\text{-번째 근} \end{aligned}$$

식 (16 a,b,c)을 식 (12b), (12c)에 대입하여 정리하면 식 (17), (18)과 같다.

$$m^2 = \frac{2}{\pi(x'_{11} - 1)} \frac{1}{\sin^2(Kh_3) J_1^2(x'_{11})} \cdot \left[ \frac{\sin(d'/2a)}{(d'/a)} \right]^2 \cdot \left[ \int_{1-h_3/a}^1 \sin[Ka(h_3/a - 1 + x)] J_1(x'_{11}x) dx \right]^2 \quad (17)$$

$$X_1 = \sum_{n=0} \sum_{p=1} \frac{\sigma_0 \epsilon_n}{J_{n+1}^2(x_{np})} \frac{\sqrt{(x_{np}/Ka)^2 - 1}}{\sin^2(Kh_3)} \cdot \left[ \frac{\sin(nd'/2a)}{(nd'/a)} \right]^2 \cdot \left[ \int_{1-h_3/a}^1 \sin[Ka(h_3/a - 1 + x)] J_n(x'_{np}x) dx \right]^2 \quad (18)$$

따라서 식 (12), (17), (18)로부터 동축케이블에서 원형도파관으로 보여진 입력 임피던스를 구할 수 있다.

설계하고자 하는 안테나의 Feeder 직경 d는 1mm 이고, 원형도파관 반경 a는 식 (10)으로부터 6.25mm 이다. h3은 0부터 12.5까지, L3은 0부터 10까지 0.1씩 증가시키면서 동작주파수 범위내에서 MATHLAB을 이용해 최적의 h3과 L3값을 계산한 결과 각각 5.6mm, 6.75mm였다.

### 3.4 이물질 방지를 위한 마개 및 마개 고정틀

#### 설계

안테나의 한쪽끝이 개방되어 있기 때문에 내부로 이물질(특히 금속성분 등)이 침투할 경우 이물질에 의해 안테나 특성이 변할 가능성이 있다. 이를 위해 앞에서 설계한 안테나의 특성에 영향을 주지 않는 범위 내에서 이물질 방지 마개를 설계하였다.

우선 마개재질로는 유전율이 거의 1에 가까운 발포 우레탄을 선정하였고, 발포우레탄 마개를 안테나에 삽입할 때 마개가 안테나 내부로 계속 밀려들어가지 않도록 그림 5와 같이 마개 고정틀을 설계하였다. 고정틀의 높이 b는 안테나 개구면의 직경에 비해 매우 작은 0.75mm로 하였고, 고정틀의 두께 t는 0.5mm로 하여 전파경로상 불연속점으로 작용하는 것을 방지하였다. 또한 고정틀은 후엽준위를 감소시키기 위해 Choke를 설치하는 위치인 안테나 개구면으로부터  $\lambda_g/4$  만큼 떨어진 곳에 위치시켰다.

마개의 유전율이 거의 1에 가깝기 때문에 마개특성은 무시하고, 마개 고정틀에 대해 HFSS를 이용해 시뮬레이션해 본 결과 기존에 설계된 안테나의 특성에 거의 영향을 주지 않음을 확인하였다.



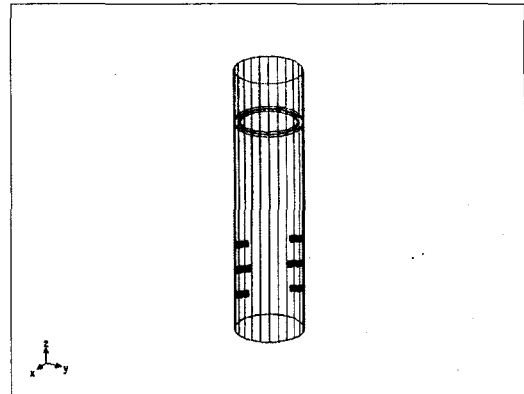
3.5 최종적으로 설계된 안테나

[표 3] 안테나의 최종 설계 결과

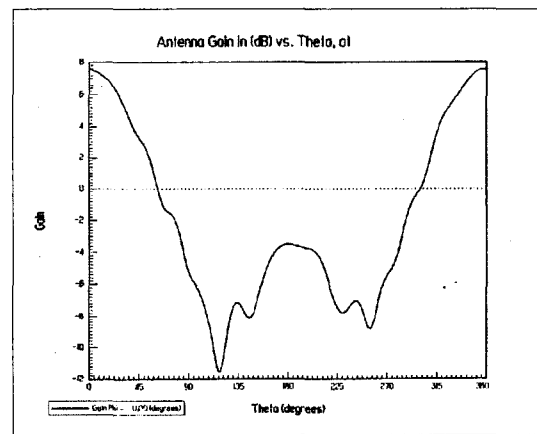
항 목	설계된 안테나
핀 개수	세 쌍
핀 삽입 각도	45°
개구면 직경(2a)	12.5mm
핀 사이 간격(L <sub>1</sub> )	5.3mm
핀의 직경(d)	1.2mm
핀의 높이(h <sub>1</sub> )	2.3mm
핀의 높이(h <sub>2</sub> )	2.9mm
프로브와 첫체핀 사이 간격(L <sub>2</sub> )	7.75mm
프로브와 Short Plane 사이 간격(L <sub>3</sub> )	6.75mm
프로브의 길이(h <sub>3</sub> )	5.6mm
마개 고정틀의 높이(b)	0.75mm
마개 고정틀의 두께(t)	0.5mm
마개 고정틀과 개구면 사이 간격(L <sub>4</sub> )	7.4mm
안테나 전체 길이(L)	60.5mm

4. 설계된 안테나의 시뮬레이션 결과

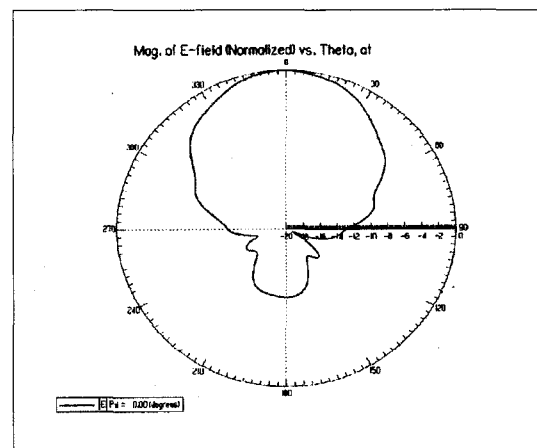
앞에서 설계한 결과를 HFSS를 이용하여 시뮬레이션하기 위하여 그림 6과 같이 3D 모델을 그리고, 도파관 입력단에 주파수 F<sub>1</sub>, F<sub>0</sub>, F<sub>2</sub>에 대한 입사전계



[그림 6] 시뮬레이션하기 위한 3D 모형도



[그림 7] 시뮬레이션 결과 (이득)



[그림 8] 시뮬레이션 결과 (방사패턴)

TE<sub>11</sub> 모드를 인가하여 안테나의 이득과 방사패턴을 계산하였다.

주파수 F<sub>1</sub>에서 이득은 7.4 dB, 3 dB 빔폭은 72°였고, 주파수 F<sub>0</sub>에서 이득은 7.6 dB, 3 dB 빔폭은 74°였고, 주파수 F<sub>2</sub>에서 이득은 6.4 dB, 3 dB 빔폭은 69°였다. 주파수 F<sub>0</sub>에 대한 안테나 이득과 E-Field에 대한 방사패턴의 결과를 그림 7과 그림 8에 나타내었다.

### 5. 안테나 제작 및 시험

설계된 안테나는 제작의 어려움 때문에 많은 시행착오를 거치면서 ACE TECHNOLOGY(주)에서 다음의 제작과정을 통해 제작되었다.

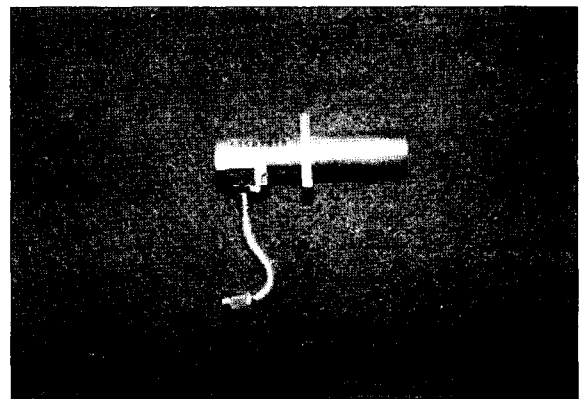
- 1) 안테나 몸체, Capacitive Pin, Short Plane 및 동축케이블 몽치 제작. 이 때 동축케이블의 Feeder 부분은 설계치수보다 약간 길게 제작
- 2) 안테나 몸체에 Capacitive Pin, Short Plane(코킹치구 이용하여 코킹), 및 동축케이블 몽치를 가조립.
- 3) 배선몽치의 Feeder 부분을 조금씩 줄여가면서 임피던스 매칭을 위한 튜닝.  
→ 정재파비 측정
- 4) Capacitive Pin 튜닝 후 코킹치구를 이용하여 코킹.  
→ 축비 측정
- 5) 동축케이블 몽치 분리 후 Dip Brazing 작업 후 후가공.
- 6) 세척 및 전도성 크로메이트 코팅 처리
- 7) 동축케이블 몽치 조립
- 8) 우레탄발포 후 균일한 부분을 안테나 개구면 크

기에 맞게 이물질침투방지 마개를 잘라내어 접착제로 안테나에 조립

- 9) 안테나측정(정재파비, 축비, 방사패턴).
- 10) 몸체와 동축케이블의 조립부분 몰딩.

위와 같이하여 제작된 안테나를 그림 9에 나타내었고, 제작된 9개의 안테나에 대한 측정결과의 평균치를 표 4에 나타내었다.

3dB 빔폭의 경우 시뮬레이션 결과에 비해 3~4 dB 정도 크지만 거의 비슷하게 나왔고, 주파수에 따른 경향이 비슷함을 알 수 있다. 이득의 경우는 시뮬레이션 결과에 비해 2.79 ~ 3.14 작아서 차이가 컸지만 주파수에 따른 경향이 비슷하였다. 이득차이의



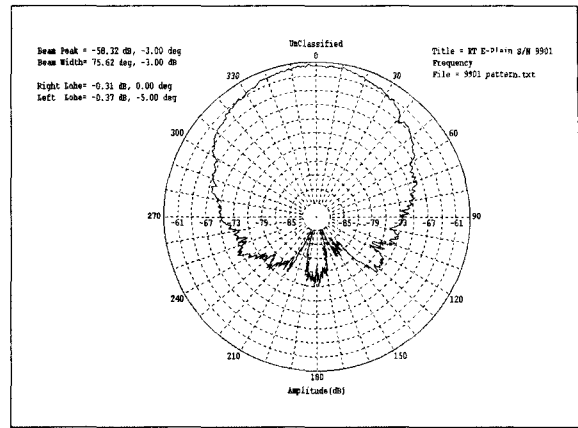
[그림 9] 제작된 안테나 사진

[표 4] 안테나 측정결과 (9개 평균값)

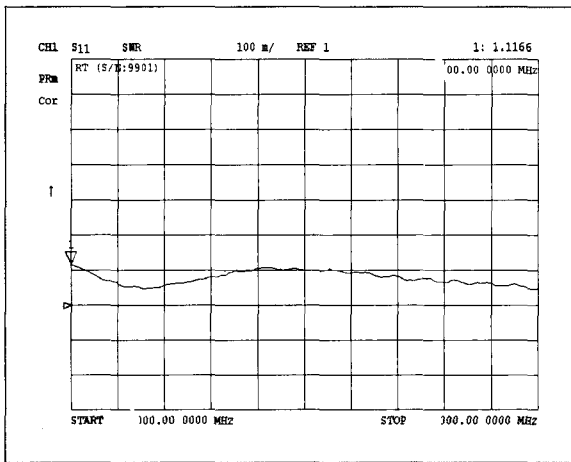
주파수	축비 (dB)	3dB 빔폭 (°)	이득 (dB)	정재파비
F <sub>1</sub>	1.72	76.64	4.61	1.18 이하
F <sub>0</sub>	1.37	78.54	4.56	
F <sub>2</sub>	1.44	72.23	3.26	

원인은 제작시 Feeder의 Mismatching에 의한 손실, Capacitive Pin, 마개, 마개를 등에 의한 손실 및 빔 폭의 증가에 따른 손실 등 작은 손실들이 합쳐져서 발생한 것으로 예상된다.

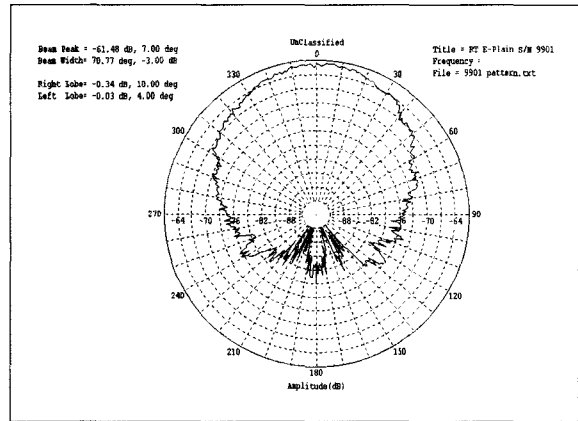
9개의 제작된 안테나 중에서 S/N9901에 대한 측정 결과(정재파비, 방사패턴, 축비)를 그림 10 ~ 그림 16에 나타내었다. 정재파비의 경우  $F_0$  근처에서 가장 작고, 방사패턴의 경우 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.



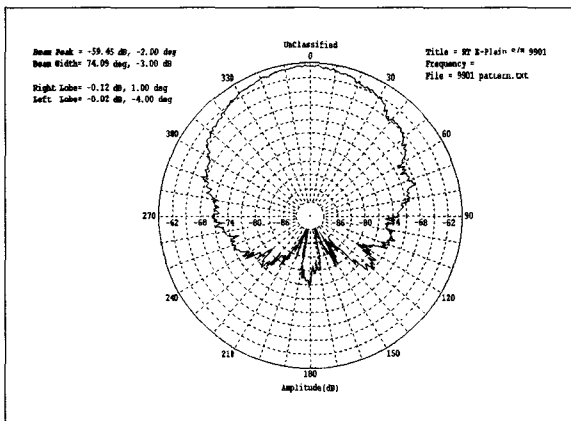
[그림 12] 제작된 안테나의 방사패턴 ( $F_0$ )



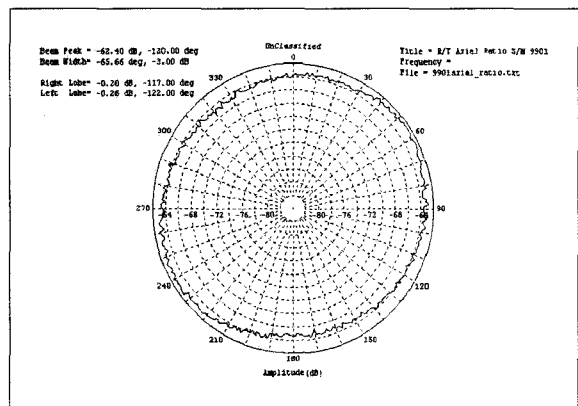
[그림 10] 제작된 안테나의 정재파비



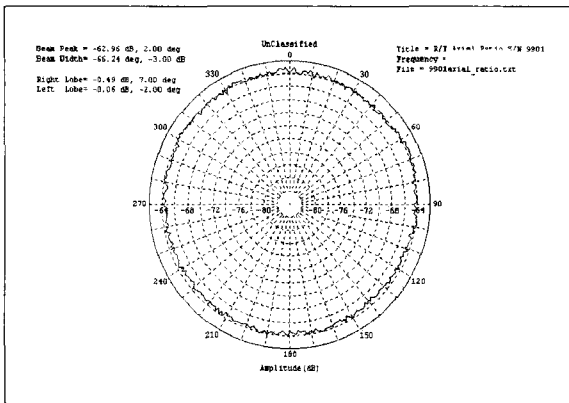
[그림 13] 제작된 안테나의 방사패턴 ( $F_2$ )



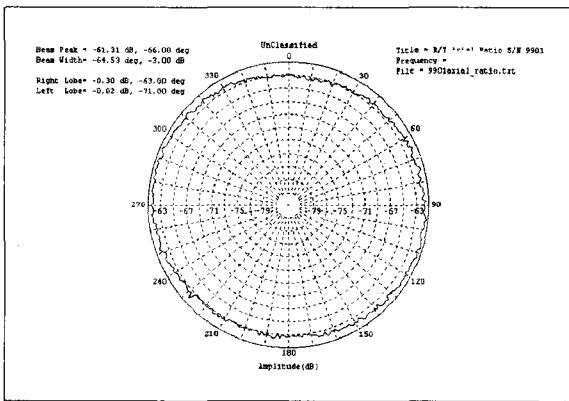
[그림 11] 제작된 안테나의 방사패턴 ( $F_1$ )



[그림 14] 제작된 안테나의 축비 ( $F_1$ )



[그림 15] 제작된 안테나의 축비 ( $F_0$ )



[그림 16] 제작된 안테나의 축비 ( $F_2$ )

## 6. 맺음말

본 논문에서는 원형편파 특성을 갖는 원형도파관 안테나를 구현하기 위해 광대역특성을 갖는 원형편파기, 동축케이블에서 원형도파관으로 Feeding을 위한 Feeder 및 이물질 방지를 위한 마개 및 마개틀을 설계하였다.

광대역특성을 갖기 위해 원형편파기의 Capacitive Pin를 3쌍으로 설정하여 최적의 도파관 직경과 Pin 간격을 계산하였고, 원형편파를 형성하기 위한 Pin의

높이를 구하기 위해 HFSS를 이용하였다. 또한 Feeder 설계를 위해 동축케이블에서 원형도파관으로의 입력 임피던스를 계산하여 매칭이 최적일 때의 Probe의 길이와 Probe에서 Short Plane까지의 길이를 MATLAB를 이용해 계산하였다. 안테나 개구면을 통해 이물질이 삽입될 경우 안테나 성능이 나빠지는 것을 방지하기 위해 기존 안테나의 성능에 영향을 주지 않도록 마개 및 마개틀을 설계하였다.

설계된 안테나의 특성을 보기 위해 HFSS로 시뮬레이션한 결과 동작주파수 범위에서 이득은 6.4 ~ 7.6 dB, 3dB 빔폭은 69° ~ 74°로 안테나 요구성능을 만족함을 확인하였다.

설계된 안테나는 ACE TECHNOLOGY(주)에서 많은 시행착오를 거쳐 확립된 제작공정절차에 따라 제작되어 안테나의 특성을 측정하였다. 측정결과로 동작주파수 범위내에서 축비는 1.37 ~ 1.72, 3dB 빔폭은 72.23° ~ 78.54°, 이득은 3.26 ~ 4.61 dB로 빔폭은 시뮬레이션 결과와 거의 일치하였고, 이득은 약 3 dB 정도 작음을 확인하였다.

제작된 안테나는 시스템에 탑재되어 성능시험, 환경시험을 통해 성능이 입증되었고, 또한 3번의 비행시험을 통해 유도탄 비행환경에서도 성능이 입증되었다.

## 참고문헌

1. ALISON, W.B.W., A Handbook for the Mechanical Tolerancing of Waveguide Components, Artech House, 1972, Chap 10 pp.384~394
2. A. GARDNER FOX, "An Adjustable Wave-Guide Phase Changer" Proc. I.R.E., 1947,

- pp.1489~1498
3. CONSTANTINE A. BALANIS, ANTENNA THEORY, John Wiley & Sons, 1982, pp.48~50
  4. ALAN J. SIMMONST, "A Compact Broad-Band Microwave Quarter-Wave Plate" Proc. I.R.E., 1952, pp.1089~1090
  5. M. D. DESHPANDE, "Input Impedance of Coaxial Line to Circular Waveguide Feed" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, Nov. 1977, pp.954~957
  6. R. F. Harrington, Time Harmonic Electromagnetic Field, New York McGraw-Hill, 1961, pp.381~440