

능동소자를 이용한 이중편파 특성의 마이크로스트립 안테나 설계

正會員 林 桂 在* 正會員 尹 賢 普**

A Design of Dual-Polarized Microstrip Antenna Using the Active Devices

Gye Jae Lim*, Hyun Bo Yoon** *Regular Members*

要 約

Feed horn polarizer나 F.R.R.S.(Faraday Rotation Rotary Switch)에 비해 소형이고 GaAs MESFET 소자 스위칭으로 좌수와 우수 원형편파의 선택적 수신이 가능한 이중편파 마이크로스트립 안테나를 설계하였다.

원형편파 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수, 입력 임피던스, 빔 패턴 등은 FDTD 방법을 이용하여 정확하게 계산하였으며, 급전 회로의 GaAs MESFET 증폭기 스위칭 회로가 ON 상태일 경우의 증폭기 이득을 포함한 안테나 이득은 16.6 dB_i 이고, OFF 상태일 경우의 격리 특성은 -24 dB로 나타남을 실험으로 확인하였다.

또한, 제작된 이중편파 마이크로스트립 안테나의 3 dB 이하 축비는 11.813 GHz에서 30° 이하로 나타났다.

ABSTRACT

A microstrip antenna having a dual polarization and a smaller size than feed horn polarizer or F.R.R.S.(Faraday Rotation Rotary Switch) is designed, in which GaAs MESFET switches are inserted for selective reception of RHCP or LHCP.

For an accurate analysis of the resonance frequency, input impedance and radiation pattern of the circularly polarized microstrip antenna, finite difference time domain (FDTD) method is used.

When the GaAs MESFET switch in the feeder is ON-state, the truncated patch antenna has a gain of about 16.6 dB_i including amplifier gain, while the switch is OFF-state, this has a isolation level of -24 dB.

I. 서 론

위성방송 수신용 안테나는 수직편파(Vertical Polarization: VP)와 수평편파(Horizontal Polarization: HP)

*關東大學校 電子工學科
**東國大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering Dongguk University
論文番號: 9403
接受日字: 1994年 1月 7日

HP), 또는 좌수 원형편파(Left Hand Circular Polarization: LHCP)와 우수 원형편파(Right Hand Circular Polarization: RHCP)를 선택적으로 수신하기 위해 도파관 내에 polarizer를 설치하거나 Faraday Rotation Rotary Switch (F, R, R, S)와 같은 도파관 구조의 부가회로를 설치하여 사용하고 있으나 설치 면적이 넓고 부피가 큰 단점이 있다.¹⁴⁾

마이크로스트립 안테나는 평면 구조로 소형 경량이며, 급전 방법에 따라 이중 편파의 선택 수신이 가능하다는 이론이 연구되어 오고는 있으나,¹⁵⁾ 효과적인 축비(Axial Ratio)를 얻기 위한 설계 상의 어려움과 안테나 효율의 저하, 사용 주파수 대역의 협소 등의 문제점을 때문에 아직은 실용화 단계에 접어들지 못하고 있다.

현재까지 정사각형이나 원형 패치 등의 구조를 여러 가지로 변형시킨 원형편파 마이크로스트립 안테나가 개발되어 있으나, 복잡한 구조때문에 기존의 Planar Waveguide model, Transmission Line model, Cavity model 및 Moment method 등과 같은 근사적인 해석 방법으로는 입력 임피던스 및 공진 주파수, 복사 특성, 편파 특성, 축비 등의 정확한 해석이 어려웠다.

본 논문에서는 3 차원 공간을 유한개의 격자로 나누고 동시에 시간에 대해 분할하여 Maxwell 방정식의 해를 직접 구할 수 있는 시간영역 유한차분법(Finite Difference Time Domain method: FDTD)¹⁶⁾을 적용하여 원형편파 마이크로스트립 안테나의 공진주파수, 급전점의 임피던스와 방사계수, 복사특성 및 편파특성을 해석하였다.

정사각형 마이크로스트립 안테나의 양쪽 모서리를 절단하여 원형 편파 특성을 얻는 2 차원적 개념의 planar waveguide model을 이용하여 11.8 GHz에서의 원형편파 마이크로스트립 안테나를 설계하고 FDTD 방법으로 시뮬레이션한 후 측정 결과와 비교 확인하였다.

측정된 안테나의 대역폭, 공진주파수, 급전점 임피던스는 2 차원적 개념의 설계 결과보다는 FDTD 해석으로 얻어진 계산값에 정확하게 일치하였고, 또한 연속 실험과의 여기에 의한 FDTD 해석으로 복사특성 및 편파특성도 예측할 수 있었다.

마이크로스트립 안테나의 편파 선택은 일반적으로 PIN 다이오드와 같은 능동소자를 이용하여 특정 편파가 얻어지는 급전점에 설치하여 이를 스위칭함으로써 가능하다고 발표되고 있으나¹⁷⁾, ON, OFF 스위

칭 시의 임피던스 변화로 인한 부정합과 공진주파수 변화로 설계 상의 어려움이 있다.

본 연구에서는 PIN 다이오드 대신에 최근에 그 스위칭 기능이 인정되고, S 파라미터 특성이 잘 알려져 있으며, 특히 8-12 dB의 이득도 얻을 수 있는 GaAs MESFET을 특정 편파가 얻어지는 급전점에 설치함으로써 편파의 선택이 가능한 마이크로스트립 안테나를 연구하였다.

GaAs MESFET을 스위칭 소자로 사용함과 동시에 증폭기로 사용하게 되면 반사판과 도파관을 저잡음 증폭기에 급전시켜 사용하는 방법보다 급전선로의 길이가 단축되어 손실의 저하와 잡음 지수를 개선시킬 수 있다는 장점이 있다.

II. FDTD를 이용한 원형편파 마이크로스트립 안테나의 설계

위성방송 및 통신 주파수대역 중 Ku-band에서 RHCP 특성을 갖는 마이크로스트립 안테나를 설계하기 위해 정사각형 패치의 대각방향 모서리를 그림(1.a)와 같이 절단하였다.¹⁸⁾

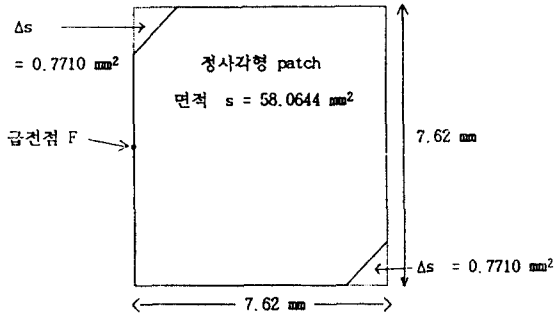
그림(1.a)의 안테나를 FDTD 방법으로 해석하기 위해 그림(2)와 같이 계산영역을 정하고 x, y, z 방향의 격자길이는 마이크로스트립 구조에서 정밀화 길이의 기준이 되는 기판의 두께 h를 2개의 격자로 분할할 수 있도록 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.254$ mm로 설정하여 전체 계산영역을 $50\Delta x \times 40\Delta y \times 20\Delta z$ 로 분할하였다.¹⁹⁾

여기서호로 사용된 Gaussian 펄스의 펄스폭 W, 주기 T, 최대 차단주파수 f_{max} 는 각각 10.16 mm, 6.4472 ps, 77.55 GHz로 계산되었다.¹⁹⁾

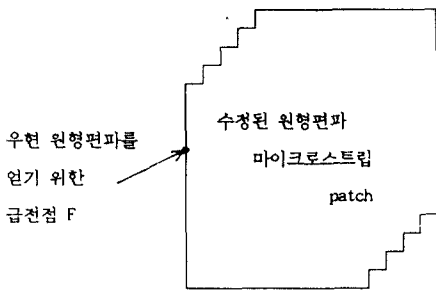
그리고 Fourier 변환 후의 주파수 해상도를 높이기 위해 Gaussian 펄스의 폭 W를 40개의 공간격자 크기로 분할하였으며, 이때 시간 분할간격 Δt 는 FDTD의 안정조건을 만족시키는 0.423622 ps로 설정하였으며, 그림(1.a)와 같이 Δs 부분이 경사져 있는 경우는 FDTD의 격자 구조에 적합하지 않기 때문에 이 부분을 FDTD의 격자 구조에 적합하도록 그림(1.b)와 같이 계단형으로 수정하였다.

시간 분할간격 Δt 로 8192회의 FDTD를 반복 수행한 결과, 안테나의 급전점 F에서 구해진 시간에 따른 전압파형의 변화를 그림(3)에 도시하였다.

시간에 따른 전압파형의 변화를 Fourier 변환하여 반사손실(Return Loss)을 구한 결과를 그림(4)에 보



(a) 초기 설계.



(b) FDTD 해석을 위한 변경.

그림 1. 설계된 원형편파 마이크로스트립 안테나 patch 구조.
Fig. 1. The designed configuration of a circularly polarized microstrip antenna patch.

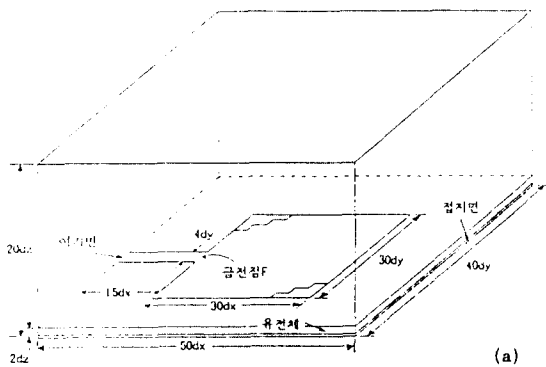


그림 2. 원형편파 마이크로스트립 안테나의 FDTD 계산영역 분할.
Fig. 2. The computational domain of a circularly polarized microstrip antenna patch for FDTD.

그림 2. 원형편파 마이크로스트립 안테나의 FDTD 계산영역 분할.
Fig. 2. The computational domain of a circularly polarized microstrip antenna patch for FDTD.

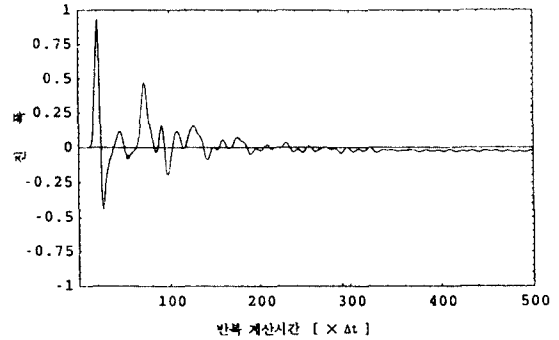


그림 3. 반복 계산시간에 따른 전압파형.

Fig. 3. The voltage waveform depending on iterated calculation time. (at feed point ($x = 15\Delta x$) of microstrip antenna)

였다.

여기서, 안테나의 반사계수 Γ 와 입력임피던스 Z_{in} 의 관계는

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (1)$$

Z_0 : 정규화 임피던스 50Ω

이므로 주파수에 따른 급전점 임피던스의 변화는 그림 (5)와 같이 구해져, 공진주파수는 11.8144GHz, 입력 임피던스는 110Ω 임을 알 수 있었다.

공진주파수에서의 급전점 임피던스와 정합용 $\lambda/4$ 변환기의 특성임피던스 Z_m 은

$$Z_m = \sqrt{Z_0 \times Z_{in}} \quad (2)$$

이므로 $\lambda/4$ 변환기의 특성임피던스 및 길이, 폭은 각각 74.5Ω , 4.467 mm , 0.745 mm 로 계산되었다.

안테나의 공진주파수와 급전점 임피던스가 구해진 다음에 기존의 FDTD 방법으로는 해결하기 어려웠던 안테나의 복사 및 편파특성을 해석하기 위해 연속 정현파를 여기함으로써 시뮬레이션할 수 있었다.

그림 (4)에서 구해진 공진주파수의 연속 정현파를 입력에 여기시키고 정현파의 초기 과도현상이 안정화되는 약 15 주기 이상의 시간(약 $1200\Delta t$)이 경과한 후에 patch 표면에서 1 주기동안 변화하는 전자계의 최대값을 계산한 결과, 전형적인 원형편파 마이크

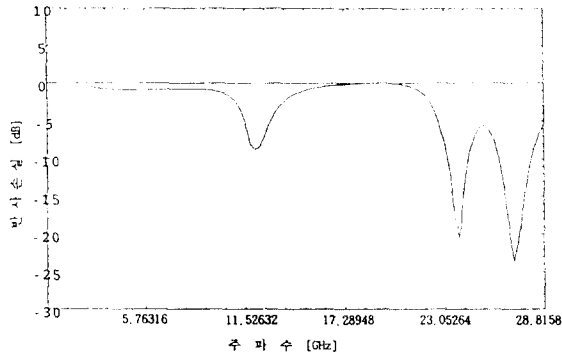
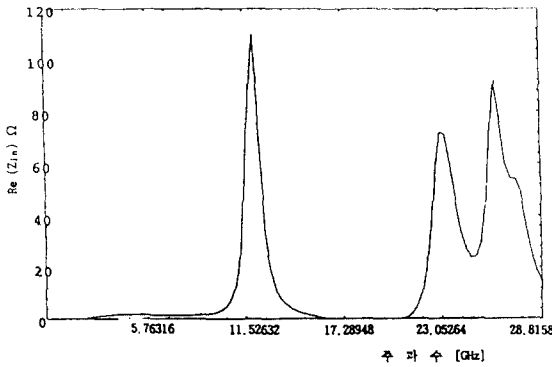


그림 4. 원형편과 마이크로스트립 안테나의 급전점 F에서의 반사손실.

Fig. 4. The return loss of a circularly polarized micro strip antenna at excitation point F.



(a) $Re(Z_{in})$.

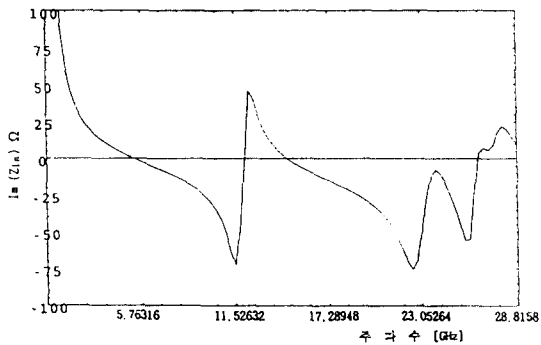
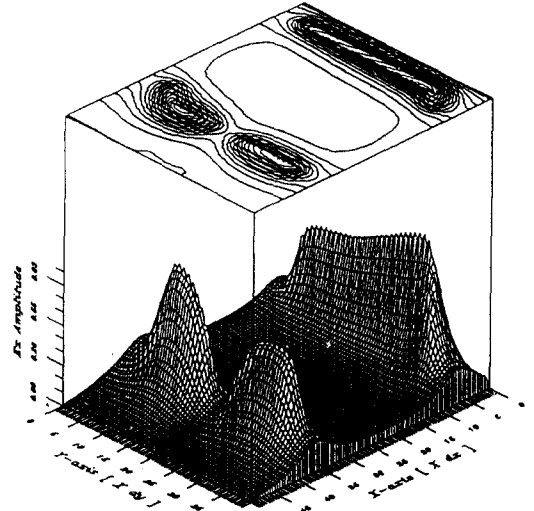


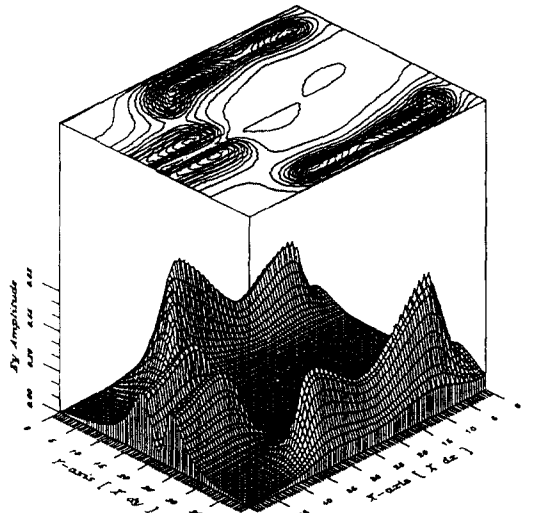
그림 5. 원형편과 마이크로스트립 안테나 급전점 F에서의 입력임피던스.

Fig. 5. Input impedance of a circularly polarized micro strip antenna at excitation point F.

(a) $Re(Z_{in})$. (b) $Im(Z_{in})$.



(a) E_x 성분



(b) E_y 성분

그림 6. patch 표면에서의 전자기 분포

Fig. 6. The field distribution on the patch surface.

로스트립 안테나의 복사 특성을 시각적으로 확인할 수 있었다.

그림(6)에는 1500 Δt 동안 11.8144 GHz 공진주파수의 연속 정현파를 여기시키고 FDTD를 수행하여 patch 표면에서 인은 1 주기 동안의 E_x , E_y 의 전계 분포를 도시한 것으로 마이크로스트립 패치의 4개 변이 슬롯 안테나로 동작함을 보이고 있다.

이상의 설계 결과를 $\epsilon_r = 2.52$, $h = 0.508$ mm, $t = 0.016$ mm, $\tan \delta = 0.003$ 인 Teflon fiber glass 기판을 사용하여 사진 감광법으로 제작하였으며, 직결합 급전방식으로 설계하여 제작한 안테나 구조의 음화 필름을 그림(7)에 보였다.

설계된 원형편파 마이크로스트립 안테나를 Wiltron 360 Network Analyzer로 반사손실과 입력 임피던스를 측정하여 그림(8)과 같이 11.6 GHz 부터 12.1 GHz 까지 4.22%의 대역폭에서 VSWR 2 이하의 양호한 결과를 얻었다.

그림(8)에서 측정된 정확한 공진주파수는 11.72 GHz이고 S_{11} 은 약 -15 dB였으며, 그림(4)의 이론적 계산치는 11.8144 GHz에서 약 -10 dB로 94.4 MHz와 5 dB의 차이가 있다.

이것은 FDTD 계산의 반복횟수가 적을때 발생하는 수치상의 에러 때문이며, 반복계산 횟수를 약 30,000 번 이상하게 되면 더욱 일치된 결과를 얻을 수 있을 것으로 생각된다.



그림 7. 제작된 안테나의 음화 필름.
Fig. 7. The fabricated antenna.

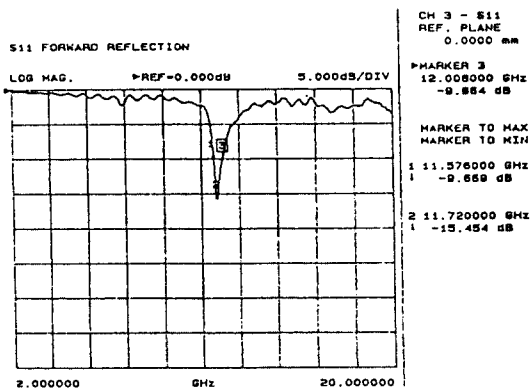


그림 8. 원형편파 마이크로스트립 안테나의 반사손실 측정값.
Fig. 8. The measured return loss of circularly polarized microstrip antennas.

III. 증폭/스위칭 회로부의 설계

편파변별을 위한 스위칭 기능으로 이상적인 것은 ON, OFF·시의 임피던스 변환이 매우 큰 변화를 갖는 소자를 사용함으로써 안테나 급전점에 연결된 스위칭 소자의 임피던스가 정함(ON 시)이나 개방(OFF 시)로 보이도록 하는 것이다.

GaAs MESFET는 단방향성 특성을 갖기때문에 drain 출력단의 임피던스 변화가 gate 입력단에 큰 영향을 미치지 않는다는 특성이 있다.

즉, GaAs MESFET의 gate bias를 -0.2V로 ON 전환하였을 때는 입력신호를 증폭하고, -0.5V로 OFF 전환하였을 때는 gate 단 입력 임피던스를 단락 상태에 가깝게 만들어 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스, 공진 주파수, 복사 패턴 등의 전기적 특성에 큰 영향을 미치지 않는 장점이 있다.

GaAs MESFET의 S parameter 특성은 잘 알려져 있고, 특히 8-12 dB 정도의 이득도 얻을 수 있기 때문에 GaAs MESFET를 스위칭 회로로 사용함과 동시에 증폭기로 사용할 수 있어, 반사판과 도파관을 저잡음 증폭기에 급전시켜 사용하는 기존의 방법보다 선로 길이가 단축되어 손실의 저하와 잡음 지수가 개선되고 소형화할 수 있다는 장점이 있다.

이와같은 이론을 바탕으로 Mitsubishi 사의 GaAs MESFET MGF 1305A를 사용하여 설계한 회로를 그림(9)에 보였으며 그림(10)과 같이 Super-Compact으로 시뮬레이션한 결과, 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수 11.813 GHz와 거의 일치함을 확인하였다.

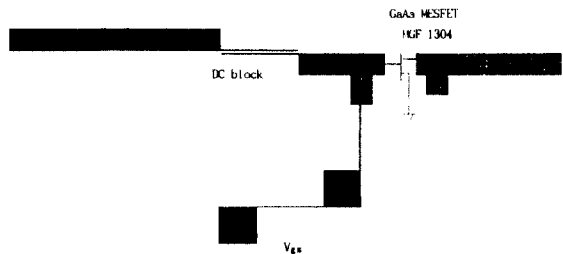


그림 9. 설계된 증폭기 회로.
Fig. 9. The circuit of the designed amplifier.

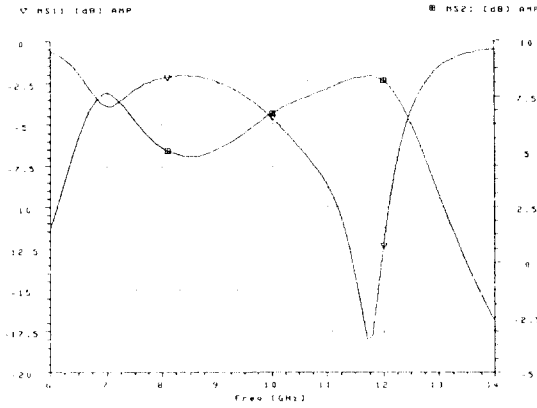


그림 10. 증폭기의 시뮬레이션 결과.
Fig. 10. The results of amplifier simulation.

설계된 증폭기 회로를 스위칭 회로 사용하기 위해 ON, OFF 특성을 Network Analyzer HP-8722A로 측정하였다.

그림(11)에는 gate bias를 -0.2V (ON 상태)로 하여 S_{11} 과 S_{21} 특성을 시뮬레이션 결과와 비교하여 보였으며, 그림(12)에는 gate bias를 -0.5V (OFF 상태)로 하여 S_{11} 과 S_{21} 특성을 보였다.

11.81 GHz에서 ON, OFF 시의 측정 결과는 3E(1)과 같이 나타나 스위칭 회로로 양호한 특성을 얻을 수 있었다.

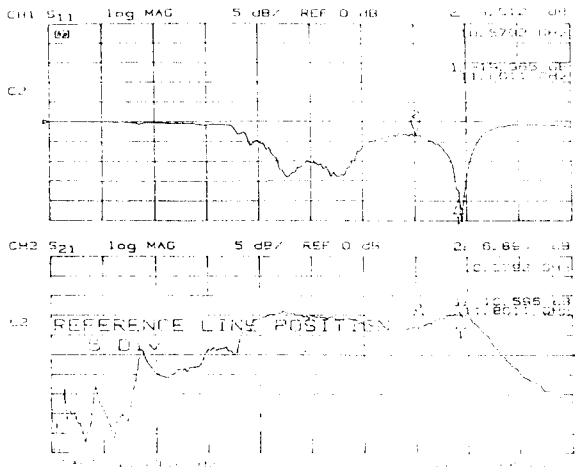


그림 11. ON 상태의 S_{11} 과 S_{21} 특성.
Fig. 11. S_{11} and S_{21} at ON state.

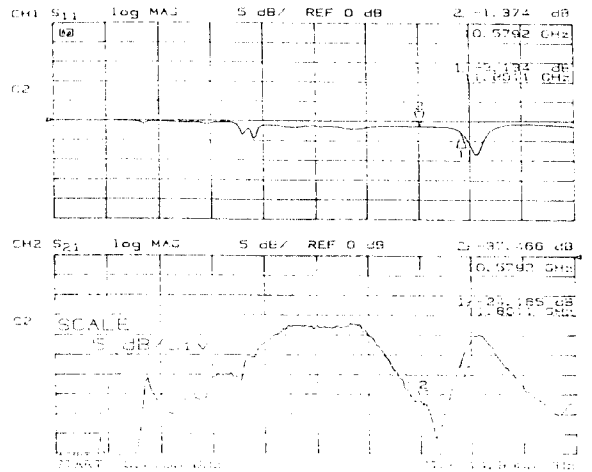


그림 12. OFF 상태에서 측정된 S_{11} 과 S_{21} 특성.
Fig. 12. S_{11} and S_{21} at OFF state.

표 1. ON, OFF 상태의 반사손실과 이득 비교 (11.81 GHz에서)

Table 1. The return loss and gain at ON and OFF state.

상 태	ON	OFF
반사계수 (S_{11})	-25 dB	-3 dB
이 득 (S_{21})	+10.6 dB	-24 dB

IV. 이중편파 특성의 마이크로스트립 안테나 제작 및 결과

제 II장에서 설계한 모서리가 절단된 마이크로스트립 안테나 패치에 RHCP와 LHCP를 수신할 수 있는 급전점을 설정하고 이급전점에 제 III장에서 설계한 증폭기 겸 스위칭 회로를 그림(13)과 같이 결합하여 제작하였다.

여기서 좌수와 우수 원형편파 수신단 사이의 gate bias를 독립시키면서 동시에 대역통과 특성을 얻기 위해 DC block을 삽입하였다.

또한 안테나의 급전 선로가 하나인 경우에 비해 급전 선로가 두개인 경우, 한쪽단이 OFF 상태 (gate 단을 바라본 입력 임피던스가 근사적으로 단락 상태)로 되었을 때 반대편 ON 수신단에서의 공진 주파수와 입력 임피던스 편이를 확인하기 위해 각각의 경우에 대한 반사손실을 측정하여 비교한 결과, 11.81 GHz

에서 각각 -9.228 dB와 -8.229 dB로 나타나 큰 차이가 없음을 알 수 있었다.

전파 무반사실에서 Sweep Oscillator HP8350B와 Spectrum analyzer HP8593A 및 Antenna Pattern Recorder System을 이용하여 안테나의 이득 및 복사패턴과 축비를 측정한 결과, 11.813 GHz에서 주빔 방향에서 16.6 dB의 이득을 얻을 수 있었다.

방위각이 0° 일때 양각을 변화시키며 수평과 수직 전계 성분인 E_θ 와 E_ϕ 복사패턴을 축비가 양호하게 나타나는 11.813 GHz에서 측정하여 그림(14)에 보였으며, 그림(15)에는 방위각이 90° 일때 양각을 변화시키며 수평과 수직 전계 성분인 E_θ 와 E_ϕ 복사패턴을 축비가 양호하게 나타나는 11.813 GHz에서 측정하였다.

측정 결과를 참고문헌 [4]에서의 계산 및 측정 결과와 비교하였을 때, 주빔 방향에서 양호하게 일치하였으며, 수평편파와 수직편파의 차가 3 dB 이하로 양호한 원형편파 특성이 나타나는 각도가 약 30° 인 축비가 나타났다.

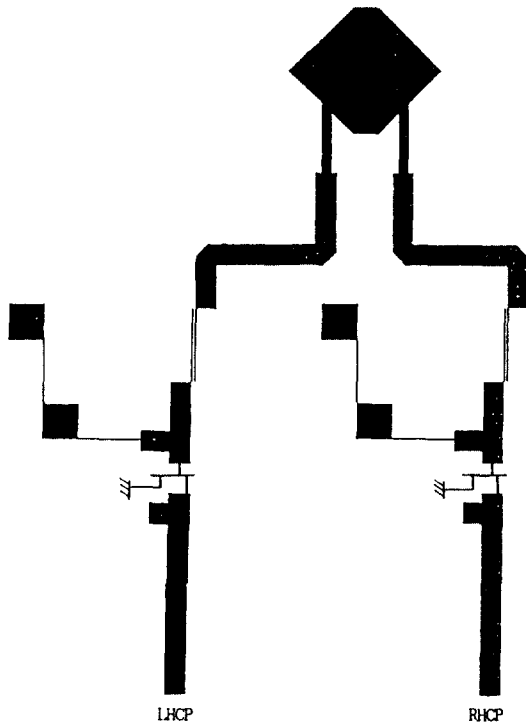
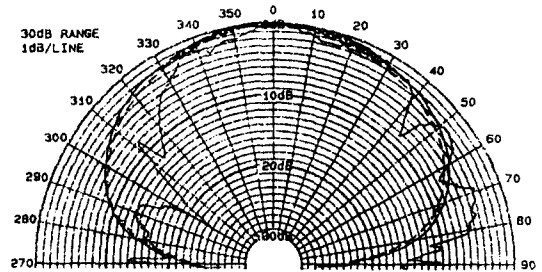
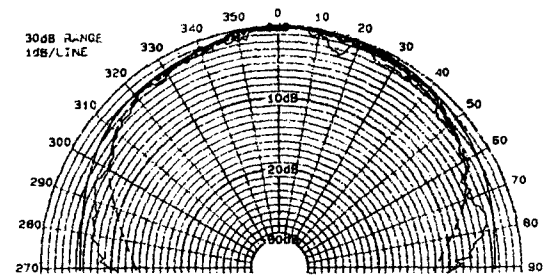


그림 13. 제작된 이중편파 특성의 마이크로스트립 안테나.
Fig. 13. The fabricated microstrip antenna with dual-polarization.

— : 측정 결과, ... : 참고문헌 [4] 계산결과, — : 참고문헌 [4] 측정결과



(a) radiation pattern of E_θ .

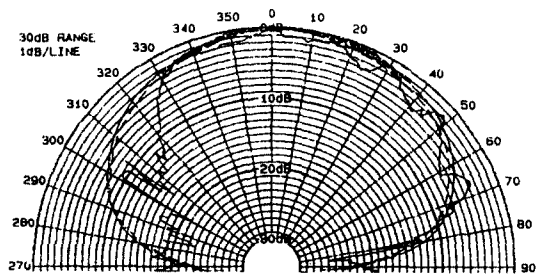


(b) radiation pattern of E_ϕ .

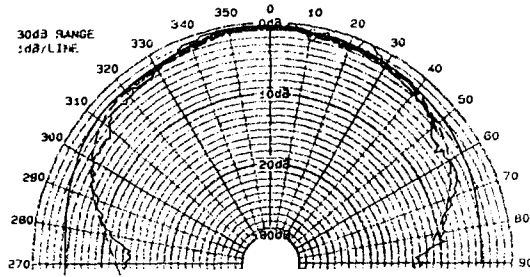
그림 14. 양각 변화에 따른 복사패턴의 측정값. (방위각 0° 일때)

Fig. 14. The measured radiation pattern vs. the elevation, (when azimuth = 0°)

— : 측정 결과, ... : 참고문헌 [4] 계산결과, — : 참고문헌 [4] 측정결과



(a) radiation pattern of E_θ .



(b) radiation pattern of E_{θ} .

그림 15. 양각 변화에 따른 복사패턴의 측정값. (방위각 90° 일때)

Fig. 15. The measured radiation pattern vs. the elevation. (when azimuth = 90°)

V. 결 론

Ku-band 위성방송 주파수 대역에서의 원형편파 특성을 갖는 평면형 마이크로스트립 안테나를 실현하기 위해 정사각형 패치 구조를 변형시킨 기준의 설계에 대해 FDTD 방법을 적용하여 안테나의 제반 파라미터들을 정확하게 해석할 수 있는 과정을 통해 계산 결과와 측정 결과를 비교하여 그 타당성을 입증하였다.

또한 마이크로스트립 안테나를 이중 원형편파 변별에 이용하기 위해 마이크로스트립 안테나를 이중 급전시키고 각 급전점에 GaAs MESFET 증폭기를 직결합시켜 스위칭회로로 사용하는 방법을 제안하여 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

측정 결과, 공진 주파수 11.813 GHz에서 3 dB 이하의 축비를 얻을 수 있는 빔폭은 약 30°, 대역폭은 2%가 구해졌으며, 증폭기를 포함한 안테나 시스템의 전체 이득은 16.6 dB가 얻어졌다.

본 연구 결과는 앞으로 위성방송 수신이 가능한 약 30 dB의 안테나 이득과 약 15%의 대역폭, 2°~5°의 빔폭을 얻을 수 있는 배열 안테나로의 계속적인 연구에 활용 가능할 것이다.

참 고 문 헌

1. J. Breeds, "The satellite handbook," Cricklade England, Swift Television Pub., 1991.

2. X. Yiwei, J. Renpei, and L. Shigen, "Microwave ferrite dual-mode polarization technology," IEEE Microwave Theory and Tech. Symp. Digest 1987, pp.415-418, 1987.

3. Y. T. Lo, and W. F. Richards, "Perturbation approach to design circularly polarized microstrip antennas," Electronics Letters, Vol.17, No.4, pp.383-385, Apr. 1981.

4. P. C. Sharma, and K. Gupta, "Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antennas," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.AP-31, No.6, pp.949-955, Nov. 1983.

5. K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," IEEE Trans. on Antennas and Prop., Vol.AP-14, No.3, pp.302-307, May 1966.

6. A. Reineix, and B. Jecko, "Analysis of Microstrip Path Antennas Using Finite Difference Time Domain Method," IEEE Trans. on Antennas and Prop., Vol.AP-37, No.11, pp.1361-1369, Nov. 1989.

7. C. Wu, K. Wu, Z. Q. Bi, and J. Litva, "Accurate Characterization of Planar Printed Antennas Using Finite-Difference Time-Domain Method," IEEE Trans. on Antennas and Prop., Vol.AP-40, No.5, pp.526-534, May 1992.

8. D. H. Schaubert, F. G. Farrar, A. Sindoris, and S. T. Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity," IEEE Trans. on Antennas and Prop., Vol.AP-29, No.1, pp.118-123, January 1981.

9. M. Haneishi, and S. Yoshida, "A design method of circularly polarized rectangular microstrip antenna by one-point feed," Electronics and Commun. in Japan, Vol.64-B, No.4, pp.46-54, Apr. 1981.

10. W. J. R. Hofer, "Time domain electromagnetic simulation for microwave CAD applications," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-40, No.7, pp.1517-1527, July 1992.

11. S. Koike, N. Yoshida, and I. Fukai, "Transient analysis of microstrip line on anisotropic substrate in three-dimensional space," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-36, No.1, pp.34-43, Jan. 1988.
12. T. Shibata, T. Hyashi, and T. Kimura, "Analysis of microstrip circuits using three-dimensional full-wave electromagnetic field analysis in the time domain," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.36, No.6, pp. 1064-1070, Jun. 1988.
13. S. Akhtarzad, and P. B. Jones, "Solution of Maxwell's equations in three space dimensions and time by the t.l.m. method of numerical analysis," IEE Proc., pt. H, Vol.122, No.12, pp.1344-1348, Dec. 1975.
14. X. Zhang, J. Fang, K. K. Mei, and Y. Liu, "Calculations of the Dispersive Characteristics of Microstrips by the Time-Domain Finite Difference Method," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.36, No.2, pp.263-267, Feb. 1988.
15. G. Liang, Y. Lin, and K. K. Mei, "Full-Wave Analysis of Coplanar Waveguide and Slotline Using the Time-Domain Finite-Difference Method," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-37, No.12, pp.1949-1957, Dec. 1989.

본 논문은 체신부 한국전기통신공사의 후원으로 이루어졌습니다.

林 桂 在 (Gye Jae Lim)

정회원

1959년 5월 16일생

1983년 2월 : 동국대학교 전자공학과 졸업

1988년 8월 : 동국대학교 전자공학과 석사

1993년 2월 : 동국대학교 전자공학과 박사

1991년 3월 ~ 1994년 2월 : 유한전문대학 전자과 조교수

1994년 3월 ~ 현재 : 관동대학교 전자공학과 조교수

尹 賢 普 (Hyun Bo Yoon)

정회원

1942년 1월 5일생

제 18권 제 4호 참조

현재 : 동국대학교 공과대학 전자공학과 교수