

논문 2009-46TC-2-16

좌선회, 우선회 원편파 모두 수신 가능한 차량용 도파관 슬롯 배열 안테나

(Slotted array in-motion antenna for receiving both RHCP and LHCP
using a single layer film)

손 광 섭*, 박 찬 구**

(Kwang-Seop Son and Chan-Gu Park)

요 약

본 논문에서는 차량용 위성 안테나에 적합한 평판형 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계 제작 하였다. 제안된 안테나는 마이크로 스트립 패치 배열 안테나의 유전체 손실 및 급전 라인의 손실을 대체하고자 조립하기에 간단한 3층 구조의 급전 도파관을 이용하여 고이득의 안테나를 구현하였다. 또한 얇은 단일 필름을 이용한 편파기를 사용하여 위성에서 송신한 RHCP(Right Handed Circular Polarization), LHCP(Left Handed Circular Polarization)를 기계적으로 모두 수신 가능하도록 설계 제작하였다. 제작된 4X8 배열 안테나의 이득은 27.5dB, 8X16 배열 안테나의 이득은 32dB이다.

Abstract

In this paper, The planar waveguide slotted antenna is presented for a satellite communication of vehicles. In stead of the microstrip patch array antenna having a dielectric loss and a feeding loss, the proposed antenna has the 3-layered waveguide feeding network structure for assembling easily. Also this antenna can receive mechanically both RHCP and LHCP transmitted from a satellite using a polarizer made from a thin single layer film. The Gain of the proposed 4X8 array antenna is 27.5dB and the gain of 8X16 array antenna is 32dB.

Keywords : Waveguide antenna, LHCP, RHCP, Polarizer

I. 서 론

위성을 이용한 통신, 방송 시스템에 사용되는 수신용 안테나는 일반적으로 파라볼라 형태를 가지는 반사형 안테나가 많이 사용되어 왔다. 이와 같은 형태는 단순한 구조와 높은 방사 효율을 가지지만, 비싼 가격과 큰 크기, 무거운 무게 등으로 인하여 이동용이나 휴대용으로 사용하기에는 어려움이 많았다.

그래서 평판형 안테나가 많이 개발되어 왔으며, 이

중에서도 높은 주파수에서도 손실이 적은 유전체 재료가 개발된 후 마이크로 스트립 패치 배열 안테나가 실용화 되어 위와 같은 반사형 안테나의 단점을 보완하고 있다. 하지만 마이크로 스트립 패치 배열 안테나는 고이득이 요구될 시, 방사소자의 양이 급격히 많아져 유전체 손실과 도체 손실 때문에 오히려 반사형 안테나보다 특성이 더 나빠지게 되고 또한 유전체 기판의 가격이 높아서 상용화의 한계를 가지고 있다.^[1]

이러한 문제점을 해결하기 위해서 급전라인의 손실이 거의 없는 급전 도파관을 이용한 슬롯 배열 안테나에 대한 연구가 활발히 이루어졌다.^[2]

대부분의 슬롯 도파관 배열 안테나는 선형편파를 수신하기 위한 안테나이지만, 원형편파도 얻을 수 있는데,

* 정희원, 한국원자력연구원
(Korea Atomic Energy Research Institute)

** 정희원, (주)위월드
(Wiworld co.,ltd)

접수일자: 2008년10월24일, 수정완료일: 2009년2월17일

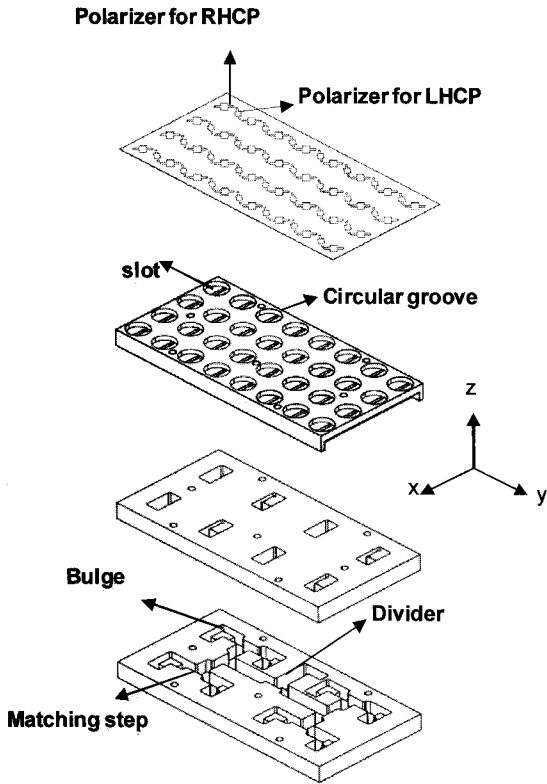


그림 1. 제안된 안테나의 구조
Fig. 1. The structure of proposed antenna.

흔히 사용되는 방법이 기생성분을 이용하여 원편파를 얻는 방법이다. 이러한 기생성분으로서 다이폴^[3~5]을 이용한 방법과 미앤다 라인^[6~8]을 이용한 방법이 있다. 다이폴을 이용한 방법은 축비 대역폭이 협대역이라는 단점이 있고, 미앤다 라인은 축비 대역폭이 광대역이지만, 여러 개의 층으로 이루어진 필름을 이용해야 한다는 단점이 있다, 또한 위에서 언급한 두 방법이 원편파 중 RHCP(Right Handed Circular Polarization), LHCP (Left Handed Circular Polarization) 중 하나의 편파만을 수신할 수 있다는 단점이 있다.

본 본문에서는 얇은 단일 필름을 이용하여 위성 주파수 대역인 11.7~12.7GHz에서 3dB 축비 대역폭이 5%인 비교적 넓은 대역폭을 갖고, RHCP, LHCP를 모두 수신할 수 있는 고효율의 안테나를 그림.1과 같이 설계하였다. 편파기는 RHCP, LHCP를 모두 수신할 수 있도록 슬롯 1개당 2개의 편파기가 배치되어 있고, 이를 모터 이용해 편파기가 인쇄된 얇은 필름을 좌우로 움직이면서 LHCP, RHCP를 수신 가능하도록 설계하였다. 상판은 수평편파가 방사되는 슬롯과, 각 슬롯간의 Coupling 및 방사효율을 좋게 하기 위해 슬롯 주위에 원형 그루브가 형성되어 있고, 급전라인을 간단하게 하

기 위해 4개의 슬롯당 1개의 캐비티가 슬롯들 아래 장착되어 있다. 중판과 하판은 WR-75의 표준 도파관 규격으로 급전 라인을 형성하고 있고, 각 슬롯마다 동일 위상과 크기를 갖는 신호가 방사되도록 신호를 나눠주는 divider 및 이를 위한 Matching Step 과 신호의 손실 없는 방향 전환을 위한 Bulge가 구성되어 있다.

II. 본 론

1. 급전구조의 설계

그림 2는 WR-75 도파관으로 급전을 위해 사용한 T-junction 분배기 및 신호의 방향 전환을 위한 구조이다. Junction 및 방향 전환 부분에서 생기는 기생 리액턴스 성분을 제거하기 위해서 Matching step 및 bulge를 이용하여 전송 계수를 나타내는 S21, S31이 -3dB가 되도록 CST사의 MWS EM simulator^[9]를 이용하여 튜닝하였다.

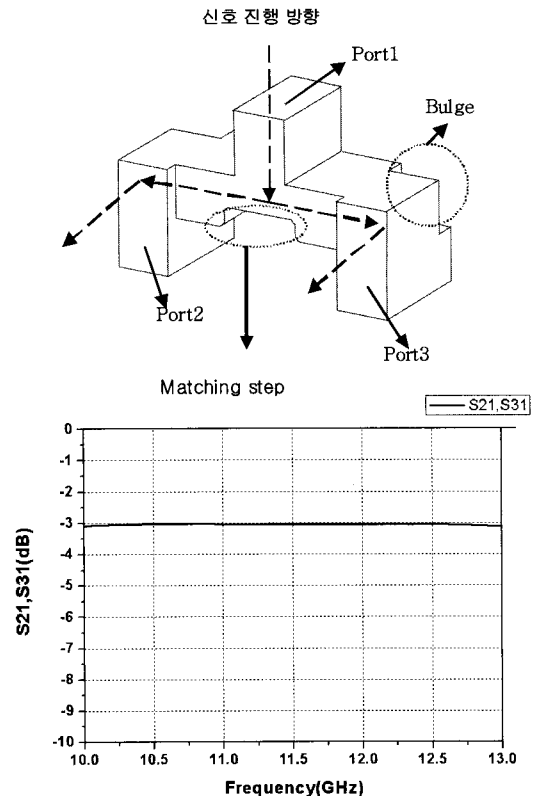


그림 2. Divider 구조 및 시뮬레이션 된 S21, S31
Fig. 2. The structure of divider and the simulated S21, S31.

2. 편파기의 분석과 설계 가. 이론적 배경

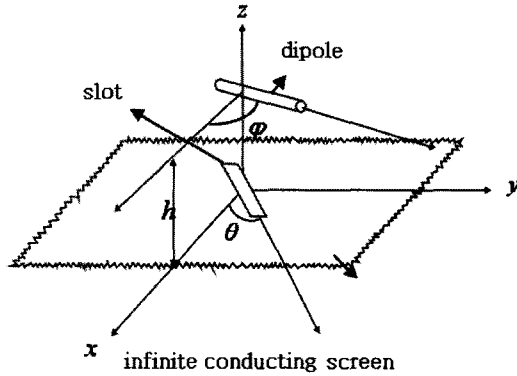


그림 3. 무한 도체 위의 슬롯과 다이폴

Fig. 3. The dipole and slot in the infinite conducting screen.

slot으로부터 일정거리 떨어진 지점에 다이폴과 같은 도체를 두면 far-field에서 원편파를 얻을 수 있다는 사실은 많이 연구되어왔다.^[3~5]

그림. 3에서 $z < 0$ 인 영역에서 입사파가 정해진다면, $z=0$ 에서 slot 경계면에 대해 H-field이 접선성분이 연속이고, $z=h$ 에서 dipole에 대해 E-field의 접선성분이 0임을 이용하여 slot에서의 magnetic current와 dipole에 유기된 electric current를 구할 수 있다.

유도된 각 current로부터 far-field영역에서 E-field를 구할 수 있는데, 논의를 간단히 하기 위해 그림 3과 같이 무한 도체 평면 위에 slot과 평행하게 dipole이 있다고 가정하자.

Slot의 magnetic current로부터 방사되는 E-field를 RHCP와 LHCP로 분류하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_s &= -\mathbf{x} \sin \theta + \mathbf{y} \cos \theta \\ &= \frac{j}{\sqrt{2}} \left[\left(\mathbf{x} \frac{1}{\sqrt{2}} - j\mathbf{y} \frac{1}{\sqrt{2}} \right) (\cos \theta + j \sin \theta) \right. \\ &\quad \left. - \left(\mathbf{x} \frac{1}{\sqrt{2}} + j\mathbf{y} \frac{1}{\sqrt{2}} \right) (\cos \theta - j \sin \theta) \right] \\ &= j \frac{\mathbf{C}_R e^{j\theta} - \mathbf{C}_L e^{-j\theta}}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (1)$$

같은 방법으로 dipole의 electric current으로부터 방사되는 E-field도 RHCP와 LHCP로 나누어 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_D &= (\mathbf{a}_x \cos \varphi + \mathbf{a}_y \sin \varphi) (2j \sin kh) \mathbf{A}_D \\ &= \sqrt{2} j \mathbf{A}_D \sin kh (\mathbf{C}_R e^{j\varphi} + \mathbf{C}_L e^{-j\varphi}) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\mathbf{A}_D = a_D(l, h) \sin(\varphi - \theta) \quad (l = \text{dipole length}) \quad (3)$$

여기서 k : 전파상수, \mathbf{A}_D 는 dipole에 유기된 electric current의 Complex Amplitude로 $l, h, \varphi - \theta$ 로 이루어진 함수이다.

Far-field 영역에서 E-field를 RHCP와 LHCP로 분류하면 다음과 같다.

$$\mathbf{E}_{\text{RHCP}}^{\text{Total}} = j \frac{e^{j\theta}}{\sqrt{2}} + \sqrt{2} j \mathbf{A}_D \sin kh e^{j\varphi} \quad (4)$$

$$\mathbf{E}_{\text{LHCP}}^{\text{Total}} = -j \frac{e^{-j\theta}}{\sqrt{2}} + \sqrt{2} j \mathbf{A}_D \sin kh e^{-j\varphi} \quad (5)$$

따라서 dipole의 길이= l , dipole과 slot사이의 간격= h , dipole과 slot이 이루는 각도= $\varphi - \theta$ 를 조절하면 RHCP나 LHCP성분만을 얻을 수 있다.

Dipole과 slot의 coupling coefficient는 sine함수이다. 따라서 dipole과 slot이 평행하면 dipole에 electric current이 유기되지 않아 $\theta=0$ 일 경우, y 축방향의 직선 편파만 발생하고, 서로 직각이면 electric current이 최대로 유기되지만, 마찬가지로 y 축방향의 직선 편파만 발생시킨다, 따라서 far-field 영역에서 원편파가 발생되기 위해서는 slot과dipole이 적절하게 coupling이 일어나야 한다. 본 논문에서는 $\theta=0^\circ$, $\varphi=45^\circ$ 로 하여 각 파라미터는 CST사의 MWS EM simulator를 이용하였다.^[9]

나. RHCP 편파기의 분석 및 설계

그림. 4는 하나의 캐비티에 대한 안테나 구조이다. 캐비티는 표준 도파관 규격 WR-75로 급전되고, 각 슬롯간의 coupling을 방지하기 위해 slot주위에 원형 그루브(circular groove)를 형성하였다. 위성 주파수 대역인 11.7GHz~12.75GHz에 대역폭을 맞추기 위해 시뮬레이션을 통해 캐비티 및 slot의 크기를 표. 1과 같이 튜닝하였다. (중심 주파수=12.2GHz)

위 파라미터 값을 토대로 Axial ratio bandwidth, Impedance bandwidth가 위성주파수 대역을 만족시키기 위해서 편파기와 연관된 파라미터인 pw, mw, ml, pl과 원형 그루브와 연관된 파라미터 gh, gr를 변화시키면서 최적의 값을 찾았다.

시뮬레이션 결과 pl, pw가 커질수록 polarizer의 유기된 electric current의 path가 길어져 resonance point가

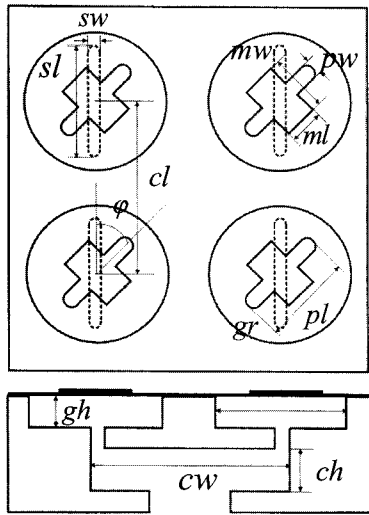


그림 4. 편파기 및 캐비티의 설계 파라미터
 Fig. 4. The design parameter of the polarizer and the cavity.

표 1. 슬롯과 캐비티에 대한 설계 파라미터 값
 Table 1. The value of parameter for the slot and cavity.

캐비티	
cw=cl	0.943λ
ch	0.207λ
슬롯	
sw	0.077λ
sl	0.545λ

저주파 쪽으로 이동되고, Axial ratio도 optimum point가 저주파 쪽으로 이동된다. 안테나의 Impedance matching과 Axial ratio에 영향을 미치는 정도가 파라미터 mw보다는 ml이 더 많은 영향을 주고, 원형 그루브의 반지름인 gr보다는 편파기와 슬롯의 간격인 gh의 변화가 Return loss, Axial ratio에 많은 영향을 준다는 사실을 알 수 있었다.

전체적으로 안테나의 Return loss 및 Axial ratio에 가장 큰 영향을 미치는 Parameter는 Polarizer의 길이인 pl과 Polarizer와 slot과의 간격인 gh이다. 이들 값을 어느 정도 최적화 하여, 나머지 parameter들을 변화시키면서 전체적인 Return loss, Axial ratio를 최적화 하였다

그림. 5는 gh=0.142λ, gr= gr=0.61λ, mw=0.264λ, ml=0.163λ, pw=0.077λ 일 때, pl과 gh에 따른 Axial ratio(f=12.2GHz)를 보여주는 그래프이다.

그림.5로부터 위성 밴드의 중심 주파수 12.2GHz의 Axial ratio가 1dB이내의 값을 갖기 위해서는 10.6≥pl ≥10.2, 3.9≥gh≥3.4 의 범위에 있어야 한다.

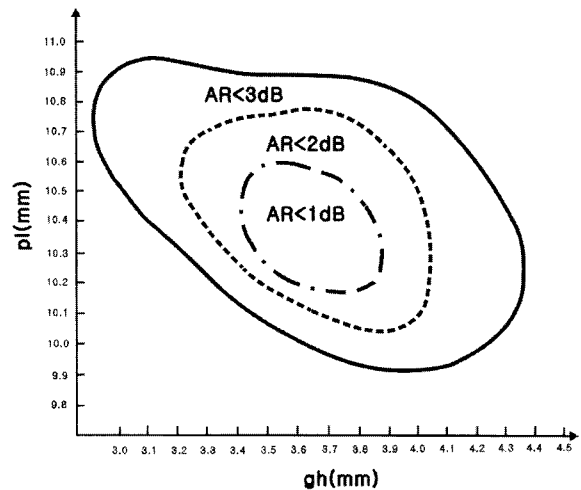


그림 5. gh, pl 변화에 따라 시뮬레이션된 축비(AR)
 Fig. 5. The simulated axial ratio according to the variation of gh, pl.

표 2. 편파기 및 안테나 상판의 설계 파라미터 값
 Table 2. The optimized value of design parameter for the polarizer, the top layer of antenna.

Polarizer	
pl	0.427λ
pw	0.077λ
ml	0.163λ
mw	0.264λ
Top layer of antenna	
gr	0.61λ
gh	0.142λ

위 결과를 토대로 표.2와 같은 최적의 파라미터 값을 얻을 수 있었다.

다. RHCP+LHCP 편파기의 설계

RHCP의 편파기를 90도 회전시키면 LHCP 편파기가 된다. 이를 이용하여 그림. 5와 같이 원형 그루브 사이에 LHCP 편파기를 넣음으로써 하나의 안테나로 RHCP, LHCP 모두 수신할 수 있는 구조를 설계하였다.

그림. 6은 RHCP 수신 모드이다. 만약 LHCP 수신 모드가 되기 위해서는 단일 필름이 왼쪽으로 적당거리 이동해야 한다. 이를 구현하기 위해 DC motor를 이용하여 필름을 좌우로 움직일 수 있게 하였다.

그림. 7~그림. 8은 하나의 캐비티에 대해, EM simulator^[9]를 이용하여 LHCP 편파기와 RHCP+LHCP 편파기의 Return loss, Axial ratio, Peak gain을 비교한 그래프들이다.

그림. 7~그림. 8를 통해서 전반적으로 RHCP, LHCP

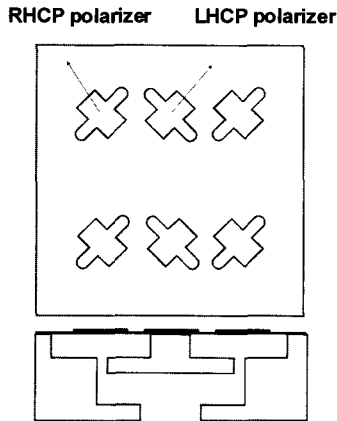


그림 6. RHCP, LHCP 모두 수신 가능한 안테나 구조
 Fig. 6. The structure of antenna that can receive both RHCP and LHCP.

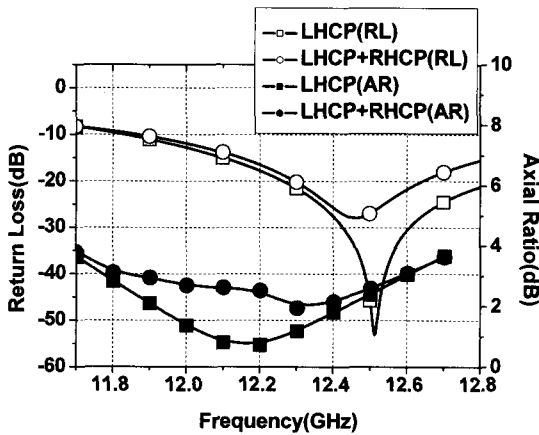


그림 7. 하나의 캐비티에 대해 시뮬레이션 된 반사계수 및 축비
 Fig. 7. The simulated Return Loss and Axial Ratio for one cavity.

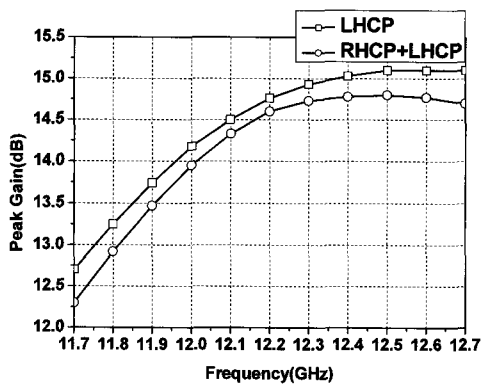


그림 8. 하나의 캐비티에 대해 시뮬레이션 된 Peak gain
 Fig. 8. The simulated peak gain for one cavity.

겸용 안테나의 성능이 떨어짐을 알 수 있는데, 이는 원형 그루브들 사이에 있는 LHCP 편파기와 각 slot위에 존재하는 RHCP 편파기 상호간의 coupling이 일어나 안테나의 전반적인 성능을 약간 저하시켰다.

III. 제작 및 측정결과

1. LHCP, RHCP+LHCP 안테나 (배열개수=4X16)
 그림. 9~그림 11까지 4X8 LHCP 수신용 안테나와, RHCP+LHCP 수신용 안테나의 측정 결과이다.
 위성 주파수 대역 내 10dB 임피던스 대역폭을 만족

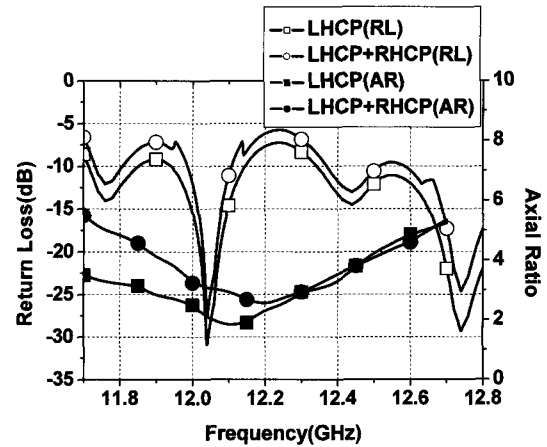


그림 9. LHCP 와 LHCP+RHCP 수신용 4X8 안테나의 반사계수 및 축비
 Fig. 9. The measured Return Loss and Axial Ratio of the 4X8 antenna for both LHCP and RHCP and only LHCP.

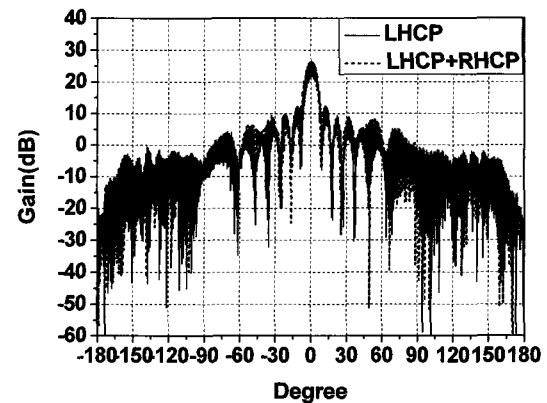


그림 10. LHCP 와 LHCP+RHCP 수신용 4X8 안테나의 y-z 방향으로의 방사패턴 @12.3GHz
 Fig. 10. The measured radiation pattern of the 4X8 antenna for both LHCP and RHCP and only LHCP @ y-z direction 12.3GHz.

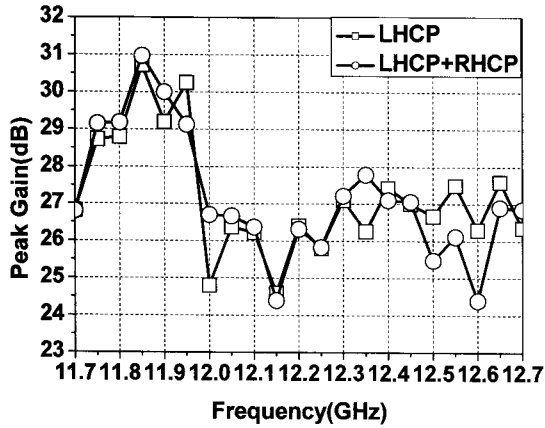


그림 11. 4X8 안테나의 Peak gain 측정 결과
Fig. 11. The measured peak gain of the 4X8 antenna.

함을 알 수 있고, 3dB 축비 대역폭은 11.8~12.4GHz로 축비 대역폭 비율은 5%로 시뮬레이션 결과보다 2%정도 좁다. 그리고 안테나의 이득은 주파수 대역 내에서 평균적으로 27.5dBi정도 됨을 알 수 있다.

그림 14는 4X8 LHCP 안테나를 맑은 날 한국에서 측정된 C/N이다. 측정된 C/N으로부터 이 안테나의 Gain을 간접적으로 측정할 수 있다. 위성은 KORSAT3 이고 이 위성의 제원은 표. 3과 같다

위성 방송 수신인 경우 Friis 전달 공식으로부터 안테나의 이득은 다음과 같이 구해진다.

$$C/N = EIRP \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \frac{G_A}{T_e} G_{LNA} \frac{1}{k} \quad (6)$$

$$= EIRP \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_A G_{LNB} \frac{B}{N}$$

여기서 G_A =Antenna gain, G_{LNA} =LNB gain, k =Boltzmann's constant, B =Bandwidth, N =Noise power, N_0 = Noise power spectral density, T_e =Equivalent noise temperature를 의미한다.

위 식에서 $R=35789$ km, $f=11.8$ GHz, B (방송용인 경우)=191MHz, $G_{LNA}=55$ dB, 그림. 12를 참조하여 안테나

표 3. KORSAT3 제원
Table 3. The specification of the KORSAT3.

	통신용		방송용
	Ku band	Ka band	
중계기수	24	3	6
대역폭(MHz)	36	200	27
EIRP	50	55	59.4

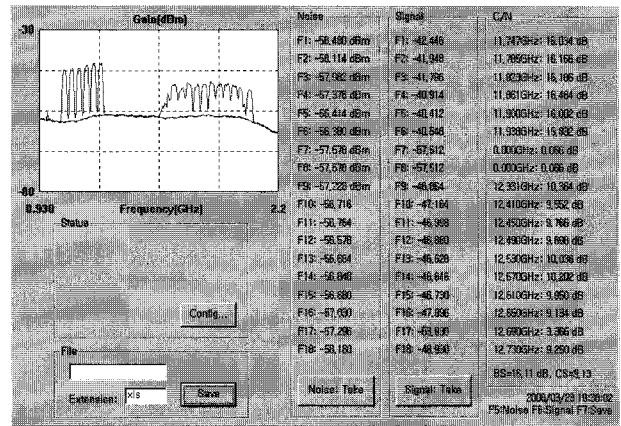


그림 12. 4X8 배열 안테나의 C/N 측정 결과
Fig. 12. The measured C/N of the 4X8 antenna.

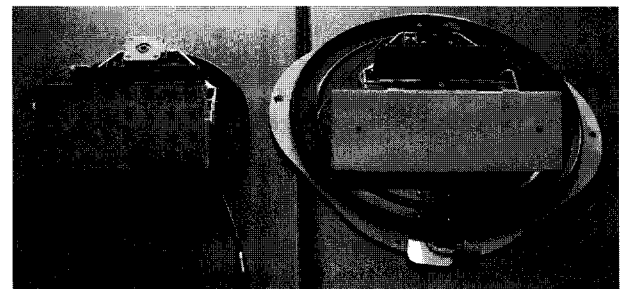


그림 13. 제안된 4X8 배열 안테나 Vs 기존 마이크로스트립 패치 배열 안테나
Fig. 13. The proposed 4X8 array antenna Vs The existing microstrip path array antenna.

와 LNB에 수신된 평균 Noise power(11.747GHz~11.938GHz)=56.4dB, 방송용인 경우 C/N=16.11dB, 기타 손실=1dB 이를 위 식에 대입하여 dB로 계산하면 안테나 이득 $G_A=27$ dB로 측정결과와 거의 유사함을 알 수 있다.

2. RHCP+LHCP 안테나 (배열개수=8X16)

안테나의 이득이 30dB 이상으로 고 이득이 요구될 시 기존 안테나는 그림. 15처럼 반사형 안테나를 사용했다. 이 안테나는 차량용 안테나로 사용하기에는 큰 크기, 무거운 무게가 단점이었다. 그러나 본 논문에서 제안한 RHCP, LHCP 겸용 도파관 배열 안테나(배열개수=8X16)를 사용함으로써 해결될 수 있다. 이 안테나는 방사 소자위에 있는 얇은 필름에 인쇄된 RHCP, LHCP 편파기를 모터를 이용하여 좌우로 움직여서 RHCP, LHCP 편파를 모두 수신할 수 있다.

그림 14의 측정된 데이터를 바탕으로 위성의 EIRP=55dBW이고, 수신된C/N=14.5dB, 선형편파를 수

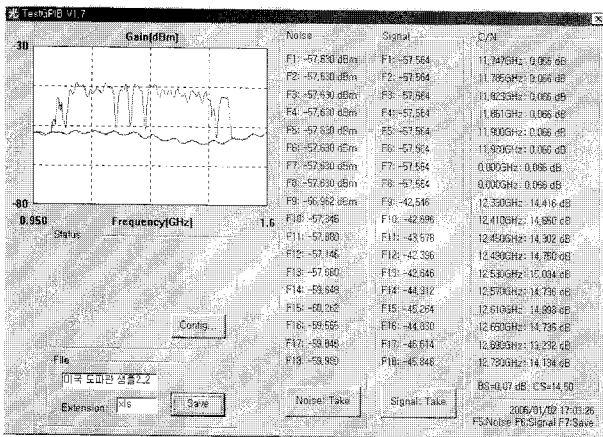
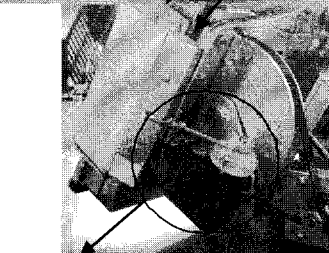
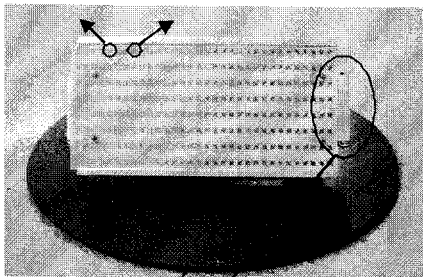


그림 14. 8X16 RHCP, LHCP 수신용 안테나의 C/N 측정 결과

Fig. 14. The measured C/N of the 8X16 antenna for RHCP and LHCP.

RHCP polarizer LHCP polarizer



필름을 좌우로 움직이게 할 수 있는 motor

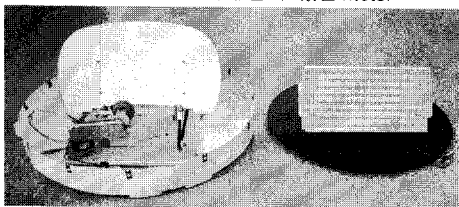


그림 15. 제안된 8X16 안테나 Vs 기존 안테나

Fig. 15. The proposed 8X16 array antenna Vs the existing antenna.

신했기 때문에 편파손실=3dB, 수신된 average Noise power=57.5, f=12.53GHz, B=400MHz, G_{LNA} =55dB를 (6) 식에 대입하면, G_A =32dB가 나옴을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 기존에 차량용 위성 안테나로 사용된 반사형 안테나 및 마이크로 스트립 패치 안테나의 크기, 무거운 무게, 유전체 손실, 도체 손실 등의 단점을 해결하고자 차량용 위성 안테나에 적합한 도파관 슬롯 배열 안테나를 제작 측정하였다. 또한 단일 필름을 이용하여 RHCP 및 LHCP를 기계적으로 수신할 수 있는 안테나 구조를 제안하였다. 측정 결과 10dB 임피던스 대역폭은 위성 주파수 대역을 만족하고, 축비는 5%, 4X8 배열 안테나의 이득은 27.5dB, 8X16 배열 안테나의 이득은 32dB로 동일한 성능을 가진 마이크로 스트립 패치 안테나 및 반사형 안테나보다 크기를 훨씬 줄일 수 있었다.

참고 문헌

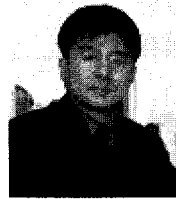
- [1] K. F. Lee, Wei Chen, Advances in Microstrip and Printed Antennas, John Wiley, pp. 135~140, 1997.
- [2] 주식회사 마이크로 페이스, “도파관용 슬롯 안테나”, 대한민국, 특허, 제 20-2003-0016101호.
- [3] K.-S. Min, J. Hirokawa “Single-layer dipole array for linear-to-circular polarization conversion of slotted waveguide array, IEE proc-Microw. Antennas Propag. Vol.143, no3, June 1996.
- [4] J. Hirokawa, T. Nanbu “Circularly-polarized waveguide array with slots and dipoles”, IEEE, 1991.
- [5] K. Itoh, T. Adachi “Novel circularly polarized antennas combining a slot with parasitic dipoles”, IEEE, 1980.
- [6] F. Jian “The optimum designing method for wide bandwidth meander-line circular polarizer”, IEEE, 2000.
- [7] M. Mazur, W. Zieniutyoz “Multi-layer meander line polarizer for Ku band” Micro. Radar and wireless com. 2000.
- [8] L. Young, L. Robinson, C. Hacking “Meander-line polarizer”, IEEE Tran. on Antenna and Proga. 1973.
- [9] CST사의 Microwave Studio ver. 4.0

저 자 소 개



손 광 섭(정회원)
 2004년 충남대학교 전기전자전과
 공학과 학사 졸업.
 2006년 KAIST 전기전자공과
 석사졸업
 2006년~2007년 LG 전자 기술원
 주임 연구원

2008년~현재 한국원자력연구원 계측제어인간
 공학 연구부 연구원
 <주관심분야 : 위성 안테나, RF 시스템, 디지털
 시스템>



박 찬 구(정회원)
 1991년 KAIST 전기전자공학과
 석사 졸업
 1996년 KAIST 전기전자공학과
 박사 졸업
 1996년~1999년 전자통신연구원
 선임연구원

2000년~현재 위월드(주) 대표이사
 <주관심분야 : 위성 안테나 위성 시스템>