

Ka-band 위성통신 up-link 용 평면형 빔틸트 안테나의 설계

임 계 재*

The Design of Planar Beam Tilt Antenna for Satellite up-link Communication in Ka-band

Gye-jae Lim*

요약문

중위도 지역에서는 위성통신용 파라볼라 안테나를 45도 정도로 기울여 설치해야 된다는 문제점 때문에 이를 대체하기 위한 평면형 안테나의 연구가 활발하게 진행되고 있다. 특히, Ka band를 이용한 위성통신이 활발해지면서 VSAT 용 평면형 안테나의 개발 필요성이 대두되고 있다.

본 논문에서는 평면 안테나 상태로 45도 빔틸트 특성을 갖고, Ka 밴드의 위성통신용으로 30GHz 대역에서 충분한 고이득을 얻기 위해, 빔폭이 좁고 사이드로브가 적으며 저손실 구조의 평면배열 안테나를 설계하였다.

이러한 성능을 만족시키기 위해, 진행파형 누설과 모드를 기초로 한 수직편파 도파관 종방향 슬롯 배열안테나를 제안하였으며, 특히 슬롯 배열들 각각의 폭을 조절하여 복사 전력을 제어함으로써 복사 패턴의 사이드 로브 레벨을 저감시켰다. 32개 누설과 소자의 배열안테나 이득은 35.16 dBi 였으며, 빔폭은 2.5도, 사이드로브 레벨은 -30 dB 이하, 중심주파수 30.0 GHz 에서 빔틸트 각도는 45도를 얻었다.

ABSTRACT

Because the installation problem of parabola antenna that is tilted to 45 degree when this antenna is installed at the area of middle latitude, the study on planar antenna in place of parabola antenna is made rapid progress. Especially, The development of the planar antenna for VSAT is needed depending on the increased Ka-band satellite communications.

In this paper, in order to meet with these performances, an array antenna consisting of the vertical polarized waveguide longitudinal slots based on the leaky-wave mode of traveling wave antenna is proposed. Especially, for the lower sidelobe level, the design method of the radiation power distribution control using the different slot widths is proposed. An array antenna consisting of 32 leakywave waveguide antennas is showing 35.16 dBi of gain, 2.5 degree of beamwidth at azimuth, below than -30 dB of sidelobe level, 45.8 degree of beam tilt angle in center frequency 30.2 GHz.

Key words : planar array antenna, beam tilt antenna, Ka band antenna, Waveguide slot array antenna, Satellite

* 관동대학교 전자 정보 통신공학부 (gilim@kd.ac.kr)

접수일자 : 2012년 7월 10 일, 수정일자 : 2010년 8월 7일, 심사완료일자 : 2010년 8월 13일

1. 서론

국내에서도 무궁화5호와 천리안위성을 운용하면서 Ka-band 위성통신의 이용이 활성화되고 있다.

기존에 파라볼라를 기본으로 한 위성방송 수신 안테나 및 VSAT 용 안테나 등이 고정형으로 또는 대형 차량이나 선박용으로 고이득으로 개발되어 이용되고 있으나, 크기가 크고 무겁기 때문에 소형 차량에의 탑재하거나 휴대하기 불가능하다는 단점이 있다. 수년 전부터 소형 차량용 위성방송 수신 및 통신용 안테나로서 low profile, con-formal, low weight, low size, low loss 특성을 만족하기 위한 설계 노력이 이루어지고 있다. [1-3]

마이크로스트립 안테나와 페이즈쉬프터를 이용하고 소자 간에 마이크로스트립 선로로 결합한 배열안테나 설계에서 규정된 크기에서 최대 이득을 얻는 것은 마이크로스트립 기판의 필연적인 손실로 인해 이득의 저하가 발생하게 된다. 따라서 최근에는 이러한 손실을 최소화하여 최대 이득을 얻기 위해 도파관 구조의 안테나와 도파관 급전선로의 이용을 수용하고 있으며, 페이즈쉬프터의 이용 대신에 진행파형 누설파 안테나를 이용하여 빔 틸트 방법을 시도하고 있다.

본 논문에서는 국내의 해양기상통신위성인 천리안위성과의 양방향 통신을 위한 up-link 30 GHz의 Ka band 대역에서 동작하는 평면형 슬롯배열 안테나를 개발한다.

천리안위성의 통신용 주파수 대역은 상향 29.6-30.0 GHz 이며, 하향은 19.8-20.2 GHz 이다. 통신서비스 빔의 수는 2개로 남한 쪽 빔은 수직편파를 사용하고 북한쪽 빔은 수평편파를 사용하고 있다.

이 안테나는 하나의 도파관에 종방향으로 40개의 슬롯 배열을 갖는 누설파 안테나를 횡방향으로 32개 배열하여, 즉 40 X 32 개의 슬롯으로 구성된 평면형 슬롯배열 안테나이다. 특히, 사이드로브 레벨을 저감하여 위성 사이의 간섭을 저감시키도록 패턴을 개선하기 위해 각 슬롯들의 폭을 조절하여 복사전력의 분포 특성을 제어할 수 있는 방법을 제안하고 해석, 측정을 수행하였다.

제작된 안테나의 크기는 260(길이) X 292(폭) X 8(높이) mm^3 이었으며, Ka band에서 대역폭 29.6 GHz - 31.1 GHz 의 광대역 성능을 얻었으며, 그 중심주파수 부근인 30.2 GHz에서 45.8도 빔 틸트 각도에서 이득은 35.16 dBi, 사이드로브 레벨은 주빔 이득에 비해 30 dB 이하로 개선되었으며, 빔 폭은 방위각 방향에서 2.5도, 고도각 방향에서 3.5도로 측정되었다.

2. 진행파형 누설파 안테나의 이론

우리나라와 같은 중위도 지역에서 고정위성을 바라본 고도각은 약 45도 방향을 갖는다. 따라서 일반적인 broadside 빔을 갖는 안테나의 경우는 안테나 자체를 45도 기울여서 방향을 맞추기 때문에 안테나의 높이가 "안테나 길이 X $\cos 45^\circ$ " 로 높아지게 된다. low profile 을 위해서는 안테나 자체를 기울이지 않고 빔이 45도 기울어지는 것이 바람직하다. 이러한 특성을 주로 진행파를 전달하며 누설파로 동작하는 안테나들에서 가능하다. [4-8]

그림 1 과 같이 진행파가 도파관을 따라 진행하면서 도파관 상에 주기적으로 구성된 슬롯 부분에서 부분적으로 복사가 일어나게 되면, 길이에 따라 복사 진폭이 지수함수적으로 감소하면서 누설되게 된다. 장방향 도파관에 슬롯부분을 설치하고 종단부는 무반사 종단으로 하는 것이 일반적이다. 그러나 대부분의 전력은 종단부에 도달하기 전에 복사되기 때문에 종단 조건은 안테나의 특성에 거의 영향을 주지 않는다.

그림 1 에 보인 바와 같이, 도파관 슬롯 안테나는 여러개의 슬롯들과 무반사 종단부로 구성되어 있다. 입사파가 도파관을 통해 진행하여 나갈 때, 각 슬롯에서 부분적으로 지수함수적으로 누설 복사하게 되어 종단에 도달하였을 때는 이미 대부분의 전력이 복사하게 되어 남은 전력이 거의 없을 것이다. 따라서 종단부의 구조는 안테나의 복사 패턴에 거의 영향을 주지 않는다.

누설파 안테나는 축상의 일정 각도에 주빔을 갖는다. 최대 복사각도 θ_m 는 누설파의 위상정수 β 에 의해 다음 식과 같이 결정된다.

$$\theta_m \cong \cos^{-1}\left(\frac{c}{\beta}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda}{\lambda_g}\right) \quad (1)$$

여기서 c 는 자유공간의 광속도이고, λ 와 λ_g 는 각각 자유공간과 도파관 내에서의 파장이다.

실제의 경우에, θ_m 의 상한은 85도, 하한은 10도이며, 이 값은 동작 모드와 구조에 따른다. 상한 θ_m 은 도파관의 차단주파수에 의해 결정된다. 그러나 누설파와 도파관의 차단주파수가 정확히 정해지지 않고 동시에 차단주파수에 가까움에 따라 감쇄정수 α 도 특히 크게 되고, 주빔의 방향도 명확하게 되지 않기 때문에 상한은 약 85도로 된다.

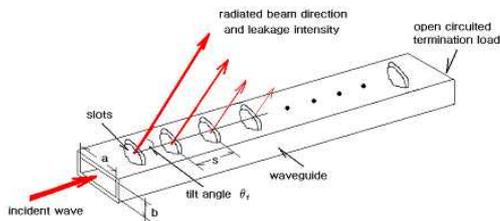


그림 1. 도파관 슬롯 안테나 구성

Fig. 1 The linear array configuration of leaky-wave slots on a waveguide.

누설파안테나의 흥미로운 특징은, 위상정수 β 를 변화시키는 것에 의해 주빔을 scanning 하는 것이 가능하다는 것이다. 구체적으로는 위상정수 β 를 변화시키는 방법은 다음과 같은 방법들이 있다.

- (1) 도파관 관벽을 변화시키는 등의 기계적 방법.
- (2) 페라이트 등을 삽입하여 DC 바이어스를 변화시키는 등에 의한 전기적 방법.
- (3) 주파수를 변화시키는 등의 방법.

본 논문에서는, 주어진 주파수에서 45도의 빔틸트를 얻기 위해 기계적 방법을 사용하였다.

도파관 벽상에 슬롯들이 간격 s 로 주기적으로 배열된 경우에, 누설파 안테나의 주빔 방향 θ_m 은 $\cos\theta_m = \lambda/\lambda_g$ 로 주어지며, 정확히 end-fire 와

broadside 방향에 빔을 향하지 못한다. 배열 이론에 따라 정확한 주빔 방향 θ_m 은 다음 식(2)와 같다.

$$\cos\theta_m = \frac{\lambda}{\lambda_g} - \frac{1}{2} \frac{\lambda}{s} \quad (2)$$

로 주어진다. 배열 간격 s 을 크게 하면 grating lobe 가 나타나지만, 다음 식(3)을 만족하는 경우에는 grating lobe 가 나타나지 않게 되므로 보다 높은 이득을 얻을 수 있게 되며, 이러한 유형의 안테나를 도파관 슬롯배열 진행파형 누설파 안테나라고 한다.

$$\frac{s}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\cos\theta_m|} \quad (3)$$

3. 1차원 배열의 설계

본 논문에서의 도파관 슬롯배열 안테나의 기본적인 설계 구조는 그림 2 와 같다. 즉, 도파관의 넓은 쪽 벽상에 주기적으로 횡방향 슬롯을 배열하면 누설파 안테나로서 수직 편파의 빔틸트가 형성된다. 설계주파수 대역에서 45도 빔틸트 방향에서 최대 이득을 얻기 위해 슬롯의 폭 w 와 두께 t , 소자 간격 s 등의 파라미터를 결정하여야 한다. 또한 표면파 및 반사에 의한 사이드로브를 억제하기 위해 슬롯 뒤 부분에 반사 벽을 구성하여 45도 방향의 이득을 증대시키도록 하였다. 또한, 종단부의 반사를 방지하기 위해 45도 각도로 절단하여 종단에서의 복사가 전체 복사에 기여하도록 하였다. 설계 주파수 대역에서 최대 이득과 최소 사이드로브 레벨을 갖기 위한 각 파라미터의 최적 값은 FDTD(Finite Difference Time Domain) 수치해석 방법을 이용하여 도출하였다. [9-12]

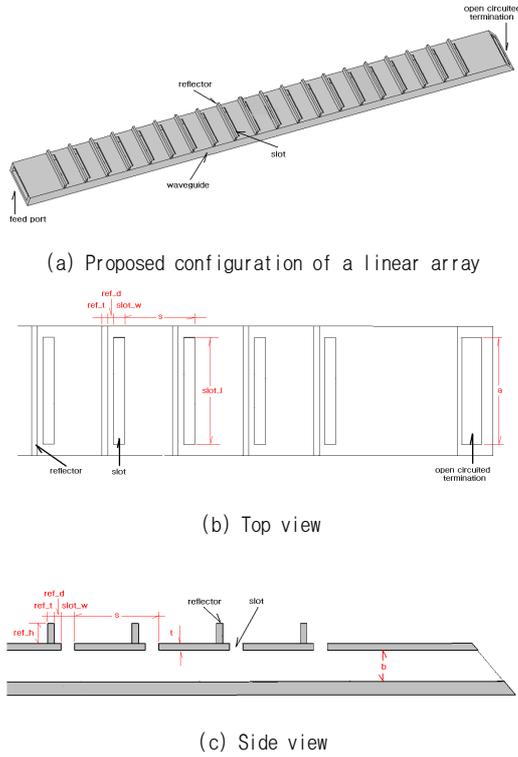


그림 2. 도파관 슬롯배열 안테나의 기본적인 설계 구조
 Fig. 2 The configuration of a waveguide slot 1-dimensional array leaky-wave antenna with same slot width(slot_w).

일반적으로, 슬롯들의 폭이 동일하게 되면 각 슬롯의 순서에 따라 누설 복사되는 전력이 지수함수적으로 감소하게 되므로 배열이론에 의하면 사이드 로브 레벨과 개수가 증가하게 된다. [13] 이를 개선하기 위한 방법으로 그림 3 과 같이 슬롯 폭을 달리함으로써 각 슬롯들에서의 누설 복사전력 분포가 지수함수적으로 감소하기 보다는 선형적으로 감소하는 경향을 보이게 되어 사이드로브 개선이 이루어진다. 이때의 안테나의 설계 크기를 표 1 에 보였으며, 각 슬롯 폭의 설계 크기는 표 2 에 보였다. 또한 슬롯폭이 일정한 경우와 슬롯 폭을 조절하여 최적화시킨 경우의 안테나 복사 표면에서의 진폭 분포를 보면 그림 4 와 같이 나타난다. [13]

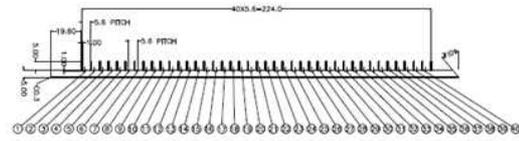


그림 3. 슬롯 폭을 달리함으로써 각 슬롯에서의 누설 복사전력 분포

Fig. 3 The configuration of a waveguide slot 1-dimensional array leaky-wave antenna with different slot width(slot_w).

표 1. 안테나 설계 크기

Table 1 The optimized parameters of a leaky-wave slot array antenna.

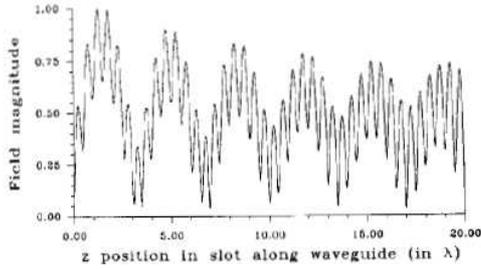
items	parameters	optimized size
design target	center frequency	30.2 GHz
	beam tilt angle	45 degree
waveguide	a	7.112 mm
	b	3.0 mm
	t	1.0 mm
slot	slot_w	Table 2
	slot_l	7.112 mm
	slot_N	40 ea
reflector	ref_t	1.0 mm
	ref_d	1.4 mm
	ref_h	5.0 mm
space	s	5.6 mm

그림 3과 같이, 설계 주파수와 빔틸트 방향 θ_t 가 결정되었을 경우에 주빔 방향에 수직인 면에서 동위상 조건은 누설과 동작[4]의 원리에 따라 다음 식으로 쓸 수 있다.

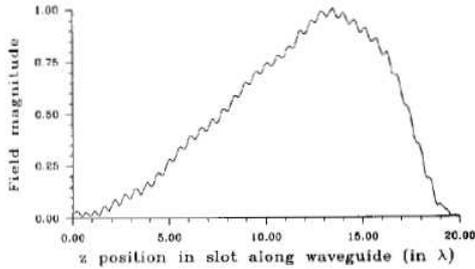
$$\begin{aligned} \angle S_{31}^{(\#i)} &= 2\pi \frac{s \sin\theta_t}{\lambda_0} \\ &= \angle S_{21}^{(\#i)} - 2\pi \frac{s}{\lambda_g} + \angle S_{31}^{(\#(i+1))} \end{aligned} \quad (4)$$

표 2. 각 슬롯 폭의 설계 크기
Table 2 The slot width depending on slot No.

slot No.	width [mm]	slot No.	width [mm]
1	0.5	21	1.775
2	0.5	22	1.85
3	0.5	23	1.925
4	0.5	24	2.0
5	0.575	25	2.0
6	0.65	26	2.0
7	0.725	27	2.0
8	0.8	28	2.0
9	0.875	29	2.0
10	0.95	30	2.0
11	1.025	31	2.0
12	1.1	32	2.0
13	1.175	33	2.0
14	1.25	34	1.75
15	1.325	35	1.5
16	1.4	36	1.25
17	1.475	37	1.0
18	1.55	38	0.75
19	1.625	39	0.5
20	1.7	40	0.5



(a) in the case of identical slot widths



(b) in the case of different slot widths

그림 4. (a) 동일한 슬롯 폭(그림 2)와 (b) 다른 슬롯 폭(그림 3) 전력누수분포의 비교

Fig. 4 The comparison of the leakywave power distributions with (a) the identical slot widths (Fig 2) and (b) the different slot

widths (Fig 3). [13]

$$\sin\theta_t = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} + \frac{\lambda_g}{d} \frac{\angle S_{31}^{(\#i)} - \angle S_{31}^{(\#(i+1))} - \angle S_{21}^{(\#i)}}{2\pi} \quad (5)$$

여기서, s 는 소자 사이의 간격이고, λ_0 는 자유 공간 파장, λ_g 는 WG내의 파장이다.

$\angle S_{21}^{(\#i)}$ 와 $\angle S_{31}^{(\#i)}$ 는 각각 전송파와 복사파의 위상편이(phase shift)이다.

근사적으로 $\angle S_{31}^{(\#i)} \approx \angle S_{31}^{(\#(i+1))}$ 이 사용된다. 식(5)로부터 도파관의 폭 a 를 간단하게 유도하기 위해, 초기 설계 값으로 $\angle S_{21}^{(\#i)}$ 를 '0'으로 가정한다. 이때 빔 틸트 각도 θ_t 를 제어하는 도파관의 폭 a 는 식(5)로부터 다음 식으로 결정된다.

$$a \approx \frac{\pi}{k_0 \sqrt{1 - \sin^2\theta_t}} \quad (6)$$

또한, 그림 5에서 $P_{31}^{(i)}$ 과 $P_{31}^{(i+1)}$ 은 (i) 번째와 (i+1) 번째 슬롯에서의 누설 복사전력이다. 안테나는 누설파 안테나로 동작하기 때문에 슬롯 순서의 번호가 증가할수록 P_{31} 은 그림 4 의 분포 특성에 따라 선형적으로 감소하며 최종적으로 최종단에서 $P_{21}^{(N+1)} \approx 0$ 이 된다.

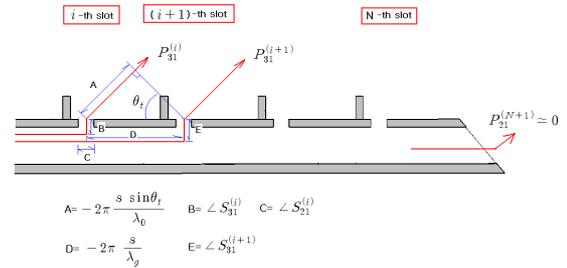


그림 5. 누설파 안테나 작동원리
Fig. 5 The operating principle of the leaky-wave antenna.

식 (4)에서 (6) 의 초기 설계 파라미터로부터, Maxwell 방정식의 수치해석 전자파 계산을 위해 널리 이용되고 있는 FDTD 방법을 사용하여 최대 이득과 최소 사이드로브 특성을 얻기 위한 최적 파라미터를 구하였다. 이 파라미터는 표 1 과 표 2 및 그림 3 의 값들로 보였다.

4. 32 개 평면 배열 안테나의 설계

앞 절에서 최적화된 40개 종방향 슬롯으로 구성된 단일 도파관 슬롯배열 안테나를 횡방향으로 32 개 배열하여 설계하여 그림 6에 보였다. 전체 크기는 260(길이) X 292(폭) X 8(높이) mm³ 이며, 각각의 종방향 배열의 전력 결합은 그림 6 의 하

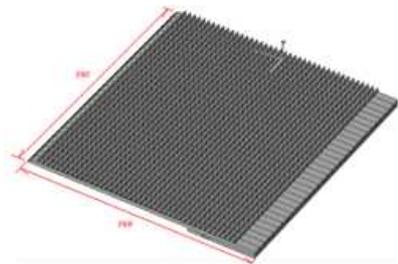


그림 6. 누설파 안테나 32배열의 구성
Fig. 6 The configuration of 32 array leaky-wave antenna.

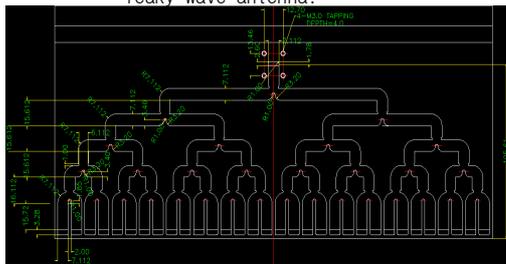
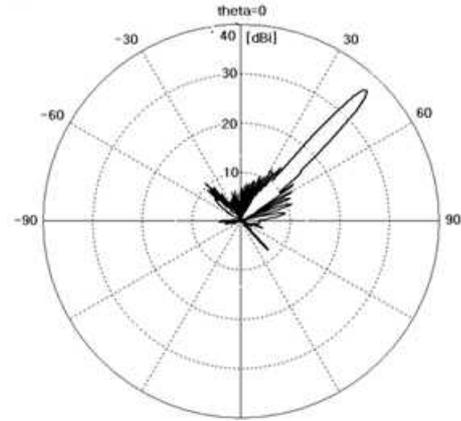


그림 7. 피드 네트워크를 협력한 32 도파관의 구성.
Fig. 7 The configuration of 32 waveguide cooperated feed network.

단부에서 안테나의 아래쪽으로 접어서 그림 7 과 같이 병렬 결합망(waveguide cooperated feed network) 방식을 적용함으로써 안테나의 넓이를 대폭적으로 줄이고, 저손실, 광대역 특성을 갖도록 설계하였다.

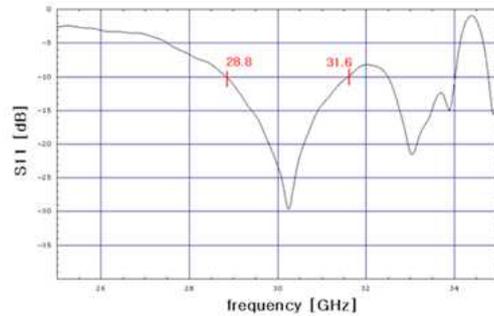
그림 6 의 40 X 32 개 평면배열 도파관 슬롯배열 안테나의 입력 임피던스와 복사 패턴을 시뮬레



(b) Radiation pattern (elevation angle)

그림 8. S11 및 30.2 GHz에서 선형 배열 안테나의 복사 패턴.

Fig. 8 S11 and Radiation pattern of a linear array antenna at 30.2 GHz.



(a) Return loss S11 of a array antenna.

이션하기 위해 FDTD 방법을 사용하였다. 시뮬레이션 결과, S11 은 그림 8(a) 와 같이 광대역 상에서 매우 우수하게 나타났으며, 중심 주파수 30.2 GHz에서 복사 패턴을 그림 8(b) 에 보였다. 주빔은 45도 방향에서 36.0 dBi, 빔폭 3.5 도를 보였다.

5. 측정 및 분석

표 3 의 설계 목표로 40개 슬롯을 갖는 1차원 도파관 배열 안테나를 설계하고 FDTD 방법을 이용하여 시뮬레이션하여 최적 설계 파라미터를 도출하여 제작하였다. .

이때 1차원 배열인 1개 안테나 소자의 길이는

260 mm이며, 이 도파관 누설과 안테나 소자 32 개를 횡방향으로 평면 배열함으로써 방위각 방향의 빔폭을 좁힐 수 있다. 급전부 설계는 코퍼레이트 급전방법으로 광대역 성능을 유지하도록 하였다. 전체적으로 설계된 구조를 그림 9 에 보였다. 시제품은 알루미늄 정밀가공으로 제작하였으며, 전체 크기는 260(길이) X 292(폭) X 8(높이) mm³ 이다.

표 3. 디자인 사양 및 결과
Table 3. The design specifications and results.

items	specification	result
frequency band	29.6-30.0 GHz	29.6-31.1 GHz
center frequency	30.2 GHz	30.4 GHz
gain	35 dBi	35.16 dBi
beam tilt angle	45 degree	45.8 degree
beam width (in azimuth)	4.0 degree	2.5 degree
beam width (in Elevation)	4.0 degree	3.5 degree
polarization	Vertical Pol.	Vertical Pol.

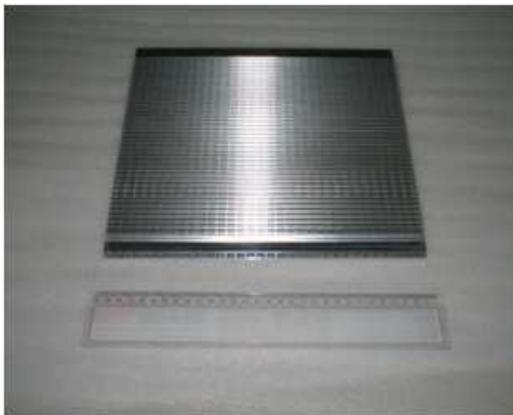
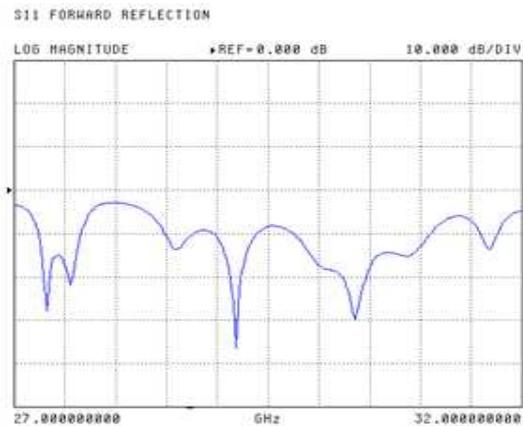


그림 9. 평면 배열 안테나의 조작 구성
Fig. 9 The fabricated configuration of this planar array antenna.

그림 9 와 같이 제작된 40개 배열 안테나의 측

정을 수행하여 그 측정 결과를 그림 10에 보였으며, 이는 시뮬레이션 결과와 매우 잘 일치하였다. S11 측정은 40 GHz 까지 사용가능한 네트워크 분석기 Anritsu 37269D를 사용하였고, 안테나 패턴 측정은 안테나 근거리장 측정용 프로브 시스템 (5 - 40 GHz)을 사용하여 near to far field 변환을 통해 원거리장 복사 패턴을 구하였다. S11 은 그림 10(a) 와 같이 29.6 GHz - 31.1 GHz 의 광대역 상에서 매우 우수하게 나타났으며, 중심주파수 부근 30.2 GHz에서 복사 패턴을 그림 10(b) 에 보였다. 주빔은 45.8도 방향에서 35.16 dBi, 빔폭은 방위각 방향에서 2.5도, 고도각 방향에서 3.5도로 측정되었다. 특히, 각 슬롯에서의 누설과 전력을 슬롯 폭을 조절함으로써 제어 가능하여 사이드로브가 최소가 되는 복사 패턴의 합성이 가능하였고 측정을 통해 주빔 대비 -30 dB 이하로 기존의 경우보다 약 15 dB 의 사이드로브 저감 개선효과를 확인하였다. 근거리장 측정 프로브 시스템으로 측정된 안테나 근거리장의 복사전력 진폭분포는 그림 11 과 같이 나타났다. 그림 11 의 좌측은 전체 개구면 상의 진폭분포도이며, 우측은 중심선상의 진폭분포 특성으로 그림 4 의 b 와 분포특성이 일치하고 있다.

이는 Ka band 위성통신용 상향 링크의 주파수 대역을 포함하고 고이득, 저 사이드로브 특성을 갖기 때문에 천리안위성용 상향링크 안테나로써 실용화가 가능할 것이다.



(a) Measured return loss S11.



(a) The radiation pattern.

그림 10. S11 및 30.2 GHz의에서 평면 배열 안테나의 복사 패턴.

Fig. 10 S11 and radiation pattern of a planar array antenna at 30.2 GHz.

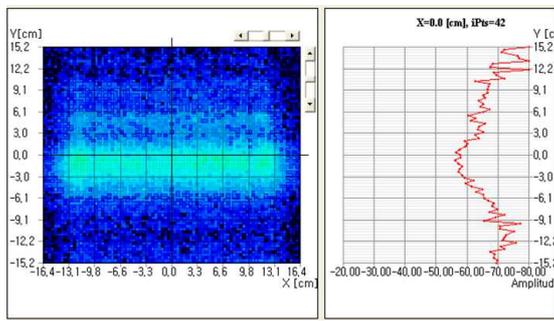


그림 11. 30.2 GHz의에서 평면 배열 안테나의 근거리장 진폭 분포

Fig. 11 Near field amplitude distribution on a planar array antenna at 30.2 GHz.

6. 결론

원격지나 재해지역에서 DBS, 위성인터넷, 위성 데이터통신 및 VSAT 서비스와 같은 위성통신 서비스가 가능한 최적의 평면배열 안테나를 개발하였다. 이 안테나는 low profile 형태로 고도각 방향으로 약 45도의 빔 틸트 특성을 가지므로 안테나의 높이를 최소화할 수 있다.

특히, 각 슬롯에서의 누설과 전력을 슬롯 폭을 조절함으로써 제어 가능하여 사이드로브가 최소화 되는 복사 패턴의 합성이 가능하였고 측정을 통해 주빔 대비 -30 dB 이하로 기존의 경우보다 약 15

dB의 사이드로브 저감 개선효과를 확인하였다.

FDTD 방법으로 설계, 제작된 안테나의 측정 성능은 Ka band에서 매우 잘 일치하였으며, 현재 수직편파 안테나를 연구하였으나 수평편파 안테나와 원형편파 안테나에 대해서도 지속적으로 연구를 수행할 계획이다. 또한 안테나의 이득과 빔폭, 사이드로브 레벨 등과 함께 안테나의 크기, 무게 등의 물리적 성능에 대해서도 지속적으로 보완 설계를 수행할 것이다.

참고문헌

- [1] M. Ando, J. Hirokawa, T. Hirano, P. S. Hyun and H. Kai, "Advances in the design of single-layer slotted waveguide arrays and their system applications," ICECOM2003, Dubrovnik, Croatia, pp.352-359, October, 2003.
- [2] Y. Kimura, T. Hirano, J. Hirokawa and M. Ando, "Alternating-phase Fed Single-Layer Slotted Waveguide Arrays with Chokes Dispensing with Narrow Wall Contacts," IEE Proc. Microw. Antennas and Propagation vol.148, No.5, pp.295-301, 2001.
- [3] A. Akiyama et al., "High gain radial line slot antennas for millimeter wave applications," IEE Proc. Microw. Antennas Propag., 147, 2, April 2000.
- [4] L. Josefsson, "A waveguide transverse slot for array application," IEEE Trans. on Antenna and Prop., Vol. 41, No. 7, pp.845-850, July 1993.
- [5] Takuichi HIRANO, Jiro HIROKAWA, and Makoto ANDO, "A Design of a Leaky Waveguide Crossed-Slot Linear Array with a Matching Element by the Method of Moments with Numerical-Eigenmode Basis Functions," IEICE TRANS. COMMUN., VOL.E88B, NO.3, pp. 1219-1226, March 2005.
- [6] A.J. Simmons, "Circularly polarized slot radiators," IRE Trans. Antennas Propag.,

- vol.5, pp.31-36, Jan. 1957.
- [7] W.J. Getsinger, "Elliptically polarized leaky-wave array," IRE Trans. Antennas Propag., vol.10, pp.165-171, March 1962.
- [8] J. Hirokawa, M. Ando, N. Goto, N. Takahashi, T. Ojima, and M. Uematsu, "A single-layer slotted leaky waveguide array antenna for mobile reception of direct broadcast from satellite," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.44, no.4, pp.749-755, Nov. 1995.
- [9] J. Hirokawa, "A Study of Slotted Waveguide Array Antennas," Doctoral Dissertation, Department of Electric and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology, 1993.
- [10] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 14, pp. 302-307, Mar. 1966.
- [11] A. Taflove, "Review of the formulation and applications of the finite-difference time-domain method for numerical modeling of electromagnetic wave interactions with arbitrary structures," Wave Motion, vol. 10, no. 6, pp. 547-582, 1988.
- [12] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, no. 8, pp. 623-630, 1975.
- [13] F.L. Whetten, and C.A. Balanis, "Meandering long slot leaky-wave waveguide antennas," IEEE Trans. on AP. Vol.39, No.11, pp. 1553-1560, November 1991.

 저자약력

임 계 재(Gyejae, Lim)

정회원



1983년 2월: 동국대학교 전자공학과 졸업

1988년 8월: 동국대학교 전자공학과 석사

1993년 2월: 동국대학교 전자공학과 박사

1994년 2월 - 현재 :
관동대학교 전자정보통신공학부 교수
 <관심분야> 전자장 및 전파전파, 무선통신공학,
위성통신 공학