

# 원추형 복사패턴과 원편파 특성을 가지는 광대역 마이크로스트립 배열 안테나의 설계와 제작

正會員 李 勉 周\* 正會員 李 光 旭\* 正會員 李 洙 龍\*  
正會員 鄭 文 喜\* 正會員 南 相 郁\*

## Design and Fabrication of the Broadband Microstrip Array Antenna with a Conical Radiation Pattern and the Circular Polarization

Myun Joo Park\*, Kwang Wook Lee\*, Soo Ryong Lee\*,  
Moon Hee Chung\*, Sang Wook Nam\* *Regular Members*

### 要 約

본 논문에서는 원추형 복사패턴과 원편파 특성을 가지는 광대역 마이크로스트립 안테나 배열의 설계와 제작과정 및 그 실험결과를 제시하였다. 이 안테나는 6개의 정방형 마이크로스트립 안테나 소자로 구성된 원형 배열 안테나이다. 각 소자 안테나는 기생소자를 가지는 직중구조를 이용하여 대역폭을 넓혔으며, 90도 하이브리드를 부착하여 원편파를 복사할 수 있게 하였다. 논문에서는 소자 안테나와 전력 분배기 그리고 하이브리드의 설계과정과 측정결과를 제시하였다. 또한 위성을 통한 이동통신에 유용하도록 안테나의 복사패턴을 원추형으로 만드는 방법도 제시하였다. 같은으로 제작된 안테나의 측정결과를 보이고 이를 설계치와 비교하였다.

### Abstract

This paper presents the design, fabrication and the measured results of the broadband microstrip array antenna with a conical radiation pattern and the circular array composed of six square microstrip antenna elements. Each element antenna has the stacked structure with a parasitic element to achieve a broadband characteristic and a branch line quadrature hybrid is attached to it for the circular polarization. The design procedures and measured results of the element antennas, the power divider, and the hybrid are presented in the paper. We also present the scheme for obtaining the conical radiation pattern which is useful for the mobile communication via the satellite. Finally, the performance of the fabricated antenna is measured and compared with the theory.

\* 서울대학교 電子工學科  
Dept. of Electronic Engineering, Seoul National Univ.  
論文番號: 93-179

리 통신이나 군용통신 등 특수용도에 주로 사용되었지만, 최근에는 이동통신이나 범세계적인 개인통신망 등에 대한 관심이 고조되어, 위성을 통한 이동 무선통신망의 구축에 대한 논의가 활발해지고 있다.

이 경우 이동체 위성통신 안테나가 갖추어야 할 조건으로는 우선 구조적으로 이동체의 움직임에 지장을 주지 않을 정도로 소형, 경량화되어야 한다는 점과, 이동체의 움직임과 위치에 따라 안테나의 빔 방향도 변화함을 고려하여, 안테나의 빔이 항상 위성을 향하도록 하는 방법을 강구해야 한다는 점 등이다.

마이크로스트립 안테나는 소형, 경량화나 이동체 표면 부착성, 경제성 등을 고려할 때, 이런 용도에 매우 적합한 특성을 가지고 있다. 그러나 이 안테나는 대역폭이 좁고, 이득이 작다는 단점이 있다. 이 결점은 패치 하나만을 가지는 기본 구조의 마이크로스트립 안테나 위에 하나의 패치를 기생소자로서 덧붙인 적층형 구조를 써서 해결할 수 있다.<sup>[1]</sup>

또한 마이크로스트립 안테나로 원편파를 복사하기 위해서는, 한 개의 급전점에서 급전하면서 패치의 형태에 비대칭성을 주거나, 90도 위상차이가 나는 두개의 신호를 서로 직각이 되는 위치에서 급전시켜주면 되는데, 본 논문에서는 마이크로스트립 선로를 이용한 90도 하이브리드를 사용하여 위상차가 90도인 두개의 신호를 직각되는 위치에서 급전시키는 방법을 택하였다.

이동체의 움직임과 위치에 상관없이 안테나의 빔 방향이 항상 위성을 향하게 하는 방법으로는 위치변화에 따라 빔방향을 자동적으로 위성으로 돌리게 하는 빔 추적방법과, 전방향성(Omni-directional) 빔패턴을 써서, 위성과 이동체의 상대적인 위치에 상관없이 안테나 패턴의 어느 한 부분은 항상 위성을 볼 수 있도록 하는 방법이 있다. 전자의 방법은 효율면에서 뛰어나지만, 이를 구현하기 위한 하드웨어가 복잡하여 이동체 통신과 같은 소규모의 시스템에 적용시키기 어렵다. 따라서 본 연구에서는 후자의 방법을 택하였다. 이때 이동체에 대한 위성의 상대적인 위치의 변동이 매우 크다면 안테나의 패턴을 반구형으로 하여야 하지만, 실제로는 이동체가 이동하여도 정지 위성에 대한 방위각은 크게 변화하지 않는다. 따라서 주어진 위도에서 위성의 고도를 고려하여 적당한 각도를 가지는 원추형 빔패턴을 내도록 하면 전방향성과 같은 효과를 내면서 전력 효율을 높일 수 있다.

실제적으로 원추형 빔 패턴을 발생시키는데는, 자체로서 원추형 패턴을 가지는 안테나를 소자로 써서

배열구조로 하는 방법도 있으나, 이 경우 안테나의 크기가 커지는 등의 단점이 있기 때문에, 본 연구에서는 배열 안테나이론을 써서 패턴을 합성해 내는 방법을 이용하였다. 각각의 소자 안테나는 패치에 직각인 방향으로 최대의 복사패턴을 가지므로, 이를 써서 원추형 빔패턴을 내기 위해 6개의 소자 안테나를 원주상에 등간격으로 위치시킨 원형 배열 안테나로 설계하였다. 안테나 평면에 수직인 방향에서는 각 소자 안테나의 패턴이 중첩, 상쇄되어 패턴상의 영점(null)을 형성하여 원추형 패턴을 내게 된다. 배열 안테나에서는 각 소자 안테나의 급전위상과 크기를 조절하여 원하는 패턴을 얻게 되지만, 이 안테나에서는 모든 소자 안테나에 동일 위상, 동일 진폭의 신호를 급전해 주기만 하면, 배열 구조로 인한 공간상의 위상 지연 효과로 자연적인 원추형 패턴이 나타나도록 설계하였다. 따라서 급전구조에서는 위상을 고려할 필요가 없이 입력신호를 같은 크기로 나누어 주기만 하면 되므로 배열 안테나의 설계와 제작이 매우 간단해지게 된다.

## II. 본 론

### 1. 광대역 정방향 안테나 소자의 설계

배열 안테나의 소자로 쓰일 안테나의 설계에서는 기존의 해상 위성인 INMARSAT을 통하여 지상에서의 이동체가 송수신할 수 있도록 추진중인 MSAT의 사양을 설계기준으로 정하였다. MSAT 시스템에서 안테나가 가져야 할 사양은 송신에 1.6465-1.6605 GHz, 수신에 1.5450-1.5590GHz의 주파수 대역을 가지고, 고도 20-60도의 범위에서 10dB의 이득과 우선 원편파(RHCP, Right Hand Circular Polarization) 특성 등이다. 이에 따라 본 논문에서는 동작 주파수가 1.6GHz를 중심으로 8%내외의 대역폭을 가지는 소자 안테나의 설계를 중심으로 연구하였다.

이 설계기준을 만족시키는 안테나로는 광대역, 고이득 특성을 얻기 위해 적층구조와 기생소자를 이용한 정방향 안테나를 선택하였는데, 그림 1에 이러한 안테나의 구조가 나타나 있다. 이러한 적층구조를 가진 정방향 마이크로스트립 안테나의 해석방법으로는 공간주파수 영역법을 사용하였다. 구체적인 해석과정은 관해서는 별도의 논문<sup>[2]</sup>에 자세히 제시되어 있다.

위의 과정을 통해 얻어진 해석 프로그램을 사용하여, 목표로 삼는 동작주파수와 대역폭을 갖는 소자 안테나를 설계하였다. 설계과정에서는 주어진 기관

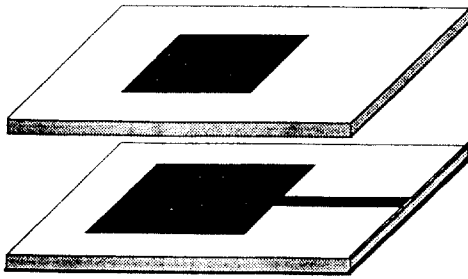


그림 1. 적층구조와 기생소자를 가지는 정방형 마이크로스트립 안테나  
 Fig. 1. Stacked rectangular microstrip antenna with a parasitic element.

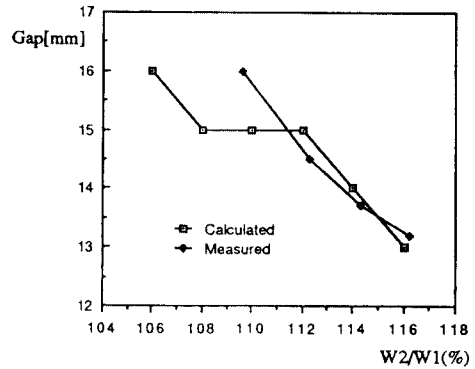
을 써서 중심주파수 1.6GHz에, 대역폭이 최대로 되는 안테나의 급전패치와 기생소자 패치의 크기, 그리고 두 패치가 놓여지는 기판 사이의 간격 등을 결정하여야 한다.

먼저, 기생소자가 있는 안테나의 중심주파수는 기생소자와 없는 경우와 큰 차이가 나지 않기 때문에 기생소자가 없는 단층형 기판위의 정방형 마이크로스트립 안테나를 해석하여 급전패치의 크기를 결정하였다. 상대 유전율이 2.5이고, 두께가 1.6mm인 기판을 사용했을때, 정방형 패치의 한변의 크기를 57.3mm로 하면, 1.6GHz에서 공진이 발생하므로 이를 급전패치의 설계치로 삼았다.

다음 단계에서는 위에서 구한 급전패치를 써서 일정한 크기의 기생소자를 달고 급전패치 기판과 기생소자 패치 기판 사이의 간격을 변화시켜 가면서 최대의 대역폭을 가지는 기판사이의 간격을 결정하였다.

끝으로 기생소자의 크기를 약간씩 변화시키면서 최적간격과 그 대역폭을 조사하여, 그 중에서 최대 대역폭을 가질 때의 기생소자의 크기와 기판간격을 설계치로 삼았다. 이런 과정을 통해 얻어진 그림 2와 그림 3에 나타내어진 이론값으로부터 설계된 안테나의 기생소자의 크기는 급전패치의 110%인 63mm이고 두 기판사이의 간격은 15mm이며, 정재파비 1.5이하를 기준으로 할 때의 대역폭이 6.5% 정도로 예상되었다.

이런 설계값과 함께 실험에서는 이론으로부터 얻어진 최적 기생소자 크기인 63mm 근처에서 여러가지 다양한 크기의 기생소자를 제작하여, 각 기생소자에 대해 급전패치와의 간격을 변화시켜 가면서 최대 대



(W1:급전패치크기, W2:기생소자크기)

그림 2. 기생소자의 크기에 따른 기판 사이의 최적 간격  
 Fig. 2. Optimum distance between the two substrates vs the magnitude of the parasitic patch.

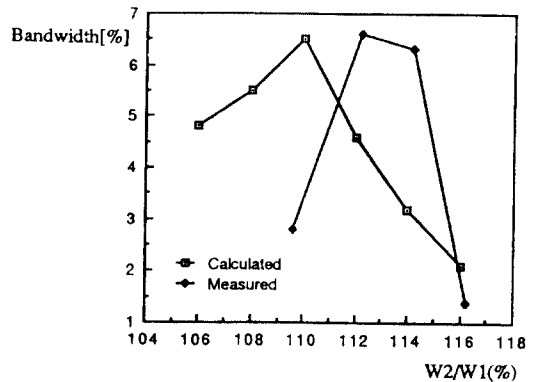


그림 3. 기생소자의 크기에 따른 대역폭  
 Fig. 3. Bandwidth vs the magnitude of the parasitic patch.

역폭과 그때의 기판간격을 조사하였다. 그 결과를 그림 2와 그림 3에서 이론치와 비교 하였다. 실험을 통해 결정된 기생소자의 크기는 급전패치의 112%인 64.2mm이고 두 기판사이의 간격은 15mm이었고, 이때의 대역폭은 7% 정도로서, 기생소자의 크기가 이론에서 예측한 수치에 비해 약 2% 정도 커지기는 하였으나 대체로 이론과 부합하는 실험결과를 얻을 수 있었다.

2. 전력 분배기와 90도 하이브리드 설계  
 (1) 다층기판에서 마이크로스트립 전송선의 특성

전력 분배기와 90도 하이브리드는 모두 마이크로 스트립 선로를 이용하여 설계, 제작하였다. 이 과정에서 해결해야 할 과제는, 각 선로의 분기점과 전력 분배기, 하이브리드, 안테나의 상호연결지점에서 발생하는 임피던스의 부정합을 막아 반사에 의한 손실을 줄이고, 하이브리드에서 안테나 입력단에 공급되는 두 신호가 동일한 크기와 90도의 위상차를 정확히 유지하도록 하는 일이다. 이를 위해서는 무엇보다도 마이크로스트립 전송선로의 정확한 전송특성을 알아 내는 일이 선행되어야 한다. 단층 기판 위에 놓인 마이크로스트립 선로의 전송 특성에 대해서는 기존의 많은 연구 결과와 함께, 이 결과들을 적용한 CAD도 나와 있다. 그러나 본 연구에서는 다층구조의 기판이 사용되므로, 단층구조의 기존 해석결과를 바로 적용할 수는 없다. 따라서 다층구조의 해석에 널리 쓰이고 있는 스펙트럴영역법<sup>3)</sup>을 사용하여 본 연구에 사용될 마이크로스트립 선로의 전파상수와 특성임피던스를 계산하였다. 수치해석의 신뢰성은 단층 기판위의 전송선로에 대한 특성을 계산하여 그 결과를 기존의 CAD인 EEsosf의 실행결과와 비교함으로써 확인하였다. 해석 결과 앞절에서 마이크로스트립 안테나의 특성을 최적화시켰을 때 얻어진 기판구조(기판 사이 간격 15mm)에서는 마이크로스트립 전송 선로의 특성이 단층구조에서의 특성과 거의 차이가 나지 않음을 확인할 수 있었다(그림 12, 그림 13).

(2) 마이크로스트립 전력분배기 및 하이브리드 설계

앞절에서 본 연구에 사용되는 마이크로스트립 선로의 특성이 단층구조에서와 거의 동일함을 알게 되었으므로, 전력 분배기와 하이브리드를 설계한 후, 설계된 구조의 모의실험과 최적화에 EEsosf등의 단층구조 해석 CAD를 이용할 수 있었다. 이런 과정을 거쳐 최종적으로 설계된 전력분배기와 90도 하이브리드의 구조가 그림 4와 그림 6에 각각 나타나 있다.

전력분배기의 경우 먼저 배열의 중앙에서 T접합 전력분배기 3개를 병렬로 접속하여 입력 전력을 삼등분한 후 다시 각각의 T접합 전력분배기의 전력을 반으로 나누어 전체적으로 6등분된 전력을 각 안테나에 공급해주게 된다. 이때 배열 중앙에서 한꺼번에 6등분하면 전력분배기가 훨씬 간단해질 것으로 생각되나, 이 경우 요구되는 마이크로스트립 선로의 폭이 매우 좁아지게 되어 제작이 곤란하다.

그림 5는 안테나 급전부로서 동축연결단자를 써서,

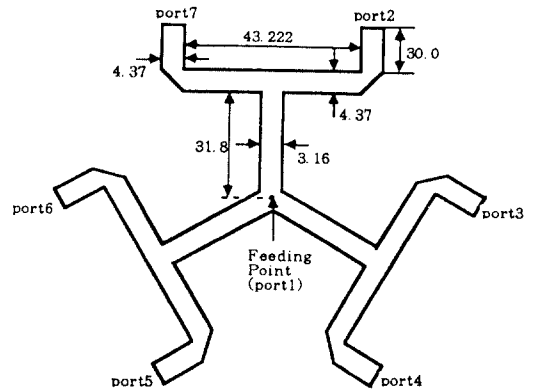


그림 4. 설계된 전력 분배기(단위 : mm)  
Fig 4. Design of the power divider (unit : mm).

전력분배기의 중앙에 급전하는 구조를 보여주고 있다. 이같은 구조는 구현이 간단한 반면, 38GHz정도 이상의 고주파에서는 동축연결단자와 마이크로스트립선 사이의 전이부분에서 큰 전력손실이 발생하여 사용이 어렵게 된다. 그러나 본 연구에서 사용되는 1.6 GHz 정도의 낮은 주파수에서는 최대 삽입손실이 0.04dB 정도로 매우 작기 때문에 전력손실을 걱정하지 않아도 된다.<sup>14)</sup>

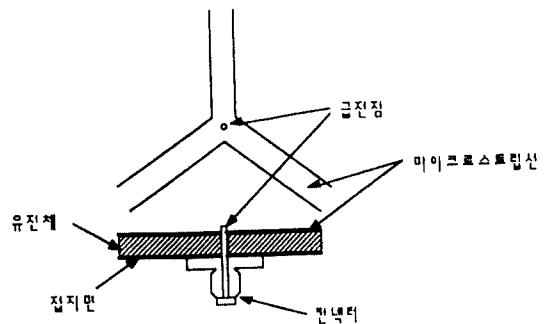


그림 5. 동축케이블 커넥터를 사용한 안테나 급전부  
Fig 5. Coaxial connector antenna feeder.

그림 6은 6등분된 입력 신호를 크기가 같고 위상차가 90도인 두개의 신호로 나누어 안테나에 공급함으로써 안테나가 원편파를 복사할 수 있도록 하는 90도 하이브리드의 최적화된 설계결과이다. 안테나에 부

작되는 하이브리드에서는 격리단자(isolated port)에 50Ω 저항과 1/4 파장 길이의 개방 스텝(open stub)을 직렬로 연결하여 정합시켰다.

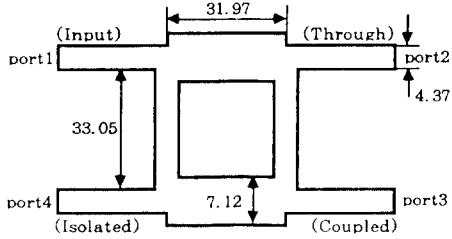


그림 6. 설계된 하이브리드(단위 : mm)  
Fig. 6. Design of the branch line hybrid(unit : mm).

3. 원형 배열 안테나의 설계

배열안테나 설계의 주안점은 적당한 각도를 가지는 원추형 빔 패턴이 생기도록 각 소자 안테나를 직렬로 배치하고 각 안테나에 급전되는 신호의 크기와 위상을 결정하는 일이다. 우선 배열의 형태에 있어서는 원형 배열 안테나가 원추형 패턴을 만들어 내기에 적합하다. 원추형 패턴에서 안테나평면과 수직인 방향으로 복사 패턴의 영점(null)을 형성하려면, 배열의 중심에 대해 서로 대칭인 위치에 있는 두 안테나 소자의 위상차가 180도가 되도록 하여 중심부에서 두 안테나의 복사패턴이 반대위상으로 중첩되어 상쇄되도록 한다. 원형배열에서 6개의 안테나를 등간격으로 배치하고 각각의 안테나를 동일한 위치에서 급전하게 되면 각 안테나는 인접 안테나보다 배열 중심에 대해 60도 회전되어 있기 때문에 복사패턴은 물론 그 위상도 인접 안테나에 대해 같은 각도만큼 회전된 값이 나타나게 된다. 따라서 위상차를 주기 위한 별도의 회로는 필요하지 않다.

1절에서 설계된 정방형 마이크로 스트립 안테나 소자의 복사패턴을  $f(\theta, \phi)$ 로 놓으면 배열 안테나 전체의 복사패턴은 식 (1)과 같다.

$$\vec{E}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{f}(\theta, \phi - \psi_n) \cdot \exp(jk_0 \vec{r} \cdot \vec{u}) \quad (1)$$

위의 식에서

$$\vec{r} = \hat{x}a \cos \psi_n + \hat{y}a \sin \psi_n$$

$$\psi_n = (2\pi n)/6 \quad (2)$$

은 안테나 배열에서 n번째 안테나 소자의 위치이며 a는 배열의 반경이다. 또한

$$\vec{u} = \hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta \quad (3)$$

에서  $\theta$ 와  $\phi$ 는 관측점의 위치를 나타낸다.

한편 원형 패치 안테나의 복사패턴의 경우 다음 식 (1)와 같은 관계식을 만족시키는 것을 쉽게 보일 수 있다. 원형배열에서 공간적인 회전에 의해 각 소자 안테나에 회전각도와 동일한 위상차가 나타남을 확인할 수 있다.<sup>[2]</sup>

$$f(\theta, \phi - \psi_n) = e^{-j\psi_n} f(\theta, \phi) \quad (4)$$

본 논문에 쓰인 정방형 안테나의 경우 위와 같은 관계를 명시적으로 확인하기는 어렵지만 위의 관계식은 패치의 형태에 관계없이 유효하다고 생각되며, 이는 실제로 식 (4)의 관계를 이용하지 않고 식 (1)만을 이용한 컴퓨터 모의 실험에서도 완전한 원추형 패턴이 나타나는 것에서도 확인할 수 있다.

위의 설계과정을 거쳐 제작된 배열안테나의 전체적인 구조를 그림 7에 나타내었다.

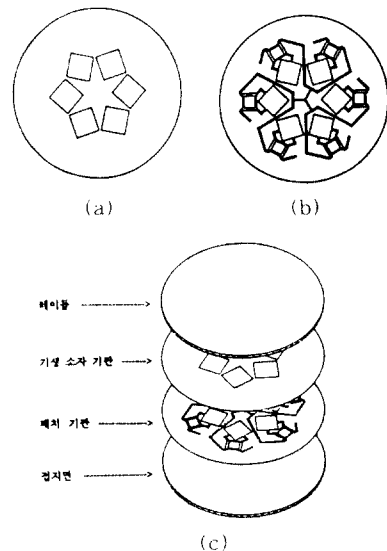


그림 7. 배열안테나의 구조  
(a) 6개소자 기판의 구조 (b) 급전패치기판의 구조  
(c) 전체 구조

Fig 7. Structure of the array antenna.

(a) structure of the substrate with the parasitic patches, (b) structure of the substrate with the source-fed patches, (c) overall structure.

### III. 결과 및 토의

그림 8~그림 11에는 본론의 1절에서 설계된 소자 안테나의 여러가지 특성에 대한 계산 결과와 실험 결과가 제시되어 있다.

먼저 그림 8에 나타낸 입력 임피던스의 이론치와 실험치를 비교해 보면 임피던스의 궤적은 유사하지만 이론에서 구한 리액턴스 성분이 실험에서 구한 값보다 약 2%정도 큰값을 나타낸다. 이는 주로 안테나 급전부 모델링에서 생긴 오차라고 보여지며, 좀더 실험과 일치하는 결과를 얻기 위해서는 본 연구에서 쓰인 직류 리본(ribbon)보다 더 정확한 급전부 모델이 필요할 것으로 생각된다.

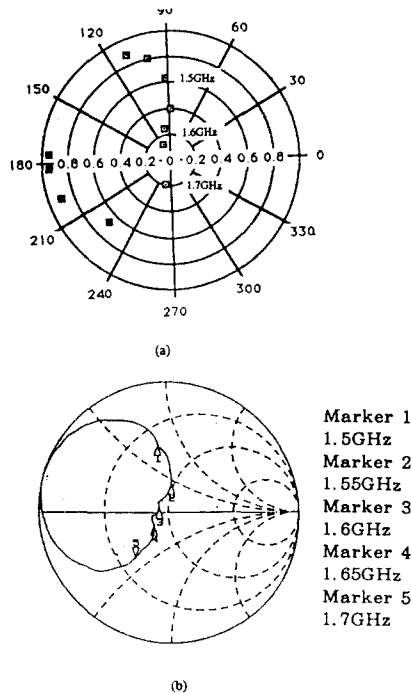


그림 8. 소자 안테나(그림1)의 입력 임피던스  
(a) 이론치 (b) 측정치  
Fig 8. Input impedance of the element antenna.  
(a) calculated (b) measured

그림 9는 안테나의 복사특성을 보여주고 있다. 측정상의 문제로 인해 측정결과에 오차가 많은 각도 60도 이상의 영역을 제외한다면 이론치와 실험치가 잘 일치함을 볼 수 있다. 이 결과로부터 이 안테나의 3dB 빔폭은 65도 정도가 됨을 알 수 있다.

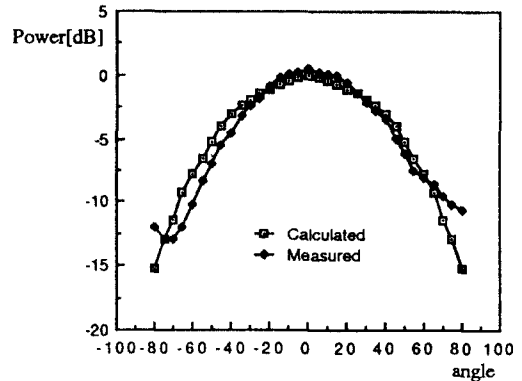


그림 9. 소자 안테나의 복사패턴  
Fig 9. Radiation pattern of the element antenna.

그림 10에는 설계된 소자안테나의 원편파 특성을 알아보는데 필요한 안테나 패턴의 축비를 나타내었다. 계산결과는 안테나의 서로 수직인 두 군데 급전점에서 크기가 동일하고 위상차가 90도인 두개의 신호가 급전되었다고 가정한 상태에서 얻어졌으며, 실험결과는 안테나에 하이브리드를 달아 급전한 후 측정된 결과이다. 계산된 결과는 60도 정도의 각도에서 최대 축비가 3dB 정도인데 비해, 측정된 결과를 보면 최대축비가 6dB 정도를 나타내고 있다. 이 두 결과에서 보여지는 차이는, 이론계산에서와는 달리 실제 실험에서는 안테나의 두 입력단에 정확하게 크기가 같고 90도 위상차가 나는 신호가 공급되지 못하기 때문인 것으로 생각된다. 이에 대한 원인으로서는 하이브리드의 두 출력 단자에서 약간의 임피던스 부정합이 생겼을 것으로 추정된다. 소자 안테나는 공진시 50Ω 근처의 임피던스 값을 가지기 때문에 하이브리드와 안테나 입력 사이에는 별도의 정합회로를 두지 않았으나 실제로는 약간의 부정합이 생기게 된다. 또한 하이브리드의 출력으로부터 안테나 입력에 이르는 부분에서 나타나는 마이크로스트립 선로 불연속의 영향도 하이브리드 출력단의 임피던스정합에 나쁜 영향을 끼쳤을 것으로 추정된다.

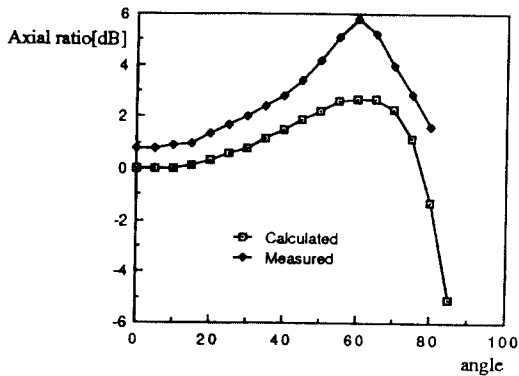


그림 10. 소자 안테나의 축비  
Fig 10. Axial Ratio of the element antenna.

그림 11에는 이론적으로 계산된 소자안테나의 이득을 나타내었다. 계산을 통해 추정해 본 안테나 이득은 약 8dB 정도이다.

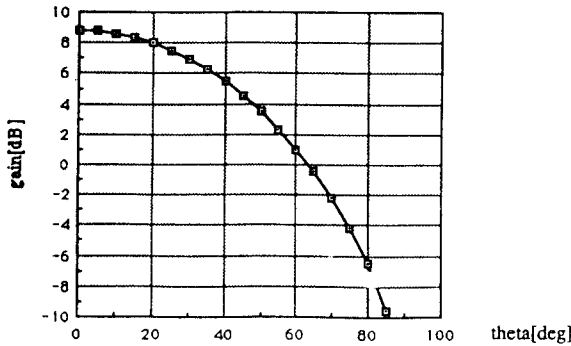


그림 11. 소자 안테나의 이득(계산치)  
Fig 11. Gain of the element antenna(calculated).

그림 12와 그림 13은 다층구조에서 마이크로스트립 선로의 전송특성을 해석한 결과이다. 두 기판사이의 간격이 12.5mm, 15mm일때의 수치해석 결과와 함께, 단층기판 위의 마이크로스트립 선로에 대한 EEs of 모의 실험 결과도 제시하였다. 이 세가지 결과를 비교해 보면, 본 안테나에서 사용된 기판구조(기판 사이 간격 15mm)에서는 마이크로스트립 선로의 전송특성이 단층기판의 경우에서와 거의 차이가 나지 않음을 볼 수 있다.

그림 14~그림 16은 전력분배기에 대한 측정결과

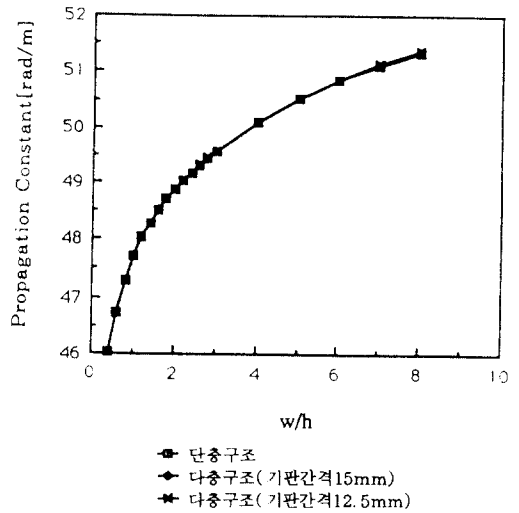


그림 12. 단층구조와 다층구조에서 마이크로스트립 선로의 전파 상수  
(w: 선로의 폭, h: 기판 두께)

Fig 12. Propagation constant of the microstrip line in single and multi layered structures  
(w: width) of the line, h: thickness of the substrates).

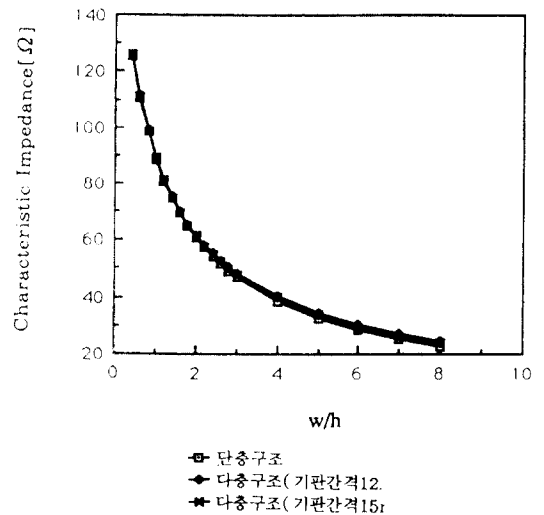


그림 13. 마이크로스트립 선로의 특성임피던스  
Fig 13. Characteristic impedance of the microstrip lines.

이다. 안테나의 동작주파수 범위에서 반사손실은 -25dB 이하이며, 각 출력포트(port 2,7)로 나누어진 전력은

포트에 따라 -7.6dB ~ -8.0dB범위로 이상적인 값인 -7.78dB와 큰 차이가 없는 결과를 나타내었다. 그림 15는 이중 특정한 두개의 포트에서 측정된 결과를 보여준다. 배열안테나에서는 각 안테나로 나뉘어 공급되는 신호의 크기뿐 아니라 위상차도 중요한 요인이 되는데 그림 16에 나타낸 결과를 보면 전력 분배기의 종단에서의 위상이 거의 차이가 없음을 알 수 있다. 그림 16에 나타내지 않은 다른 단차에서도 거의 동일한 위상특성을 얻을 수 있으므로 이 전력분배기는 양호한 위상특성을 나타냄을 알 수 있었다.

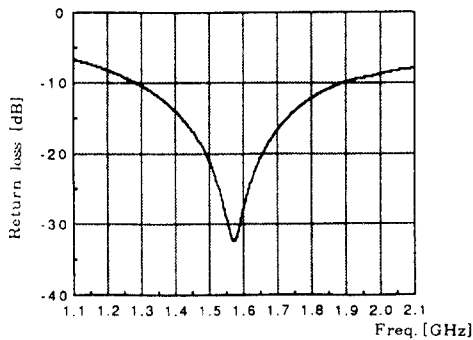


그림 14. 전력분배기의 반사손실(S11)  
Fig 14. Return loss(S11) of the power divider.

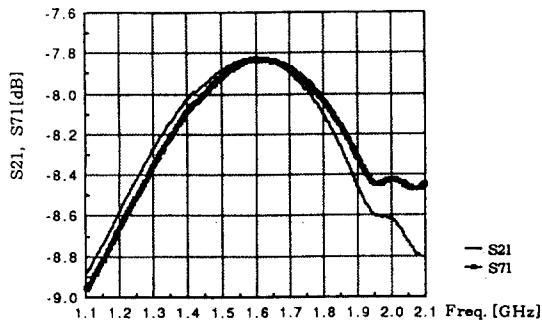


그림 15. 전력분배기의 단차 2, 7에서 S21, S71의 크기  
Fig 15. Magnitude of the S21 and S71 of the power divider

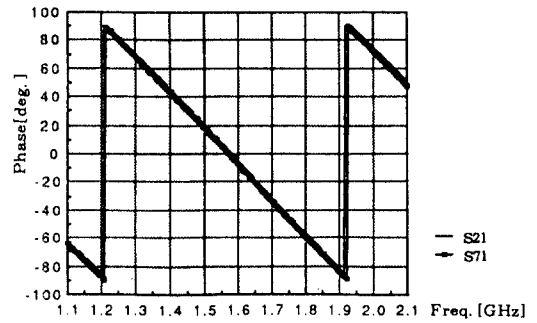


그림 16. 전력분배기의 단차 2, 7에서 S21, S71의 위상  
Fig 16. Phase of the S21 and S71 of the power divider.

90도 하이브리드에 대한 결과는 그림 17과 그림 18에 나타내었다.

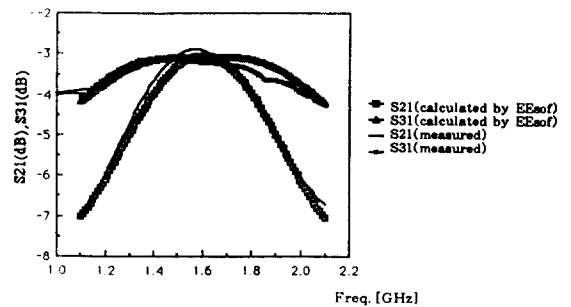


그림 17. 하이브리드 출력 신호의 진폭  
Fig 17. Amplitudes of the output signals of the hybrid.

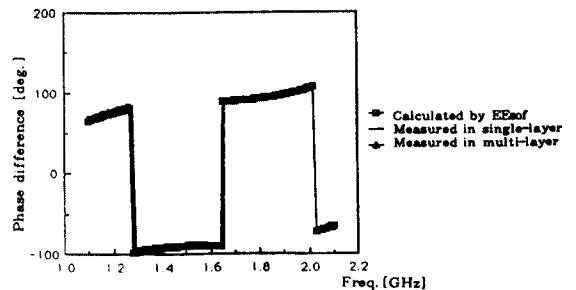


그림 18. 하이브리드 출력 신호의 위상차  
Fig 18. Phase difference of the output signals of the hybrid.



본 연구에서 관심을 가지고 있는 1.5GHz에서 1.65GHz사이의 주파수범위에서 출력양단의 진폭차는  $\pm 0.3\text{dB}$ , 위상차는  $90^\circ \pm 1.2^\circ$ 의 결과를 얻을 수 있었다.

그림 19~그림 21은 위에서 설계, 실험한 소자 안테나와 전력 분배기 그리고 하이브리드를 이용하여 제작된 배열 안테나(그림 7)의 측정결과이다.

그림 19에서 배열안테나의 측정된 정재파비를 보면 정재파비 1.5이하를 기준으로 할때 사용가능한 주파수 범위가 1.475GHz-1.635GHz 정도로 대역폭 10.0%의 광대역 특성을 나타내었다. 제작방법을 개선하여 1.46GHz부근의 정재파비를 조금 더 낮출 수 있다면 이 대역폭은 더욱 더 확장시킬 수 있을 것으로 생각된다.

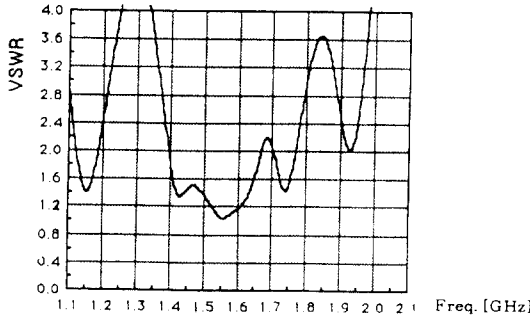


그림 19. 배열 안테나의 정재파비  
Fig 19. VSWR of the array antenna.

그림 20은 배열 안테나의 복사패턴을 보여주고 있다. 배열 안테나 이론을 써서 계산한 패턴과 실제로 측정된 패턴이 대체로 잘 일치하고 있다. 측정된 패턴이 완전한 좌우 대칭 형태가 되지 않는 것은 주로 측정상의 문제일 것으로 생각된다. 0도 근처에서 -10dB 정도의 영점을 나타내고 최대의 빔 강도는 30도 근처에서 나타나는데 이는 우리 나라에서 위성을 보게되는 각도를 고려하여 설계된 것이다. 이 각도는 배열의 반경에 따라 달라지게 되는데, 본 연구에서 제작된 안테나의 배열 반경은 85mm로써 이는 0.453 파장에 해당한다.

끝으로 배열 안테나의 원편과 특성의 정도가 되는 축비특성을 그림 21에 나타내었다. -45도 이상의 각도 범위에서 최대축비가 3dB 정도이고, 특히 배열 패턴상의 영점부분을 제외한 실제 사용되는 각도 범위

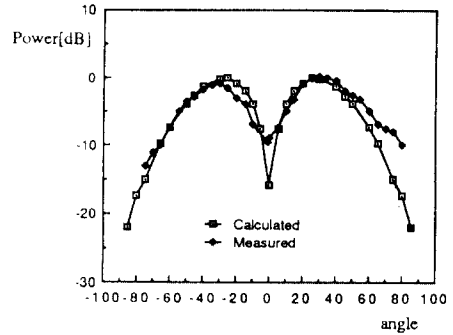


그림 20. 배열 안테나의 복사패턴(측정 주파수:1.6GHz)  
Fig 20. Radiation pattern of the array antenna(frequency = 1.6GHz).

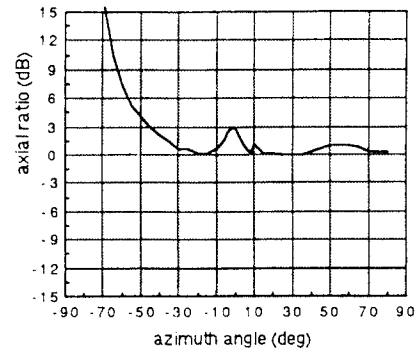


그림 21. 배열 안테나의 축비(측정 주파수:1.6GHz)  
Fig 21. Axial ratio of the array antenna(frequency = 1.6GHz).

예시는 모두 1.5dB 이하의 양호한 축비특성을 나타내고 있음을 알 수 있다.

이밖에 배열 안테나의 이론은 절대적인 측정은 하지 못하였으나 다이폴 안테나와의 비교를 통한 간접 측정 결과 9.0dB 정도로 추정되었다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 위성을 통한 이동체 휴대통신에 사용될 수 있는 광대역 정방향 마이크로스트립 배열 안테나의 설계 및 제작, 실험 결과를 제시하였다. 설계된 안테나는 정재파비가 1.5 이하인 주파수 범위 1.475GHz-1.635GHz로 대역폭 10.0%의 광대역 특성과, 원주형 패턴, 축비 3dB 이하의 우선 원편과(right hand circular polarization), 9dB 정도의 고이득

등 이동체 위성통신에 사용하기에 적합한 특성을 나타내었다. 이밖에도 본 연구에서는 전력 분배기와 원편파를 얻기 위한 부속회로들을 모두 마이크로스트립 선로를 이용하여 설계함으로써, 별도의 부가회로의 필요성을 없애고, 마이크로스트립 안테나의 소형, 경량, 부착성 등의 장점을 최대한 살릴 수 있도록 하였다. 또한 안테나 패치와 같은 공정에서 단일 작업으로 부속회로까지 제작이 가능하게 되어 대량생산시의 경제성면에서도 매우 유리하다.

한편 이 안테나의 특성을 서론에서 제시한 MSAT의 사양과 비교해 볼때, 대역폭과 편파특성은 사양을 만족시키나, 중심주파수가 낮고, 이득이 약간 떨어지는 등의 미흡한 점이 있어, 이의 개선을 위한 연구가 필요하다고 생각된다. 이밖에도 앞으로는 전력분배기, 하이브리드, 소자안테나 등 각 부분의 성능개선과 함께 이 부분들을 상호연결시키는 과정에서 생기는 마이크로스트립 불연속이나 임피던스 정합문제 그리고 소자 안테나 상호간의 결합(Coupling)특성 등에 대한 보다 상세한 연구가 필요하다고 생각된다.

參 考 文 獻

1. J. R. James and P. S. Hall Ed., *Handbook of Microstrip Antennas*, Chap.6, London, U. K. : Peter Peregrinus, 1981.
2. 남성욱, "적층형 기생소자가 있는 정방형 마이크로스트립 안테나," 마이크로파 및 전파전파학술연구회 학술발표회 논문집, vol.15, No.1, pp.102-105, 1992.5.
3. T. Itoh, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures.*, New York : John Wiley & Sons, 1989.
4. E. H. England, "A coaxial to microstrip transition," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-24, pp.47-48, Jan, 1976.
5. 서울대학교 공과대학, 이동체 위성통신용 광대역 평면안테나 기술 개발에 관한 연구 보고서, 상공부, 1992. 1.

\*이 연구는 상공부에서 시행한 공업기반기술개발 사업의 연구과제로 수행되었다.<sup>[5]</sup>



朴 勉 周(Myun Joo Park) 正會員  
 1968年 2月 10日生  
 1991年 2月 : 서울大學校 電子工學  
 科 卒業(工學士)  
 1993年 2月 : 서울大學校 大學院 電  
 子工學科 卒業(工學碩  
 士)  
 1993年 ~ 現在 : 서울大學校 大學院  
 電子工學科 博士課程  
 在學中

※主關心分野 : 안테나 및 受動回路的 數值解析

李 光 旭(Kwang Wook Lee) 正會員  
 1990年 2月 : 서울大學校 電子工學科 卒業(工學士)  
 1992年 2月 : 서울大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩  
 士)  
 1992年 3月 ~ 現在 : 三星電子 勤務

李 洙 龍(Soo Ryong Lee) 正會員  
 1967年 3月 22日生  
 1991年 2月 : 서울大學校 電子工學科 卒業(工學士)  
 1993年 2月 : 서울大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩  
 士)  
 1993年 3月 ~ 現在 : 金星社 勤務

鄭 文 喜(Moon Hee Chung) 正會員  
 1967年 2月 1日生  
 1990年 8月 : 서울大學校 天文學科 卒業(理學士)  
 1993年 2月 : 서울大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩  
 士)  
 1993年 3月 ~ 現在 : 大宇電子 勤務



南 相 郁(Sangwook Nam) 正會員

1959年 2月 2日生

1981年 2月：서울大學校 電子工學  
科 卒業(工學士)

1983年 2月：韓國科學技術院 電氣·  
電子工學科 卒業(工學  
碩士)

1983年 2月～1986年 8月：金星社  
中央研究所(主任研究  
員)

1989年 5月：美國 Texas 洲立大學校 電氣工學科 卒業(工  
學博士)

1989年 6月～1989年 9月：美國 Texas 洲立大學校 Post  
Doc.(研究員)

1989年 9月～1990年 1月：金星精密 研究所(先任研究員)

1990년 2월～現在：서울大學校 工科大学 電子工學科 助教授  
※主關心分野：電磁波 解析, 마이크로波 測定 및 回路設計