

# 세라믹 유전체를 이용한 소형 GPS/GLONASS 패치 안테나

## Small-Sized GPS/GLONASS Patch Antenna Using a Ceramic Dielectric

문진섭 · 이택경

Jin-Seob Moon · Taek-Kyung Lee

### 요약

GPS/GLONASS 통합 수신기에서 사용할 수 있도록 광대역 원편파 특성을 나타내며, 개인 휴대 및 차량용으로도 사용하기 적합한 작은 크기의 세라믹 유전체 패치 안테나를 설계, 제작 하였다. 소형화를 위하여 높은 비유전율을 갖는 세라믹 유전체를 이용하였으며, 90° 위상차의 이중 급전 구조를 사용하여 광대역 특성을 구현하고, 또한 원하는 대역에서 낮은 축비를 구현하였다. 제작된 안테나는 -15 dB 대역폭 242 MHz, 축비 3 dB 이하, 112° 이상의 넓은 반전력 빔폭을 나타내며, GPS 및 GLONASS 신호를 동시에 수신하기 위한 안테나의 특성을 만족하였다.

### Abstract

A small sized ceramic dielectric patch antenna is designed and implemented for GPS/GLONASS combined receiver, and it shows a wideband characteristics with circular polarization. For the miniaturization of the antenna, high-permittivity dielectric material is used, and the wideband characteristics with low axial-ratio is achieved by using dual feed with 90° phase difference. The measured data of the manufactured antenna show that the bandwidth is 242 MHz, the axial ratio is less than 3 dB, the half-power beam-width is more than 112°, and the antenna satisfies the required characteristics of the GPS/GLONASS antenna.

### I. 서론

최근 미국의 위치 정보 시스템인 GPS(Global Positioning System)의 기능을 보완하고 향상시키기 위해 러시아의 GLONASS(Global Navigation Satellite System)를 함께 이용하는 방안이 연구되고 있다. GPS/GLONASS 통합 수신기에서는 두 시스템의 신호를 동시에 수신함으로써 GPS의 SA(Selective Availability)에 의한 오차를 줄이고, 적절한 위성배치를 선택하여, 정확한 위치 정보를 얻을 수 있

다<sup>[1]</sup>. 이들 위치정보 시스템은 육상, 해상, 항공 등에서 광범위하게 이용되고 있으며, 최근에 ITS(Intelligence Transportation System)나 레저용 등에 응용이 활발하게 이루어지고 있어 차량에 탑재하거나 개인이 휴대하게 되므로 소형, 경량의 설계가 필수적이다. 기존의 GPS 수신용 안테나는 모노폴, 헬리컬, 마이크로스트립 패치 등의 형태로 구현되고 있으며<sup>[2]</sup>, 그 중 마이크로스트립 패치 안테나는 소형, 경량으로서 대량생산이 용이하므로 최근 많이 사용되고 있으나, 좁은 대역폭 특성을 갖는 단점이

한국항공대학교 전자정보통신컴퓨터공학부(School of Electronics, Telecommunication, and Computer Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문 번호 : 20000914-103

· 수정완료일자 : 2000년 12월 6일

있다<sup>[3]</sup>.

현재 상용화되고 있는 GPS 안테나는 단일 프로브 급전에 의한 마이크로스트립 패치 구조가 많이 이용되고 있다. 크기를 줄이기 위하여 유전율이 매우 높은 세라믹을 사용하여 유전체의 크기  $25 \times 25 \text{ mm}^2$  정도, 레이돔을 포함한 크기가  $50 \times 50 \text{ mm}^2$  정도로서 소형이지만, 반사계수 및 축비에 관한 주파수 대역은 약 20 MHz 정도로서 협대역 특성을 나타낸다. GPS와 GLONASS 공용 시스템(L1 밴드)에서 사용하기 위한 안테나는 1.565 GHz~1.621 GHz (대역폭 56 MHz)의 주파수 대역에서 동작하여야 하며<sup>[4]</sup>, 수신신호는 우선회 원형편파(RHCP)로서 전체 주파수 대역에서 축비 특성을 만족하여야 한다. 이미 발표된 GPS/GLONASS 통합 수신용 안테나<sup>[4]</sup>는 광대역 특성을 얻기 위하여 개구면 결합 방식에 의하여 급전하고, 접지면과 패치 사이의 유전체는 공기층으로 하였다. 또한 branch-line 결합기를 이용하여 십자 개구면에 편파간 위상이  $90^\circ$  차이가 나는 신호를 공급하여 넓은 주파수 대역에서 낮은 축비 특성을 구현하였다. 이 방식의 안테나는 GPS/GLO-NASS 수신 안테나로서 요구되는 특성을 잘 만족하지만, 패치의 크기가  $76.5 \times 76.5 \text{ mm}^2$ 로서 기존의 GPS용 안테나에 비하여 크므로 휴대용으로 응용하기 위해서는 소형화된 안테나의 설계가 필요하다.

마이크로스트립 패치 안테나에서 크기를 줄이기 위해서는 비유전율이 높은 유전체를 사용하여야 한다. 그러나 유전율을 높이면 대역폭이 좁아지며, 원하는 축비 특성을 얻기가 어렵다<sup>[5],[6]</sup>. 본 논문에서는 고유전율의 세라믹 유전체를 사용하여 패치 안테나의 크기를 줄이고, 이중 프루브 급전 방식을 이용함으로써 원하는 대역특성을 만족하는 소형의 GPS/GLONASS 통합 수신기 안테나를 설계, 제작하였다. 안테나 패치 형태는 원형으로 설계하였으며, 다른 형태의 패치에 비하여 동작 주파수 및 복사패턴, 임피던스 범위 등의 조정이 용이하다<sup>[7]</sup>. 이중 급전 방식은 고유전율의 유전체 패치 안테나에서 대역폭과 축비 특성을 동시에 개선하게 된다. 안테나의 설계수치는 상용 소프트웨어를 이용하여 계산하였으며, 제작된 안테나의 축비는 요구되는 대역 내에서 2.8 dB 이하로 측정되었다. 급전회로는 Wilkinson 분배기를 사용하고, 두 급전점 사이에  $90^\circ$ 의

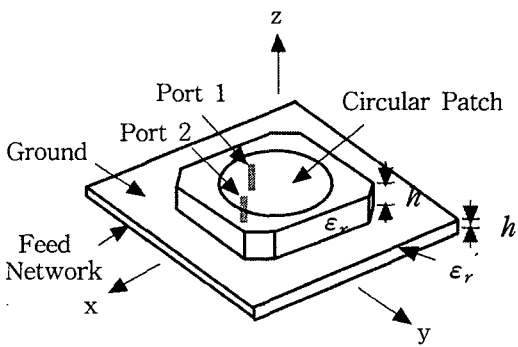
위상차가 나도록 급전회로를 구성하였다.

## II. 안테나 구조

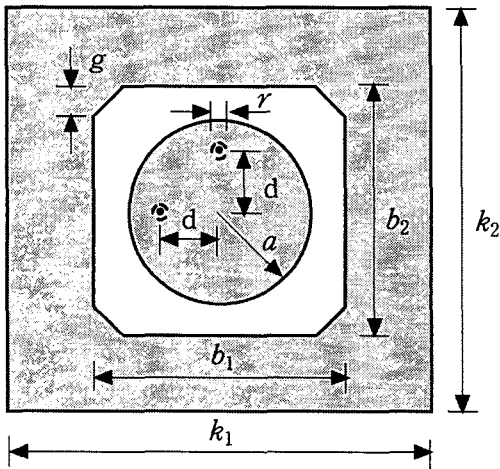
### 2-1 유전체 및 패치

GPS와 GLONASS의 주파수 대역(L1)은 각각 1,564.74~1,585.2 MHz와 1,596.89~1,620.6 MHz로서 두 신호를 모두 수신하기 위해서는 전체적으로 1,564~1,621 MHz의 주파수 대역이 요구되며, 이 대역에서 반사계수와 축비의 규격을 만족하여야 한다. 소형화된 안테나를 설계하기 위하여 고유전율의 세라믹 유전체를 사용한 패치 안테나를 설계하였다. 일반적으로 많이 사용되고 있는 GPS 패치 안테나는 패치나 유전체에서 하나의 모서리 부분을 절단하고 급전위치를 조정함으로써 원편파 특성을 얻는다. 그러나 이러한 방식은 광대역에서 원편파의 축비특성을 만족할 수 없다. 여기서는 이중급전을 통하여 광대역의 반사계수와 원편파 축비 특성을 얻는다. 그림 1은 제안된 안테나의 구조를 보여주고 있다. 그림 1(a)는 3차원 입체모양을 나타내고, 그림 1(b)는 위에서 내려다본 평면도이다. 세라믹 유전체의 비유전율은  $\epsilon_r$ 이며, 높이는  $h$ , 크기는  $b_1 \times b_2$  이고,  $g$ 는 절단된 모서리 길이이다. 급전방식은 이중 프루브 급전을 하며, 두 개의 프루브에 가해지는 신호는 서로  $90^\circ$ 의 위상차가 있고 크기가 같은 신호가 공급된다. 두께  $k$ 이고 비유전율  $\epsilon_r'$ 인 기판의 아랫쪽은 급전회로로서 두 급전점에 신호를 공급하기 위한 회로이며, 윗쪽은 접지면이다. 프루브 급전을 위한 접지선의 홀은 직경이  $r$ 이며, 홀의 면적을 증가시키면 신호의 결합이 증가하지만 두 급전점 간의 격리도가 나빠지므로 홀 위치와 크기를 적절히 조절하여야 한다<sup>[8]</sup>. 패치의 형태는 원형으로서 반경은  $a$ 이며, 급전 프루브의 위치는 패치의 중심으로부터  $d$  만큼 떨어져 있다.

원형 편파를 얻기 위한 패치 모양에는 사각형, 원형, 타원형, annular, 노치(notch) 디스크 등이 있으며<sup>[9]</sup>, 원형 패치는 특성이 사각형 패치와 비슷하나 동작 주파수 및 복사패턴, 임피던스 범위 등의 조정이 비교적 용이하다. 프루브 급전에 의한 원형 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수는 기본 모



(a) 3차원 구조



(b) 평면도

그림 1. 세라믹 유전체 원형 패치 안테나의 구조  
Fig. 1. Structure of ceramic-dielectric circular patch antenna.

드인  $TM_{11}$  모드에 의해 다음과 같이 근사화된다 [7],[10].

$$f = \frac{\alpha_{11}c}{2\pi a_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

여기서  $\alpha_{11} = 1.84188$  은 1차 Bessel 함수의 미분이 영이 되는 가장 작은 값이며,  $c$ 는 자유공간의 전파속도이고,  $a_{eff}$ 는 패치의 끝부분에서 발생하는 프링징(fringing) 효과를 고려한 패치의 실효 반경이다. 원형 패치 안테나의 공진 주파수는 실효반경  $a_{eff}$  에

반비례하고, 유전체 비유전율  $\epsilon_r$ 의 제곱근에 반비례한다. 실효반경  $a_{eff}$ 는 유전자 알고리즘을 사용하여 얻어진 계수들을 사용하여 비유전율  $\epsilon_r$ , 기판 두께, 패치 반경 등으로부터 다음과 같이 구할 수 있다 [10].

$$a_{eff} = a + h \left[ 0.247 + 610.731 \left\{ \left( \frac{h}{a} \right)^{8.690} + \frac{1}{\epsilon_r^{8.152}} \right\} \right] \quad (2)$$

여기서 유전체의 높이  $h$ 가 커지면 안테나의 실효 반경  $a_{eff}$ 도 증가한다. 식 (1)에서 특정 주파수에서 공진이 일어나도록 하기 위하여 공진주파수를 고정시키면,  $a_{eff}$ 와  $\sqrt{\epsilon_r}$ 은 서로 반비례인 관계로서 안테나의 패치 크기를 줄이기 위해서는 유전체의 비유전율을 증가시켜야 함을 알 수 있다. 비유전율을 증가하면 패치 크기의 감소로 전체 안테나의 크기를 줄일 수 있으나, 대역폭이 좁아지고, 원편파의 축비가 나빠지는 단점이 있다. 따라서 구현하고자 하는 안테나의 특성을 만족시키도록 각 부분의 크기, 비유전율 등을 조정하기 위한 여러 차례의 컴퓨터 시뮬레이션이 요구된다.

## 2-2 프루브 이중급전

광대역에서 원편파 특성을 얻기 위해서 두 개의 프루브에 서로  $90^\circ$ 의 위상차가 나도록 신호를 공급한다. 급전회로는 기판의 아래쪽에 위치하고 있으며, 입력단자의 신호를 분배기를 이용하여 크기가 같은 두 개의 신호로 분리한 다음 선로의 길이를 조정하여 위상차가 나타나도록 한다. 하나의 신호를 크기가 같은 두 신호로 분리하기 위해서는 T 분배기나 Wilkinson 전력 분배기, 하이브리드나 결합선로 등을 이용할 수 있다. T 분배기는 구조가 비교적 간단하지만 두 출력 선로간의 분리가 용이하지 않으므로, 한쪽 선로에서 반사된 신호가 다른쪽 선로로 전달되는 현상이 나타난다. 따라서 안테나의 입력 VSWR이 높아지며, 특히 편파 방향을 방해하여 축비가 나빠지는 결과를 초래한다 [11]. 하이브리드나 결합선로 등은 분리특성은 양호하지만 면적을 크게 차지하여 안테나의 크기를 줄이기가 용이하지

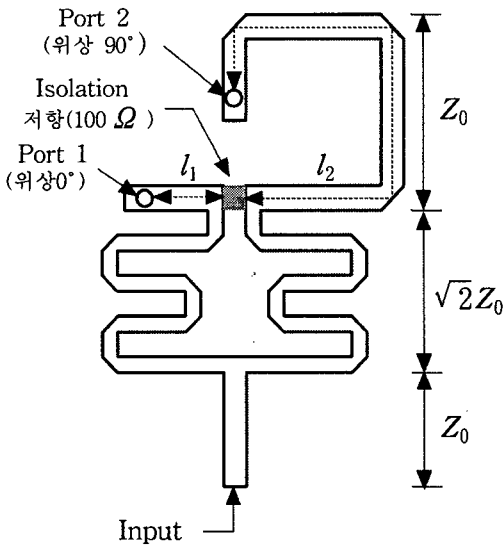


그림 2. 급전 회로  
Fig. 2. Feed network.

않다. 본 논문에서는 그림 2에서와 같이 Wilkinson 전력 분배기를 사용하여 크기가 같은 두 개의 신호로 분리한 다음 선로의 길이에 의하여 90° 위상차를 구현하였다.

그림 2에서 선로의 임피던스  $Z_0 = 50 \Omega$ 이며, 입력단자로 공급되는 신호는 단자 1과 단자 2로 균등하게 나누어진다. 분리용 저항  $100 \Omega$ 에 의해 단자 1과 단자 2는 서로 결합되지 않으며 각 단자들 간의 관계는 다음의 S 파라미터 행렬식으로 표현된다 [12].

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

두 개의 프루브 단자에 가해지는 신호들의 위상차는 중심주파수에서 정확히 90°의 차이가 나도록 설계되는 것이 바람직하다. 따라서 Wilkinson 전력 분배기로부터 각각의 프루브 위치까지의 거리  $l_1$ 과  $l_2$ 의 차이 ( $l_2 - l_1$ )는  $\lambda_g/4$ 가 되도록 설계하였다. 여기서  $\lambda_g$ 는 중심주파수에서 선로상의 파장을 나타내며, 시뮬레이션과 측정을 통하여 실제로 두 신호간의 위상차가 90°가 되도록 하였다.

이중급전 원편파 안테나에서 양호한 측비특성을

표 1. Wilkinson 전력분배기의  $S_{21}$  측정결과

Table 1. Measured magnitude of  $S_{21}$  of Wilkinson power divider.

Frequency [GHz]	Port 1 [dB]	Port 2 [dB]
1.565	-3.170	-3.175
1.575	-3.142	-3.149
1.590	-3.069	-3.078
1.602	-3.106	-3.161
1.622	-3.123	-3.140

얻기 위해서는 두 프루브에 가해지는 신호의 크기가 같아야 하고 위상차가 정확해야 한다. Wilkinson 전력 분배기를 이용하여 그림 2와 같은 급전회로를 제작하여 사용주파수 대역에서 특성을 측정하였다. 기판의 비유전율은  $\epsilon_r' = 2.17$ , 두께  $h' = 0.508 \text{ mm}$ , 선로길이  $l_1$ 과  $l_2$ 는 각각 6 mm와 42 mm로 하였다. 표 1은 입력단자와 단자 1 및 단자 2 사이의  $S_{21}$ 의 진폭을 측정한 결과이며, 각각의 단자에 나타나는 신호의 크기를 보여주고 있다. 단자 2의 투과계수  $S_{21}$ 는 단자 1의 투과계수에 비하여 손실이 약간 크며, 그 이유는 선로길이  $l_2$ 가  $l_1$ 보다  $\lambda_g/4$ 만큼 길기 때문에 선로상의 감쇠에 의한 전력손실이 나타나기 때문이다. 주파수 대역내에서 두 단자의 출력은  $\lambda_g/4$ 의 선로길이 차에도 불구하고 거의 같은 크기로 나타나며, -3 dB 근방의 값을 가진다. 그림 3은 입력단자와 단자 1 및 단자 2 사이의  $S_{21}$ 의 위상을 나타내고 있다. 각각의 주파수에서 단자 1과 단자 2의 위상을 측정한 다음 두 신호간의 위상차를 계산하여 표 2에 나타내었다. 대역내에서 두 단자간의 위상차는 90° 근방이 된다는 것을 확인할 수 있다.

고유전을 세라믹 유전체를 사용한 패치 구조에서 단일 프루브 급전시 안테나의 대역폭은 협대역으로서 GPS/GLONASS 공용 수신 대역을 만족시키기 어렵다. 반면 이중 프루브 급전을 이용할 경우에 대역폭이 확장된다. 그림 4는 그림 1의 구조에서 단일 급전과 이중급전에 의한 반사손실의 주파수특성을 HFSS를 이용하여 계산한 결과이다. 세라믹 유전체의 비유전율은  $\epsilon_r = 21$ , 높이  $h = 5.1 \text{ mm}$ , 크기는

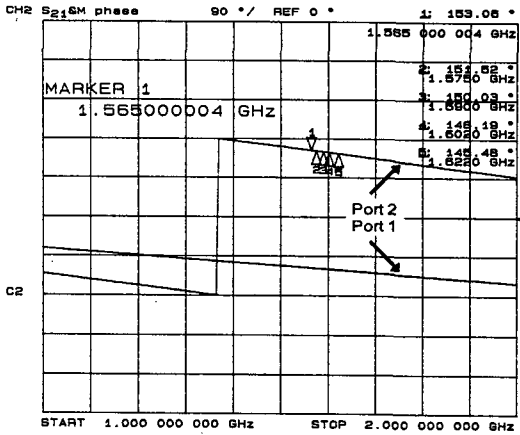


그림 3. Wilkinson 전력분배기의 S<sub>21</sub> 위상 측정결과  
 Fig. 3. Measured phases of S<sub>21</sub> for Wilkinson power divider.

표 2. Wilkinson 전력분배기의 S<sub>21</sub> 위상 측정결과  
 Table 2. Measured phase of S<sub>21</sub> for Wilkinson power divider.

Frequency [GHz]	Port 1 (ψ <sub>1</sub> ) [degrees]	Port 2 (ψ <sub>2</sub> ) [degrees]	위상차 (ψ <sub>1</sub> - ψ <sub>2</sub> ) [degrees]
1.565	-117.08	153.06	89.86
1.575	-118.05	151.52	90.43
1.590	-118.92	150.03	91.05
1.602	-119.93	148.19	91.88
1.622	-121.64	145.48	92.88

$b_1 = b_2 = 29.5$  mm로 하여 계산하였으며, 이중급전의 급전회로는 그림 2의 구조이다. 단일 급전의 경우 -15 dB 반사손실 대역폭은 27 MHz로서 원하는 주파수 대역을 만족하지 못한다. 반면 이중 프로브 급전에 의한 반사 손실 대역폭은 242 MHz로서 광대역 특성을 나타낸다. 대부분의 마이크로스트립 패치 안테나에서 단일 프로브 급전에 의한 대역폭은 임피던스 매칭이 양호한 Hybrid 및 Wilkinson 결합기를 이용한 이중 프로브 급전 구조에 의한 안테나 대역폭 보다 좁아지게 된다. 따라서 기존의 GPS 안테나에서 단일급전에 의한 원편파 구현방식인 유전체나 패치의 모서리를 절단하는 방법은 협대역 특

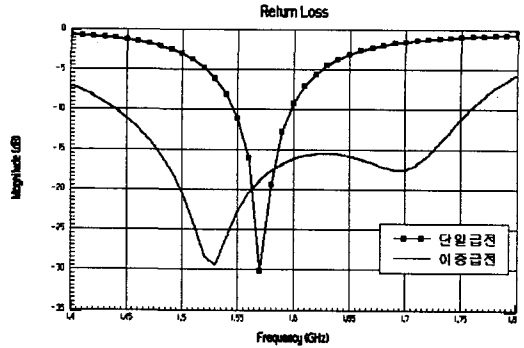


그림 4. 단일 프로브 급전과 이중 프로브 급전에 의한 안테나의 반사 손실 계산결과  
 Fig. 4. Calculated return losses of antennas with the single probe feed and the dual probe feed.

성을 나타내며, 이중급전을 함으로써 광대역에서 반사손실 특성과 축비특성을 만족하는 설계가 가능하다.

### III. 안테나 설계

#### 3-1 유전체 및 패치

고유전율의 세라믹 유전체를 이용하여 소형화된 GPS/GLONASS 안테나를 설계하기 위하여 여러 번의 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. 안테나 설계에는 유한요소법(FEM, Finite Element Method)를 바탕으로 하는 Ansoft의 HFSS(High Frequency Structure Simulator)를 이용하였다. 세라믹 유전체의 유전율은 안테나의 크기를 줄이기 위하여  $\epsilon_r = 21$ 인 높은 유전율의 유전체를 가정하였다. 시뮬레이션을 통하여 유전체의 두께와 패치의 크기, 급전점의 위치, 급전 회로 등을 조정하여 특성을 만족하는 안테나를 설계하였다. 유전체 상의 원형 패치는 완전도체로서 식 (1)에 의하여 유전체의 비유전율이 높을수록 반경은 작아지며, 원형 패치의 반경은  $a = 11.4$  mm로 정하였다. 원형패치의 크기를 고려하여 설계된 세라믹 유전체의 크기는  $b_1 \times b_2 = 29.5 \times 29.5$  mm<sup>2</sup>이다. 유전체의 모서리 부분은 안테나의 외장을 용

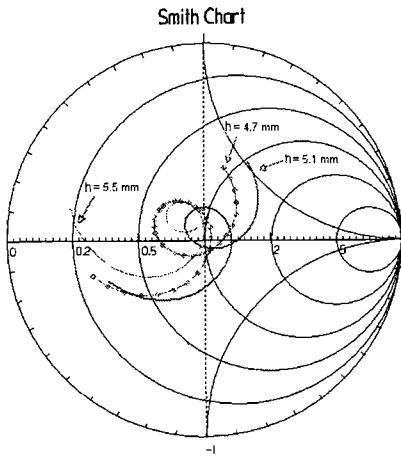


그림 5. 세라믹 유전체 두께에 따른 안테나의 임피던스 비교 (계산치)

Fig. 5. Impedance comparison of antennas for various thickness of ceramic dielectric (calculation).

이하게 하기 위하여 절단을 하고, 안테나의 특성에 거의 영향을 주지 않도록 설계하였으며,  $g = 4 \text{ mm}$  이다. 프루브의 급전 위치는 안테나의 복사저항의 크기와 밀접한 관계가 있다. 원형 패치의 중심으로 부터 급전 위치가 멀어질수록 안테나 임피던스의 실수값이 커진다. 계산을 통하여 패치 중심으로부터 급전점까지의 거리  $d = 7 \text{ mm}$ 로 하였으며, 접지면의 홀 직경은  $r = 4 \text{ mm}$  이다.

세라믹 유전체의 두께는 입력 임피던스의 크기와 대역특성에 영향을 미친다. 그림 5는 유전체 두께를 변화시키면서 안테나 임피던스 값의 변화를 1.4 ~ 1.8 GHz의 주파수 범위에서 관측하였다. 세 개의 곡선에서 1.4 GHz 근방의 주파수에서는 유도성 리액턴스 영역에 있지만 주파수 1.8 GHz 근방에서는 용량성 리액턴스로 나타난다. 유전체 두께  $h = 4.7 \text{ mm}$ 인 안테나는  $h = 5.1 \text{ mm}$ 에 비하여 도표의 중심을 회전하는 원의 크기가 커져서 대역폭이 넓어지지만 전체적으로 임피던스 정합이 약하게 이루어지고 중심의 주파수에서 반사계수가 커진다.  $h = 5.5 \text{ mm}$ 인 경우에는 대역폭이 좁고 중심 주파수에서 유도성 리액턴스 값이 증가하여 정합이 잘 이루어지지 않는다. 따라서 유전체 두께가 5.1 mm일 때 대

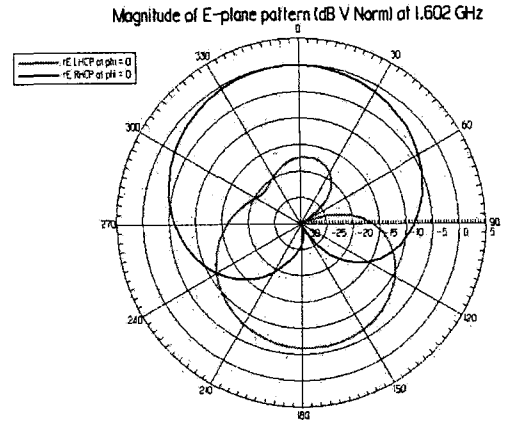


그림 6. 안테나의 원편파 패턴 (계산치),  $f = 1.602 \text{ GHz}$

Fig. 6. Antenna pattern of circular polarization for  $f = 1.602 \text{ GHz}$  (calculation).

역폭과 반사계수가 적절함을 알 수 있다.  $h = 5.1 \text{ mm}$ 인 경우에 계산된 안테나의 반사손실 특성은 그림 4에서 이중급전 구조에 대한 특성으로 그래프에 나타나 있다.  $-15 \text{ dB}$  대역폭은 약 250 MHz로서 광대역 특성을 보이며 GPS/GLONASS 공용 수신 대역이 안테나의  $-15 \text{ dB}$  대역폭 중심에 오도록 설계하였다. 그림 6은 1.602 GHz에서의 원편파 특성을 나타내었다. 우선화 원형편파가 좌선화 원형편파보다 강하게 나타남을 알 수 있으며 E-plane의 빔 폭이 넓게 형성되는 것을 볼 수 있다.

### 3-2 원편파 축비

원편파 안테나의 축비를 낮게 유지하기 위해서는 안테나에 공급되는 두 개의 직교하는 신호 사이에 위상차가 정확히  $90^\circ$ 가 되어야 한다. 두 신호 사이의 위상차는 급전선로의 길이  $l_1$ 과  $l_2$ 의 차이에서 의하여 결정된다. 그림 7은  $(l_2 - l_1)$ 의 변화에 대한 축비의 주파수 특성을 보여주고 있다.  $l_2 - l_1 = 36 \text{ mm}$ 일 때는 그림 3에서의 결과와 같이 두 신호의 위상차가 중심 주파수에서  $90^\circ$ 이므로 축비 특성이 2 dB 이하로 양호하게 나타난다. 그러나  $l_2 - l_1 = 37 \text{ mm}$ 로서 1 mm 커진 경우에는 낮은 주파수에서는 축비가 좋아지지만 높은 주파수의 축비가 나빠진다.

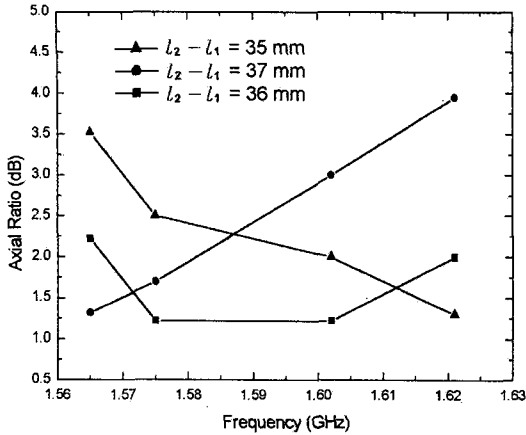


그림 7. 급전선로의 길이 변화에 대한 축비 계산결과  
Fig. 7. Comparison of the calculated axial ratio for various length of feed line.

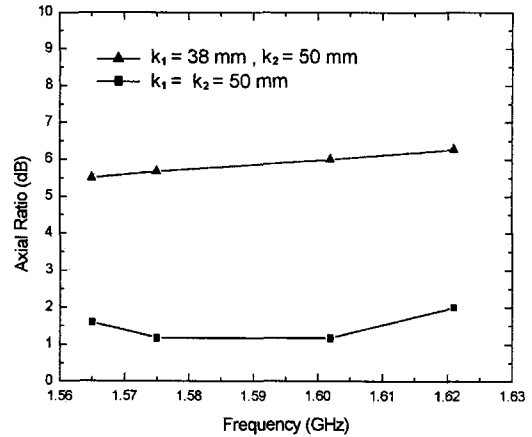


그림 9. 접지면 구조의 변화에 대한 축비 계산결과 비교  
Fig. 9. Comparison of calculated axial ratio for variation of ground structure.

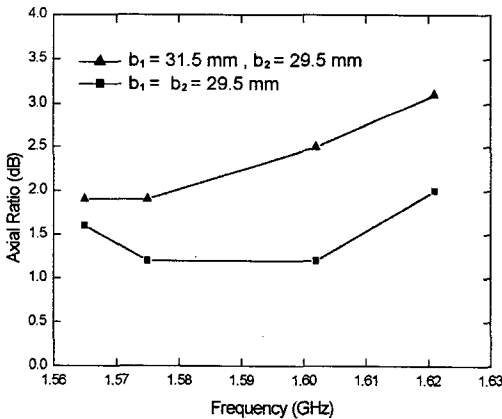


그림 8. 세라믹 유전체 구조의 변화에 의한 축비 계산결과 비교  
Fig. 8. Comparison of calculated axial ratio for variation of ceramic dielectric structure.

또한  $l_2 - l_1 = 35$  mm로서 짧아진 경우에는 반대로 나타난다.

축비는 두 신호의 위상차에 의하여 크게 영향을 받지만 안테나 구조의 비대칭성에 의해서도 영향을 받는다. 그림 8은  $b_1 = b_2 = 29.5$  mm인 정사각형 유전체와  $b_1 = 31.5$  mm,  $b_2 = 29.5$  mm인 직사각형 유전체에 대한 축비 계산치를 나타내고 있다. 세라믹 유전체의 비유전율이 높으므로 두 축 사이의

길이가 약간의 오차를 가지는 직사각형에 대해서도 축비가 상당히 증가한다. 안테나의 축비는 유전체 뿐만 아니라 접지면의 비대칭성에 의해서도 영향을 받는다. 그림 9는 정사각형 유전체를 사용한 구조에서 접지의 비대칭성에 의한 축비의 증가를 나타내고 있다. 비대칭 접지면( $k_1 = 38$  mm,  $k_2 = 50$  mm)의 축비가 대칭형 접지면( $k_1 = k_2 = 50$  mm)에 비하여 전반적으로 약 4 dB 정도 높게 나타난다. 따라서 양호한 축비를 구현하기 위해서는 두 급전점의 위상차 뿐만 아니라 유전체 및 접지면의 대칭성을 유지하여야 한다.

### 3-3 제작 및 측정 결과

컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 최적화된 안테나의 설계치를 바탕으로 안테나를 제작하였다. 세라믹 유전체는 비유전율 21인 일본의 Hayashi Chemical Industry에서 제조된 파우더를 이용하여 제작하였으며, 높이  $h = 5.1$  mm, 크기는  $b_1 = b_2 = 29.5$  mm,  $g = 4$  mm이다. 사용된 세라믹의 손실상수(loss tangent)는  $\tan \delta = 0.9288 \times 10^{-4}$ 로서 손실이 매우 적은 유전체이다. 원형 패치의 반경  $a = 11.4$  mm이며,  $d = 7$  mm이다. 급전회로에 사용된 기관은

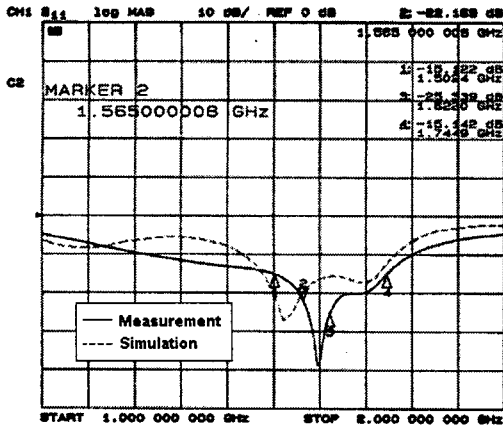


그림 10. 안테나 반사계수 ( $S_{11}$ )의 주파수 특성  
 Fig. 10. Reflection characteristics ( $S_{11}$ ) of antenna vs. frequency.

Taconic사의 비유전율 2.17, 두께 0.508 mm 인 테플론 기판이며, 크기는  $k_1 \times k_2 = 50 \times 50 \text{ mm}^2$ 이다.

그림 10은 시뮬레이션 결과와 실제 제작하여 네트워크 분석기로 반사손실을 측정한 결과를 비교한 것이다. -15 dB 대역폭에서 계산치는 250 MHz 이며, 측정치는 242 MHz 이다. 측정 결과 그래프가 전체적으로 계산치 결과보다 상위 주파수쪽으로 이동했음을 볼 수 있으며, 요구되어지는 주파수 범위인 Marker 2 와 Marker 3에서 반사손실 값은 -22 dB 이하로서 양호한 임피던스 특성을 나타낸다. 그림 11은 1.602 GHz의 주파수에서 측정된 안테나의 원거리 패턴이며, 무반사실에서 측정한 결과이다. 요구되는 주파수 대역내의 다른 주파수에서도 그림 11의 경우와 거의 동일한 패턴으로 나타난다. 측정된 패턴의 반 전력 빔폭은  $112^\circ$  정도로 매우 넓게 형성되어 있다. GPS/GLONASS 위성 수신기의 안테나는 넓은 범위에 분포된 위성들로부터 신호를 수신하여야 하므로 안테나 축상의 이득을 기준으로  $140^\circ$ 의 범위에서 -8 dB 이상이 되어야 한다. 제작된 안테나는 안테나 축으로부터  $-70^\circ$ 에서는 -6.17 dB,  $+70^\circ$ 에서는 -3.92 dB로 측정되어 이러한 조건을 만족한다. 그림 12는  $b_1 = b_2 = 29.5 \text{ mm}$ 인 정사각형 유전체와  $b_1 = 31.5 \text{ mm}$ ,  $b_2 = 29.5 \text{ mm}$ 인 직사각형 유전체에 대한 축비 측정치를 나타내

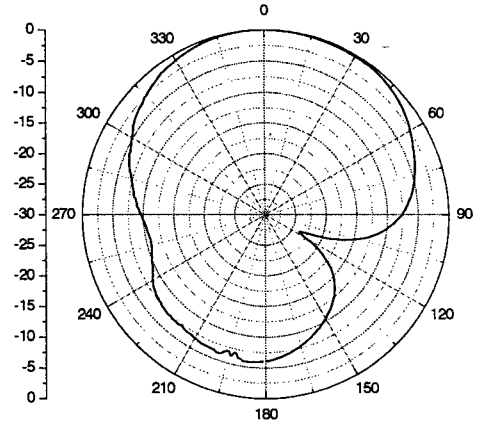


그림 11. 제작된 안테나의 원거리 패턴 측정,  $f = 1.602 \text{ GHz}$   
 Fig. 11. Measured far-field pattern of manufactured antenna for  $f = 1.602 \text{ GHz}$ .

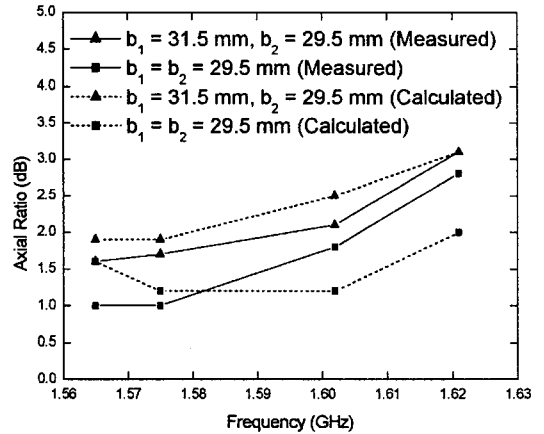


그림 12. 세라믹 유전체 구조의 변화에 대한 축비의 측정 및 계산결과  
 Fig. 12. Comparison of measured and calculated axial ratios for variation of ceramic dielectric structure.

고 있으며, 시뮬레이션 결과와 비교하였다. 시뮬레이션 결과에서와 같이 낮은 축비를 유지하기 위해서는 유전체가 대칭적 구조가 되어야 함을 확인할 수 있다. 정사각형 유전체의 경우에 높은 주파수대에서 시뮬레이션 결과에 비하여 축비가 증가하는



것은 실험시 사용하는 커넥터나 케이블 등에 의한 비대칭 구조에 의한 것이다.

#### IV. 결 론

GPS/GLONASS 통합 수신기에서 사용할 수 있도록 1.565~1.622 GHz에서 낮은 반사손실과 낮은 축비를 나타내는 우선회 원편파 안테나를 설계, 제작하였으며, 차량 부착용이나 개인 휴대용 등의 GPS/GLONASS 수신 안테나에 적합하도록 안테나 크기를 소형화하였다. 안테나의 크기를 줄이기 위해 고유전을 세라믹 유전체를 사용하였고, 원형 편파를 얻기 위해 Wilkinson 결합기를 이용하여 두 개의 포트에 90° 위상차가 나도록 급전하였다. 안테나의 설계치는 상용 소프트웨어를 이용하여 최적화하였다. 대칭적인 구조로 제작한 안테나에서 -15 dB 대역폭 242 MHz와 1.565~1.622 GHz에서 축비 2.8 dB 이하의 측정결과를 얻었으며, 구조의 비대칭에 의한 축비의 증가를 측정하였다. 또한 제작된 안테나의 반전력 빙폭이 전 대역에 걸쳐 112° 이상이 되는 넓은 빙폭 특성을 보였다. 본 논문에서 제시한 세라믹 유전체 원형 패치 안테나는 GPS/GLONASS 공용 수신 안테나로 적합하며, 소형으로서 개인 휴대 및 차량용으로도 활용이 가능하다.

#### 참 고 문 헌

[1] A. Mattisek et al., "ASN-22. The 12/6(12) channel GPS/GLONASS engine board," *DSNS*, no. 38, pp. 1-7, 1996.  
 [2] D. Elliott, *Understanding GPS Principles and Applications*, Artech House, London, 1996.  
 [3] Y. T. Solomon and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," *IEEE*

*Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-27, pp. 137-145, 1979.

- [4] 정수영, 이택경, "GPS/GLONASS 통합 수신기용 광대역 원편파 안테나", 한국전자과학회 논문지, 제11권, 제6호, pp. 868-875, 2000년 9월.  
 [5] R. B. Waterhouse, "Improving the scan performance of probe-fed microstrip patch arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-43, pp. 705-712, July, 1995.  
 [6] R. B. Waterhouse, "Stacked patches using high and low dielectric constant material combinations," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-47, pp. 1767-1771, Dec., 1999.  
 [7] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, 1982.  
 [8] Y. Murakami, W. Chujo, and M. Fujise, "Mutual coupling between two ports of dual slot coupled circular patch antennas," in *IEEE International Antenna & Propagation Symposium*, Michigan, 28 June, 1993, pp. 1469-1472.  
 [9] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, IEE, 1989.  
 [10] A. Akdagli and K. Guney, "Effective patch radius expression obtained using a genetic algorithm for the resonant frequency of electrically thin and thick circular microstrip antennas," *Proc. IEE, Microw. Antennas Propagat.*, vol. 147, pp.156-159, Apr., 2000.  
 [11] K. F. Lee and W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, Wiley, 1997.  
 [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley, 1998.

문진섭



1999년 2월: 한국항공대학교 항공  
전자공학과(공학사)  
1999년 3월~현재: 한국항공대학  
교 항공전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] 안테나 설계, 마이크  
로파 회로

이택경



1983년 2월: 고려대학교 전자공학  
과(공학사)  
1985년 2월: 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과(공학석사)  
1990년 2월: 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과(공학박사)  
1990년 3월~1991년 2월: 한국과  
학기술원 전기 및 전자공학과 연구원  
1990년 5월~1991년 4월: Univ. of Texas at Austin,  
Post-Doctoral Fellow  
1991년 9월~1992년 2월: 한국과학기술원 정보전자연구  
소 연구원  
1992년 3월~현재: 한국항공대학교 전자정보통신컴퓨터  
공학부 부교수  
[주 관심분야] 마이크로파, 안테나, 전자파 전파 및 산란,  
레이다 등