

이중공진 마이크로스트립 패치 안테나에 관한 연구

A Study of Dual-Frequency Microstrip Patch Antenna

장준영* · 김준모* · 윤영중* · 엄순영** · 전순익**

Joon-Young Chang* · Jun-Mo Kim* · Young-Joong Yoon* · Soon-Young Eom** · Soon-Ik Jeon**

요 약

본 논문에서는 위성통신에서 단일 안테나로 송수신하기 위하여 12.5 GHz와 14.25 GHz 대역에서 각각 동작하는 이중공진 안테나를 설계 제작하고 특성을 살펴보았으며, 이중 급전구조를 이용함으로써 기존의 단일 급전 방식 이중공진 안테나의 문제점인 송수신 신호의 분리 및 단일 편파 특성을 보완하였다. 이중급전 안테나의 방사소자 경우 방사체의 폭과 길이는 각각의 단일 공진 안테나의 길이가 되고, 급전선의 정합의 경우에는 상대 급전선에 의한 임피던스의 변화를 최소화시켰다. 또한 이를 배열 안테나로 확장시 공간상의 문제를 해결하기 위해서 마이크로스트립선로와 동축선로를 혼합한 급전방식을 사용하여 이차원 2×2 배열 안테나를 설계 제작하고 방사패턴 및 주파수 특성 등을 측정하여 두 공진 주파수로 각각 사용 가능함을 확인하였다.

측정된 결과를 살펴보면 공진주파수는 설계치에서 1.44 % 이하의 오차를 보였으며, 반사손실의 경우 -21 dB 이하의 값을 나타냈으며, 두 포트간 격리도는 또한 -21 dB 이하의 값을 나타냈다. 측정된 방사패턴으로부터 계산된 directivity는 12.23 dBi를 나타냈으며, 사이드로브 레벨은 elevation 평면은 -12 dB 이하, azimuth 평면은 -15 dB를 이하의 값을 나타냈다. 또한 교차 편파특성의 경우 elevation 평면과 azimuth 평면 모두 -17 dB 이하의 값을 나타냈다.

Abstract

In this paper, for both transmission and reception with single antenna system of satellite communication, dual-frequency antennas which operate simultaneously at 12.5 GHz and at 14.25 GHz are designed, constructed and measured. Also by using dual feeding structure, the problems of single-fed dual-frequency antenna such as the separation of transmitting and receiving signals and single polarization, are solved. Microstrip patch as a radiation element of dual-fed dual-frequency antenna has width and length which are the resonance lengths of the corresponding frequencies for transmission and reception, respectively. The effects of the feed line on the other frequency feeding are minimized with the optimal matching scheme for the feed lines. For solving the space problems of dual-fed two-dimensional array antennas, microstrip-line and coaxial probe feedings are used for each frequency and a two-dimensional 2×2 array antenna was designed and measured their characteristics.

The experimental results show that errors of resonance frequencies are less than 1.44 %, the return losses are less than -21 dB and the isolations between two feeding ports are less than -21 dB. The characteristics of radiation patterns of dual frequency microstrip antenna are measured and evaluated. The directivities, sidelobe levels and cross polarizations are also measured and compared with the simulations. The results show some errors due to the misalignment of coaxial probe feeding.

「본 논문은 한국전자통신연구원 위탁과제로 수행됨」

* 연세대학교 전자공학과(Dept. of Radio Communications Eng., Yonsei University)

** 한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논 문 번 호 : 980318-035

· 수정완료일자 : 1998년 5월 16일

I. 서 론

무궁화 위성의 성공적인 발사와 함께 시작되어진 위성통신 서비스가 본격화됨에 따라, 고품질의 다양한 서비스를 효과적으로 사용하기 위하여 좀더 가볍고, 이동이 쉬우며, 간편하면서 여러 가지 서비스를 제공받을 수 있는 단말기를 필요로 하는 소비자의 욕구로 말미암아 핵심부품인 안테나 역시 소형·경량·고효율이면서 동시에 여러 종류의 서비스를 통합적으로 충족시킬 수 있는 것이 요구되었다. 특히 통신 기술이 개발되어짐에 따라 송수신 겸용 소형 단말기의 개발이 필요하게 되어, 안테나 역시 하나의 방사소자로 송·수신을 모두 할 수 있게 하기 위하여 이중주파수 대역에서 사용이 가능한 연구가 필수적이다. 이에 따라 2개의 패치를 접합하여 사용하는 접합형 이중공진 안테나^{[1],[2]}, 단락편을 이용한 단일형 이중 공진 안테나^[3], 리액턴스성 부하를 이용한 단일형 이중 공진 안테나^[4] 등에 관한 연구가 진행됐지만 단일 급전 방식을 사용하기 때문에 송신 또는 수신 신호를 분리하기 위한 소자가 필요로 한다. 또한 송수신 편파가 동일하여 위성통신과 같이 서로의 편파가 다른 곳에서는 적합하지 못하다. 따라서, 본 논문에서는 이를 해결하기 위하여 송신과 수신 급전부가 수직인 구조를 가짐으로써 서로 다른 두 개의 선형 편파를 가지는 이중 급전 구조의 이중 공진 안테나를 연구하였다. 안테나의 소형화를 위해서 방사소자는 마이크로스트립 패치 안테나를 배열로 구성하고, 급전 방식은 배열 안테나로 확장시 이중 급전구조의 문제점인 공간상의 문제를 해결하기 위해서 마이크로스트립선로와 동축선로를 혼합 이용하였으며, 이때 각 급전구조에 의한 상호 영향을 최소화하기 위해서 패치 안테나의 공진 특성을 연구하고, 이를 위성통신의 12.5 GHz(하향주파수)와 14.25 GHz(상향주파수)에서 동작하는 이차원 2×2 배열 이중 공진 안테나로 구현, 실험 제작하여 그 결과를 고찰하고자 한다.

II. 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스

마이크로스트립 패치 안테나의 구조를 그림 1에

보이고 있다. 여기서 W 와 L 는 마이크로스트립 패치 안테나의 폭과 길이를 나타낸다.

여기서 port 1은 마이크로스트립선로 급전부가 되며 port 2는 port 1과 마주보는 open-end 부분이 되고, port 3은 동축선로 급전부를 나타낸다. Y_c 는 주 방사 슬롯의 자기 어드미턴스이고 Y_m 은 주슬롯 간과 부슬롯에 의한 상호 어드미턴스를 의미하며, 그림 2에서와 같이 등가모델상에서 전류발생기로 나타낼 수 있다^{[5],[6]}.

이 3상 회로의 어드미턴스 매트릭스를 구하면 식 (1)과 같다.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_s + Y_c \coth(\gamma L_1) & -Y_m \\ -Y_m & Y_s + Y_c \coth(\gamma L_2) \\ -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_1) & -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_2) \\ -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_1) & -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_2) \\ Y_c \coth(\gamma L_1) + Y_c \coth(\gamma L_2) & \end{bmatrix} \quad (1)$$

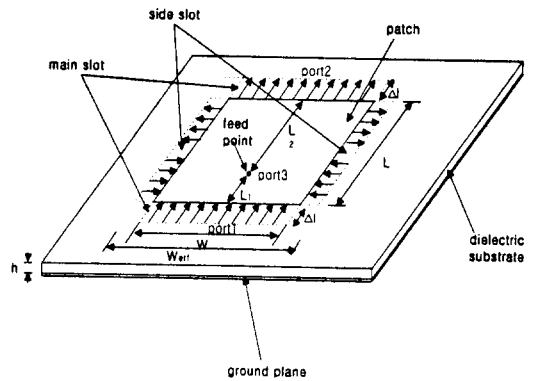


그림 1. 마이크로스트립 패치 안테나
Fig. 1. Microstrip patch antenna.

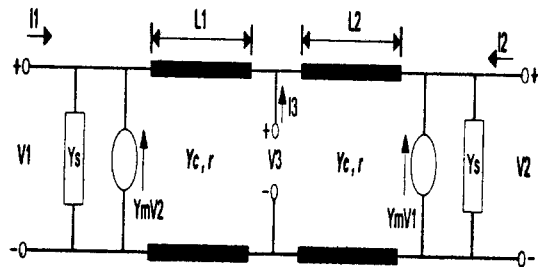


그림 2. 마이크로스트립 패치 안테나의 등가모델
Fig. 2. Equivalent circuit of microstrip patch antenna.

여기서 Y_c 는 패치의 특성 어드미턴스이고 $\gamma = \alpha + j\beta$ 는 복소 전파 상수이며, α 는 손실에 따른 감쇄 상수이고, β 는 위상정수이다.

자기 어드미턴스 Y_s 는 실수부와 허수부로 나뉘어지며 각각 자기 컨덕턴스 G_s 와 자기 서셉턴스 B_s 로 나타낸다. 자기 서셉턴스 B_s 는 안테나의 가장자리에서 발생하는 누설 전자장의 보상길이 Δl 에 의해 구해지며 식 (2)와 같다^[7].

$$B_s = Y_c \tan(\beta\Delta l) \quad (2)$$

자기 컨덕턴스 G_s 는 균일하게 TE가 여기된, 길이 $W_{eff}(f)$ 와 폭 Δl 을 가진 슬롯에서 방사된 복소 전력으로부터 구할 수 있으며 식 (3)과 같다.

$$G_s = \frac{1}{\pi\eta_0} \{ (wSi(w) + \sin w/w + \cos w - 2) (1 - s^2/24) + s^2/12(1/3 + \cos w/w^2 - \sin w/w^3) \} \quad (3)$$

여기서 $Si(w) = \int_0^w \sin x/x dx$ 며, w 와 s 는 정규화된 슬롯의 크기를 나타내며 식 (4)와 같다.

$$w = k_0 W_{eff}(f) \quad (4a)$$

$$s = k_0 \Delta l \quad (4b)$$

여기서 $W_{eff}(f)$ 는 주파수에 따른 안테나의 유효 폭을 나타낸다^[8].

상호 어드미턴스 Y_m 은 4개의 방사 슬롯 모델에 의해 결정되어지며 상호 어드미턴스의 실수부는 식 (5a)의 상호 컨덕턴스 G_m 과 허수부는 식 (5b)의 상호 서셉턴스 B_m 에 의해 각각 구해진다.

$$G_m = G_s F_g K_g \quad (5a)$$

$$B_m = B_s F_b K_b \quad (5b)$$

F_g 와 F_b 는 주슬롯간의 커플링을 고려한 함수로 단위길이당 상호 어드미턴스와 TE모드가 여기된 무한길이를 가진 슬롯 방사체의 단위길이당 자기 어드미턴스의 비로 정의되며 각각 식 (6a)와 (6b)로 나타내어진다^[5].

$$F_g = J_0(l) + \left(\frac{s^2}{24 - s^2} \right) J_2(l) \quad (6a)$$

$$F_b = \pi/2 \frac{Y_0(l) + \left(\frac{s^2}{24 - s^2} \right) Y_2(l)}{\ln(s/2) + 0.577216 - 3/2 + \frac{s^2/12}{24 - s^2}} \quad (6b)$$

여기서 $J_i(l)$, $Y_i(l)$ 은 각각 1종과 2종의 i 차 베셀함수이다.

l 은 슬롯사이의 정규화된 중심 거리로 식 (7)과 같다.

$$l = k_0(L + 2\Delta l) \quad (7)$$

식 (5)의 K_g 와 K_b 는 교정 함수로, 4-슬롯 aperture 방사 모델에서 주슬롯의 유한길이에 의한 영향과 side 슬롯의 영향을 고려한 함수로 각각 식 (7a)와 식 (7b)로 나타낼 수 있다.

$$K_g = 1 \quad (7a)$$

$$K_b = 1 - \exp(-0.21w) \quad (7b)$$

안테나의 입력 어드미턴스는 어드미턴스 매트릭스를 이용하여 계산할 수 있으며 패치 양 가장자리로부터 각각 L_1 , L_2 떨어진 위치에 동축선로로 급전할 경우에 급전점에서 패치안테나의 입력 어드미턴스는 식 (8)과 같이 표시되어진다^[5].

$$Y_{in} = 2Y_c \left[\frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s Y_c \coth(\gamma L)}{-2Y_m Y_c \csc h(\gamma L)} \right] \quad (8)$$

$$\left[\frac{(Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2) \coth(\gamma L) + (Y_c^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \cosh(2\gamma \Delta l) \csc h(\gamma L) + 2Y_s Y_c}{(Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2) \coth(\gamma L) + (Y_c^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \cosh(2\gamma \Delta l) \csc h(\gamma L) + 2Y_s Y_c} \right]$$

여기서 Δ 는 다음과 같다.

$$\Delta = \left| \frac{L}{2} - L_1 \right| = \left| \frac{L}{2} - (L - L_1) \right| = \left| \frac{L}{2} - L_2 \right|$$

패치의 한쪽면에 마이크로스트립선로를 연결하여 급전하는 경우에는 $L_1 = 0$, $L_2 = L$ 이 되므로 급전점에서의 입력어드미턴스는 식 (9)와 같다^[5].

$$Y_{in} = \frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s Y_c \coth(\gamma L) - 2Y_m Y_c \csc h(\gamma L)}{Y_s + Y_c \coth(\gamma L)} \quad (9)$$

전송선로 모델에서 공진 주파수를 좀더 정확하게 예측하기 위해서는 고차 모드들의 영향이 고려되어야 한다. 전송선로 모델 역시 harmonic model이므

로 TM_{01} , TM_{10} 모드들뿐만 아니라 TM_{20} , TM_{30} , ..., 또는 TM_{02} , TM_{03} , ...과 같은 기본 모드의 배수 모드들의 영향을 고려할 수 있다. 또한 TM_{11} , TM_{21} , TM_{12} , ... 모드들과 같이 기본 모드의 배수로 표현될 수 없는 모드들의 경우는 등가 길이 (L_{eq}), 등가 폭(W_{eq}), 및 등가 급전지점(Δ_{eq})을 이용하여 기본 모드의 배수 모드로 변환시켜 고려할 수 있다^[9].

L_{eq} , W_{eq} 및 Δ_{eq} 는 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} L_{eq} &= \frac{LW}{\sqrt{m^2W^2+n^2L^2}} \\ W_{eq} &= \frac{LW}{\sqrt{n^2W^2+m^2L^2}} \\ \Delta_{eq} &= \frac{\Delta x_f \Delta y_f}{\sqrt{m^2\Delta y_f^2+n^2\Delta x_f^2}} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $\Delta x_f = |\frac{L}{2} - x_f|$, $\Delta y_f = |\frac{W}{2} - y_f|$ 이다.

마이크로스트립 안테나에서 여기된 각각의 모드의 분포를 결정할 기초로 식 (2)을 사용함으로써 각 모드의 입력 어드미턴스를 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$Y_{mn} = 2Y_c \frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s Y_c \coth(\gamma L_{eq}) - 2Y_m Y_c \csc h(\gamma L_{eq})}{(Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2) \coth(\gamma L_{eq}) + (Y_c^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \cosh(2\gamma \Delta_{eq}) \csc h(\gamma L_{eq}) + 2Y_s Y_c} \quad (11)$$

식 (11)을 이용하여 고차 모드의 영향이 고려되어어진 사각형 패치안테나의 전체 입력 어드미턴스는 식 (12)와 같다.

$$Y_{patch} = \left[\frac{1}{Y_{10}} + \frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_{11}} + \frac{1}{Y_{21}} + \frac{1}{Y_{12}} \right]^{-1} \quad (12)$$

여기서 급전선에 의한 영향을 고려하면 먼저 마이크로스트립선로 급전시 마이크로스트립선로가 안테나에 직접 연결되면 안테나의 주슬롯 부분에 급전선이 접함으로써 주슬롯의 자기 어드미턴스에 변화가 생긴다. 이 접합 부분을 식 (13)과 같이 평행 어드미턴스 Y_F 로 나타낼 수 있다.

$$Y_F = (r-1)Y_s \quad (13)$$

여기서 $r = 1 - \frac{W_m}{W_{eff}(f)}$ 이며, W_m 은 마이크로스트립선로의 폭이고, $W_{eff}(f)$ 는 마이크로스트립선로의 유효 폭이다.

그러므로 위의 현상을 고려한 안테나의 수정된 입력 어드미턴스는 식 (14)과 같다.

$$Y'_{mn} = Y_F + Y_{mn}$$

$$Y'_{patch} = \left[\frac{1}{Y'_{10}} + \frac{1}{Y'_{01}} + \frac{1}{Y'_{11}} + \frac{1}{Y'_{21}} + \frac{1}{Y'_{12}} \right]^{-1} \quad (14)$$

또한 내부 컨덕터의 반지름이 a 이고 외부 컨덕터의 반지름이 b 인 동축선로 급전시 안테나의 입력 임피던스는 동축선로의 프루브에 의해 영향을 받게 되며, 총 입력 임피던스는 급전 위치에 따른 입력 임피던스와 동축선로의 프루브에 의한 임피던스의 합으로 식 (15)와 같다^[10].

$$Z'_{in} = Z_{in} + Z_{TEM} \quad (15)$$

여기서 Z_{in} 는 식 (12)의 역수이며, Z_{TEM} 은 식 (16)과 같다.

$$Z_{TEM} = Y_{TEM}^{-1} = \left[[R_p + j\omega(L_p + L_0)]^{-1} + j\omega C_0 \right]^{-1}$$

$$R_p = \frac{1}{4} \omega \mu_0 h$$

$$L_p = -\frac{\mu_0 h}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{ka}{2}\right) + \gamma \right] \quad (16)$$

$$L_0 = -\mu_0 h k^2 \left[4\pi \ln\left(\frac{b}{a}\right) \right]^{-1} \left[(b^2 + a^2) \ln\left(\frac{b}{a}\right) - b^2 + a^2 \right] \left[\ln\left(\frac{ka}{2}\right) + \gamma \right]$$

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_r \left[6h \ln^2\left(\frac{b}{a}\right) \right]^{-1} \left[3\pi(b^2 - a^2 - 2b^2 \ln\left(\frac{b}{a}\right)) + 4\pi h^2 \ln\left(\frac{b}{a}\right) - 12h^3(\pi^2 b)^{-1} \right]$$

$$\left(1.202 - \sum_{n=1}^{\infty} n^{-3} \exp\left(\frac{-2n\pi(b-a)}{h}\right) \right) \right]$$

여기서 $w = 2\pi f$ 이다.

III. 이중공진 안테나

안테나의 길이는 안테나의 공진주파수와 관련되어 있으며 원하는 공진지점에서 동작하기 위해서는

안테나의 길이를 공진 주파수의 약 반파장 정도의 길이를 가지도록 만들어야 한다. 반면에 안테나의 폭은 공진주파수에는 영향을 크게 주지 못하고, 안테나의 입력 임피던스에만 관련되어 있으므로 안테나의 제작시 안테나의 길이는 정해져 있는 값이고, 폭은 임의로 정할 수 있는 요소가 된다. 이를 이용하여 안테나의 폭과 길이를 두 개의 주파수 f_1, f_2 의 반파장 길이를 가지는 그림 3과 같은 구조의 패치 안테나를 구현할 수 있다. 그러므로 이 안테나를 x 축과 y 축으로 나누어 급전할 경우 두 개의 단일 공진 안테나처럼 동작하게 되며, 상대편의 급전선로의 영향을 최소화시킬 수 있으므로 서로 수직인 선형 편파를 지닌 이중공진 안테나로 동작할 수 있게 된다. 이는 기존의 단일 급전방식의 이중공진 안테나의 단일 편파특성을 보완한 것으로 위성 통신과 같이 송수신 편파가 서로 다른 경우 매우 적합하게 이용될 수 있다.

여기서 이중 공진 주파수 동작시 x 축 급전과 y 축

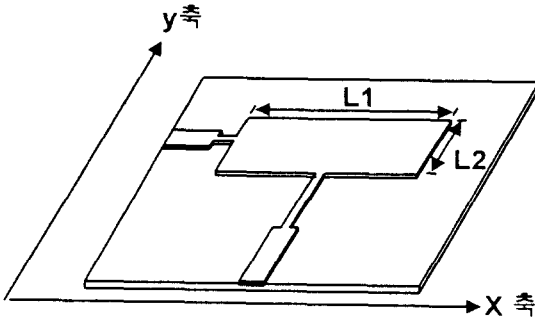


그림 3. 이중급전구조의 이중공진주파수 안테나

Fig. 3. Dual-fed dual-frequency antenna.

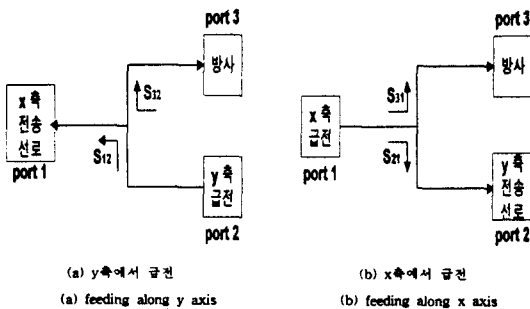


그림 4. 이중급전방식 안테나의 등가모델

Fig. 4. Equivalent circuit of dual-fed dual frequency antenna.

급전 사이의 격리도를 살펴보기 위하여 port 1, port 2는 급전구조가 되고 port 3은 방사체가 되는 그림 4와 같이 3-port 네트워크로 생각할 수 있으며, port 1에서 전력을 주었을 때 이 전력은 각각 port 2와 port 3로 나뉘며, 이때 port 3으로 들어간 전력은 방사되고, port 2로 들어간 전력은 안테나의 동작을 왜곡시키게 된다. 위의 port 1은 공진 주파수 f_1 에서 port 3과 정합되어 있으며, port 2는 공진 주파수 f_2 에서 port 3과 정합되어 있다. 즉 port 1에서 급전시 port 2와 port 1은 서로 부정합되어 있으므로 반사 손실 S_{21} 은 매우 크게 되고 port 1과 port 3은 서로 정합되어 있으므로 반사 손실 S_{31} 은 매우 작게 되어 port 1에서 준 전력은 port 3으로 대부분이 흘러 들어가 port 2에는 상대적으로 작은 전력이 공급되며, port 2에서 급전한 경우도 동일하다. 결과적으로 두 개의 공진 길이로 제작한 안테나에 port 1과 port 2가 각각의 축에 대해 정합되어지면 격리도를 높일 수 있게 된다.

이 원리에 의해 마이크로스트립선로 급전과 동축선로급전을 이용하여 마이크로스트립선로와 동축선로를 혼합 급전한 구조의 이중공진 안테나를 그림 5와 같이 구현할 수 있다.

마이크로스트립선로는 $\lambda_g/4$ 변환기를 이용하여 안테나의 한 면에 정합되어 있고, 동축선로는 안테나상에 동축선로와 같은 임피던스를 갖는 위치에 접합시킴으로써 안테나와 정합되어 있다. 이런 급전구조를 이용하여 14.25 GHz에서는 마이크로스트립선로에 의해 급전되고, 12.50 GHz에서는 동축선로에 의해 급전되는 이중 공진 안테나를 표 1과 같

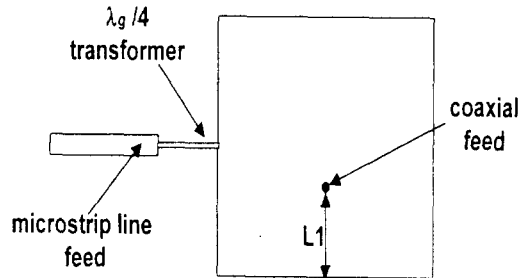


그림 5. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이중 공진 안테나

Fig. 5. Dual frequency antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

표 1. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이중 공진 안테나의 설계치

Table 1. Design parameters of dual frequency antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

(단위: mm)

주파수	방사소자		급전소자		
	폭	길이	$\lambda_g/4$		동축선로급전점
			폭	길이	
12.50 GHz	6.359	7.4758	-	-	2.6
14.25 GHz	7.4758	6.359	0.5655	3.984	-

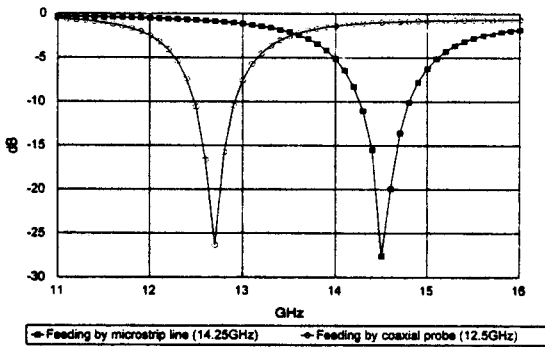


그림 6. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이중공진 안테나의 반사손실(시뮬레이션)

Fig. 6. Return loss of dual frequency antenna fed by both microstrip line and coaxial probe (simulation).

표 2. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이차원 배열 이중 공진 안테나의 설계치

Table 2. Design parameters of two dimensional dual frequency array antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

(단위: mm)

주파수	방사소자		급전소자		
	폭	길이	$\lambda_g/4$		동축선로급전점
			폭	길이	
12.50 GHz	6.337	7.4574	-	-	2.6
14.25 GHz	7.4574	6.337	0.2095	3.972	-

이 설계하여 시뮬레이션한 결과를 그림 7에 보이고

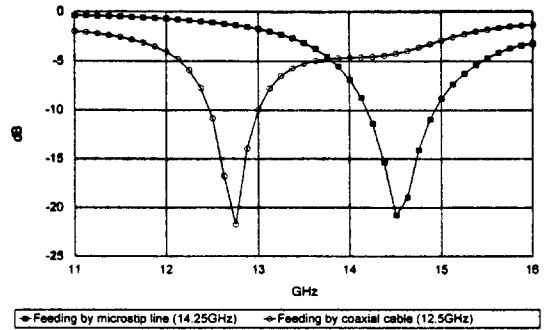


그림 7. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전용 이차원 2x2 배열 이중 공진 안테나의 반사 손실(시뮬레이션)

Fig. 7. Return losses of two dimensional dual frequency array antenna fed by both microstrip line and coaxial probe(simulation).

있다. 그림에서 보듯이 급전에 의해 두 개의 공진 주파수에서 동작함을 알 수 있다.

위의 안테나를 배열 안테나로 확장하기 위하여 이중 급전에 의한 공간상의 문제와 각 방사소자에 들어가는 전력의 위상을 맞추기 위해서 두 개의 기판을 이용한 이중 구조의 안테나를 설계하였다. 윗 부분은 방사체부와 마이크로스트립선로 급전선이 위치하며, 아래 부분은 동축선로 급전부가 위치하여 윗 부분과 microstrip to coaxial transition 방법을 이용하여 안테나에 급전하였다. 이런 구조를 이용한 이중 공진 안테나를 표 2처럼 마이크로스트립선로 급전부는 14.25 GHz에서, 동축선로부는 12.50 GHz에서 동작하도록 설계하여 시뮬레이션한 결과를 그림 7에 보이고 있다. 여기서 배열간의 거리는 14.25 GHz를 기준으로 $0.8\lambda_0$ 의 간격을 유지하도록 하였다.

IV. 실험 및 결과

본 논문에서는 유전율이 2.2, loss tangent가 0.001, 두께 0.035 mm인 기판을 사용하였으며, 식 (12)을 이용하여 방사체의 크기와 동축선로의 급전점을 최적화 과정을 통해 구하였다. 두 개의 공진 주파수에 대한 길이 W, L 을 구하기 위하여 반파장

의 값으로 각 주파수의 공진 길이 W 와 L 값을 초기 화시키고 두 개의 공진 주파수에서 입력 어드미턴스가 '0'이 되는 W 와 L 값을 반복수행과정을 통하여 얻었다.

위의 과정을 통해서 얻어진 12.50 GHz와 14.25 GHz대역에서 동작하는 이중공진 안테나를 마이크로스트립선로와 동축선로를 이용하여 실제 제작하였으며, 측정된 반사손실과 포트간 격리도를 그림 8에 보이고 있다. 측정된 공진 주파수는 각각 12.35 GHz 및 14.24 GHz에서 150 MHz(1.2%)와 10 MHz(0.07%)의 주파수의 오차를 보였다. 동축선로 급전시의 공진 주파수가 1% 이상의 오차를 보이는 이유는 제작시 동축선로 급전점의 오차에 기인한 것으로 생각된다. 반사손실은 각 공진 주파수에서 -31 dB와 -33 dB를 나타내며, 두 급전선간 격리도는 각 공진 주파수에서 각각 -23 dB와 -17 dB의 격리특성을 나타냈다.

이 안테나를 이용하여 그림 9와 같이 이중 구조를 가지는 이차원 2x2 배열 안테나를 구현하였다. 4개의 방사체는 각각 $\lambda_g/4$ 변환기와 T-junction 전력분배기를 이용하여 정합되어 있다.

그림 10에서 위에 설계된 안테나의 반사손실과 포트간 격리도의 측정치를 보이고 있다. 그림에서 보듯이 측정된 공진 주파수는 각각 12.32 GHz 및 14.21 GHz에서 180 MHz(1.44%)와 40 MHz(0.

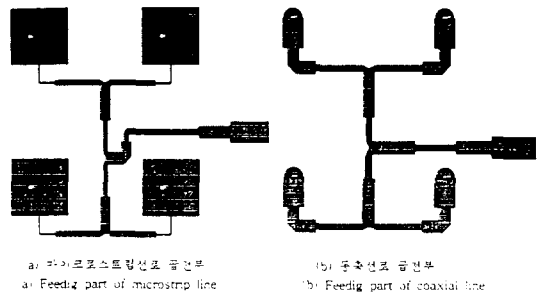


그림 9. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이차원 2x2 배열 이중 공진 안테나의 layout
Fig. 9. Layout of two dimensional dual frequency array antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

28%)의 오차가 생겼으며, 반사손실도 각 공진 주파수에서 -21 dB와 -35 dB를 나타낸다. 또한 두 급전선간 격리도는 각 공진 주파수에서 -24 dB와 -21 dB의 격리특성을 나타내었다. 동축선로 급전에 대한 오차가 큰 이유는 제작시 동축선로의 유한 크기에 의한 정확한 급전점의 오차에 기인한 것으로 생각된다. 특히 수신부인 동축선로급전부의 격리도가 낮게 되면, 송신부의 큰 출력에 의해 영향을 받을 수 있으므로 동축선로급전점에 대한 정확한 해석과 제작시의 정확한 위치선정이 이뤄져야 한

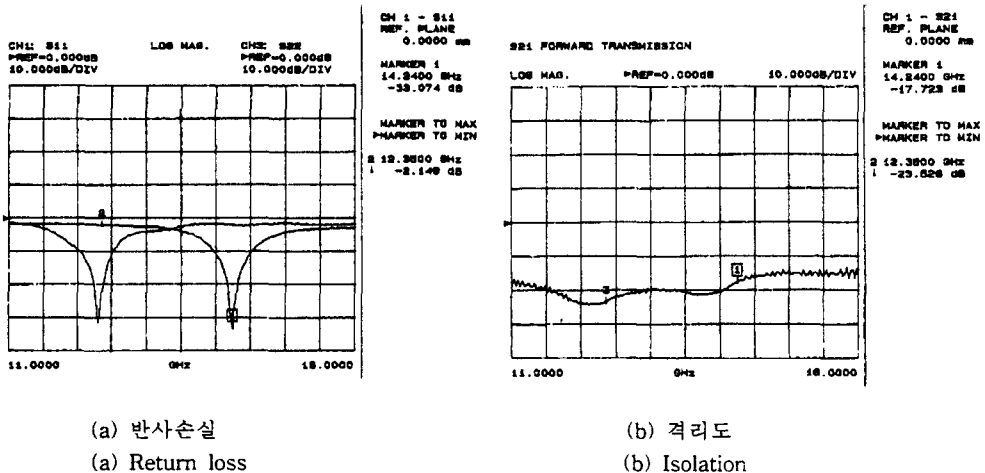


그림 8. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이중 공진 안테나의 반사손실 및 격리도
Fig. 8. Return loss and isolation of dual frequency antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

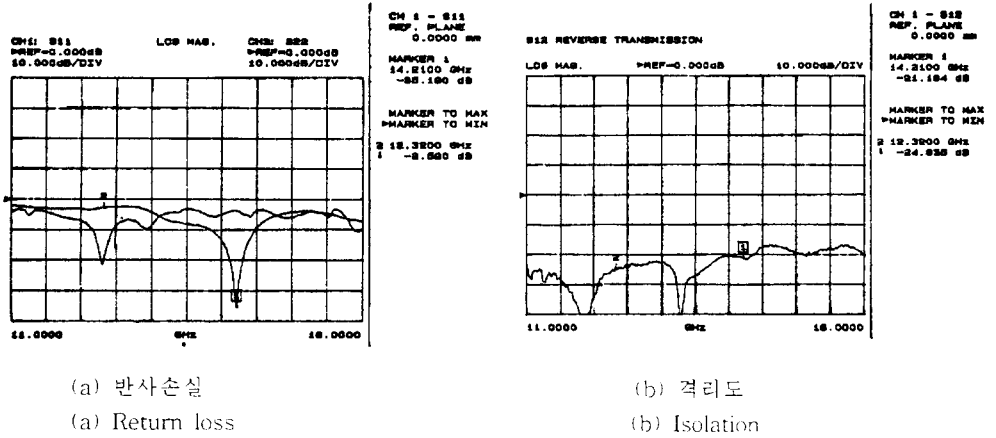


그림 10. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이차원 2×2 배열 이중 공진 안테나의 측정된 반사손실 및 격리도
 Fig. 10. Return loss and isolation of two dimensional dual frequency array antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

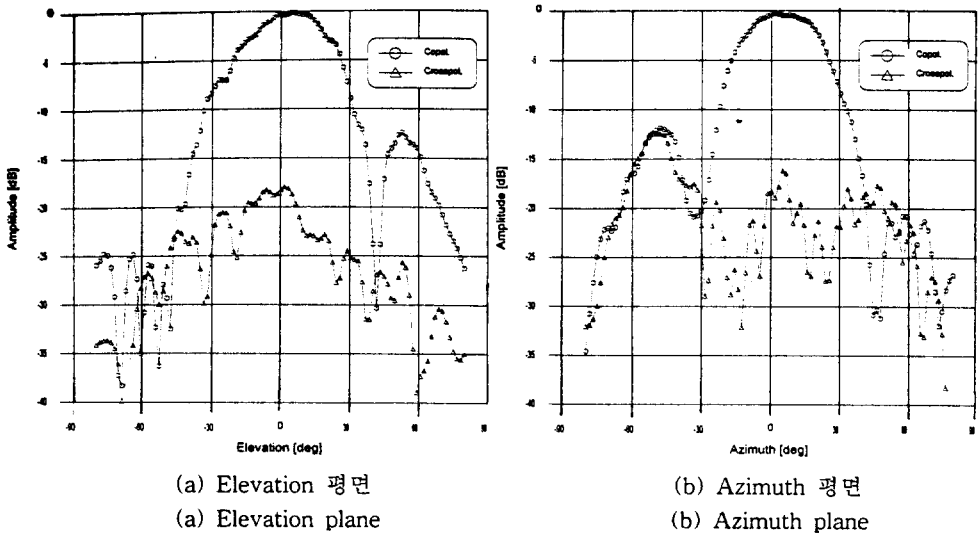


그림 11. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이차원 2×2 배열 이중 공진 안테나의 마이크로스트립선로 급전 부의 방사패턴
 Fig. 11. Radiation patterns of microstrip feed line part of two dimensional dual frequency array antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

다.
 그림 11에는 제작된 안테나의 마이크로스트립선로 급전부, 14.21 GHz로 동작할 경우의 안테나 방사패턴을 보이고 있다. 방사패턴은 Near-field measurement system을 이용하여 측정하였으며,

사이드로브 레벨은 elevation 평면은 -17 dB, azimuth 평면은 -15 dB를 나타내며, 측정된 패턴으로부터 계산된 directivity는 12.23 dBi를 나타냈다. 교차 편파의 경우 elevation 평면과 azimuth 평면 모두 -17 dB를 나타냈다.

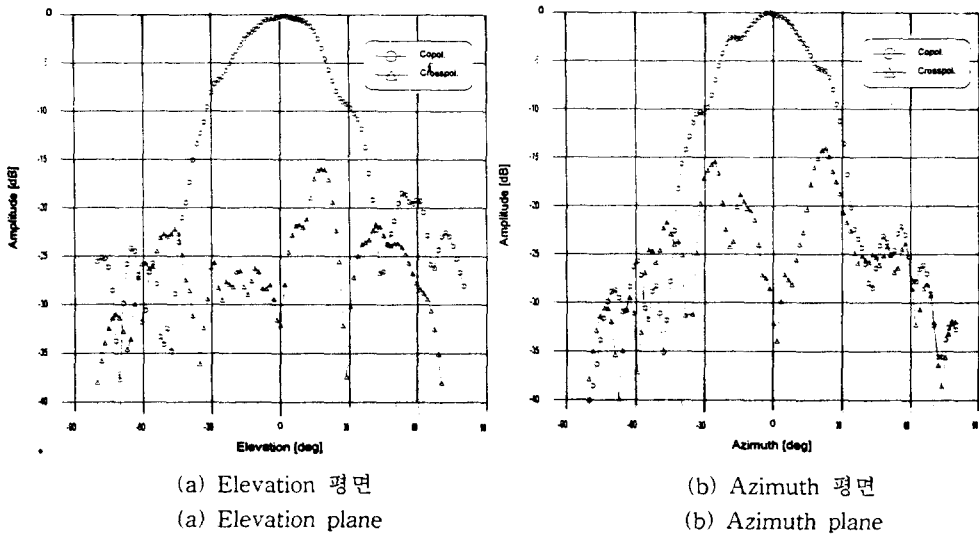


그림 12. 마이크로스트립선로와 동축선로 혼합 급전 이차원 2×2 배열 이중 공진 안테나의 동축선로 급전부의 방사패턴

Fig. 12. Radiation patterns of coaxial probe feeding part of two dimensional dual frequency array antenna fed by both microstrip line and coaxial probe.

그림 12에는 동축선로 급전부, 즉 12.31 GHz로 동작하는 안테나의 방사패턴을 보이고 있다. 사이드 로브 레벨은 elevation 평면은 -12 dB, azimuth 평면은 -17 dB를 나타내며 계산된 directivity는 12.23 dBi를 나타냈다. 교차 편파는 elevation 평면과 azimuth 평면 모두 -33 dB를 나타냈으며, 급전선에 의한 기생 방사가 없기 때문에 마이크로스트립선로 급전보다 더 낮게 나타났다.

V. 결 론

본 논문에서는 위성통신 송수신검용을 위한 안테나 소자를 연구하기 위해서 마이크로스트립 평판 패치 안테나의 공진특성과 방사특성을 알아보고, 기존의 단일 급전 방식의 문제점인 송수신 신호의 분리 및 단일 편파특성을 보완한 이중급전 방식을 연구하였다. 또한 배열 안테나로 확장시 이중 급전 구조의 문제점인 공간상의 문제를 해결하기 위해서 마이크로스트립선로와 동축선로를 혼합 이용한 급전구조를 이용하였으며 동축선로 급전부에 인가되는 전력의 위상을 맞추기 위한 이중 구조의 이차원

2×2 배열 안테나를 실험제작하여 그 결과를 고찰 하였다. 먼저 이중 공진 안테나의 방사체의 폭과 길이는 각각의 두 개의 다른 주파수에서 동작하는 단일 공진 안테나의 길이가 되고, 안테나 설계시 상대 급전선에 의한 안테나의 입력 어드미턴스의 변화를 최소화 시킬 수 있었다. 또한 12.5 GHz와 14.25 GHz에서 동작하는 이차원 2×2 배열 안테나의 경우 공진 주파수를 살펴보면 설계치와 1.44 %이하의 오차를 보였다. 측정된 반사손실은 동축선로의 정확한 급전점에 대한 제작상의 오차에 의해 동축선로 급전시 -21 dB이나, 마이크로스트립선로 급전에 대해서는 -30 dB 이하를 나타냈으며, 두 급전점에 대한 격리도는 -21 dB 이하의 값을 나타내었다. 안테나의 방사특성을 살펴보면 directivity는 각 공진주파수에서 12.23 dBi를 나타냈으며 사이드 로브 레벨은 elevation 평면은 -12 dB, azimuth 평면은 -15 dB 이하의 값을 나타냈다. 또한 교차 편파는 elevation 평면과 azimuth 평면 모두 -17 dB 이하의 값을 나타냈으며, 급전선에 의한 기생 방사가 없기 때문에 동축선로 급전 방식이 마이크로스트립선로 급전 방식보다 더 낮게 나타났다.

본 연구는 이동 통신 및 위성 통신용 송수신 겸용 단말기에 이용될 수 있으며, 특히 이차원 위상 배열 안테나로 확장시 단말기의 소형화에 효과적으로 이용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] S. A. Long and W. D. Walton, "A dual frequency stacked circular disc antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol AP-27, pp 270-273, 1979.

[2] J. S. Dahele, K. F. Lee and D. P. Wong, "Dual-frequency stacked annular-ring microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol AP-35, 1987.

[3] S. S. Zhong and Y. T. Lo, "Single-element rectangular microstrip antenna for dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol 19, pp. 298-300, 1983.

[4] S. E. Davidson, S. A. Long and W. F. Richards, "Dual-band microstrip antennas with monolithic reactive loading", *Electron Lett.*, vol 21, pp. 936-937, 1985.

[5] H. Pues, and A. Van De Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," *IEE Proc.*, vol. 131, Part H, pp. 334-340, 1984.

[6] P. Hammer, D. Van Bouchaute, D. Verschraeven, and A. Van De Capelle, "A model for calculating the radiation field of microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-27, pp. 267-270, 1979.

[7] M. Kirschning, R. Jasen, and N. Koster, "Accurate model for open end effect of microstrip lines," *Electron. Lett.*, vol 17, pp. 123-125, 1981.

[8] R. Owens, "Predicted frequency dependence of microstrip characteristic impedance using the planar-waveguide model," *Electron. Lett.*, vol 12, pp. 269-270, 1976.

[9] W. Dearnley, R. F. Barel, "A broad-band transmission line model for a rectangular microstrip antenna," *IEEE Trans.*, vol, AP-37, pp. 6-15, 1989.

[10] Jian-Xiong Zheng, and C. David Chang, "End-correction network of a coaxial probe for microstrip patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-39, pp. 115-118, 1991.

장 준 영



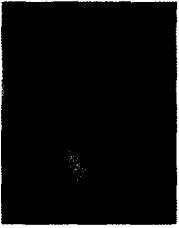
1997년 2월 : 홍익대학교 전파공학과 (공학사)
 1997년 ~ 현재 : 연세대학교 전파공학과 대학원 석사과정
 [주 관심분야] 안테나, RF소자설계

김 준 모



1997년 2월 : 연세대학교 전파공학과 (공학사)
 1997년 ~ 현재 : 연세대학교 전파공학과 대학원 석사과정
 [주 관심분야] 안테나, RF소자설계

윤 영 중



1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 9월 : 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1991년 12월 : Georgia Institute of Technology, Ph. D.
1992년 3월~1993년 2월 : 한국전자

통신연구원 위성통신기술연구단 선임연구원
현재 : 연세대학교 전자공학과 부교수
[주 관심분야] 안테나, 전파전파, RF소자설계

전 순 익



1984년 2월 : 고려대학교 전자공학과 (공학사)
1984년 ~1990년 : 삼성전자(주) 근무
1994년 3월~1995년 2월 : 고려대학교 전자공학과 (공학석사)
1990년~현재 : 한국전자통신연구원

[주 관심분야] 위성통신, RF시스템, MIC회로설계

엄 순 영



1988년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1991년 7월~1993년 6월 : 무궁화 위성용 DAMA-SCPC 지구국 RF 시스템 공동개발(Italy)

1990년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 지상 H/W 연구실 선임연구원
[주 관심분야] HMIC & MMIC 설계, 위성통신 지구국 RF 시스템 설계, 위성통신 시스템 설계