

# 위성 TT&C용 원뿔 나선 안테나 설계

## Design of a Conical Spiral Antenna for Satellite TT&C Applications

고한웅 · 리준문 · 유재덕 · 김세연\* · 안병철 · 박동희\*\*

Han-Woong Ko · Junwen Lee · Jae-Deok Yu · Se-Yon Kim\* ·  
Bierng-Chearl Ahn · Dong-Hee Park\*\*

### 요 약

본 논문에서는 인공위성의 원격 측정, 명령 및 제어(TT&C)용에 적합한 원뿔 나선 안테나의 설계 및 제작에 관해 검토하였다. 2.0~2.3 GHz 대역에서 동작하며 반구면상에서 양호한 이득 특성과 축비 특성을 가지도록 나선의 형상을 상용 전자장 소프트웨어를 이용하여 최적 설계하였다. 원뿔 나선의 급전을 위한 동축선 무한 별론은 실험적인 방법으로 구현하였다. 설계된 나선의 형상을 정밀하게 제작하는 방법을 제시하였다. 설계한 안테나를 제작하여 측정된 결과 2.0~2.3 GHz 대역에서 -18 dB 이하의 반사 계수, 4 dB 이상의 이득, 이득이 0 dB 이상인 각도가 안테나 축으로부터  $\pm 75^\circ$ , 축비가 5 dB 이하인 각도가 안테나 축으로부터  $\pm 90^\circ$ , 15 dB 이상의 전후 방비 등 양호한 특성을 얻었다.

### Abstract

In this paper, we investigate the design and fabrication of a conical spiral antenna suitable for satellite TT&C applications. The shape of the spiral is optimized using a commercial electromagnetic software for good gain and axial ratio performances over 2.0~2.3 GHz frequencies. A coaxial infinite balun feeding the spiral is designed using experimental methods. A method for precision fabrication of the spiral is presented. Measurements of the fabricated antenna show satisfactory performances over 2.0~2.3 GHz such as a reflection coefficient less than -18 dB, a maximum gain greater than 4 dB, a gain greater than 0 dB over angles  $\pm 75^\circ$  from the antenna boresight, an axial ratio less than 5 dB over angles  $\pm 90^\circ$  from the antenna boresight, a front-back ratio greater than 15 dB.

Key words : TT&C Antenna, Conical Spiral Antenna, Hemispherical Radiation

### I. 서 론

인공위성에서는 원격 측정, 추적 및 통신(TT&C)용으로 반구면 방사 특성을 가지는 저이득 원편파 안테나가 사용된다. 이 안테나는 위성에 탑재된 다른 시스템에 영향을 끼치지 않도록 작은 후방 방사를 가져야 하며 소형 경량화 되어야 하며 우주 환경

과 방사 충격에 견딜 수는 내환경성 및 내충격성을 보유해야 한다. 이러한 특성을 만족하는 안테나로서 직각으로 설치된 2개의 다이폴, 원뿔 나선 안테나, 쌍원추 안테나, 슬롯링 안테나, 4중 나선 안테나(QHA), 도파관 안테나 등 다양한 종류가 있다<sup>[1]-[5]</sup>. 이 중에서 원뿔 나선(conical spiral) 안테나는 구조가 단순하고 급전이 용이하며 넓은 빔 폭을 가지므로

충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk University)

\* (주)한국항공우주산업(Korea Aerospace Industries(KAI))

\*\*충주대학교 전기전자 및 정보공학부(School of Electrical, Electronics and Information Engineering, Chungju University)

· 논문 번호 : 20051021-120

· 수정완료일자 : 2006년 1월 19일

TT&C 안테나용으로 널리 사용되고 있다.

원뿔 나선 안테나는 평면 나선 안테나로부터 진화되었다. 평면 나선 안테나는 주파수 무관 안테나<sup>[6]</sup>의 한 종류로서 1957년 Rumsey에 의해 처음 제안되었다<sup>[7]</sup>. 이후 Dyson에 의해 나선 안테나의 광대역 특성이 실험적으로 입증되었으며<sup>[8]</sup>, Curtis에 의해 이론적으로 해석되었다<sup>[9]</sup>. 평면 나선 안테나의 양 방향 복사특성을 단방향 복사 특성으로 바꾸기 위해 Dyson은 1959년에 원뿔 나선 안테나를 처음 제안하고<sup>[10]</sup>, 실험적인 방법으로 설계 기법을 확립하였다<sup>[11],[12]</sup>. Yeh<sup>[13],[14]</sup>와 Atia<sup>[15]</sup>에 의해 원뿔 나선 안테나가 이론적으로 해석되었다. 원뿔 나선에 관한 연구는 최근에도 계속 진행되고 있다<sup>[17]~[20]</sup>.

안테나로 사용되는 나선으로서 1) 중심에서 나선까지의 거리가 회전각에 비례하는 아르키메데스 나선과 2) 중심에서 나선까지의 거리가 회전각의 지수 함수에 비례하는 대수(logarithmic) 나선 등이 대표적이다. 대수 나선은 원점과 나선을 연결하는 직선과 나선에서의 접선이 항상 일정한 각도를 이룬다고 하여 등각(equiangular) 나선이라고도 부른다. 대수 나선은 아르키메데스 나선에 비해 광대역 특성을 가지며 1~2회전의 짧은 나선으로도 넓은 대역폭을 구현할 수 있다는 장점을 가진다. 원뿔 나선 안테나는 위성 TT&C 목적<sup>[21]</sup> 이외에 광대역 전파 방향 탐지<sup>[22]</sup>, 반사경 급전용 광대역 피드, 전자파 양립성 측정용<sup>[23]</sup>, 지반 탐사 레이더용 광대역 안테나 등으로 사용되며 상용 제품도 다양하게 제공되고 있다.

위성 TT&C용으로 상용 제품은 판매되고 있으나 원뿔 나선형 안테나의 구체적인 설계 사례를 다룬 문헌은 매우 제한적이다. 본 논문에서는 TT&C용 원뿔 나선형 안테나에 있어서 무한 벌분, 나선, 반사판 등의 구체적인 설계 결과를 제시하였다. 본 논문에서는 2.0~2.3 GHz 대역에서 동작하며 제 1세대 한국형 우주발사체(KSLV-1)의 검증 위성(KoDSat)의 TT&C용에 적합한 원뿔 나선 안테나의 설계 기법 및 구현 결과를 제시한다. 원뿔 나선의 기본 이론<sup>[10]~[14]</sup>을 바탕으로 나선뿐만 아니라 부속품인 반사판, 레이돔, 나선 지지대 등을 모두 포함하여 상용 소프트웨어인 CST사의 Microwave Studio(MWS)<sup>®</sup>를 이용하여 안테나를 설계하였다. 나선은 동축선을 이용한 무한 벌

분을 이용하여 급전하였다. 준유연성 동축선을 이용하여 나선을 정확하게 제작하는 방법을 제시하였다. 제작된 안테나의 특성을 구면 스캔 측정시스템<sup>[24]</sup>을 이용하여 측정한 후 시뮬레이션 값과 비교 검토하였다.

## II. 안테나 설계

### 2-1 나선 설계

표 1은 본 연구에서 설계하고자 하는 안테나의 요구 성능을 요약한 것이다. 헬리컬 안테나, 원편파 패치 안테나, 직교 다이폴 배열 안테나 등은 양호한 축비 특성을 가지나 표 1의 이득 성능을 만족할 정도로 반구 공간에서 충분히 넓은 빔 폭을 가지지 않는다. 양호한 반구면 방사 특성을 고려하여 원뿔 나선 안테나를 선택하였다.

그림 1은 원뿔 나선의 설계 변수와 좌표계를 보인 것이다. 여기서  $d$ 는 나선 시작점에서의 원뿔 직경,  $D$ 는 나선 종료점에서의 원뿔 직경,  $h$ 는 나선의 높이,  $H$ 는 원뿔의 높이,  $\alpha$ 는 나선각,  $\theta_0$ 는 원뿔 각이다. 원뿔 나선 형상의 도선 또는 금속 스트립을 2개 또는

표 1. 설계하고자 하는 안테나의 요구 성능  
Table 1. Specifications of the antenna to be designed.

| 항 목     | 요 구 성 능   |
|---------|---|
| 동작 주파수  | 주파수 범위 2,025~2,290 MHz<br>중심주파수 2,175.5 MHz<br>대역폭 275 MHz (13 %) |
| 입력 정재파비 | 1.5 이하 (반사 계수 -14 dB 이하)  |
| 입력 임피던스 | 50 Ω  |
| 이득      | 0 dB 이상 (안테나 축으로부터 72° 이내)  |
| 축비      | 3 dB 이하 (안테나 축으로부터 45° 이내)<br>5 dB 이하 (안테나 축으로부터 90° 이내)          |
| 편파      | 좌원 편파   |
| 전후방비    | 15 dB 이상+   |
| RF 커넥터  | SMA male  |
| 크기      | 직경 145 mm 이하, 높이 110 mm 이하  |

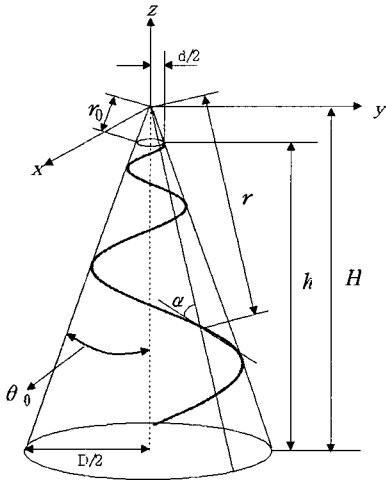


그림 1. 원뿔 나선의 좌표와 설계 패러미터  
Fig. 1. Coordinate system and design parameters of a conical spiral.

4개를  $\phi$  방향으로 등간격으로 설치하여 이들 도선에 적절한 크기와 위상의 전류를 흐르게 함으로써 안테나를 구현한다.  $\phi$  방향은 그림 1을 기준으로 원뿔 좌표계에서 방위각 방향을 의미한다. 본 연구에서는 2개의 원뿔 나선을 이용하여 안테나를 구현하였다.

대수형(또는 등각) 원뿔 나선의 좌표는 다음의 식 (1)로 주어진다.

$$r = r_0 \exp \left[ -\frac{\sin \theta_0}{\tan \alpha} (\phi - \phi_0) \right] \quad (1)$$

여기서  $(r, \pi - \theta_0, \phi)$ 는 구좌표계로 나타낸 나선의 좌표로서 나선의 시작점의 좌표와 끝 점의 좌표는 각각  $(r_0, \pi - \theta_0, \phi_0)$ 와  $(r_{\max}, \pi - \theta_0, \phi_{\max})$ 로 주어진다.  $\alpha$ 는 나선상의 접선과 원뿔의 꼭지점과 나선상의 점을 연결하는 선분이 이루는 각을 나타낸다. 식 (1)에서  $\phi$ 의 값은 1회전마다  $2\pi$ 를 계속 더해 주어야 한다. 식 (1)로부터 나선 패러미터간의 다음과 같은 관계식을 구할 수 있다.

$$r_0 = \frac{d/2}{\sin \theta_0} \quad (2a)$$

$$\begin{aligned} r_{\max} &= \frac{D/2}{\sin \theta_0} = H \tan \theta_0 \\ &= r_0 \exp \left[ -\frac{\sin \theta_0}{\tan \alpha} (\phi_{\max} - \phi_0) \right] \end{aligned} \quad (2b)$$

$$h = H - r_0 \cos \theta_0 \quad (2c)$$

$$n = \frac{\phi_{\max} - \phi_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{\tan \alpha}{\sin \theta_0} \ln(r_{\max}/r_0) \quad (2d)$$

여기서  $n$ 은 나선의 권선수를 나타낸다. 나선을 완전히 정의하기 위해  $r_0, \phi_0, \theta_0, \alpha, \phi_{\max}$  등의 패러미터와 나선 도체 직경  $2\alpha$ 가 필요하다. 식 (1)에 의한 나선의 좌표는 직경이  $2\alpha$ 인 나선 원뿔의 중심축의 위치이다. 여기서  $\phi=0^\circ$ 로 하고  $r_0$  대신에  $d$ 를 사용하고  $\phi_{\max}$  대신에  $D$ 를 사용해도 되므로 나선의 설계 변수를  $d, D, \theta_0, \alpha, 2\alpha$ 로 하였다.

안테나가 동작하는 최소 주파수에서의 파장을  $\lambda_1$ , 최대 주파수에서의 파장을  $\lambda_2$  할 때 나선이 존재하는 원뿔의 최소 직경  $d$ 와 최대 직경  $D$ 는 각각 다음 식을 만족해야 한다<sup>[12]</sup>.

$$d \leq \frac{\lambda_2}{\pi} \quad (3a)$$

$$D \geq \frac{\lambda_1}{\pi} \quad (3b)$$

나선 원뿔의 최소 직경  $d$ 는 위의 식 (3a) 조건을 만족해야 하는 동시에 나선의 급전점 임피던스에 민감하게 영향을 미치므로 시뮬레이션 결과를 바탕으로 2-2절에서 설명되는 무한 별륜의 실험적 설계 과정에서 실험적으로 결정하였다. 안테나의 입력 임피던스는 급전점에서의 나선간의 간격에 따라 민감하게 변하는데 임피던스 정합을 고려한 나선 간격은 보통 아주 좁아서 안테나는 자연스럽게 높은 상한 주파수를 가지게 된다.

최대 직경  $D$ 는 안테나의 동작 하한 주파수인 2,025 MHz에서 식 (3b)를 만족되도록 하는 것보다 나선의 반사 계수 특성이 양호하도록 충분히 낮은 1,500 MHz에서 식 (3b)를 만족하도록 하였다. 나선 도체의 직경은 일정한 값  $2\alpha$ 를 가져야 하며 2-2절에서 설명할 무한 별륜(infinite balun)의 동축선 외부 도체를 나선으로 사용하게 되므로 시중에서 구입할 수 있는 동축선의 외부 직경으로 해야 한다. 그림 2는 시뮬레이션을 위한 원뿔 나선 안테나의 MWS<sup>®</sup> 모델이다. 안테나는 두 개의 금속 원뿔 나선과 금속 반사판으로 구성되며 급전점은 두 나선의 위쪽에 위치한다. 식 (1)을 이용하여 나선의  $x, y, z$  좌표값을 표로 만

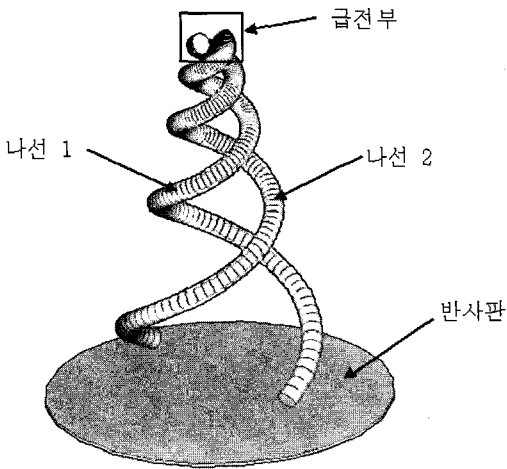


그림 2. 원뿔 나선의 MWS<sup>®</sup> 시뮬레이션 모델  
Fig. 2. MWS<sup>®</sup> simulation model of the conical spiral.

들고 이를 불러 들여 시뮬레이션에 필요한 MWS<sup>®</sup> 모델을 얻었다. 좌원 편파를 얻기 위해 나선은 위에서 보았을 때 시계 방향으로 회전시켰다. 급전점에서 공급된 전류는 나선을 따라 진행하면서 전류 벡터는 위에서 보았을 때 시계 방향으로 회전한다. 복사되는 전기장의 방향은 전류 방향과 평행하므로 원뿔 꼭지점 방향으로 복사되는 전기장 벡터는 원뿔 아래에서 꼭지점 방향으로 관측할 경우 왼손 방향으로 회전하게 되어 안테나로부터 좌원 편파 신호가 방사된다.

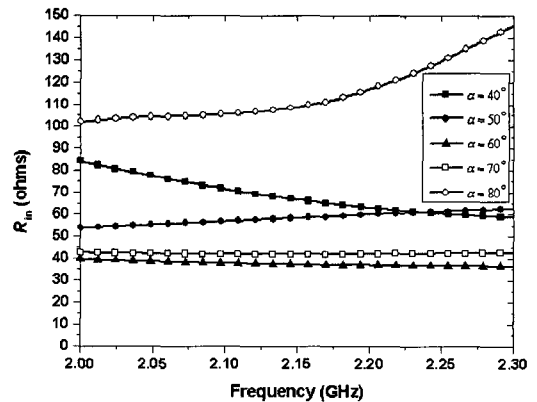
정확한 시뮬레이션을 위해 안테나 구조 전체를 가능한 한 실제 모습과 똑같이 형상화해야만 한다. 그러나 나선 급전에 사용된 무한 벌륜은 MWS<sup>®</sup> 상에서 그려 넣기 어려울 뿐만 아니라 해석시간도 많이 걸리게 한다. 무한 벌륜은 실험적인 방법으로 구현하였으며 2-2절에서 상세히 설명하였다. 급전점 임피던스와 반사 계수는 델타갭 전원과 유사한 MWS<sup>®</sup>의 전원 임피던스가 50 Ω인 discrete port를 사용하여 시뮬레이션하였다. 나선의 설계 패러미터인 나선각, 원뿔각, 나선 직경, 나선의 급전점 간격에 따른 나선의 특성 변화를 해석하고 이로부터 최적 특성을 얻기 위한 나선의 형상을 도출하였다.

### 2-1-1 나선각 $\alpha$ 에 따른 나선의 특성 변화

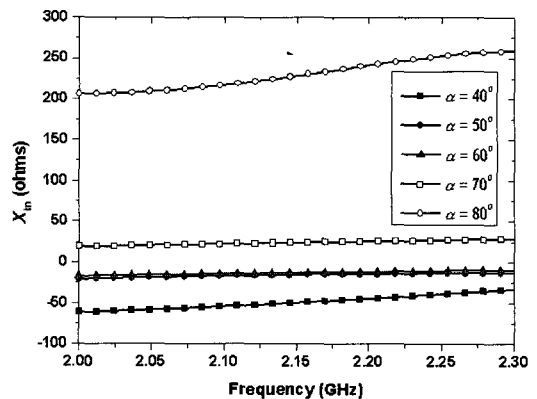
나선각  $\alpha$ 의 변화에 따른 안테나의 특성을 살펴보기 위해  $\alpha$ 를 40°에서 80°까지 10° 간격으로 변화시

켜가면서 안테나 특성을 해석하였다. 주파수는 2.15 GHz로 하고  $\alpha$  외의 다른 변수들은  $\theta_0=15^\circ$ ,  $d/2=4.1$  mm,  $D/2=33.1$  mm,  $h=110.0$  mm, 반사판 직경 70 mm, 반사판과 나선 끝과의 간격 5 mm, 반사판 두께 2 mm로 고정시켜 놓았다. 동축선 직경의 경우, 시중에서 쉽게 구할 수 있는 RG 401 케이블의 외부 도체 직경인 6.35 mm로 하였다.  $\alpha$ 가 70°와 80°일 때는 나선 도체 직경이 6.35 mm인 관계로 윗 부분에서 도체가 겹치게 되어  $d/2$ 를 각각 6 mm와 12 mm로 하였다.

그림 3은  $\alpha$ 의 변화에 따른 나선 급전점에서의 입력 임피던스의 실수부( $R_{in}$ )와 허수부( $X_{in}$ )를 보인 것이다.  $\alpha$ 가 50°와 60°일 때 실수부는 50 Ω, 허수부는 0 Ω에 접근하여 양호한 입력 임피던스 특성을 보인다. 그림 4는 급전부의 특성 임피던스가 50 Ω일 경우



(a)  $R_{in}$



(b)  $X_{in}$

그림 3. 나선각  $\alpha$ 에 따른 입력 임피던스  
Fig. 3. Input impedance versus the spiral angle  $\alpha$ .

의 입력 반사 계수를 보인 것이다.  $\alpha$ 가  $50^\circ$ 일 경우,

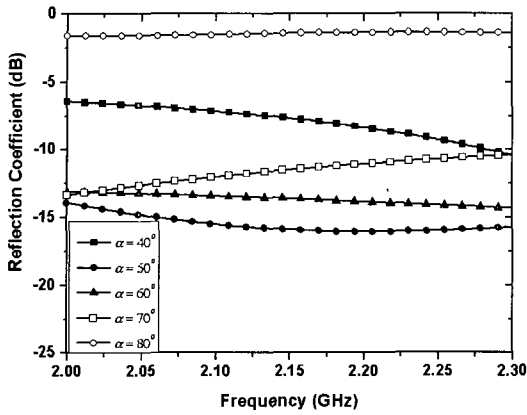


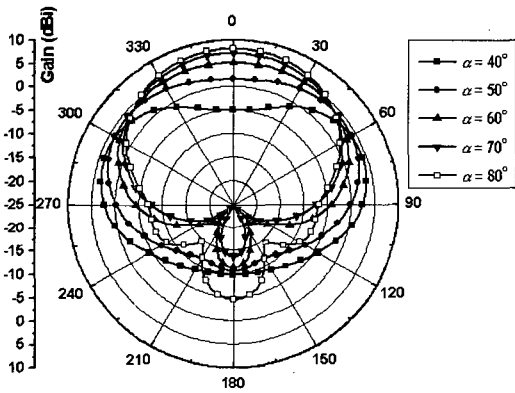
그림 4. 나선각  $\alpha$ 에 따른 반사 계수  
Fig. 4. Reflection coefficient versus the spiral angle  $\alpha$ .

2.0~2.3 GHz 주파수 대역에서  $-15$  dB 이하의 가장 양호한 입력 반사 계수 특성을 보인다.

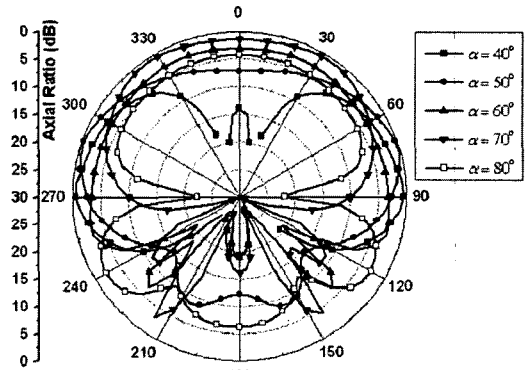
그림 5는  $\alpha$ 에 따른 나선의 이득 패턴 변화를 보인 것이다.  $\alpha$ 가 커질수록  $\theta=0^\circ$  방향으로의 이득이 증가하며 빔 폭도 감소한다.  $\alpha=50^\circ$ 일 경우가 반구면 상에서 가장 균일한 이득 패턴을 가짐을 알 수 있다. 그림 6은  $\alpha$ 에 따른 나선의 축비 변화를 보인 것이다.  $\alpha=60^\circ$ 일 경우가 반구면 상에서 가장 균일한 축비 패턴을 가짐을 알 수 있다. 이득 패턴이 최적인 경우의  $\alpha$  값과 축비 특성이 최적인  $\alpha$  값이 약간 다르므로 나선의 패러미터를 종합하여 최적화할 때 적절한  $\alpha$  값을 결정한다.

2-1-2 원뿔각  $\theta_0$ 에 따른 나선의 특성 변화

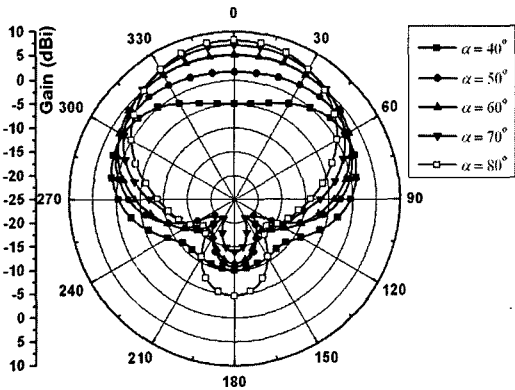
원뿔 각  $\theta_0$ 의 변화에 따른 나선의 특성 변화를 해석



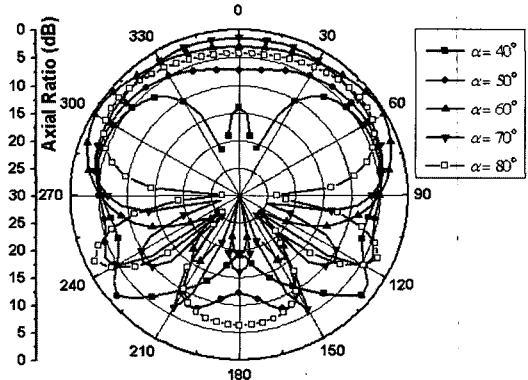
(a)  $\phi=0^\circ$



(a)  $\phi=0^\circ$



(b)  $\phi=90^\circ$



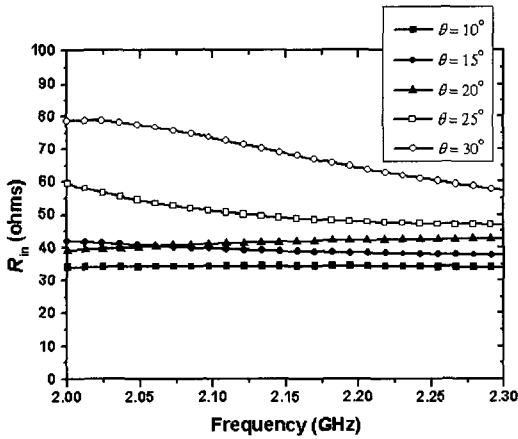
(b)  $\phi=90^\circ$

그림 5. 나선각  $\alpha$ 에 따른 이득 패턴  
Fig. 5. Gain pattern versus the spiral angle  $\alpha$ .

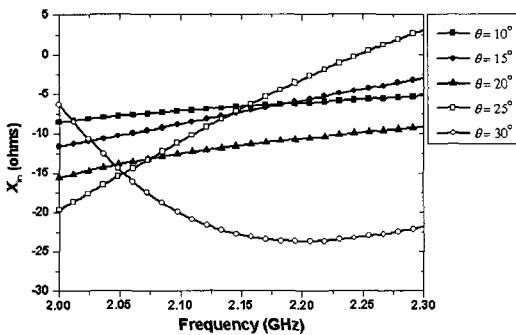
그림 6. 나선각  $\alpha$ 에 따른 축비 패턴  
Fig. 6. Axial ratio pattern versus the spiral angle  $\alpha$ .

하였다. 다른 변수들은  $\alpha=60^\circ$ ,  $d/2=4.02$  mm,  $D/2=33.08$  mm,  $2a$ (나선 직경)=6.35 mm로 고정시켜 두었다. 또한 반사판 직경 70 mm, 반사판과 나선 끝과의 간격 5 mm, 반사판 두께 2 mm로 하였다.

그림 7은  $\theta_0$ 의 변화에 따른 입력 임피던스의 실수부( $R_{in}$ )와 허수부( $X_{in}$ )를 보인 것이다.  $\theta_0=10^\circ\sim 30^\circ$  일 경우  $R_{in}$ 이 35~85  $\Omega$ 의 값을 가지면  $X_{in}$ 은 -23  $\Omega$ 에서부터 3  $\Omega$ 의 값을 가진다. 그림 8은  $\theta_0$ 에 따른 나선의 입력 반사 계수를 보인 것이다.  $\theta_0=25^\circ$ 에서 반사 계수가 가장 작은 값을 가지며  $\theta_0=15^\circ$ 와  $25^\circ$  일 경우 2.0~2.3 GHz 대역에서 -15 dB 이하의 반사 계수를 가짐을 알 수 있다. 그림 9는  $\theta_0$ 에 따른 나선의 방사 패턴을 보인 것이다.  $\theta_0$ 가 변하더라도 반구면상의 이득 패턴은 거의 일정하나 후방 방사는  $\theta_0$ 가 작아질수록 크게 감소함을 알 수 있다. 그림 10



(a)  $R_{in}$



(b)  $X_{in}$

그림 7. 원뿔 각  $\theta_0$ 에 따른 입력 임피던스  
Fig. 7. Input impedance versus the cone angle  $\theta_0$ .

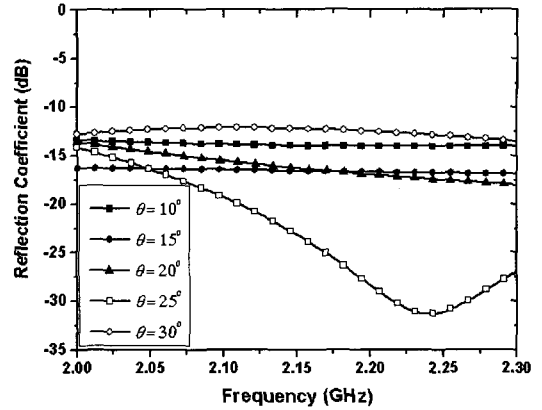
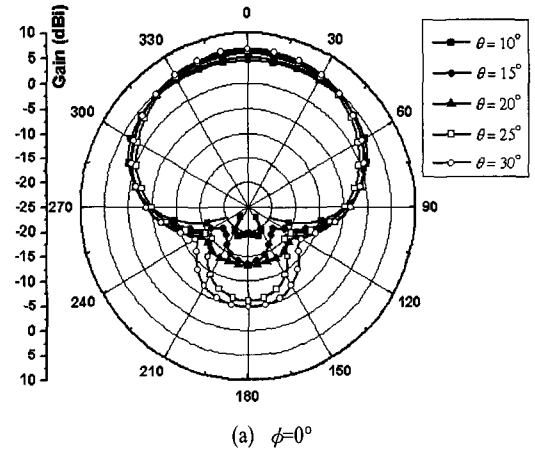
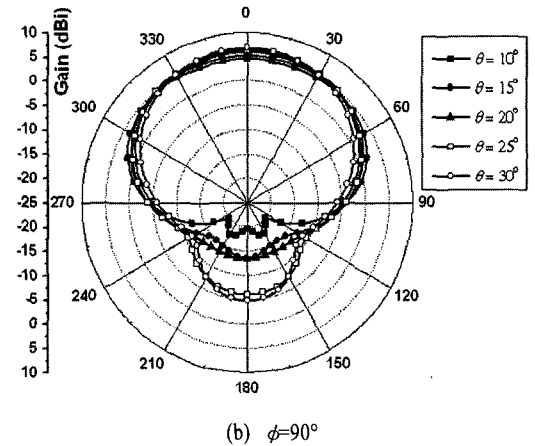


그림 8. 원뿔 각  $\theta_0$ 에 따른 입력 반사 계수  
Fig. 8. Input reflection coefficient versus the cone angle  $\theta_0$ .



(a)  $\phi=0^\circ$



(b)  $\phi=90^\circ$

그림 9. 원뿔 각  $\theta_0$ 에 따른 이득 패턴  
Fig. 9. Gain pattern versus the cone angle  $\theta_0$ .

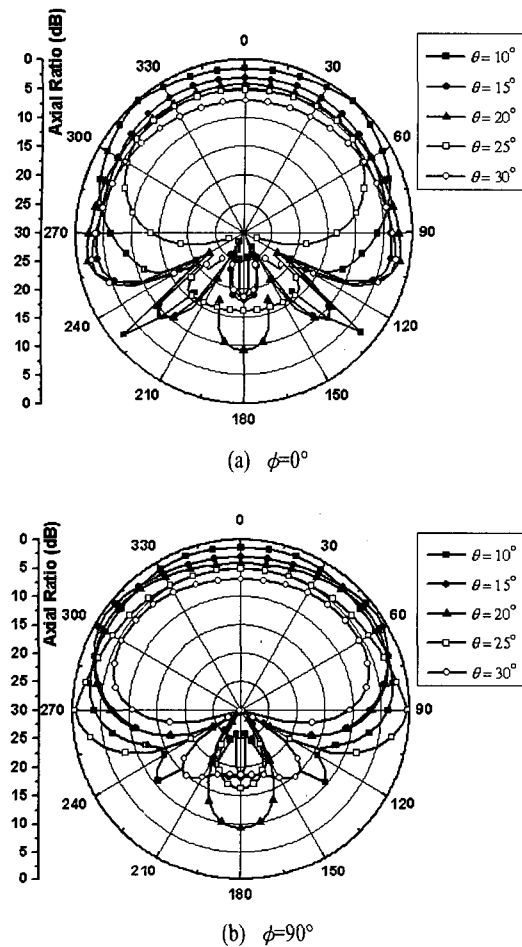


그림 10. 원뿔 각  $\theta_0$ 에 따른 축비 패턴  
Fig. 10. Axial ratio pattern versus the cone angle  $\theta_0$ .

은  $\theta_0$ 에 따른 축비 특성을 보인 것이다.  $\theta_0$ 가  $10^\circ$ 에서  $20^\circ$  범위에 있을 때 반구면상에서 가장 양호하며 균일한 축비 특성이 나타남을 알 수 있다. 이상의 결과로부터 원뿔 각  $\theta_0$ 가  $15^\circ$ 일 경우 나선의 특성이 가장 양호함을 알 수 있다.

### 2-1-3 나선 직경에 따른 나선의 특성 변화

나선 직경에 따른 나선의 특성 변화를 해석하였다. 나선 직경은 2 mm에서 8 mm까지 1 mm 간격으로 변화시켰으며 다른 변수는  $\theta_0=15^\circ$ ,  $\alpha=60^\circ$ ,  $d/2=4.02$  mm,  $D/2=33.08$  mm로 하였다. 또한 반사판 직경 70 mm, 반사판과 나선 끝과의 간격 5 mm, 반사판 두께 2 mm로 고정시켜 놓았다.

그림 11은 나선 직경에 따른 입력 임피던스의 실

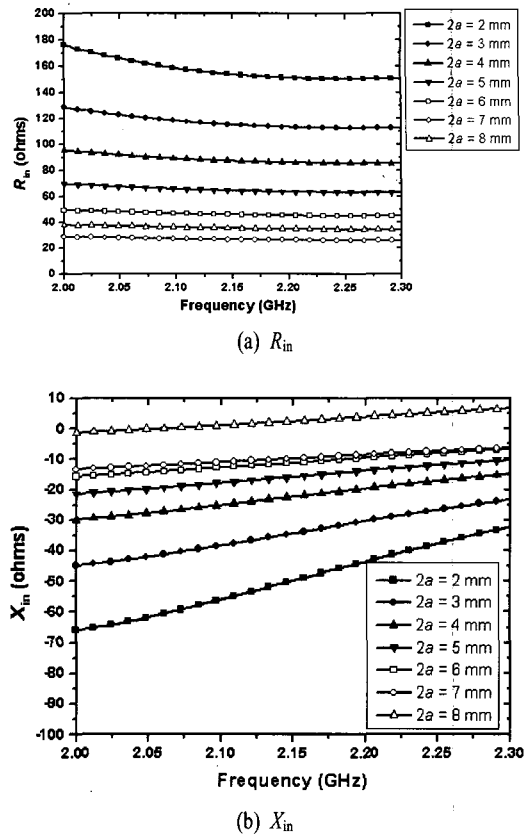


그림 11. 나선 직경  $2a$ 에 따른 입력 임피던스  
Fig. 11. Input impedance versus the spiral diameter  $2a$ .

수부( $R_{in}$ )와 허수부( $X_{in}$ )를 보인 것이다. 나선 직경에 따라 나선의 임피던스가 민감하게 변함을 알 수 있다.  $R_{in}$ 의 경우, 나선 직경이 2 mm일 경우 170  $\Omega$  정도의 값을 가지다가 나선 직경이 증가함에 따라 계속 감소하여 나선 직경이 8 mm일 경우 40  $\Omega$ 의 값을 가진다.  $X_{in}$ 의 경우, 나선 직경이 증가함에 따라 0  $\Omega$ 에 접근하는 특성을 보인다. 그림 12는 나선 직경에 따른 나선의 입력 반사 계수를 보인 것이다. 나선 직경이 6 mm일 경우, 나선의 입력 반사 계수는 2.0~2.3 GHz 대역에서  $-15$  dB 이하가 됨을 알 수 있다.

나선 직경이 2 mm에서부터 7 mm의 값을 가질 경우, 반구면상의 이득 패턴과 축비 패턴은 거의 일정하게 유지된다. 나선 직경이 8 mm일 경우에는 이득 패턴은 양호하나 축비 패턴의 반구면상의 균일성이 악화된다. 이상의 결과로부터 나선의 직경을 6 mm로 할 때 가장 균일한 이득 패턴과 축비 패턴을 가지며 2.0~2.3 GHz 대역에서 반사 계수가  $-15$  dB 이하로

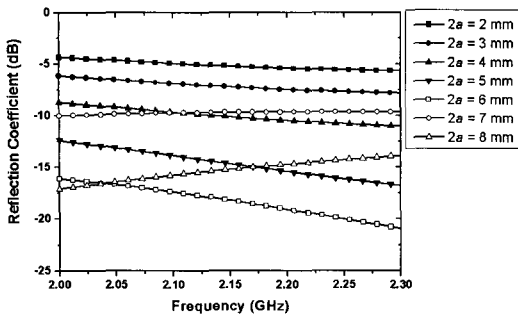


그림 12. 나선 직경  $2a$ 에 따른 반사 계수  
 Fig. 12. Input reflection coefficient versus the spiral diameter  $2a$ .

되어 가장 양호한 특성을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

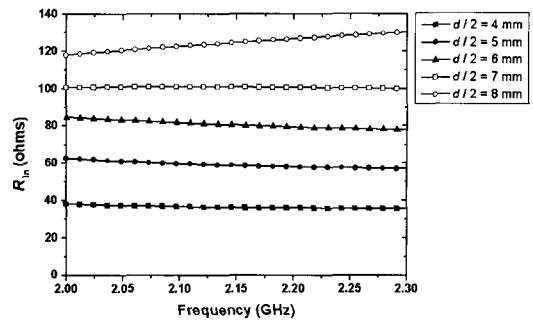
### 2-1-4 나선의 급전점 간격에 따른 나선의 특성 변화

나선의 급전점 간격에 따른 나선의 특성 변화를 해석하였다. 나선 급전점 간격  $d$ 를 8 mm에서 16 mm까지 2 mm 간격으로 변화시켰으며 다른 변수는  $\theta_0 = 15^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ ,  $D/2 = 33.08$  mm로 하였다. 또한 반사판 직경 70 mm, 반사판과 나선 끝과의 간격 5 mm, 반사판 두께 2 mm로 고정시켜 놓았다.

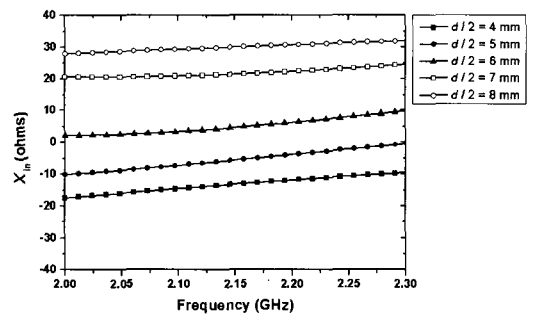
그림 13은 나선 급전점 간격에 따른 입력 임피던스의 실수부( $R_{in}$ )와 허수부( $X_{in}$ )를 보인 것이다. 나선 급전점 간격에 따라 나선의 임피던스가 민감하게 변함을 알 수 있다.  $R_{in}$ 의 경우, 나선 급전점 간격  $d$ 가 8 mm에서부터 16 mm까지 변할 경우 40  $\Omega$ 에서부터 130  $\Omega$ 의 값을 가지며,  $X_{in}$ 의 경우, -20  $\Omega$ 에서부터 30  $\Omega$ 까지의 값을 가진다. 그림 14는 나선 급전점 간격에 따른 입력 반사 계수를 보인 것이다. 나선 급전점 간격이 10 mm일 경우, 나선의 입력 반사 계수는 2.0 ~ 2.3 GHz 대역에서 -15 dB 이하가 되어 가장 양호한 특성을 보인다. 이득 패턴과 축비 패턴은 나선의 급전점 간격이 8~16 mm의 값을 가질 때 거의 일정하게 유지된다.

### 2-1-5 반사판에 따른 나선의 특성 변화

후방 방사를 억제하기 위한 반사판의 설계 변수는 반사판의 직경 및 반사판과 스파이럴 끝단과의 간격이다. 나선의 패러미터를  $\theta_0 = 15^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ ,  $d/2 = 4.02$



(a)  $R_{in}$



(b)  $X_{in}$

그림 13. 나선 급전점 간격  $d$ 에 따른 입력 임피던스  
 Fig. 13. Input impedance versus the spiral feed gap  $d$ .

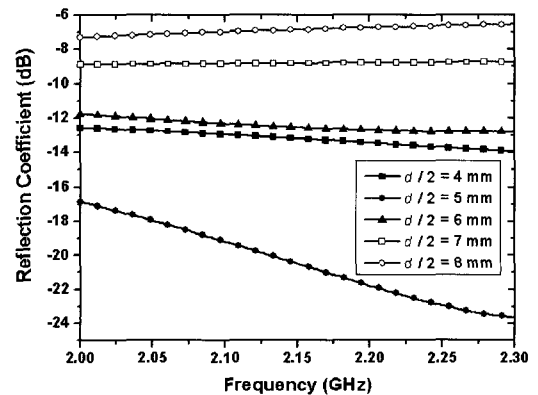


그림 14. 나선 급전점 간격  $d$ 에 따른 반사 계수  
 Fig. 14. Input reflection coefficient versus the spiral feed gap  $d$ .

mm,  $D/2 = 33.08$  mm,  $2a = 6.35$  mm으로 한 상태에서 반사판의 직경을 0~300 mm, 반사판과 나선의 간격을 0~10 mm 범위에서 변화시켜가면서 나선의 특성 변화를 해석하였다. 반구면상의 이득 패턴과 축비 패턴, 입력 반사 계수 등을 반사판에 따라 거의 변하지



않았다. 반사판은 단지 후방 방사를 억제하는 역할을 한다. 반사판과 나선의 간격을 5 mm로 하고 반사판의 직경을 0, 70, 100, 150, 200, 250, 300 mm로 변화시켰을 때 방사 패턴상의 전후방비는 각각 13.2, 21.4, 26.0, 28.1, 23.5, 23.9, 23.5 dB이었다. 반사판의 직경을 70 mm로 하고 반사판과 나선간의 간격을 0, 2, 4, 6, 8, 10 mm로 변화시켰을 때 간격이 0 mm일 경우 전후방비가 2 dB 가량 악화되는 것 외에는 별 영향이 없었다. 위의 결과로부터 반사판 직경은 70 mm로 하고 반사판과 나선의 간격을 5 mm로 설정하였다.

2-1-6 나선의 최적 설계

여러 번의 시뮬레이션을 통해 이득이 0 dB 이상이며 동시에 5 dB 이하의 축비가 유지되는 빔폭이 최대가 되도록 나선 패러미터를 최적화하였다. 최종적으로 얻은 나선의 패러미터는  $\theta_0=15^\circ$ ,  $\alpha=60^\circ$ ,  $d/2=4.02$  mm,  $D/2=33.08$  mm,  $h=110$  mm,  $2a$ (나선도체 직경)=6.35 mm (동축선 RG 401의 외부 직경), 반사판 직경 70 mm, 반사판과 나선 끝부분과의 간격 5 mm, 반사판 두께 2 mm 등이었다. 최적화된 안테나의 시뮬레이션에 의한 이론적 특성은 2.0~2.3 GHz에서 -13 dB 이하의 반사 계수, 4 dB 이상의 최대 이득, 0 dB 이상의 이득을 유지하는 각도가  $\pm 74^\circ$ , 5 dB 이하의 축비를 유지하는 각도가  $\pm 78^\circ$ , 20 dB의 전후방비 등이었다. 시뮬레이션 결과는 3장에서 실측치와 비교하여 제시하였다.

2-2 무한 벌룬 설계

나선의 급전을 위해 두 나선에 대칭적인 전류를 공급하며 급전 선로에 의한 복사가 발생하지 않아 나선 안테나의 특성을 악화시키지 않는 구조를 사용하는 것이 이상적이다<sup>[25]</sup>. 평면 나선의 급전용으로 동축선, 마이크로스트립 선로, coplanar waveguide, coplanar strip 등의 구조가 발표되었다<sup>[8], [26]~[30]</sup>. 원뿔 나선은 보통 동축선<sup>[10]~[12]</sup> 또는 마이크로스트립 선로<sup>[31], [32]</sup>로 급전된다.

본 안테나의 개발 초기에 원뿔 중심축에 설치된 마이크로스트립 벌룬을 실험적으로 고찰하였다. 마이크로스트립 벌룬은 동축선-마이크로스트립 변환부와 폭이 유한한 마이크로스트립 선로에서 평행 스트립 선로로 변환되는 벌룬 구조로 구성된다. 마이

크로스트립 선로의 단점은 구조가 상대적으로 복잡하다는 사실과 나선 안테나의 임피던스 조정을 위해 급전점에서의 나선 간격 조정이 필요하며 이를 위해 임의 두께의 마이크로스트립 선로 기판을 사용하거나 기판 두께가 고정되어 있을 경우, 평행 스트립 선로와 나선을 연결하기 위해 추가적인 도선을 사용해야 한다는 것이다. 양호한 임피던스 정합을 얻기 위해서는 마이크로스트립 벌룬의 길이가 충분히 커야 하며 이 경우 선로에서 누설 전자파가 발생되어 축비 특성을 악화시키는 요인으로 작용한다.

위와 같은 이유로 본 논문에서는 Dyson<sup>[8], [10]~[12]</sup>이 제안한 동축선 무한 벌룬(infinite balun)을 적용하였다. 최근에 평면 슬롯스파이럴 안테나 급전을 위한 마이크로스트립 벌룬에 무한 벌룬 개념이 적용되었다<sup>[31], [32]</sup>. 무한 벌룬의 동작을 분석하기 위해 우선 그림 15와 같은 동축선 급전 선로를 고려한다. 이 구조에서는 동축선이 원뿔의 중심축에 설치되고 동축선 종단의 내부 도체와 외부 도체가 각각의 나선에 연결된다. 이 경우 내심에 연결한 나선의 경우 내부 도체에 흐르던 전류가 누설없이 모두 나선으로 흐르지만 외부 도체에 연결된 나선의 경우 동축선 외부 도체의 바깥쪽 표면으로 흐르는 누설 전류가 생겨 두 나선에 흐르는 전류의 크기가 다르게 된다. 이것은 안테나 공학에 있어서 고전적인 문제로서 나선 구조는

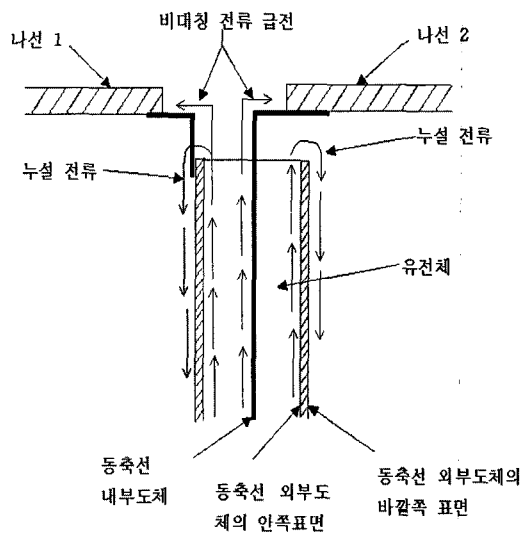


그림 15. 나선의 동축선 비대칭 급전 구조  
Fig. 15. Asymmetrical feed structure of the spiral.

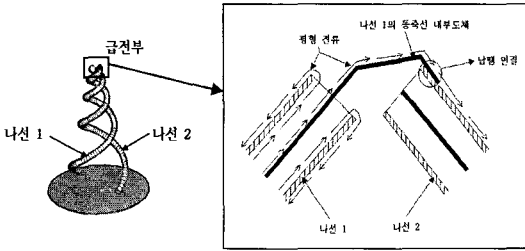


그림 16. 나선 급전을 위한 동축선 무한 벌룬 구조  
Fig. 16. Coaxial infinite balun structure for feeding the spiral.

대칭적(balanced)이지만 동축선은 내부 도체와 내부 도체의 형상이 서로 다른 비대칭적(unbalanced) 구조이기 때문에 발생하는 현상이다.

그림 16은 원뿔 나선을 급전하기 위한 무한 벌룬 구조를 보인 것이다<sup>[10]~[12]</sup>. 급전용 동축선의 외부 도체를 2개 나선 중 하나로 사용하며 나머지 나선 1개는 동일한 동축선의 외부 도체로 구현하여 구조의 대칭성을 확보하였다. 이 결과 두 나선에는 크기가 같고 위상이 정반대(180° 차이)인 전류가 흐르게 된다.

2-1절에서 나선을 설계할 때 급전 모델로서 텔터갭 전원을 사용하였다. 무한 벌룬 급전부의 미세 구조는 이상적인 텔터갭 전원과 다르므로 무한 벌룬 사용시의 입력 임피던스는 MWS<sup>®</sup>에 의한 해석 결과와 다를 것이다. 나선 끝 부분에서 나선 간의 간격을 조정해가면서 반사 계수를 측정하여 가장 양호한 반사 계수 특성을 보이는 나선 간격을 실험적으로 결정하였다. 이 결과 최적 나선 간격으로서 시뮬레이션 경우와 유사한 7~8 mm의 값을 얻었다.

### III. 안테나 제작 및 측정

#### 3-1 안테나 제작

설계된 나선의 형상을 제작하기 위해 먼저 그림 17과 같은 나선 제작용 틀을 만들었다. 나선 제작용 홈은 나선의 계산된  $x, y, z$  좌표값을 수치 제어 가공 장비에 입력해 자동으로 가공하였다. 나선 제작 틀의 홈에 준유연성 동축선을 감아 나선의 형상을 구현하였다. 다음에 치수가 정확히 유지되도록 나선을 잘 풀어내어 그림 18(a)와 같이 나선 고정대에 설치하였다. 안쪽이 비어 있으며 4개의 대만 남아 있는

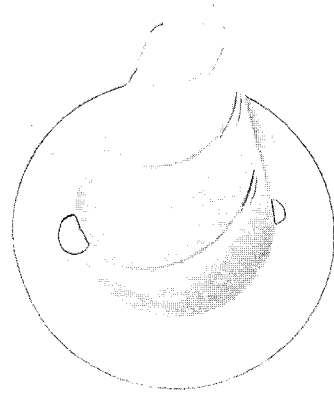
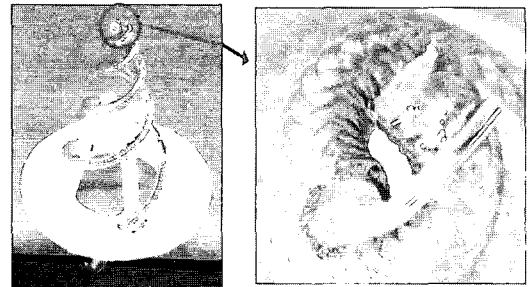


그림 17. 나선 제작용 틀  
Fig. 17. Fixture for the fabrication of the spiral.



(a) 고정대에 설치된 나선 (b) 무한 벌룬 확대도  
(a) Spiral on a fixture (b) Expanded view of the infinite balun.

그림 18. 제작된 나선  
Fig. 18. Fabricated spiral.

나선 고정대는 반사판을 기준으로 나선을 설계된 위치에 설치하고 나선의 형상이 정확하게 유지되도록 나선을 고정시키기 위해 사용하였다. 나선 안테나의 특성이 악화되는 것을 방지하기 위해 나선 고정대는 나선을 안정적으로 고정하기 위한 정도만의 강도를 가지는 최소 부피로 하였다. 나선 고정대는 유전상수가 2.08인 테플론을 사용하였으며 나선 고정대가 추가된 구조를 MWS<sup>®</sup>로 해석한 결과 원래의 나선 특성이 거의 변화되지 않음을 확인하였다. 그림 18(a)의 사진에는 나타나 있지 않지만 나선을 고정대에 견고하게 고정하기 위해 우선 질긴 플라스틱 끈으로 나선을 고정대에 묶은 다음 우주용(space-qualified) 접착제를 사용하여 나선을 고정대에 영구

적으로 부착시켰다. 그림 18(a)에 보인 것과 같이 무한 벌룬은 RG 401 준유연성 동축선을 사용하여 구현하였다. 두 개의 나선은 모두 RG 401의 외부 도체를 사용하여 구현하였다. 한 개 나선의 종단에는 SMA male 커넥터를 연결하였다. 이 나선의 내부 도체는 직경이 1.63 mm로서 길이 15 mm 정도를 남기고 잘라낸 후 그림 18(b)에서와 같이 적절한 반경으로 구부려서 나머지 나선의 시작부에 우주용 납을 연결하여 납땀하여 연결하였다.

그림 19과 같이 나선 동축선에 커넥터를 연결하기 위해 나선 고정대 밑으로 적당 길이 동축선을 빼낸 뒤 SMA 커넥터를 납땀으로 조립하였다. 나선 고정대 밑으로 빼내는 동축선의 길이는 2 cm로 하였다. 이 커넥터에 인공위성 통신 모듈로부터 나온 동축선이 연결되는데 이로 인해 나선 1개는 다른 나선보다 길이가 커져서 구조의 비대칭을 초래함으로써 대칭적인 전류를 비대칭적으로 만들 가능성이 있다. 그러나 나선의 길이가 동작 하한 주파수에서 1 파장 이상이면 나선 끝단까지 흐르는 전류가 작기 때문에 후방 방사 패턴이 비대칭이 되는 것 외에는 안테나의 특성에 크게 영향을 끼치지 않으며 후방 방사의 전력은 크지 않으므로 문제가 되지 않는다.

그림 20은 제작된 반사판을 보인 것이다. 나선 고정대의 밑부분 직경이 설계된 반사판 직경인 70 mm 보다 크므로 반사판에 네 개의 핀(fin)을 설치하여 나선 고정대와 반사판을 결합하였다. 반사판과 나선의 간격은 나선 고정대에 의해 유지된다. 그림 21은 안

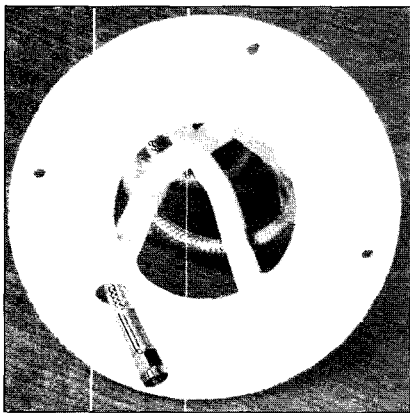


그림 19. 나선 종단에 설치된 커넥터  
Fig. 19. Connector placed at the end of a spiral.

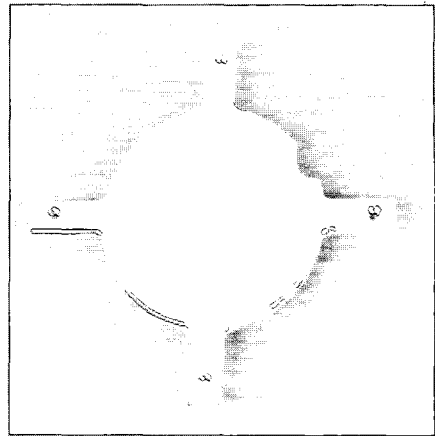


그림 20. 반사판  
Fig. 20. Reflecting plate.

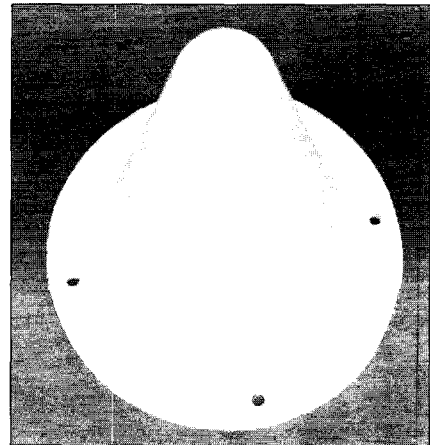


그림 21. 레이돔  
Fig. 21. Radome.

테나 보호용 테플론 레이돔을 보인 것으로서 나선 고정대, 반사판, 레이돔을 결합하기 위한 플레인지에 볼트 구멍이 뚫려 있다. 나선, 반사판, 나선 고정대, 레이돔 등이 모두 포함된 전체 구조를 MWS<sup>®</sup>로 해석하여 설계된 나선 안테나의 원래 특성이 악화되지 않음을 확인하였다. 이 과정에서 나선과 레이돔 사이의 간격을 5 mm로 하고 레이돔 두께를 2 mm로 하였다.

### 3-2 안테나 특성 측정

제작된 안테나의 특성을 측정하여 설계값과 비교하였다. 그림 22는 2.0~2.3 GHz 대역에서의 반사 계

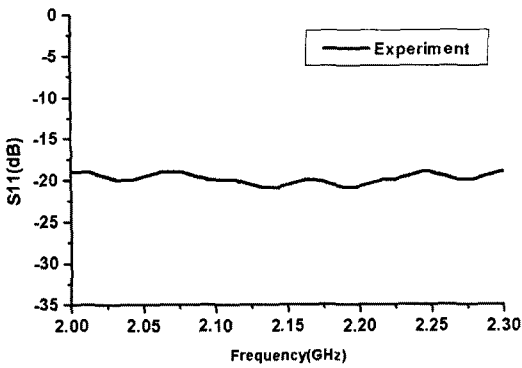
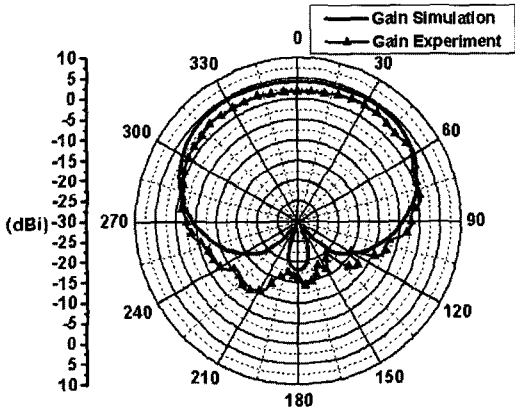
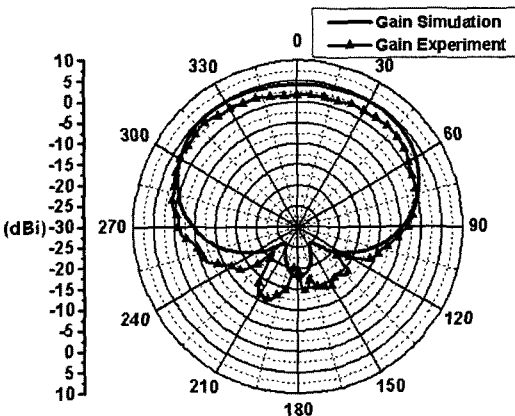


그림 22. 제작된 안테나의 입력 반사 계수  
Fig. 22. Input reflection coefficient of the fabricated antenna.



(a)  $\phi=0^\circ$



(b)  $\phi=90^\circ$

그림 23. 2.2 GHz에서의 제작된 안테나의 이득 패턴  
Fig. 23. Gain pattern at 2.2 GHz of the fabricated antenna.

수를 보인 것이다. MWS<sup>®</sup> 해석 결과에 의하면 나선 안테나가 -13 dB 정도의 반사 계수를 보이거나 측정 값은 -18 dB 이하이었다. 해석 값과 측정 값이 불일치하는 원인은 시뮬레이션에서는 급전 모델을 discrete port로 설정한 반면 실제에는 무한 별론을 사용하였기 때문이라 판단된다.

여러 개의 교차 다이폴을 이용한 구면 스캔 안테나 측정 시스템<sup>[24]</sup>을 이용하여 2.2 GHz에서 제작된 안테나의 이득 패턴과 축비 패턴을 측정하였다. 그림 23은 2.2 GHz에서의 안테나 이득 패턴을 보인 것이다. 다른 주파수에서도 유사한 특성을 보인다. 최대 이득의 측정치가 설계값보다 1~2 dB 가량 작는데 그 원인은 급전 동축선과 변형된 반사판의 영향에 의해 후방 방사가 증가했기 때문으로 판단된다. 안테나 중심축으로부터 75°까지 이득 0 dBi 이상임을 알 수 있다. 후방 방사는 안테나 축을 기준으로 하여 비대칭 특성을 보이는데 이것은 동축 급전선과 연결된 나선이 고정대 밑으로 빠져 나와 다른 쪽 나선과 비대칭을 이루게 되어 발생한 것이다. 안테나 boresight의 정반대 방향(그림에서 180° 방향)의 후방 방사는 최대 방사보다 15 dB 이상 작음을 알 수 있다.

그림 24는 2.2 GHz에서의 축비 패턴을 보인 것이다. 안테나 중심축으로부터 90°까지는 축비가 5 dB 이하임을 알 수 있다. 각도에 따른 축비 패턴의 측정치는 시뮬레이션 값과 비교적 잘 일치함을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 인공위성에 탑재되어 원격 측정, 추적 및 제어(TT&C)용 원뿔 나선 안테나를 설계, 제작 및 측정하였다. 요구되는 안테나 특성을 얻기 위해 상용 소프트웨어인 Microwave Studio<sup>®</sup>을 이용하여 이중 원뿔 나선의 형상을 최적화하였다. 나선뿐만 아니라 레이돔, 반사판, 나선 고정대 등 나선 주변 구조를 설계시 모두 포함시켰다. 안테나의 임피던스 해석을 위해 나선의 급전 모델로 델타갭 전원을 사용하였다. 실제 나선 급전에는 동축선 무한 별론을 사용하였다. 준유연성 동축선과 나선 형상 제작용 틀을 사용하여 설계된 나선을 정밀하게 제작한 후 나선 고정대에 설치하여 나선의 형상이 보존되게 하였다.

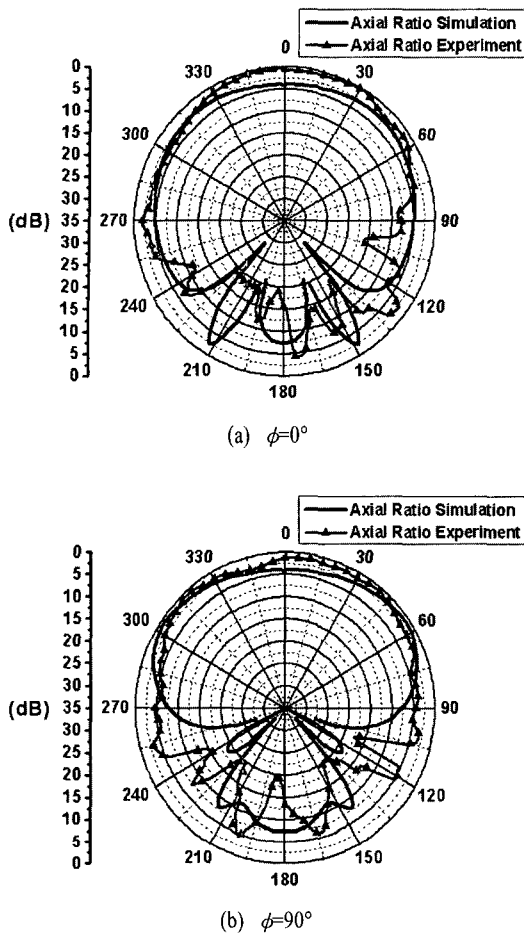


그림 24. 2.2 GHz에서의 제작된 안테나의 축비 패턴  
 Fig. 24. Axial ratio pattern at 2.2 GHz of the fabricated antenna.

나선, 반사판, 레이돔을 결합하여 전체 안테나를 조립하였다. 제작된 안테나의 특성 측정 결과 측정된 결과 2.0~2.3 GHz의 주파수에서 -18 dB 이하의 반사 계수, 4 dB 이상의 이득, 0 dB 이상의 이득을 유지하는 각도  $\pm 75^\circ$ , 5 dB 이하의 축비를 유지하는 각도  $\pm 90^\circ$ , 15 dB 이상의 전후방비 등의 특성을 얻었다. 이는 설계치와 잘 일치하며 요구되는 목표 성능도 만족하는 것이다. 본 논문에서 제안된 원뿔 나선 안테나는 2007년 12월에 발사 예정인 제 1세대 한국형 발사체(KSLV-1)의 검증위성(KoDSat)에 장착되어 사용될 예정이다.

### 참 고 문 헌

- [1] G. G. Wong, "TT&C antenna candidate for spin and body stabilized spacecrafts", *Dig. 1992 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, Chicago, pp. 74-77, Jul. 1992.
- [2] M. S. Gatti, D. J. Nybakken, "A circularly polarized crossed drooping dipole antenna", *Dig. 1990 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, Dallas, TX, pp. 254-257, May 1990.
- [3] A. Kumar, "Hemispherical coverage antenna for spacecraft", *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 10, pp. 631-633, May 1988.
- [4] E. -A. Lee, "A low cross-polarization circularly polarized spacecraft TC&R antenna", *Dig. 1994 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, Seattle, WA, pp. 914-917, Jun. 1994.
- [5] P. Rezaei, "Design of quadrifilar helical antenna for use on small satellites", *Dig. 1994 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, Seattle, WA, pp. 2895-2898, Jun. 2004.
- [6] P. E. Mayes, "Frequency-independent antennas and broad-band derivatives thereof", *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 103-112, Jan. 1992.
- [7] V. H. Rumsey, "Frequency independent antennas", *IRE National Convention Record*, vol. 5, no. 1, pp. 114-118, Mar. 1957.
- [8] J. D. Dyson, "The equiangular spiral antenna", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, pp. 181-187, vol. 7, no. 2, Apr. 1959.
- [9] W. L. Curtis, "Spiral antennas", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 8, no. 3, pp. 298-306, May 1960.
- [10] J. D. Dyson, "The unidirectional equiangular spiral antennas", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 7, no. 4, pp. 329-334, Oct. 1959.
- [11] J. D. Dyson, P. E. Mayes, "New circular-polarized frequency-independent antennas with conical beam or omnidirectional patterns", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 9, no. 4, pp. 334-342, Jul 1961.
- [12] J. D. Dyson, "The characteristics and design of the conical log-spiral antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 13, no. 4, pp. 488-499, Jul. 1965.

- [13] Y. S. Yeh, K. K. Mei, "Theory of conical equiangular spiral antennas, part I - numerical techniques", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 15, no. 5, pp. 634-639, Sep. 1967.
- [14] Y. S. Yeh, K. K. Mei, "Theory of conical equiangular spiral antennas, part II - current distribution and input impedance", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 16, no. 1, pp. 14-21, Jan. 1968.
- [15] A. E. Atia, K. K. Mei, "Analysis of multiple-arm conical log-spiral antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 19, no. 3, pp. 320-331, May 1971.
- [16] T. W. Hertel, G. S. Smith, "Analysis and design of conical spiral antennas using the FDTD method", *Dig. 2000 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, pp. 1540-1543, Jul. 2000.
- [17] T. W. Hertel, G. S. Smith, "Analysis and design of two-arm conical spiral antennas", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility.*, vol. 44, no. 1, pp. 25-37, Feb. 2002.
- [18] T. W. Hertel, G. S. Smith, "The conical spiral antenna over the ground", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 12, pp. 1668-1675, Dec. 2002.
- [19] T. W. Hertel, G. S. Smith, "On the dispersive properties of the conical spiral antenna and its use for pulsed radiation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 7, pp. 1426-1433, Jul. 2003.
- [20] S. H. Zainud-Deen, N. F. M. Soliman, A. A. M. Shaalan, and K. F. A. Hussein, "Characteristics of two-arm wire conical spiral antennas", *Proc. the 21st IEEE National Radio S Sci. Conf.(NRSC 2004)*, pp. 1070-1073, Jun. 2004.
- [21] Physical Science Laboratory, New Mexico State University, [www.psl.nmsu.edu](http://www.psl.nmsu.edu)
- [22] EDO Corp. homepage: [www.edorss.com](http://www.edorss.com)
- [23] ETS-Lindgren homepage: [www.emctes.com](http://www.emctes.com)
- [24] Satimo S.A. homepage: [www.satimo.com](http://www.satimo.com)
- [25] H. Nakano, Y. Minegishi, and K. Hirose, "Effects of feed wire on radiation characteristics of a dual spiral antenna", *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 6, pp. 363-364, Mar. 1988.
- [26] M. W. Nurnberger, J. Volakis, "A new planar feed for slot spiral antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, no. 1, pp. 130-131, Jan. 1996.
- [27] J. L. Volakis, M. W. Nurnberger, and D. S. Filipovic, "Slot spiral antenna", *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 43, no. 6, pp. 15-26, Dec. 2001.
- [28] J. Thayesn, K. B. Jakobsen, and J. Apple-Hansen, "Characterisation and optimization of a coplanar waveguide fed logarithmic spiral antenna", *Dig. 2000 IEEE-APS Conf. Antennas Propagat. for Wireless Comm.*, Waltham, MA, pp. 25-28, Nov. 2000.
- [29] K. Hirose, M. Miyamoto, and H. Nakano, "A two-wire spiral antenna with unbalanced feed", *Dig. 2001 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, Boston, pp. 128-131, Jul. 2001.
- [30] R. Bawer, J. J. Wolfe, "A printed circuit balun for use with spiral antennas", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 8, no. 3, pp. 319-325, May 1960.
- [31] D. Davis, Sr., "Design of stripline balun structures for conical log spiral antennas", *Dig. 1967 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, pp. 34-35, Oct. 1967.
- [32] D. W. Smith, P. E. Mayes, "Spiral antennas over a ground plane", *Dig. 1992 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, Chicago, pp. 2093-2096, Jul. 1992.

고 한 응



2004년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)  
2005년 3월~현재: 충북대학교 전 파공학과 석사과정  
[주 관심분야] 안테나, 초고주파 회로

김 세 연



1999년 2월: 한국항공대학교 항공 정보통신공학과 (공학사)  
2001년 2월: 한국항공대학교 항공정보통신공학과 (공학석사)  
2001년 1월~현재: (주)한국항공우주산업 우주개발사업팀 선임연구원

[주 관심분야] 적응배열 안테나, 무선통신 시스템

리 준 문



1996년 3월: 하얼빈공대 통신공학과 (공학사)  
2005년 2월: 충북대학교 전파공학과 (공학석사)  
2005년 3월~현재: 충북대학교 전 파공학과 박사과정  
[주 관심분야] 안테나, RF시스템,

초고주파 회로

안 병 철



1981년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)  
1983년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)  
1992년 12월: University of Mississippi, 전기전자공학과 (공학박사)  
1983년~1986년: (주)금성정밀 주임

연구원

1992년~1994년: 국방과학연구소 선임연구원

1995년~현재: 충북대학교 전파공학과 교수

[주 관심분야] 전자파 응용, 안테나, 레이돔, 고주파 부품 설계, 전자장 수치해석

유 재 덕



2005년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)  
2005년 3월~현재: 충북대학교 전 파공학과 석사과정  
[주 관심분야] 안테나, 초고주파 회로

박 동 희



1985년 2월: 청주대학교 전자공학과 (공학사)  
1987년 2월: 중양대학교 전자공학과 (공학석사)  
1992년 8월: 중양대학교 전자공학과 (공학박사)

1996년 12월~1998년 1월: Pennsylvania 주립대학교 전기공학과 Post Doc.

1992년 4월~현재: 충주대학교 전기전자 및 정보공학부 교수

[주 관심분야] 안테나 및 전자파 산란, EMI/EMC, 전자파 흡수 등