논문 2009-46TC-9-8

기울어진 선형편파 수신을 위한 차량용 도파관 슬롯 배열 안테나

(The Slotted Array In-motion Antenna for Receiving a Tilted Linear Polarization 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 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 위성에서 송신한 선형 편파 신호가 전리층을 지나면서 'Faraday rotation' 현상으로 인해 송신 안테나와 수신 안테나사이에 스큐가 발생하고 이는 편파 손실을 야기시켜 신호의 세기가 감쇄되는데, 이를 제거하기 위해서 아령 모양의 선형 편파기를 제안하였다. 본 논문에서 제안된 4X16 배열 안테나를 제작한 결과 29.4dB의 이득을 얻었다.

Abstract

In this paper, the planar waveguide slotted array antenna is presented, which has the 3-layered structure of feeding networks for a high gain. Due to the ionosphere which generates 'Faraday rotation', the skew is happened between the signal radiated from an artificial satellite and the receiving antenna. This causes a polarization loss. In this paper, to remove this polarization loss, the dumbbell shaped linear polarizer using a single layer film is proposed. The gain of proposed antenna is 29.4dB.

Keywords: Dumbbell shaped linear polarizer, Waveguide antenna, Slot, Feeding network, Skew

Ⅰ. 서 론

위성을 이용한 통신 및 방송 정보의 전송에 있어서 필수적인 안테나 부분은 무선 통신의 전송로에서 입출력을 담당하는 것으로 위성체를 향하여 전파를 방사하거나 위성체의 송신 안테나로부터 전파를 수신하는 목적으로 사용된다. 따라서 위성용 송수신 안테나는 차세대 정보 통신에서 핵심적인 역할을 수행할 것이며 우리나라도 무궁화 위성 3호를 통한 다채널 디지털 위상 방송의 시작으로 위성 방송용 수신 안테나에 대한 수요를 증가 시키는 계기가 되었다.

기존에 사용된 위성 방송 수신용 안테나로는 파라볼라 형태를 가지는 반사형 안테나가 많이 사용되어 왔다. 이와 같은 형태는 단순한 구조와 좋은 방사 효율을 갖지만, 비싼 가격과 큰 크기, 무거운 무게 등으로 인하여 이동용이나 휴대용으로 사용되기에는 어려움이 많았다.

이런 문제점을 극복하기 위해서 평판형 안테나가 많이 연구되어 왔으며, 이중에서도 높은 주파수에서도 손실이 적은 유전체 재료가 개발된 후, 유전체 기판을 이용한 마이크로스트립 패치 배열 안테나가 실용화 되어

* 정회원, 한국원자력연구원
(Korea Atomic Energy Research Institute)
** 정회원, (주)위월드
(Wiworld.co.,ltd)
접수일자: 2009년3월20일, 수정완료일: 2009년9월14일

위와 같은 파라볼라 안테나의 단점을 보완하고 있다. 하지만 마이크로스트립 패치 배열 안테나는 고 이득이 요구될 시, 복사 소자의 양이 급격히 많아져 유전체 손실과 도체의 저항 손실 때문에 오히려 파라볼릭 안테나보다 특성이 더 나빠지게 된다.[1] 이러한 문제점을 해결하기 위해서 급전라인의 손실이 거의 없는 급전 도파관을 이용한 슬롯 배열 안테나에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔으며[2~3], 본 논문에서도 도파관을 이용한 3층의 급전 구조를 이용하여 슬롯 배열 안테나를 제작하였다.

위성 통신, 방송 시스템에 사용되는 편파는 수평편파, 수직편파, 우회선 원편파, 좌회선 원편파가 사용되고 있다. 이 중 수직, 수평 편파는 대기의 전리층을 지나면서 'Faraday rotation' 현상으로 인해 일정한 각도만큼 회전되면서 수신 안테나와 스큐가 발생한다. 따라서 수평/수직 편파용 수신 안테나로 위성 신호를 수신할 때, 이 스큐로 인해서 편파 손실이 발생한다. 기존의 경우 이러한 편파 손실을 줄이기 위해서 수평/수직 편파용 안테나를 스큐가 발생된 각도만큼 회전시켜야만 했다. 이로 인해 안테나의 크기가 커지는 단점이 있었다.

본 논문에서는 얇은 단일 필름을 이용한 아령 모양의 편파기를 이용하여 안테나의 슬롯으로 수신되는 수평/수직 편파를 18°~50° 회전시켜 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 스큐로 인한 편파 손실을 해결 하였다.

Ⅱ. 본 론

1. 이론적 배경

슬롯으로부터 방사되는 선형편파를 다른 종류의 편파로 바꾸어주는 편파기에 대한 연구들이[4~7] 진행되어 왔었다. 이들 대부분의 논문에 사용된 편파기들은 여러 개의 필름에 새겨진 meader-line구조를 이용하여 슬롯에서 방사되는 선형 편파 신호를 서로 orthogonal한 신호로 성분분해 하였을 때, 각 신호들의 위상 차이를 90도로 만들어 원편파 신호를 얻을 수 있는 구조였다.

본 논문에서는 meander-line을 이용하지 않고, 슬롯 양끝에서 커플링이 많이 일어나게 하고 제안된 안테나의 상판의 방사구조와 비슷한 모양을 한 아령 모양의 편파기를 이용하여 슬롯에 방사되는 선형 편파 신호를 서로 orthogonal한 신호로 성분분해 하였을 때, 각 신호들의 위상 차이를 180도로 만들어 주어 일정 각도 기울어진 선형편파 신호를 얻었다. 기존 편파기는 여러 개의 필름을 이용하였지만, 본 논문에서는 단일 필름을 이용함으로서 비교적 제작하기에 간단한 구조를 제안하였다.

2. 급전구조의 설계

급전 구조는 그림 1과 같이 하판과 중판으로 이루어져 있다. 하판과 중판은 정확히 포개지며, 조립되었을 때, 하나의 완전한 급전 구조를 이루고 있다. 하판의 중앙부분의 LNB(Low Noise Block)으로 시작되는 급전라인은 표준 도파관 WR-75으로 설계되어 있고, 중판과 하판을 하나로 합쳤을 때, 하나의 도파관이 형성된다. 또한, 동일 위상을 유지하기 위해 LNB의 연결 부분을 기준으로 좌우가 대칭 구조를 이루고 있다.[3]

2,3에서 설계된 상판의 슬롯 및 캐비티 구조 및 위치가 결정되면 전체 안테나의 슬롯들의(4X16개로 이루어져 있음) 위치와 캐비티로 통하는 입구 부분들(그림 1의 중판의 윗부분들로 16개로 이루어져 있음)의 위치는 고정되므로 급전 라인은 각 캐비티 입구 위치에 맞게 좌우가 대칭구조가 되도록 연결하였다.

급전 라인의 연결 부분 중 라인과 라인 사이의

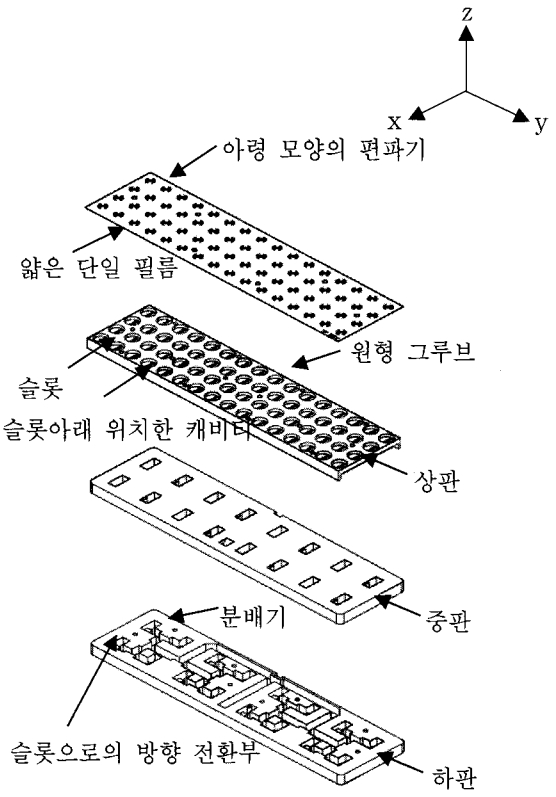

그림 1. 제안된 안테나의 구조
Fig. 1. The structure of proposed antenna.

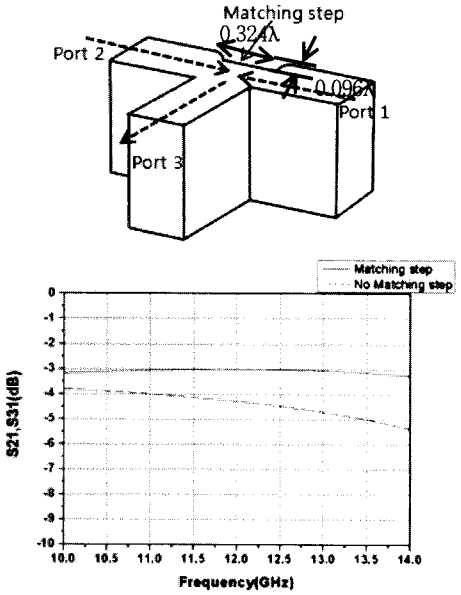

그림 2. Matching step을 이용한 분배기 구조와 시뮬레이션된 S21, S31

Fig. 2. The structure of divider and the simulated S21, S31.

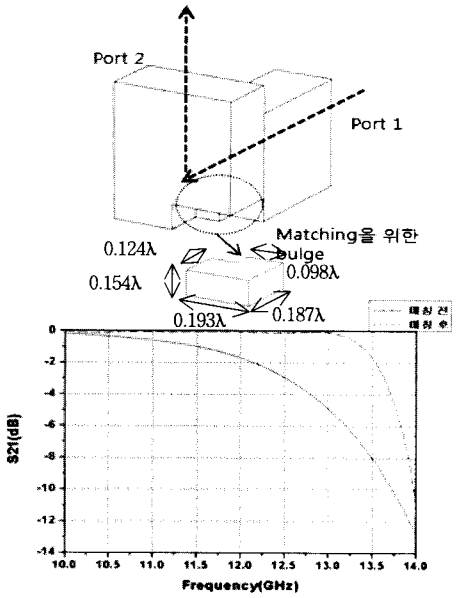

그림 3. Bulge를 이용한 방향전환 구조와 시뮬레이션된 S11

Fig. 3. The structure of a change of direction for signal using the bulge and the simulated S11.

Junction 부분에서 생기는 기생 리액턴스 성분을 줄이기 위해서 Matching post, Matching step, Quarter wave transformer등[8~9]이 사용되는데, 본 논문에서는 제작 및 구조를 간단히 하기 위해서 Matching step을 사용하였다. 그림 2는 분배기에 Matching step을 이용하여 튜닝된 분배기의 구조 및 전송 계수 S21, S31을 나타낸다.

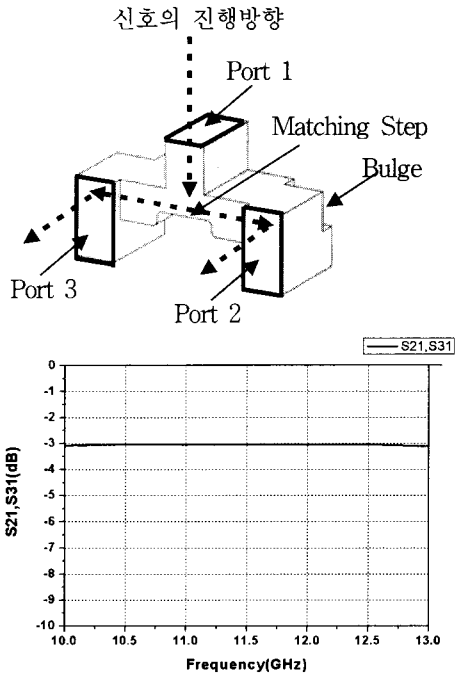

그림 4. 분배기+방향전환구조와 시뮬레이션 S21, S31

Fig. 4. The structure of divider and a change of direction for signal and the simulated S21, S31.

LNB로 나온 신호는 몇 개의 분배기를 지나서 상판의 슬롯 방향으로(그림 1에서 z방향) 방향 전환이 이루어진다. 방향 전환 부분 또한 기생 리액턴스 성분이 생기고, 이를 줄이기 위해서 그림 3과 같이 bulge를 이용하여 튜닝하였다.[3]

그림 4는 분배기와 방향전환 부분을 함께 simulation 된 전송계수 S21, S31을 나타내고 있다. 튜닝을 위해 사용된 simulation tool은 CST사의 MWS EM simulator[10]를 이용하였다.

분배기와 방향전환 부분을 제외한 급전 라인은 신호의 전송에 영향을 주지 않으므로 시뮬레이션 없이 LNB 연결 부분을 기준으로 좌우가 대칭이 되도록 WR-75 표준 도파관 규격을 이용하여 설계하였다.

3. 상판 및 편파기의 설계

안테나의 하판 및 중판은 안테나의 급전 구조를 이루고 안테나의 상판은 실질적으로 방사가 일어나는 부분이다. 제안된 안테나의 상판은 총 16개의 캐비티와 하나의 캐비티당 4개의 방사 슬롯으로 이루어져 있다. 그림 5는 하나의 캐비티에 대한 상판 구조를 보여주고 있다. 각 슬롯 사이에는 Coupling 및 방사 효율을 높이고, 수평 편파가 원활히 회전될 수 있도록 원형 그루브가

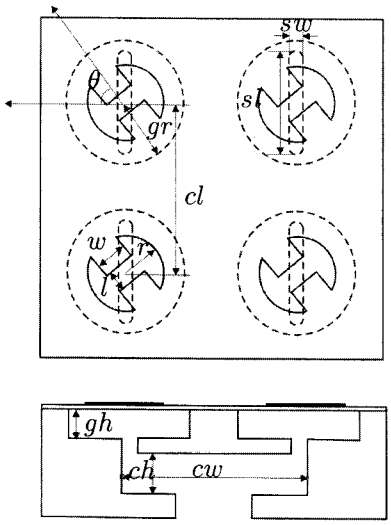

그림 5. 하나의 캐비티에 대한 설계 파리미터
Fig. 5. The design parameter for one cavity.

표 1. 최적화된 안테나 설계 파라미터 값
Table 1. The optimized value of antenna design parameter.

Sub cavity	
cw=cl	0.943λ
ch	0.207λ
gh	0.142λ
gr	0.61λ
Slot	
sw	0.077λ
sl	0.545λ

형성되어 있다. 또한 급전 라인을 간단하게 하기 위해서 4개의 슬롯 당 1개의 캐비티가 슬롯들 아래 장착되어 있다.

안테나의 Return loss 와 Peak gain을 최적화시키기 위해서 하나의 캐비티에 대한 설계 파라미터를 EM simulator[10]를 이용하여 표. 1과 같이 최적화하였다. (중심 주파수=12.2GHz)

안테나의 슬롯으로부터 방사되는 수평편파는 편파기를 지나면서 θ만큼 기울어진 선평 편파가 된다. 편파기에 대한 설계 파라미터는 그림 5와 같고, EM simulator[10]를 이용하여 이 값들을 조절하면서 안테나의 Return loss, Peak gain을 최적화하였다. 표 2는 각각의 각도에 따른 최적화된 파라미터 값을 나타낸다. (편파의 사용된 필름의 두께t=0.05mm, 금속체의 두께 =0.01mm, 필름의 유전율:2.23)

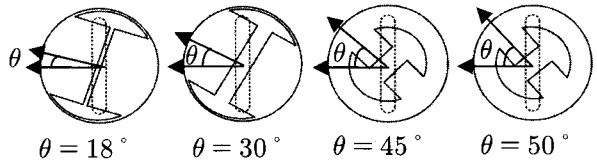

그림 6. 각도에 따른 편파기 모양
Fig. 6. The shape of polarizer with a variation of θ.

표 2. 각도에 따른 최적화된 편파기의 설계 파라미터 값
Table 2. The optimized value of design parameter for the polarizer with a variation of θ.

	r(mm)	l(mm)	w(mm)
$\theta = 18°$	14.7	10.9	0.5
$\theta = 30°$	14.5	10.5	2
$\theta = 45°$	9.5	4	2.5
$\theta = 50°$	9	3.5	2.8

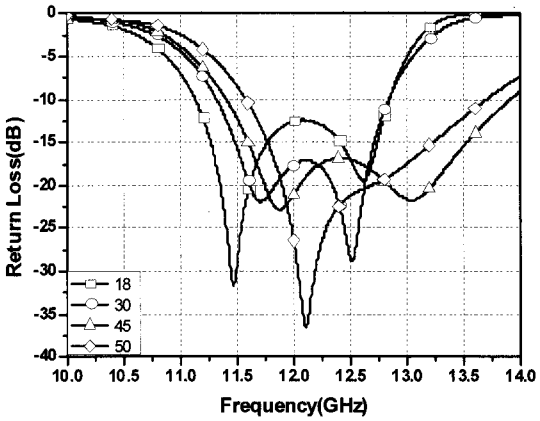

그림 7. 하나의 캐비티에 대한 시뮬레이션 된 각도에 따른 Return loss
Fig. 7. The simulated return loss with a variation of θ for one cavity.

표 2에서 보면 알 수 있듯이 θ의 크기가 클수록 설계 파리미터 r, l의 값은 작아지고 w의 값은 커짐을 알 수 있다.

그림 7과 그림 8은 EM simulator[10]를 이용하여 하나의 캐비티(그림 5 참조)에 대하여 θ=18°, 30°, 45°, 50° 일 때, 최적화된 Return loss와 Peak gain을 나타낸 그래프이다. Return loss의 경우 위성 방송 주파수 대역인 11.7GHz~12.7GHz 내에서 10dB 대역폭을 만족한다.

그림 9는 $\theta = 50°$ 일 때, E-field의 형성 모습을 보여주고 있다. E-field가 캐비티를 지나 slot을 통과할 때(a), 원형 그루부를 통과할 때(b), 편파기를 통과하여(c),

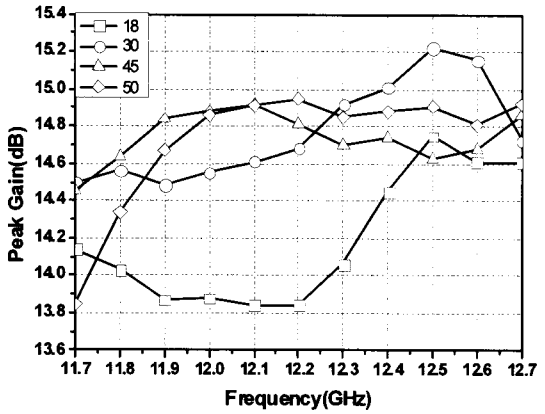

그림 8. 하나의 캐비티에 대한 시뮬레이션 된 각도에 따른 peak gain

Fig. 8. The simulated peak gain with a variation of θ for one cavity.

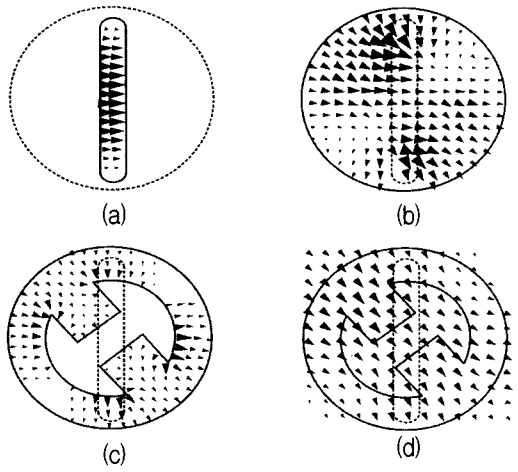

그림 9. 슬롯에서 편파기를 지날 때 E-field

Fig. 9. The simulated E-field shape form a slot to a polarizer.

최종적으로 E-field가 수평방향에 대하여 $\theta = 50^\circ$ 만큼 기울어져 있음을 알 수 있다.

Ⅲ. 측정 결과 ($\theta = 50^\circ$)

그림 10은 $\theta = 18^\circ \sim 50^\circ$ 중 $\theta = 50^\circ$ 인 편파기를 이용한 방사 소자의 배열 개수는 4X16인 안테나이다. 안테나의 크기는 333mmX82mmX35mm이고 안테나 측정을 위해 LNB 연결 부분에 SMA to WR75 어댑터를 이용하였다.

그림 11~그림 13은 제작된 안테나의 Return loss, y-z 방향으로의 방사 패턴(@12.2GHz), 주파수별 peak gain을 나타낸 그래프이다.

Return loss 및 peak gain은 시뮬레이션에서는 하나의 캐비티에 대한 4개의 슬롯만을 고려했기 때문에 실제 측정값과는 약간의 차이가 발생했다.

안테나의 이득 측정 시 제작된 안테나는 선형 편파가

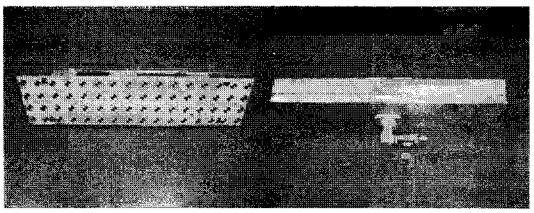

그림 10. 50° 기울어진 선형 편파 수신용 안테나

Fig. 10. The proposed antenna for a receiving 50°tilted linear polarization.

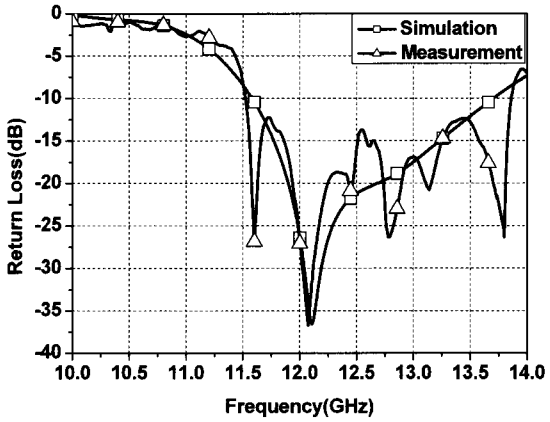

그림 11. 50° 기울어진 선형 편파 수신용 안테나의 반사손실

Fig. 11. The Return loss of proposed antenna for a receiving 50°tilted linear polarization.

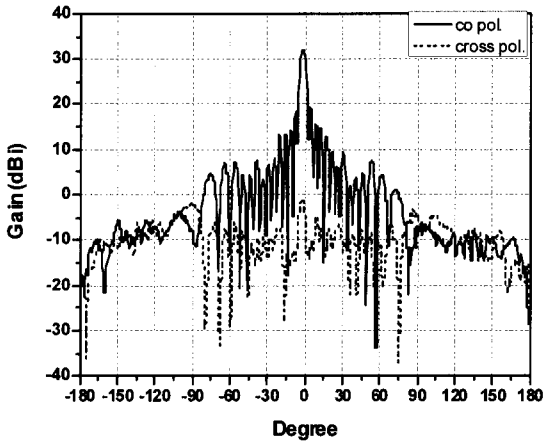

그림 12. 50° 기울어진 선형 편파 수신용 안테나의 y-z 방향으로의 방사패턴

Fig. 12. The Radiation pattern of proposed antenna for a receiving 50°tilted linear polarization(@ y-z direction, f=12.2GHz).

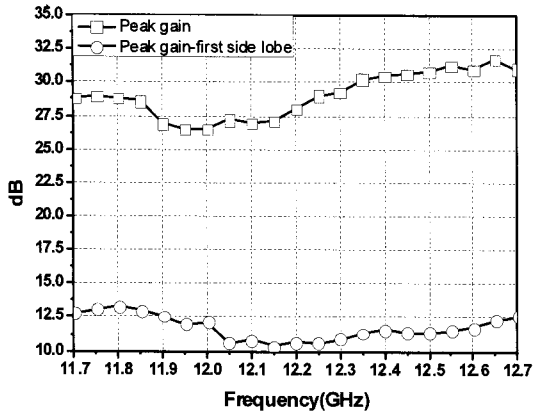

그림 13. 50° 기울어진 선형 편파 수신용 안테나의 주파수 별 peak gain

Fig. 13. The peak gain of proposed antenna for a receiving 50°tilted linear polarization with variation of frequency.

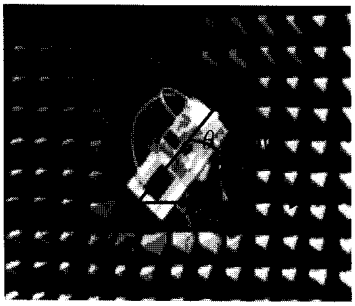

그림 14. 제안된 안테나 측정을 위한 표준 혼 안테나의 위치

Fig. 14. The position of standard horn antenna for a measurement of the proposed antenna.

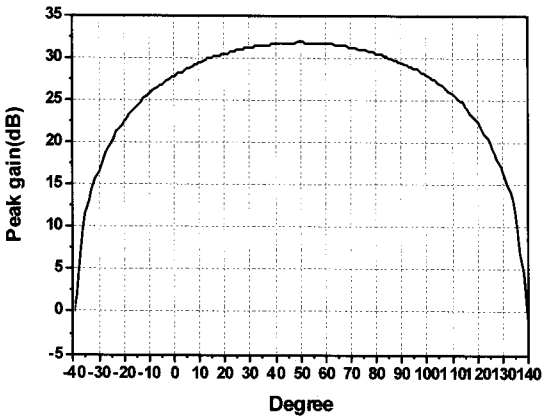

그림 15. 표준 혼 안테나의 기울어진 각도에 따른 수신 안테나의 peak gain

Fig. 15. The peak gain of proposed antenna with a variation of angle between a source antenna and proposed antenna.

수평축으로부터 50° 기울어진 선형 편파를 수신하기 때문에 그림 14와 같이 측정하고자하는 수신 안테나는

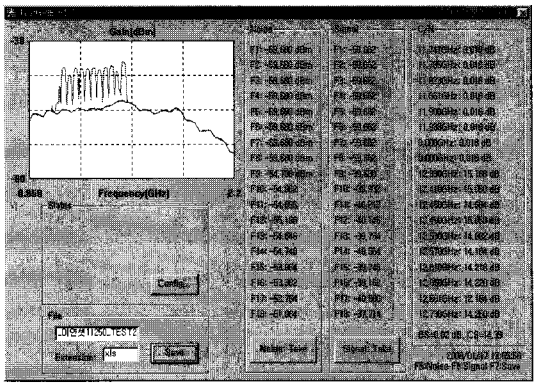

그림 16. 55dB의 이득을 갖는 LNB와 결합하여 측정된 C/N.

Fig. 16. The measured C/N of the proposed antenna with a 55dB gain of LNB.

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(dBW)	50	55	59.4

고정 시킨 채, 표준 혼 안테나를 회전시키면서 안테나의 최고 이득을 찾았다. 그림 15는 송신 안테나인 표준 혼 안테나의 회전 각도에 따른 수신 안테나의 Peak gain을 그린 그래프이다. 설계한 대로 Peak gain은 $\theta = 50^\circ$ 일 때 수신 안테나의 이득이 최대가 되었다.

그림 16은 맑은 날 한국에서 측정한 C/N이다. 측정된 C/N과 Friss 전달 공식[11]으로부터 안테나의 이득을 간접적으로 구할 수 있다. 측정에 이용된 위성은 KORSAT3이고 위성의 제원은 표 3과 같다.

(1) 식을 이용하여 R=35789km, f=11.8GHz, B=191MHz, G_{LNB}=55dB, 그림 16을 참조하여 N=56.4dB, C/N=14.4dB를 대입하면 안테나 이득은 29.4dB로 측정된 이득과 유사함을 알 수 있다.

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

(G_A=안테나 gain, G_{LNB}= LNB gain, k=볼츠만 상수, B=Bandwidth, N=Noise power, T_e=Equivalent noise temperature)

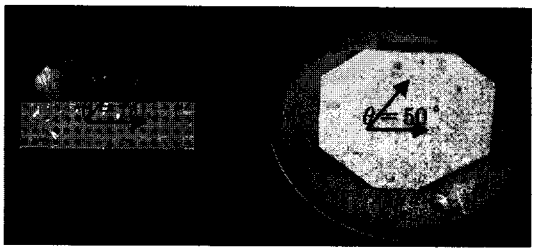

그림 17. 기존 마이크로 스트립 안테나와 제안된 안테나의 비교

Fig. 17. The comparison of the proposed antenna with the existing microstrip path array antenna.

그림17은 기존에 사용되었던 마이크로 스트립 패치 배열 안테나랑 비교한 그림이다. 이 안테나는 필리핀 터키 등에 사용되는 안테나로서, 위성에서 보낸 신호가 약 50° 기울어진 상태로 수신되기 때문에 편파 손실을 줄이기 위해서 안테나를 50°정도 회전시켜야만 했다. 그러다 보니 전체적으로 안테나의 크기가 커지는 단점이 있었으나, 본 논문에서 제안한 편파기를 이용하여 안테나를 회전시키지 않고도 기울어진 선형 편파를 수신할 수 있고, 도파관 급전 구조를 이용했기 때문에 마이크로 스트립 패치 배열 안테나보다 적은 방사소자로 인해 안테나 자체의 크기도 줄일 수 있었다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 차량용 위성 안테나에 적합한 도파관 슬롯 배열 안테나를 제작 측정하였다. 기존의 차량용 위성 안테나는 파라볼릭 안테나, 마이크로스트립 패치 배열 안테나가 사용되었는데, 파라볼릭 안테나는 크기면에서 차량용 안테나로서는 부적합하고, 마이크로스트립 패치 안테나는 높은 이득이 요구될 시 방사소자의 양이 급격히 많아짐에 따라 유전체 손실 및 도체 손실로 인한 성능 저하가 단점이었다. 이러한 단점들을 보완하기 위해서 도파관을 급전 라인으로 이용하여 급전 라인에서 발생하는 손실을 최대한 줄였고, 공진 구조를 이용하여 안테나의 이득을 높이고자 하였다.

또한 대기 중의 전리층에 의한 'Faraday rotation'으로 발생한 송신 신호와 수신 안테나 의 스큐를 제거하기 위해서 단일 필름을 이용한 아령 모양의 선형 편파기를 제안하였다. 이 편파기를 이용함으로써 슬롯에서 방사되는 선형 편파를 18도~50도까지 회전시킬 수 있다.

제작된 4X16 안테나의 gain은 29.4dB이고 이는 스큐를 제거하기 위해 안테나를 스큐 각도만큼 회전시킨 기존의 마이크로스트립 패치 안테나보다 적은 방사개수와 low-profile을 갖는다.

참 고 문 헌

[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] 손광섭 박찬구 "좌선회, 우선회 원편파 모두 수신 가능한 차량용 도파관 슬롯 베열 안테" 전자공학회논문지 제 46권 TC 편 제 2호 126~132, 2009년 2월

[4] L.Young, L.A. Robinson, and C. A. Hacking, "Meander-line Polarizer.", IEEE Trans Antenn. Propagat., vol AP-21, pp376~378, May 1973.

[5] T. L. Blackney, J. R. Bumett, and S. B. Cohn, "A Design Method for Meander-line Circular Polarizers," presented at 22nd Antenna Applications Symp., Allerton, IL, Oct. 1972, pp. 1-5.

[6] R. S. Chu and K. M. Lee, "Analytical Model of a Multi-layered Meander-line Polarizer Plate with Normal and Oblique Plane-Wave Incidence", IEEE Trans. Antenn.Propapt., vol AP-35, pp 652461, June 1987.

[7] C. Terret et al., "Susceptance computation of a meander-line polarizer layer," IEEE Trans. Antenn. Propagat., vol. AP-32, pp. 1007-101 1, Sept.1984.

[8] Preethan B. Kumar, G.R. Branner, Ghader R., David B. "Optimization of microwave T junction power-divider circuits" IEEE 1995.

[9] Jiro H., Kimio S., Makoto A., Naohisa G., "An analysis of a waveguide T junction with an Inductive post" IEEE Tran. on Microwave theory and tech. 1991.

[10] CST사(Computer Simulation Technology) MICROWAVE STUDIO Ver. 4

[11] G. Maral, M. Bousquet, Satellite Communication Systems, Wiley, pp350~351

저 자 소 개

손 광 섭(정회원)

2004년 충남대학교 전기전자전파 공학과 학사 졸업.

2006년 KAIST 전기전자공과 석사졸업

2006년~2007년 LG전자 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>