

KOREASAT 衛星放送 受信용 마이크로스트립 어레이 안테나에 관한 研究

正會員 田周聖*, 李成烈**, 李潤鉉**

A Study on the Microstrip Array Antenna for KOREASAT DBS Reception

Joo Sung Jun*, Seong Real Lee**, Yun Hyun Lee** *Regular Members*

요 약

본 논문은 평면구조를 갖는 마이크로스트립 안테나와 같은 것으로 위성방송을 수신할 수 있는 가능성을 제시하였다. 논문에서 최적의 KOREASAT DBS 수신 마이크로스트립 안테나의 설계를 거론하였다. 크기가 35×35cm인 16×16 어레이 안테나를 위한 실험적인 결과를 또한 기술하였다. 안테나의 이득은 11.7~12.0GHz DBS 주파수 밴드에서 28dB 이상이었다. 16×16 어레이 안테나의 측정된 NHK 방송 C/N비는 부산에서 10dB 이상이었다. 만일 이 안테나를 KOREASAT 위성수신 시스템에서 사용된다면, 국내에서 C/N ≥ 12dB의 양호한 화질확보가 예상된다.

ABSTRACT

This paper presents the possibility of the satellite broadcasting reception as a means of microstrip antenna of the planar structure. The paper discusses the design of the optimal KOREASAT DBS(Direct Broadcasting Satellite) reception microstrip antenna.

Experimental results for a 16×16 array antenna of size 35×35cm are also described. Its gain is over 28dB in the frequency range of 11.7~12.0GHz DBS band. The measured NHK broadcasting C/N ratio of 16×16 array antenna is over 10dB in Pusan. It is expected that good picture quality of C/N ≥ 12dB can be obtained for domestic use if this microstrip antenna is used in KOREASAT broadcasting receiving system.

I. 서 론

최근 들어 지상 방송 채널 수의 증가는 한계점에 다다르고, 아직도 우리 나라의 상당 지역에서 난청 지역과 전파 수신 장애를 가지고 있는 것이 우리의 현실이다.

아시아 태평양 지역에서는 다른 지역과 비교하여

*電子部品綜合技術研究所

**韓國航空大學校 航空通信情報工學科

論文番號:96153-0521

接受日字:1996年 5月 21日

불 때 다소 늦은 감은 있지만 자국의 독자 위성을 운용하고 있거나 발사하기 위한 계획이 무척 활발하게 전개되고 있다.

그 중에서도 일본의 BS 위성과 홍콩의 STAR TV 등은 우리 나라에서도 상당수의 시청자 층이 이미 확보되어 있으며 수요가 계속적으로 증가하고 있는 추세이다. 이러한 시점에서 '95년 9월에 발사된 국내 최초의 복합 위성인 무궁화 위성은 정보 통신 및 방송 서비스 차원을 떠나서 파급 면에서 많은 의미가 있겠다. 위성 발사 시에 발생한 사고 여파에 따른 위성 수명 단축이라는 난제를 안고 출발하였지만, 보조 위성의 성공적인 발사에 따라서 전체적인 방송 서비스 계획은 차질이 없이 진행되고 있다.

지금까지 위성방송 수신용 안테나는 파라볼릭 안테나를 사용하였으나 국내 무궁화 방송 위성의 송신 출력이 대출력임을 감안하면 마이크로스트립 어레이 안테나와 같은 작은 크기의 평면형 안테나로도 방송 수신이 가능하다.

따라서 본 논문에서는 무궁화 위성의 방송수신을 위한 마이크로스트립 어레이 안테나 개발에 관한 연구로, 방송 수신 대역인 250MHz 이상에서 광대역 특성과 고이득 특성 등을 고려한 마이크로스트립 어레이 안테나 구현에 목적을 두었다.

마이크로스트립 사각형 패치 안테나를 16×16 어레이로 구성하였으며, 해석은 전송선로 모델링 해석

방법을 이용하였다. 위성 방송에서는 원편파를 사용하므로, 사각형 패치 안테나에 90° 위상차를 가지는 직교 급전선을 사용하여 원편파 안테나를 구현하였다. 마이크로스트립 안테나의 단점인 좁은 대역폭 특성과 안테나 효율특성을 개선하기 위해서 사각형 패치 안테나를 순차급전 방식으로 배열하였으며, 발포 유전체로 구성된 저유전율 기판을 사용하였다.

제작된 마이크로스트립 어레이 안테나로 일본 BS 위성의 NHK 방송 수신 실험을 통하여 C/N=10dB 이상의 화질을 확인함에 따라서, 마이크로스트립 안테나의 국내 위성방송 수신용 안테나로의 이용 가능성을 제시 및 고찰하였다.

II. 무궁화 위성방송 수신용 Link Budget

무궁화 위성 수신용 마이크로스트립 안테나의 개발 목표를 설정하기 위해서는, 무궁화 위성의 주요 성능 규격을 알아야 한다⁽¹⁾.

- 하향회선의 사용 주파수 대역; 11.7~12.0 GHz (2, 6, 12채널 사용)
 - 중계기 출력; 120 W
 - EIRP(Effective Isotropically Radiation Power); EOC(End Of Coverage)에서 59.6 dBW 이상
 - 편파(Polarization); 좌원편파
- 위성방송 수신시스템의 총잡음전력은⁽²⁾ 안테나에 입

표 1. 무궁화 위성방송 수신 시스템 Link Budget

Table 1. Koreasat receiving system Link Budget

	항 목	SPEC.	단 위	비 고
(1)	무궁화 위성 EIRP(End Of Coverage):	59.60	dBW	
(2)	하향회선의 자유공간 손실:	-205.40	dB	
(3)	하향회선의 강우감쇄:	-4.0	dB	최악월 99.90%
(4)	수신 안테나의 이득:	29.0	dB	
(5)	수신기 입력 Isotrpic Power:	-120.80	dBW	(1) + (2) + (3) + (4)
(6)	볼츠만 상수:	-228.60	dB/K	
(7)	시스템 잡음온도:	21.17	dB K	LNB N/F=0.7 dB, Ant. N/T=80° K
(8)	수신기 대역폭:	74.3	dBHz	27MHz
(9)	수신기 입력잡음:	-133.30	dBW	(6) + (7) + (8)
(10)	수신 C/N 비:	12.33	dB	(5)-(9)
(11)	S/N 비(무평가시):	36.33	dB	(10) + (12) + (14)
(12)	FM 개선도:	21.10	dB	
(13)	S/N 비(평가시):	46.63	dB	(11) + 10.3 (W/F)
(14)	EMPHASIS 효과:	2.90	dB	

력되는 안테나 잡음전력과 수신기에서 발생하는 잡음전력의 합으로 구한다. 그리고 안테나에서 출력된 반송파 전력 비를 C/N(Carrier to Noise)이라 하며 위성방송 수신품질의 평가척도가 된다.

위성방송에서 TV 영상의 질을 주관적으로 검토하는 방법이 CCIR에 나와있는데⁹⁾, 여기서 제안한 방법은 영상의 질을 5단계로 나누었다. 대부분의 위성방송 수신시스템 수신품질 목표를 Grade 4로 설정한다. 아날로그 위성방송 시스템에서는 C/N = 14dB이상이 Grade 4 정도의 양호한 화질이 수신된다. 그러나 디지털 위성방송 시스템에서는 정확한 실험 데이터가 아직까지 보고되지 않았으나 C/N ≥ 12dB 정도가 Grade 4로 예상된다.

그러므로 본 논문에서 연구될 안테나의 목표를 최악일 99.9% 일때 C/N = 12dB이상의 양호한 화질이 수신되도록 Spec.을 설정하였다. 여기에서 C/N비의 수신품질 목표설정은 수신시스템의 경제성과 밀접한 관계가 있으므로 세심한 주의가 요구된다. 위성방송 수신 시스템의 관계식을 정리하여 계산하면 표 1과 같다.

본 논문에서 제시된 위성방송 수신의 Link Budget는 제주도 와 울릉도 등이 포함된 EOC(End Of Coverage)를 기준으로 EIRP를 설정하였으나, 우리나라의 본토를 기준으로 설정하면 EIRP가 약 62dBW이므로 표 1에서 제시된 Spec.보다 훨씬 많은 여유가 있다고 볼 수 있다.

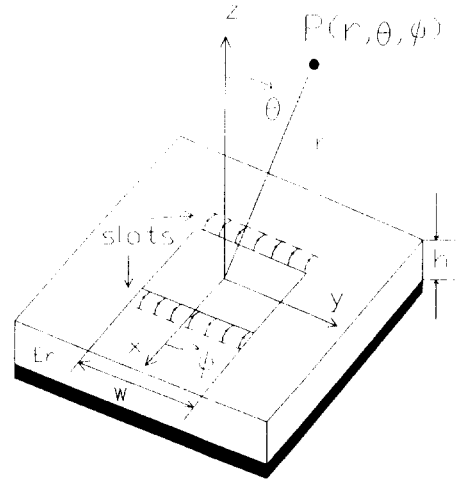
III. 사각형 마이크로스트립 안테나의 해석

본 논문에서는 사각형 마이크로스트립 안테나의 해석을 전송선로 모델링 방법을 사용하였다^{4, 5)}.

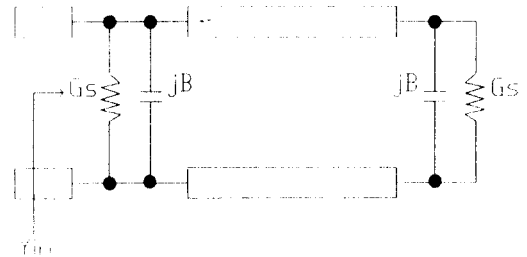
전송선로 모델링 방법은 그림 1에서 도시된 바와 같이 사각형 패치를 폭(W)이 다른 전송선로가 연결되어 있는 선형 공진기로 가정한다. 패치 안테나의 길이(L)를 사용 주파수의 반파장이 되도록 구성하면 패치 안테나의 양단에 누설되는 전계의 수직성분은 상쇄되어 없어지고 수평성분만 남으므로, 두 개의 슬롯이 약 반파장 정도 떨어진 경우로 등가화 시킬 수 있다.

1. 방사패턴

사각형 마이크로스트립 안테나의 방사패턴을 구하



(a)



(b)

그림 1. 사각형 마이크로스트립 안테나와 등가회로 (a) 마이크로스트립 안테나 (b) 등가회로

Fig. 1 Rectangular microstrip antenna and equivalent circuit (a) microstrip antenna (b) equivalent circuit

기 위해서는 단일 슬롯의 패턴을 구해야 한다.

거리 r 만큼 떨어진 단일 슬롯의 원거리 전계는,

$$E_{\phi} = -j2V_0Wk_0 \frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r} F(\theta, \phi) \quad (1)$$

$$E_{\theta} = 0 \quad (2)$$

여기서,

$$F(\theta, \phi) = \frac{\sin(\frac{k_0h}{2} \sin \theta \cos \phi)}{\frac{k_0h}{2} \sin \theta \cos \phi} \cdot \frac{\sin(\frac{k_0W}{2} \cos \theta)}{\frac{k_0W}{2} \cos \theta} \quad (3)$$

$$V_0 = E_0 h, k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \text{ 이다.} \quad (4)$$

사각형 마이크로스트립 안테나는 거리 L 만큼 떨어진 두 개의 슬롯 형태이므로 이를 고려하면 원거리 영역에서 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 일 때 전개패턴은,

$$F(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \cdot \cos\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \phi\right) \quad (5)$$

자계의 방사패턴은,

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \cdot \sin \theta \quad (6)$$

2. 방사 콘덕턴스

사각형 마이크로스트립 안테나에 전력 전달률 효율적으로 하기 위해서는 방사 콘덕턴스를 정확히 구해야만 한다. 슬롯 하나로부터 방사되는 방사전력은, 반평면으로 방사를 하기 때문에 슬롯의 윗쪽 반공간의 포인팅 벡터의 실수 부분을 적분하면 구할 수 있다. 슬롯으로부터 방사되는 전력 P_r 는,

$$P_r = \frac{V_0^2 I_1}{240\pi^2} \quad (7)$$

$$G_s = \frac{1}{R_r} = \frac{2P_r}{V_0^2} = \frac{I_1^2}{120\pi^2} \quad (8)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2(0.5 k_0 W \cos \theta) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (9)$$

그러므로 사각형 마이크로스트립 패치에 대한 두 슬롯의 입력 콘덕턴스는

$$G_d = 2G_s \frac{I_1^2}{60\pi^2} \quad (10)$$

두 개의 슬롯 사이의 상호 전자기적인 결합으로 인한 상호 콘덕턴스를 고려하지 않으면, 사각형 마이크로스트립 패치의 정확한 입력 콘덕턴스를 구할 수 없다. 따라서 상호 콘덕턴스 G_m 는⁽⁶⁾,

$$G_m = \frac{1}{120\pi^2} J_0(k_0 L \sin \theta) \int_0^\pi \sin^2(0.5 k_0 W \cos \theta) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (11)$$

여기서 $J_0(x)$ 는 베셀함수 이다. 결국 사각형 마이크로스트립 패치의 입력 방사 콘덕턴스 G 는

$$G = 2G_s(1 + J_0(k_0 L \sin \theta)) \quad (12)$$

3. 슬롯 서셉턴스와 공진 주파수

그림 1에 도시된 사각형 마이크로스트립 안테나의 등가회로에서 슬롯 서셉턴스 B는 개방된 전송선의 누설 전자계 효과에 의한 것이므로 ΔL_{oc} 로 생각할 수 있다. ΔL_{oc} 는 안테나의 공진 주파수에 영향을 미친다.

사각형 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는 사각형 길이 L에 좌우되며, 공진 주파수 f_r 는⁽⁷⁾,

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{ere}}(L + 2\Delta L_{oc})} \quad (13)$$

$$\text{여기서, } \Delta L_{oc} = \frac{h}{2\pi} \frac{\left(\frac{W}{h} + 0.366\right)}{\left(\frac{W}{h} + 0.556\right)} \cdot \left(0.28 + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r}\right) \left(0.274 + \ln\left(\frac{W}{h} + 2.518\right)\right) \quad (14)$$

$$\epsilon_{ere} = \frac{\epsilon_{er} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{er} - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2} \quad (15)$$

여기서 ΔL_{oc} 은 누설 전자계 때문에 생기는 것으로 $L + 2\Delta L_{oc}$ 이 반파장의 정수배가 되는 주파수에서 공진이 발생된다.

4. 임피던스 대역폭

안테나의 주파수 대역폭을 결정할 수 있도록, 본 논문에서는 임피던스 대역폭과 축비 대역폭에 대해서 고찰 하였다. 축비 대역폭은 측정에 의해서 산출 하였으며, 임피던스 대역폭은 다음과 같은 방법을 사용하여 이론치를 구하여 측정치와 비교 분석하였다.

마이크로스트립 패치 안테나의 임피던스 대역폭을 전압 정재파비 S가 어느 기준값 이하가 되는 것으로

정의한다면 임피던스 대역폭 BW 는 (16)식으로 표현되므로 주파수 변화에 대한 패치 안테나의 임피던스 대역폭을 구할 수 있다⁽¹⁸⁾.

$$BW = \frac{S-1}{Q_T \sqrt{S}} \quad (16)$$

여기서 Q_T 는 Quality Factor이며 패치 안테나에 입력되는 총 에너지에 대한 패치 안테나내에 저장된 총 에너지의 비로, (17)식으로 정의할 수 있다.

$$Q_T = \frac{\omega W_T}{P_T} \quad (17)$$

여기서 W_T 는 패치 안테나가 공진시에 저장되는 총 에너지를 의미하며, P_T 는 손실되는 전력, ω 는 각주파수이다.

패치 안테나에서 손실되는 전력 P_T 는 도체상의 손실전력과 유전체내에서의 손실전력, 방사 손실전력 등으로 나눌 수 있다⁽⁹⁾.

$$P_T = P_c + P_d + P_r \quad (18)$$

패치 안테나의 상하단에 도체벽이 있고 측면이 자기 벽으로된 공진기로 가정한다면, 도체벽의 표면에 표면전류 J_s 가 흐르므로 도체 손실전력 P_c 는,

$$P_c = 2R_s \int_s J_s \cdot J_s^* ds = 2R_s \int_s H \cdot H^* ds = \frac{4R_s}{\mu h} \frac{\mu}{2} \int_v H \cdot H^* dv = \frac{4R_s}{\mu h} W_m \quad (19)$$

여기서 $R_s = 1/\sigma \delta_s$ 이며, σ 는 도체의 도전율, δ_s 는 표피 두께이다.

$\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, h 는 기판의 두께이며 W_m 는 저장된 자계에너지이다.

패치 안테나의 유전체내에서의 손실전력 P_d 는,

$$P_d = \int_v J \cdot E^* dv = \omega \epsilon_{\text{erc}}(f) \tan \delta \int_v E^2 dv = 2 \omega \tan \delta W_e \quad (20)$$

여기서 $\tan \delta$ 는 유전체의 손실 탄젠트이며, W_e 는 저장된 전계 에너지이다.

그리고 방사 손실전력 P_r 는,

$$P_r = \frac{G V_0^2}{2} \quad (21)$$

여기서 G 는 방사 콘덕턴스이다.

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{\text{erc}}(f)}{2} \int_0^w \int_0^L \int_0^h E \cdot E^* dx dy dz \quad (22)$$

(22)식의 값은 시간 평균한 자계 에너지 W_m 과 같다.

결국 (17)식의 Q_T 는 (23)식으로 구하여 마이크로스트립 패치 안테나의 임피던스 대역폭을 구할 수 있다.

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_c + P_d + P_r}{\omega(W_e + W_m)} = \frac{1}{Q_r} + \tan \delta + \frac{\delta_s}{h} ,$$

$$Q_T = \frac{\pi f_0 \epsilon_0 \epsilon_{\text{erc}}(f) W L}{G h} \quad (23)$$

이상과 같은 이론적인 해석 방법을 사용하여 마이크로스트립 패치 안테나의 단일소자를 설계 및 실현하였으며, (16)식을 사용하여 임피던스 대역폭을 구한 계산치와, 제작된 안테나의 임피던스 대역폭 측정치를 비교하여 표 2에 나타내었다.

표 2에 나타낸 마이크로스트립 단일소자 모델A 안테나는 H.Pues⁽¹⁰⁾, 모델B는 D.M.Pozar⁽¹¹⁾의 결과이며, 모델C는 본 연구의 결과이다. 모델C 안테나를 다른 모델과 비교하면 약간의 오차는 발생했지만 공진 주파수가 11.85GHz 대역인 점을 감안하면 계산치와 거의 유사함을 알 수 있다.

표 2. 마이크로스트립 패치 안테나의 임피던스 대역폭
Table 2. Impedance bandwidth of the microstrip patch antenna

Spec. 안테나	L[mm]	W[mm]	h[mm]	ϵ_r	tan δ	공진주파수 [GHz]	기준 VSWR	임피던스 대역폭 (% , MHz)	
								계 산 치	측 정 치
모델 A	9.58	9.58	0.635	10.3	0.001	4.78	3	0.907%, 43.4MHz	0.9%, 43.02MHz
모델 B	48.2	48.2	1.59	2.32	-	2.0	2	-	1.3%, 26MHz
모델 C	8.189	8.189	0.8	1.77	0.0005	11.85	2	0.312%, 369.7MHz	0.294%, 350MHz

모델C 안테나의 방사패턴을 계산한 결과 전력반치폭이 85°로 나타났으며, 측정치의 전력반치폭은 85.98°로 측정치의 빔폭이 0.98°가 넓어지는 경향을 보였다.

IV. 설계 및 실험결과 고찰

1. 원편파 안테나 설계 및 특성

위성방송 수신을 위해서는 원편파 특성의 안테나가 요구된다⁽¹⁾.

원편파란 전계의 크기가 일정하면서 전계 벡터가 시간에 따라 회전하며 진행한다. 즉 전파가 임의의 주파수에서 Z축 방향으로 진행한다고 가정했을때 편파 벡터 E의 전파 직교성분을 식으로 표현하면,

$$E = E_x \cos \omega t x + E_y \cos(\omega t + \delta) y, \quad \text{여기서 } \delta = \pm \pi/2 \quad (24)$$

각도 δ 에 따라서 좌, 우원편파로 구분할 수 있다.

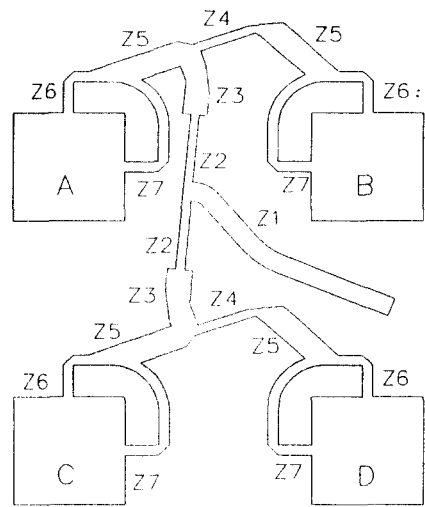
따라서 원편파 안테나의 특성은 축비를 통하여 확인할 수 있다. 축비는 전계의 편파 방향이 시간에 따라 회전할때 그 각도에 따른 전계 크기의 최소값에 대한 최대값의 비로 정의되며 가장 이상적인 원편파의 경우 그값이 1이 되어야 한다.

그러므로 두 개의 직선편파가 공간적으로 서로 수직하게 서로의 위상차가 90°가 되면 원편파 안테나로 동작한다. 즉 사각형 마이크로 스트립 패치에 90° 위상차를 가진 두 급전선을 직교방향으로 구성하면 90° 위상차를 갖는 두 직교 모드가 발생되어 원편파를 발생한다⁽¹²⁾. 이와 같은 직교 급전방식은 급전선의 두 전기적 길이가 정확하지 않거나 급전선에서 불연속 부분이 존재하면, 위상차가 발생하거나 두 급전선의 전력이 다르게 되어 정확한 원편파 특성을 얻기 어렵다.

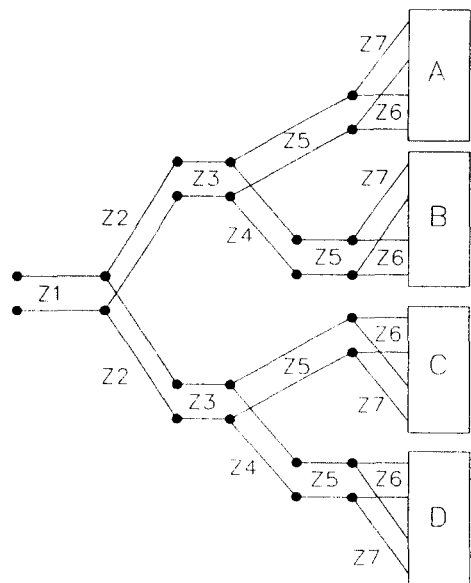
일반적으로 마이크로스트립 안테나는 다른 마이크로웨이브용 안테나에 비해서 사용 주파수 대역폭이 좁으며 효율이 낮은 단점을 가지고 있다⁽¹³⁾.

이같은 단점을 개선하기 위해서 본 논문에서는 순차배열 방식을 사용하여 안테나를 설계하였다. 그림 2에 순차배열로 구성된 2×2 서브 어레이와 등가회로가 도시되었다.

그림 2에 도시된 바와 같이 급전선의 구성에서 z1



(a)



(b)

그림 2. 마이크로스트립 안테나의 구성 (a)순차배열 (b) 등가회로

Fig. 2 The configuration of microstrip antenna (a)sequential arrangement (b)equivalent circuit

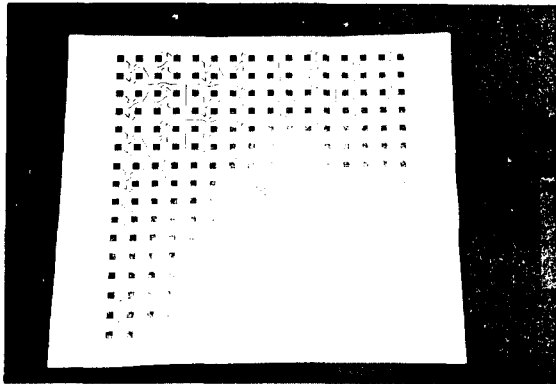


그림 3. 제작된 16×16 어레이 안테나
Fig. 3 Fabricated 16×16 array antenna

은 75Ω 임피던스를 갖는 주급전선이며, z2, z4, z5, z6는 λ/4의 전기적인 길이를 가지며 z7는 λ/2의 전기적 길이를 갖는다.

사각형 마이크로스트립 패치 A와 B, C와 D를 서로 반대 방향으로 구성하나, z4 급전선에서 90° 만큼 위상차를 두고서 급전하므로 상호 동위상으로 만든다. 그러므로 정확한 급전선의 전기적 길이와 불연속부분에 대한 고려가 필수적이다.

그리고 마이크로스트립 안테나의 단점을 보완하기 위한 또다른 방법의 하나로⁽¹⁴⁾ 안테나 기판을 두겹고 유전율이 낮은 기판을 사용하였다. 안테나 제작에 사용된 기판은 日立化成(株)의 발포 유전체 기판을 사용하였다. 발포 유전체 기판의 특성 파라미터는 다음과 같다.

유전체 기판의 두께 $h=0.8$ mm, 도체판 두께 $t=0.035$ mm, 유전율 $\epsilon_r=1.77 \pm 0.04$ (11~12GHz에서), 유전정접 $\tan \delta=2 \sim 5 \times 10^{-4}$, 손실율 $L=1.8 \sim 2.2$ dB/m, 온도차에 의한 유전율 변화 $\Delta \approx 0.07$ (11~12GHz, $-20 \sim +80^\circ\text{C}$ 에서).

그림 3에 순차급전 방식으로 제작된 16×16 어레이 안테나를 도시하였다.

사각형 마이크로스트립 패치의 간격은 $0.86 \lambda_0$ 로 배열하였다. 안테나의 급전선 설계는 급전선의 방사 손실을 적게 하고 사각형 마이크로스트립 패치의 상호커플링 등의 영향을 최소화하기 위해서 주급전선의 특성 임피던스는 50Ω보다는 폭이 좁은 75Ω으로 설계하였다. 최종 제작된 안테나의 크기는 35×35cm

정방형이다. 제작된 안테나의 원편파 특성을 자세히 알기 위하여 그림 4에 축비 특성을 도시하였다. 정확한 축비 특성 측정을 위하여 안테나의 편파 평면상에서 수직, 45°, 수평, 135° 등의 총 4개의 직선 성분을 회전하면서 측정한 결과로 축비를 산출하였다.

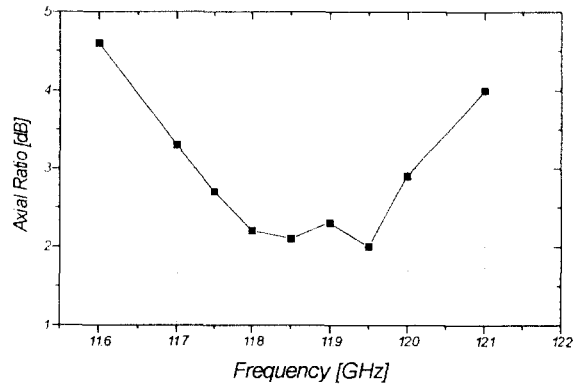


그림 4. 측정된 축비 특성
Fig. 4 Measured axial ratio

측정된 축비는 11.6~12.1GHz까지의 총500MHz 주파수 대역을 측정하였으며, 287.5MHz 대역에서 3dB 이하의 특성을 나타냈다. 3dB이하를 기준으로 설정하면 제작된 안테나의 축비 주파수 대역폭은 2.42% ($f_0=11.9\text{GHz}$ 에서)이다. 측정된 결과로부터 위성방송 주파수 대역의 대부분이 3dB이하의 축비 특성을

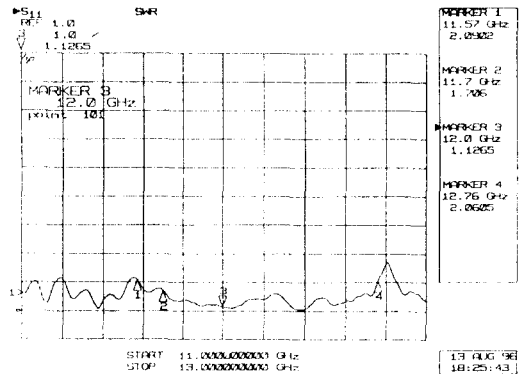
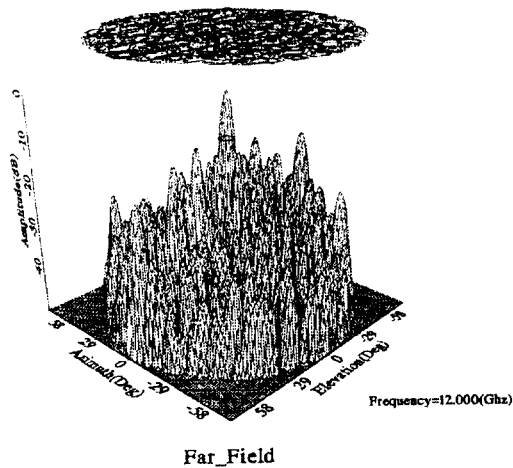
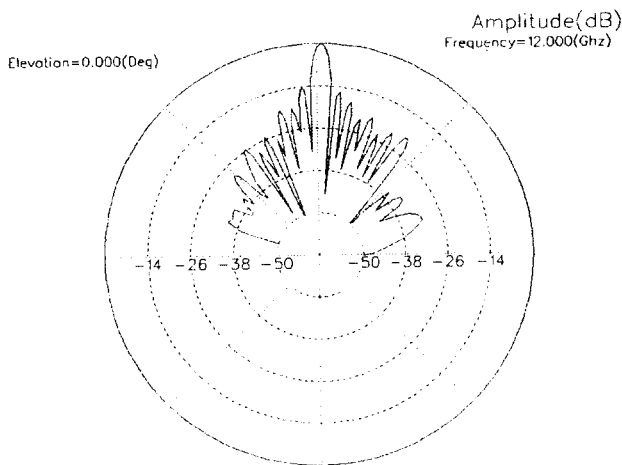


그림 5. 측정된 전압정재파비
Fig. 5 Measured VSWR



(a)



(b)

그림 6. 16×16 어레이 안테나의 측정된 방사패턴 (a) 3차원 패턴 (b) 2차원 패턴

Fig. 6 Measured radiation patterns for 16×16 array antenna (a) 3-dimensional radiation pattern (b) 2-dimensional radiation pattern

만족하는 것을 알 수 있다.

그림 5에서 제작된 안테나의 주파수 대역폭을 알 수 있는 전압정재파비를 도시하였다.

제작된 안테나의 전압정재파비 주파수 대역폭은 최대기준 전압정재파비를 2:1로 설정했을때, 1,190MHz

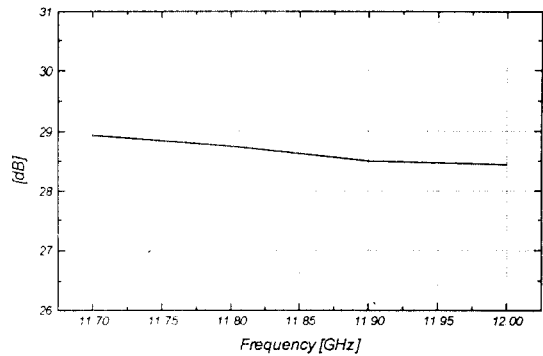


그림 7. 16×16 어레이 안테나의 측정된 이득
Fig. 7 Measured gain of 16×16 array antenna

대역폭 즉 10% (fo = 11.9GHz에서)의 광대역 특성을 나타내었다.

그림 6에 제작된 안테나의 3차원 및 2차원 방사패턴을 도시하였다.

제작된 안테나의 방사패턴을 측정된 결과 첫 번째 좌우 부엽은 -14.08dB, -16.2dB로 나타났으며 전력 반치폭은 3.68°로 비교적 만족할 만한 수준으로 나타났다. 측정에 사용된 계측장비는 H/P 8510B를 신호원으로 사용한 Orbit社의 AL-4951 근역장 측정장비를 사용하였다.

그림 7에서는 제작된 안테나의 이득특성을 나타낸 것으로, 실제목표 29dB에 근접한 결과를 얻었다. 11.7GHz에서 28.94dB로 최고치를 나타냈으며, 위성방송 주파수 대역내에서 28.44~28.94dB의 평탄한 이득 특성을 보였다.

2. 위성방송의 C/N비 측정

양호한 화질의 위성방송 수신을 위해서는 위성방송 수신 시스템의 성능평가 항목은 필수적이다. 수신하고자 하는 지역에서의 가장 적합한 Spec.의 안테나와 저잡음 컨버터(Low Noise Blockdown Converter)의 선택은 수신 시스템의 경제성과 위성방송의 화질과도 밀접한 연관성이 있으므로 무척 중요하다.

제작된 안테나의 수신된 위성방송 영상의 질을 평가하는 척도인 C/N은 (25)식으로 구할 수 있다⁽¹⁵⁾.

$$C/N = \frac{EIRP \cdot L_f \cdot R \cdot \alpha \cdot G_a \cdot N_u}{K \cdot B \cdot [\alpha T_a + (1 - \alpha) T_0 + (F - 1) T_0]} \quad (25)$$

여기서, $EIRP$ = 유효방사전력, L_f = 자유공간손실dB, R = 강우감쇄dB, K = 볼츠만상수J/K, B = 수신기 채널 대역폭MHz, N_u = 상향회선 C/N비에 의한 수신 C/N비의 열화dB를 나타낸다. 위성방송 수신시스템의 성능지수는 안테나 이득과 수신 시스템의 총잡음 온도의 비로 나타내며, G/T(figure of merit)로 표기한다.

$$G/T = \alpha\beta \frac{G_a}{\alpha T_a + (1-\alpha)T_0 + (N/F-1)T_0} \quad (26)$$

여기서 α = 송기풀링 손실dB, β = 포인팅 손실dB, G_a = 수신 안테나 이득dB, N/F = 수신기 잡음지수dB, T_0 = 290K 기준온도, T_a = 안테나 잡음온도K 이다.

G/T와 C/N과의 상호 관계식은 다음과 같다.

$$G/T = \frac{C/N \cdot K \cdot B}{EIRP \cdot L_f \cdot R \cdot N_u} \quad (27)$$

본 논문에서는 제작된 16×16 마이크로스트립 안테나에 저잡음컨버터(LNB)를 부착하여, 일본 BS위성의 방송신호를 우리나라 부산지역에서 C/N비를 측정하였다. 측정에 사용된 저잡음컨버터(LNB)는 잡음지수(N/F)=0.6dB, 변환 이득(Conversion Gain)=55dB typical, 이득 평탄도(Gain Flatness) = 4dBp-p, 국부발진기 안정도(Local Oscillator Stability) = ±1.0MHz의 Spec.을 가진 저잡음컨버터이다.

측정조건은 맑은 날(1995. 7. 20일) 12시부터 15시 까지의 시간대에 그림 8과 같이 측정 시스템을 구성하고, 측정된 수치를 GPIB를 통해서 컴퓨터에 저장하였다.

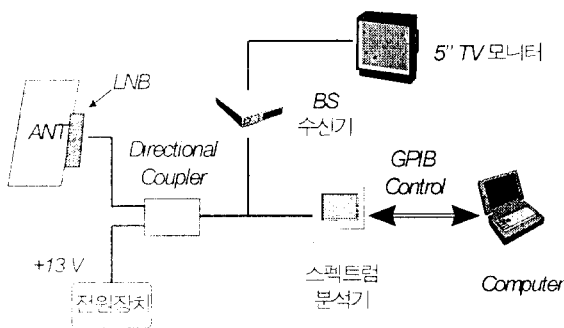


그림 8. C/N비 측정 시스템 구성도
Fig. 8 The configuration of C/N ratio measurement system

그림 8에서 C/N비 측정 시스템 구성을 도시하였다. C/N비를 측정하는 방법은 스펙트럼분석기를 사용하였으며, 그 순서는 다음과 같다^(16, 17).

1) 반송파 신호레벨 C 측정

일본 BS위성의 7채널(중심주파수 = 1164.56MHz)을 중심으로, 분해능 대역폭을 300KHz, 비디오 필터를 10KHz, 소인시간을 20ms, 입력 감쇄율 0dB에서 MAX HOLD 측정모드로 스펙트럼분석기를 설정한 후 1분 후에 최대치 C' dB를 읽는다. 여기서 입력 감쇄율은 스펙트럼분석기의 내부잡음 영향을 최소화시키기 위해서 가능한 작게 설정하여야 한다. C' dB값은 스펙트럼분석기의 대역통과 필터를 통과하면서 잡음전력 N' dB가 포함되어 있으므로 식(28)로 보정하였다.

$$C = 10 \log [10^{(\frac{C'}{10})} - 10^{(\frac{N'}{10})}] \text{ dB} \quad (28)$$

2) 잡음레벨 N 측정

스펙트럼분석기에서 위성방송 7채널 중심주파수 1164.56MHz에서 17MHz씩 떨어진 상, 하측 주파수내역에서 2MHz 간격으로 총 8개의 주파수에서 잡음레벨 ni ($i=1, 2, 3, 4$)를 측정하였다. 측정한 8개의 잡음레벨을 평균화하고 1Hz당 잡음레벨 n dB를 산출한다.

$$n = 20 \log [\sum_{i=1}^8 10^{(\frac{ni}{20})}] - 18.06 \text{ dB} \quad (29)$$

(29식)의 n dB는 스펙트럼분석기 자신의 내부잡음 N_0 를 포함하므로, 원래의 잡음레벨 N은 (30)식으로 산출된다.

$$N = 10 \log [10^{(n - \frac{K}{10})} - 10^{(\frac{N_0}{10})}] \text{ dB/Hz} \quad (30)$$

여기서 K는 스펙트럼분석기의 분해능 대역폭 300KHz에서의 잡음실효대역폭의 보정값 dB 이다.

3) 스펙트럼분석기의 내부잡음 N_0 의 측정

스펙트럼분석기의 입력단자의 임피던스를 종단시킨 후, ni dB를 측정한 다음 1개의 주파수를 앞서 설명한 1Hz당 잡음레벨 N을 측정할 동일한 방법으로 잡음레벨 N_0 dB/Hz를 측정한다.

4) C/N 비의 산출

(28), (29), (30)식에서 산출된 결과를 이용하여 C/N 비를 산출한다.

$$C/N = 10 \log \left[10^{\left(\frac{C'}{10}\right)} - 3 \times 10^5 \cdot 10^{\left(\frac{\bar{n}}{10}\right)} \right] - 10 \log \left[10^{\left(\frac{\bar{n}-K}{10}\right)} - 10^{\left(\frac{N_0}{10}\right)} \right] - 74.31 \quad (31)$$

여기서 C' = 측정된 반송파 신호레벨, \bar{n} = 분해능대역폭 300KHz에서의 평균잡음레벨, $N_0 = C'$ 을 측정한 스펙트럼분석기의 내부잡음레벨, K = 분해능대역폭 300 KHz에서의 잡음실효 대역폭의 보정치이다.

이상과 같은 절차를 컴퓨터에 GPIB 제어용 프로그램을 구성하여 스펙트럼분석기에 나타난 결과를 3시

간동안 연속적으로 측정하였다. 그림 9에서 부산지역의 일본 BS위성의 캐리어신호의 스펙트럼과 C/N비를 측정된 결과와 계산치를 도시하였다.

(a)에서 보여진 일본 BS위성의 캐리어신호 스펙트럼은 현재 방송 중인 4개의 방송채널(HDTV MUSE 방송, 1채널포함)의 캐리어신호 스펙트럼이다.

부산지역에서의 일본 BS위성의 EIRP를 54.5dBW 라고 설정하면⁽¹⁸⁾, 맑은날 기준 C/N비 계산치는 10.53dB이며 G/T는 7.83dB/K이다. 반면 C/N비 측정치는 3시간 연속 측정 결과가 10.32~10.41dB로 거의 유사한 결과를 얻었다.

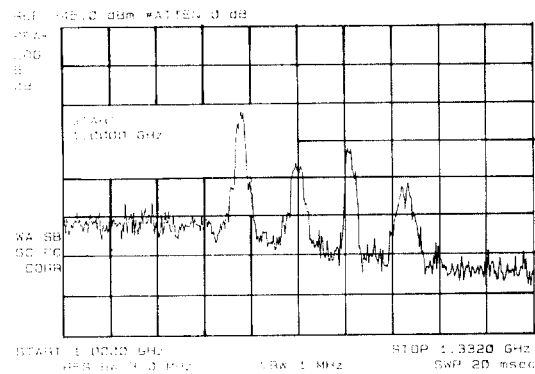
여기서 계산치와 측정치에서 발생한 약간의 차이는 부산지역의 BS위성 EIRP 예상값과 안테나 잡음 온도 설정의 부정확성이라고 예상된다. 안테나 잡음 온도를 80° K 기준으로 계산하였으나 실제로는 환경 잡음원의 영향을 받아 잡음온도가 상승된 것으로 예상된다. 측정된 시간대에 5" TV 모니터로 수신된 위성방송은 임펄스 잡음 즉 스파클이 거의 없는 양호한 화질이 수신되었다.

V. 결 론

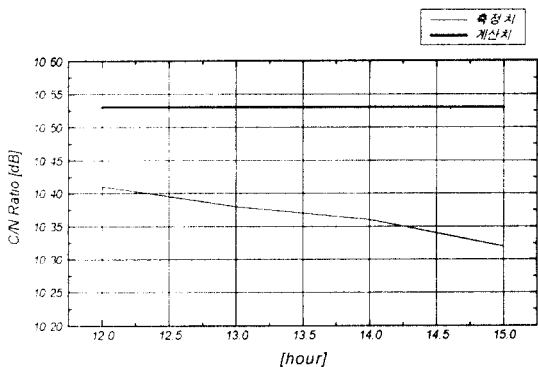
본 연구에서는 마이크로스트립 사각형 패치 안테나를 16×16 어레이로 구성하여 국내 무궁화 위성방송 수신용 안테나로의 타당성 검토를 수행하였다. 제작된 안테나를 부산지역에서 일본 BS위성의 NHK 방송 수신 실험을 통하여 C/N = 10dB 이상의 양호한 화질 수신을 확인하였다.

본 연구의 마이크로스트립 안테나는 파라볼릭 안테나에 비하여 경제성 측면에서는 불리한 면이 많으나 설치의 간편성, 설치 공간의 제한성, 외부 환경과의 조화 등을 고려했을 때 평면형 마이크로스트립 안테나가 기능적인 측면뿐만 아니라 양산성과 같은 산업적인 측면에서도 절대적으로 유리할 것으로 예상된다.

끝으로 국내 무궁화 위성방송은 디지털 방송 방식을 채택하여 사용하므로 C/N비 열화에 대해 무척 민감한 특성 변화를 나타낸다. 또한 우리나라의 1년 평균 강우량의 대부분이 7, 8월에 집중된 만큼 정확한 Link Budget 설정을 위해서는 환경 평가 실험 즉 계절 외부 환경 변화를 통한 C/N비 변화 등을 연속적



(a)



(b)

그림 9. 일본 BS위성의 C/N비 측정 결과 (a) 캐리어신호 스펙트럼 (b) C/N비 측정 결과

Fig. 9 Measured C/N ratio for BS satellite (a) carrier signal spectrum (b) measured C/N ratio

측정 시스템을 통하여 관찰할 필요성이 있을 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

1. 무궁화 위성(KOREASAT) 시스템 개발 규격서, (주) LG정보통신.
2. 衛星放送の受信入門, NHK, 일본방송출판협회.
3. John Breeds, *The satellite book, a complete guide to satellite TV theory and practice*, Swift Television Publication, 1991.
4. I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antenna*, Artech House, 1980.
5. A. G. Derneryd, "Linearly polarized microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-24, no. 6, pp. 846-851, Nov. 1976.
6. A. G. Derneryd, "A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-26, no. 4, pp. 532-535, July 1978.
7. E. Lier, and K. R. Jakobsen, "Rectangular microstrip patch antennas with infinite and finite ground plane dimensions," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 6, pp. 978-984, Nov. 1983.
8. A. G. Derneryd and A. G. Lind, "Extended analysis of rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-27, no. 6, pp. 846-849, Nov. 1979.
9. W. F. Richards, Y. T. Lo, and J. Brewer, "A simple experimental method for separating loss parameters of a microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-29, no. 1, pp. 150-151, Jan. 1981.
10. H. Pues, and A. Van de Capelle, "Functional dependence of the bandwidth and gain of a rectangular microstrip antenna on its structural parameters," *IEEE AP-S International symposium digest*, vol. 1, pp. 77-80, 1982.
11. David M. Pozar and Daniel H. Schaubert, *Microstrip Antennas*, Artech House, 1995.
12. Jean Francois Zurcher and Fred E. Gardiol,

Broadband Patch Antennas, Artech House, 1995.

13. Joosung Jun and Ikmo Park, "A multilayer printed antenna array with low sidelobe level for DBS reception," *Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 658-661, 1995.
14. Kazuhiro Hirasawa and Misao Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, Artech House, 1992.
15. *Reports of the CCIR(International Radio Consultative Committee)*, ITU, vol. 11, 1990.
16. Yasushi Iitsuka, "The characteristics of CN ratio using different antenna type," *텔레비죤학회 기술보고*, vol. 18, no. 11, pp. 1-4, Feb. 1994.
17. 일본방송협회(위), NHK *텔레비 기술교과서*, 일본방송출판회, 1989.
18. Akio Yasuda and Osamu Suzuki, "Onboard reception of satellite broadcasting and measurement of oceanic field strength," *Microwave workshops and exhibition digest*, pp. 279-284, 1993.



田 周 聖(Joo Sung Jun) 정희원
 1996年 現在: 韓國航空大學校 大學院 航空通信情報工學科 博士課程在學
 1988年 1月~1995年 6月: LG電子 멀티미디어(映像미디어) 研究所 先任研究員

1995年 6月~現在: 電子部品綜合技術研究所 先任研究員
 ※주관심분야: Antenna and propagation, 超高周波 回路設計, 超高周波用 에너지 變換素子



李 成 烈(Seong Real Lee) 정희원
 1990年: 韓國航空大學校 航空通信情報工學科 卒業
 1992年: 韓國航空大學校 大學院 航空通信情報工學科 卒業
 1994年 2月~現在: 韓國航空大學校 大學院 航空通信情報工學科 博士課程在學

※주관심분야: 超高周波 回路設計, 光集積回路, Optical soliton 傳送시스템



李 潤 鉉(Yun Hyun Lee) 정회원

1965年: 韓國航空大學校 航空通信情報工學科 卒業

1979年: 檀國大學校 大學院 電子工學科 卒業

1985年: 慶熙大學校 大學院 電子工學科 工學博士

1988年 1月~1988年 7月: State Univ. of New York 交換教授

1980年 3月~現在: 韓國航空大學校 航空通信情報工學科 教授

※주관심분야: 超高周波 回路設計 및 안테나, 光集積回路, 光通信 시스템