

반원형 고리 슬롯을 이용한 평판형 위성방송 수신 안테나

A Flat-Plate Antenna Employing Semi-Annular Slots for Satellite Broadcast Reception

박민석 · 리 화 · 박동희* · 안병철

Min-Seok Park · Hua Lee · Dong-Hee Park* · Bierng-Chearl Ahn

요 약

본 논문에서는 반원고리 모양의 슬롯을 이용한 평판형 위성방송 수신 안테나를 제안하였다. 안테나의 복사소자는 스트립 다이폴에 의해 급전된 한 쌍의 반원 고리형 슬롯으로서 직사각형 슬롯보다 더 넓은 주파수 대역폭을 가진다. 안테나를 저가로 구현하기 위해 2장의 구리필름과 발포 플라스틱 시트를 사용하였다. 스트립 선로 T-접합 전력 분배기를 사용하여 16×16 배열 안테나를 설계하였다. 설계된 안테나를 제작 측정한 결과 11.7~12.8 GHz 대역에서 28.0~29.5 dBi의 이득을 얻었다.

Abstract

In this paper, we proposed a flate-plate antenna employing semi-annular slots for satellite broadcast reception. The radiating element of the antenna is dual annular slots fed by a strip dipole, which have a wider bandwidth than the rectangular slot. A 16×16 array antenna is designed using stripline T-junction power dividers. Measurements of the fabricated antenna show a gain of 28.0~29.5 dB in 11.7~12.8 GHz frequency range.

Key words : Slot Antenna, Flat-Plate Antenna, Antenna Array

I. 서 론

12 GHz 대역 위성방송 수신용으로 효율이 높은 반사경 안테나가 많이 사용되고 있으나 부피가 작은 평판형 안테나도 널리 사용되고 있다^[1]. 평판형 안테나 구현에는 마이크로스트립 다이폴 또는 패치^[2], 스트립 선로(stripline)에 의해 급전되는 슬롯^[3], 도체 평판 radial line에 의해 급전되는 슬롯^[4], 사각형 도파관 상의 슬롯^[5] 등이 흔히 사용된다.

마이크로파 대역에서 통상적으로 사용되는 유리 섬유 강화 테플론 기판은 비용 측면에서 위성방송 수신용 평판 안테나 구현에 적합하지 않다. 이를 해

결하기 위한 방법의 하나로서 테플론 기판 대신에 발포 플라스틱 판과 도체 필름을 사용하는 방법이 제안되었다^[6]. 이 경우 발포 플라스틱의 유전율이 1에 가깝기 때문에 안테나 급전을 위해 마이크로스트립 선로를 사용할 경우, 전송선 상의 불연속 부위에서 복사가 많이 발생하여 배열 안테나 구현이 어려워지게 된다. 이 문제를 해결하는 방법은 급전선의 위 아래가 도체로 차폐된 스트립 선로를 사용하는 것이다^{[6]~[11]}. 스트립 선로의 위 접지판에 슬롯을 설치하고 1차 복사 소자에서 복사된 전자파가 슬롯을 통해 공간으로 전파되게 한다. 원형 또는 사각형 모양의 슬롯이 흔히 사용된다. 슬롯 중앙에 전자기적

「이 논문은 2004년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음(This work was supported by Chungbuk National University Grant in 2004).」

충북대학교 대학원 전파공학과(Dept. of Radio Eng., Graduate School, Chungbuk National University)

*충주대학교 전기전자 및 정보공학부(School of Electrical, Electronics and Information Eng., Chungju University)

· 논문 번호 : 20040618-082

· 수정완료일자 : 2004년 12월 3일

결합에 의해 여기되는 패치 또는 다이폴 등을 설치하여 원편파 특성을 얻거나 대역폭을 넓힐 수 있다.

위성방송 수신용 저가형 평판 안테나와 관련하여 많은 연구결과가 발표되었다. Henderson과 James는 comblin 배열과 원편파 생성용 그리드로 구성된 위성수신 안테나를 구리 필름과 발포 플라스틱을 이용하여 구현하였다^[6]. Ohta와 동료 연구자들^[7], Jung과 Park^[11]은 스트립 선로로 급전된 원편파 패치가 슬롯을 통해 복사되도록 하였다. Rostan과 동료 연구자들은 도체 필름과 발포 플라스틱을 이용하여 개구결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나를 구현하였다^[8]. Jun과 동료 연구자들은 스트립 선로에 의해 급전된 복사기와 슬롯상의 기생소자를 이용하여 원편파 배열을 구현하였다^[9]. Jun과 동료 연구자들은 스트립 선로의 개방중단에 의해 급전되는 원형 슬롯과 십자형 스트립을 이용하여 원편파 배열 안테나를 구현하였다^[10].

본 논문에서는 스트립 선로에 의해 급전되는 2개의 반원 고리 모양의 슬롯을 이용하여 11.7~12.8 GHz 대역에서 동작하는 선형편파 평판 안테나를 구현하였다. 저가로 안테나를 구현하기 위해 2장의 구리 필름과 2장의 발포 폴리에틸렌 시트(sheet)를 사용하였다. 우선 단일 복사소자를 최적화 설계하고 이를 이용하여 배열에 사용되는 2x2 기본 셀을 구현하였다. 기본 셀을 가로 세로 방향으로 8배 확장하여 총 16x16 배열 안테나를 설계하였다. 설계된 안테나를 제작 측정하여 설계의 타당성을 확인하였다.

II. 단일 안테나 설계

현재 국내에서 SkyLife사가 제공하는 위성방송에는 무궁화위성 3호 중계기가 사용되고 있다. 11.733~11.952 GHz 대역의 방송채널(BS) 신호는 좌원편파로 송출되며, 위성방송용 중계기의 채널수 제한으로 인해 12.272~12.748 GHz의 통신대역(CS)에서도 수평편파로 방송신호가 송출되고 있다. SkyLife 위성방송 신호를 안정적으로 수신하기 위해서는 수신 안테나의 이득이 최소 24 dBi 이상 되어야 한다.

원편파 신호를 선형편파 안테나로 수신하거나 또는 선형편파 신호를 원편파 안테나로 수신할 경우

50 % 편파손실이 발생하여 결과적으로 안테나의 이득이 3 dB 감소하는 효과를 초래한다. 따라서 SkyLife 위성 방송을 안정적으로 수신하기 위해서는 11.7~12.8 GHz 대역에서 이득이 27 dBi 이상 되는 수평편파 또는 좌원 편파 안테나가 필요하다.

본 논문에서는 11.7~12.8 GHz 대역에서 이득이 28 dBi 이상 되는 저가형 선형편파 안테나를 구현하였다. 선형편파 안테나를 사용한 이유는 BS 대역에서 편파 손실을 감수하더라도 CS 대역의 낮은 유효 등방성 방사전력(EIRP)을 수신하기 위한 것이었다.

2-1 안테나 구조

본 논문에서 사용된 안테나 구조는 기본적으로 스트립 선로에 의해 급전되는 슬롯 안테나이다. 그림 1은 본 논문에서 사용된 안테나 구조의 단면을 보인 것으로 접지판, 발포 폴리에틸렌 시트 2장, 구리 필름 2장으로 구성된다. 일반적으로 유전율이 낮은 재료를 기판으로 사용할 경우 안테나 급전선로 상의 폭 변화, 90° 회전부(bend), T 접합(junction) 전력 분배기 등의 불연속 구조에서 복사가 많이 발생하여 안테나 성능이 크게 저하된다.

급전선 복사에 의한 안테나 성능 저하를 방지하기 위해 급전선을 모두 금속판으로 차폐한 후 차폐판 상에 슬롯을 배열하고 슬롯을 적절히 여기시키는 방법이 흔히 사용된다^{[6]~[11]}.

그림 2(a)는 본 논문에서 사용된 단일 안테나 소자의 회로 패턴을 보인 것이다. 단일 소자 4개를 그림 2(b)와 같이 묶어서 기본적인 안테나 셀을 구성하였다. 4개 소자 단일 셀을 가로 방향과 세로 방향으로 각각 8개씩 배열하여 그림 3과 같은 16x16(=256) 소자 배열을 구현하였다. 저잡음 주파수 변환기

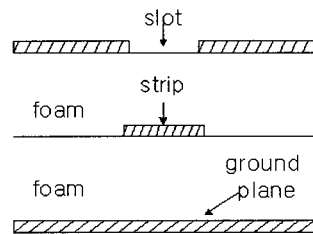
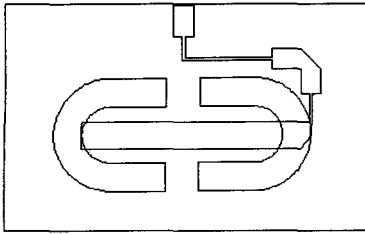
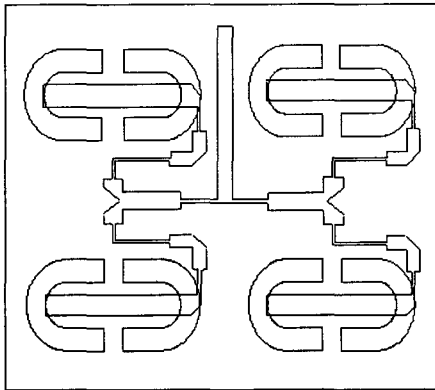


그림 1. 안테나 단면의 구조
Fig. 1. Cross section of the antenna.



(a) 단일 소자
(a) Single element



(b) 2×2 배열 셀
(b) 2×2 array cell

그림 2. 기본 안테나 셀
Fig. 2. Basic antenna cells.

(LNB)를 안테나와 동일한 평면에 설치하기 위해 그림 3에서와 같이 안테나 소자 8개를 제거하여 LNB 설치 공간을 마련하였다.

2-2 단일 안테나 소자 설계

그림 1과 같은 안테나 기관 구조를 이용하여 단일 안테나 소자를 설계하였다. 2개의 발포 폴리에틸렌 시트의 두께는 모두 2.0 mm로 하였다. 발포 폴리에틸렌 시트는 광고용 보드 또는 제품 포장용으로 쉽게 구할 수 있다. 상업적으로 용이하게 구할 수 있는 발포 폴리에틸렌 시트의 두께는 0.5~2.5 mm이다. 본 연구에서는 가장 흔히 구할 수 있는 2.0 mm 두께의 발포 폴리에틸렌 시트를 이용하였다.

사각형 도파관 삽입법을 이용하여 발포 폴리에틸렌 시트의 복소 유전율을 측정하였다^[12]. 단락된 도파관 내부에 발포 폴리에틸렌 시트를 삽입하고 반사계수를 측정한 후 반사계수로부터 복소 유전율을 구하였다. 발포 폴리에틸렌 시트의 유전율을 측정한

결과 12 GHz 대역에서 유전상수 1.07, 손실 탄젠트는 0.0005의 결과를 얻었다.

구리 필름은 막(membrane)형 기관 구현에 사용되는 것으로서 0.025 mm 두께의 폴리이미드 필름 층, 0.025 mm의 접착제 층, 0.025 mm 두께의 구리 층으로 구성된다. 폴리이미드와 접착제 층의 유전상수와 손실 탄젠트는 1 MHz에서의 데이터인 3.4와 0.002를 사용하였다. 폴리이미드와 접착제 층의 두께는 매우 작기 때문에 안테나 해석시 무시해도 된다.

그림 2(a)는 본 논문에서 설계한 단일 안테나 소자의 회로 패턴을 보인 것이다. 폭 3 mm, 길이 12.5 mm(12 GHz에서 관내 파장의 약 1/2)의 스트립 다이폴을 한 쌍의 반원 고리 모양의 슬롯 바로 밑에 배치하여 슬롯에 전기장이 유도되게 하였다. 스트립 다이폴을 편의상 여기부(exciter)라 부르기로 한다. 슬롯의 폭은 3 mm, 평균 반경은 7.8 mm, 중심선 상의 총길이는 15.68 mm이다.

17.7~12.8 GHz 대역에서 양호한 임피던스 정합 특성을 얻기 위해 180° 반원 고리 슬롯 양끝에 폭 3 mm, 길이 2.5 mm의 사각형 슬롯을 연결하였다. 슬롯 사이의 간격은 1.20 mm으로 하였다. 슬롯과 여기부의 상대적 위치를 다음과 같이 설정하였다. 위 슬롯의 아래쪽 반원형 모서리 위치가 여기부 위 끝 위치와 일치하게 하였으며 아래 슬롯의 아래쪽 반원형 모서리가 여기부 아래 끝에 위치하게 하였다.

슬롯 여기부의 길이가 약 1/2 파장이므로 두 슬롯에 여기되는 전기장의 위상차는 180°가 되며 이 결과 두 슬롯에서 전기장의 방향은 동일하게 된다. 사각형 슬롯 대신 반원 고리 모양의 슬롯을 사용하여 슬롯 여기부를 제외한 급전선로의 다른 부위에 의해 슬롯이 여기되는 것을 방지하였다. 사각형 슬롯의 경우, 펼쳐지므로 급전선의 불연속 부위에서 발생된 전자파가 슬롯을 통해 쉽게 복사될 수 있다. 원하는 주파수 대역에서 양호한 반사계수 특성이 얻어지도록 슬롯의 길이와 폭을 최적화 하였다. 그림 3은 슬롯의 폭과 길이의 크기를 변화 시켰을 때 반사계수의 변화를 보여준 것이다.

폭 3 mm, 길이 12.5 mm의 슬롯 여기부는 아래 중단에서 폭의 절반만을 50 % 비율로 모서리 따기 한 후 한 쪽 모서리에 폭 0.5 mm, 길이 2 mm의 급전선을 연결하였다. 이 급전선 입력단에서의 입력 임피

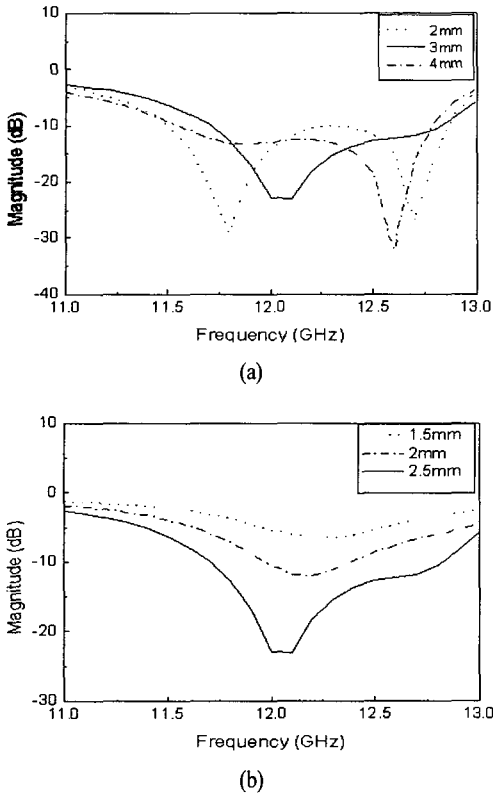


그림 3. 슬롯의 폭 (a)와 길이 (b)에 따른 단일 안테나 소자의 반사계수
 Fig. 3. Reflection coefficient of a single element versus slot width (a) and length (b).

던스는 약 38 Ω이다. 피드의 폭이 3 mm에서 90° 벤드 이후 3 mm의 폭을 유지하면 벤드된 이후 부분에서 슬롯을 통해 복사가 발생되므로 0.5 mm로 줄여 벤드된 부분이 접지판에 의해 차폐되도록 하였다.

슬롯 여기부의 임피던스를 2단 1/4 파장 임피던스 변환기를 사용하여 급전 회로망 구현에 적합한 119 Ω의 임피던스로 변환하였다. 2단 임피던스 변환기 대신 1단 임피던스 변환기 사용시 특성 임피던스가 67.5 Ω인 전송선을 사용해야 한다. 이 경우 스트립의 폭이 3.6 mm나 되어 0.5 mm의 스트립 폭과 불연속이 과다하고 스트립 모서리가 슬롯에 매우 근접하여 슬롯을 통해 복사 발생하게 된다. 따라서 스트립 폭이 적절한 2단 임피던스 변환기를 사용하여 38 Ω을 120 Ω으로 변환하였다.

임피던스 변환기의 모양은 그림 2(b)에서와 같이 단일 소자를 여러 개 배열할 경우 전체 급전 회로망

의 형상과 이의 배치 공간을 고려하여 결정하였다. 단일 소자 급전선 2단 임피던스 변환기가 사용되므로 90° 회전부를 사용하지 않고 직선으로 할 경우 공간 상의 제약에 의해 전체 배열 안테나의 급전 회로망 구현이 곤란해진다.

슬롯 여기부 출력단에 폭 1.62 mm(특성 임피던스 107 Ω), 중심선 길이 5.18 mm(90° 회전부 포함)의 1/4 파장 임피던스 변환기와 폭 0.3 mm(특성 임피던스 191 Ω), 중심선 길이 5.41 mm(90° 회전부 포함)의 1/4 파장 임피던스 변환기를 차례로 연결한 후 최종적으로 폭 1.25 mm(특성 임피던스 120 Ω)인 급전선을 연결하였다. 안테나 입력 임피던스 Z_{in} 이 특성 임피던스가 각각 Z_1, Z_2 인 1/4 파장 임피던스 변환기를 순차적으로 거치면 다음 식으로 주어지는 Z_{out} 으로 변환된다.

$$Z_{out} = (Z_2/Z_1)^2 Z_{in} \tag{1}$$

여기서 $Z_{in} = 38 \Omega, Z_1 = 107 \Omega, Z_2 = 191 \Omega$ 인 경우 $Z_{out} = 121 \Omega$ 이 된다. 임피던스 정합회로에 90° 회전부와 임피던스 계단이 많이 이용되므로 이러한 전송선 상의 불연속에서 평행 도체판 모드가 여기되어 안테나의 효율을 저하시킬 수 있다. 슬롯과 슬롯 여기부를 설계한 후에 급전선에 의해 평행 도체판 모드가 여기되지 않도록 임피던스 정합회로의 레이아웃을 시행착오법에 의해 설계하였다.

그림 4는 12 GHz에서 슬롯 여기부 상의 전기전류와 슬롯상의 등가 자기(magnetic) 전류를 보인 것이다. 슬롯 개구면에서의 등가 자기전류 \mathbf{M} 은 Ensemble™ 프로그램 시뮬레이션 결과로서 슬롯 개구면에서의 전기장 \mathbf{E} 로부터 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$\mathbf{E} = \mathbf{M} \times \mathbf{a}_n \tag{2}$$

여기서 \mathbf{a}_n 은 슬롯 표면에서 공기로 향하는 단위 법선 벡터이다. 두 슬롯 개구면에 동일한 방향으로 전기장이 유도되는 것을 알 수 있다.

그림 5는 단일소자의 반사계수와 이득을 계산한 것이다. 반사계수는 단일소자 최종 입력단 급전선의 특성 임피던스인 120 Ω을 기준으로 한 것이다. 11.7 ~ 12.7 GHz 대역에서 단일 안테나 소자의 이득은 약 7.9 ~ 8.2 dB이며 반사 계수는 11.7 ~ 12.7 GHz 대역에

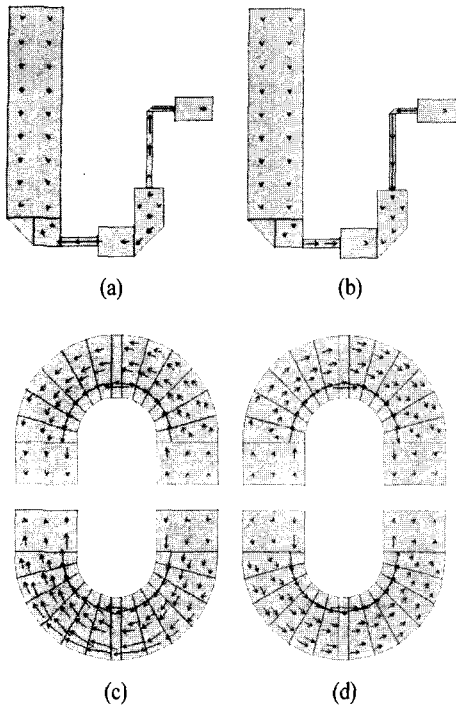


그림 4. 단일 안테나 상의 전류분포. 다이폴 전류의 실수부 (a) 및 허수부 (b), 슬롯 전류의 실수부 (c) 및 허수부 (d)

Fig. 4. Current distributions on a single antenna. Real (a) and imaginary (b) parts of dipole current, real (c) and imaginary (d) parts of slot current.

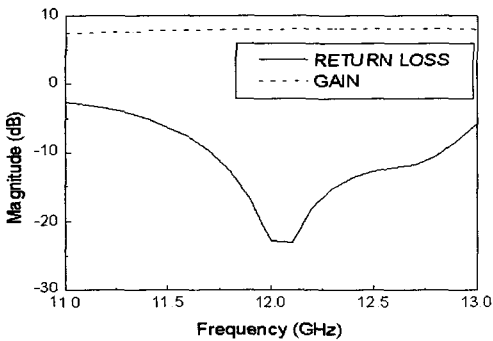
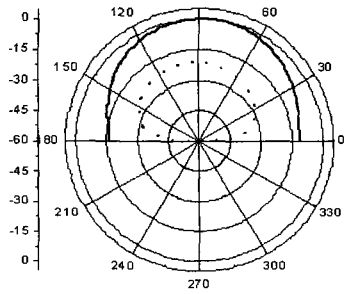
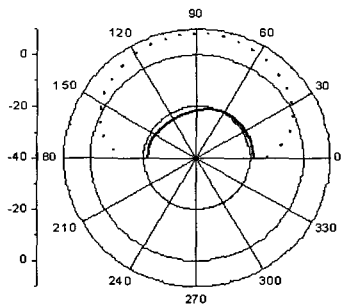


그림 5. 단일 안테나 소자의 이론적 반사계수 및 이득
Fig. 5. Gain and reflection coefficient of a single antenna element.

서 -10 dB 이하임을 알 수 있다. 그림 6은 단일 안테나 소자의 복사패턴을 보인 것이다. 슬롯이 반원형 고리 형태인 것에 비하면 교차편파(cross polarization) 성분이 -20 dB 수준으로 작게 발생함을 알 수 있다.



(a) 전계면
(a) E-plane



(b) 자계면
(b) H-plane

그림 6. 단일 안테나 소자의 이론적 복사패턴(실선 $-E_\theta$, 점선 $-E_\phi$)

Fig. 6. Theoretical radiation patterns of a single antenna element(solid line $-E_\theta$, dotted line $-E_\phi$).

III. 배열 안테나 설계

3-1 2×2 기본 셀 설계

단일 안테나 소자의 설계를 완성한 후 다음 단계로 2×2 안테나 배열을 설계하였다. 배열 방식은 우선 광대역 특성을 얻기 위해 병렬급전을 하였고 개구면 효율을 최대로 하기 위하여 각 소자의 전력이 균일하게 급전하였다.

그림 2(b)는 2×2 안테나의 인쇄회로 패턴을 보인 것이다. 단일소자의 출력은 폭 1.25 mm, 특성 임피던스 120Ω 의 선로로 나온다. 우선 2개 소자의 출력을 T 집합 전력 분배기를 사용하여 합함으로써 60Ω 의 입력 임피던스를 얻는다. 전력 분배기의 T 집합에서 임피던스 정합 특성을 개선하기 위해 50% 모서리 따기를 적용하였다. T 집합 전력 분배기 출력단에 폭 1.5 mm(특성 임피던스 110Ω), 길이 5.2 mm인 $1/4$ 파장 임피던스 변환기를 연결하여 60Ω

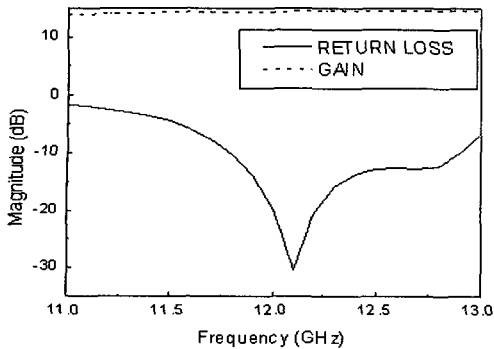


그림 7. 2×2 배열 안테나의 이론적 반사계수 및 이득
Fig. 7. Theoretical reflection coefficient and gain of a 2×2 array antenna.

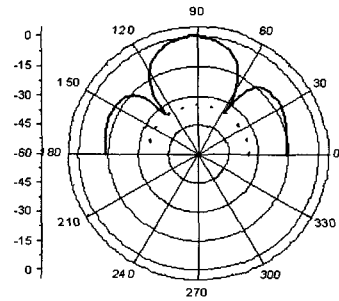
임피던스를 200 Ω으로 변환하였다. 임피던스 변환기 다음에 폭 0.24 mm(특성 임피던스 200 Ω), 길이 4.675 mm 선로를 연결하여 2개 소자 기본 셀을 완성하였다.

2개 소자를 그림 2(b)에서와 같이 거울 대칭이 되게 복사한 후 출력을 T 집합 전력 분배기로 합하였다. 전력 분배기의 출력단에서는 입력 임피던스가 100 Ω이 되므로 폭 1.85 mm(특성 임피던스 100 Ω), 길이 15.31 mm의 전송선을 전력 분배기 출력단에 연결하여 2×2 기본 셀을 완성하였다. 안테나 소자 간의 간격은 가로 방향과 세로 방향 모두 21.0 mm로서 중심 주파수인 12.25 GHz에서 파장의 0.86배이다.

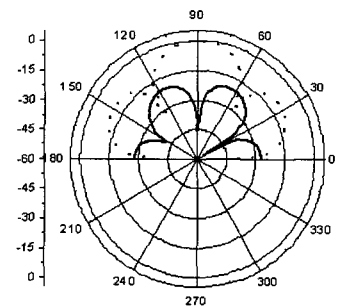
그림 7은 2×2 배열 안테나의 이득과 반사계수의 이론 값을 보인 것이다. 11.7~12.7 GHz 주파수 범위에서 14.2~14.6 dB의 이득과 -10 dB 이하의 반사계수를 가진다. 단일 소자에 비해 이득이 6.3~6.4 dB 증가하였다. 단일 소자의 이득에 비해 2×2 배열의 이득은 단일 소자 복사패턴, 배열에서의 소자 간격에 따라 다르며 정확하게 6 dB만큼 증가하지는 않는다. 그림 8은 2×2 배열 안테나의 복사패턴을 보인 것이다. 이 경우에도 -20 dB 이하의 낮은 교차편파를 보이고 있다.

3-2 16×16 배열 설계

2×2 배열 안테나로부터 16×16 배열 안테나로 확장하는 것은 단순한 작업이다. 즉, T-집합 전력 분배기를 사용하여 4×4 배열을 구성하고, 4×4 배열을 합하여 8×8 배열을 얻고, 8×8 배열을 합하여



(a) 전계면
(a) E-plane



(b) 자계면
(b) H-plane

그림 8. 2×2 배열 안테나의 이론적 복사패턴(실선 $-E_{\theta}$, 점선 $-E_{\phi}$)
Fig. 8. Theoretical radiation patterns of a 2×2 array antenna(solid line $-E_{\theta}$, dotted line $-E_{\phi}$).

16×16 배열을 얻으면 된다. 그림 9(b)는 최종 설계된 안테나의 급전 회로망을 보인 것이다. 그림 9(a)는 여기에 대응되는 슬롯 배열이다.

2×2 배열의 출력은 100 Ω 선로에 정합되어 있다. 100 Ω의 임피던스를 폭 0.82 mm(특성 임피던스 141 Ω), 길이 5.57 mm인 1/4 파장 임피던스 변환기를 사용하여 200 Ω으로 변환한 후, T 집합 전력 분배기에 연결하고, 분배기 출력단에 특성 임피던스가 100 Ω인 전송선을 연결한다. 이러한 과정을 반복하여 소자수를 2배씩 계속 증가시켜 16×16 배열을 완성하였다.

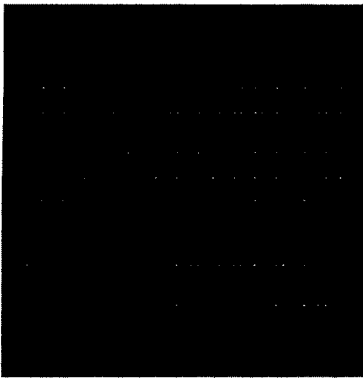
16×16 배열의 최종 출력은 저잡음 주파수 변환기(LNB)의 입력단에 연결된다. LNB를 안테나에 내장하기 위해 16×16 배열 소자 중에서 아래쪽의 8개 소자를 제거함으로써 LNB 설치에 필요한 공간을 확보하였다. LNB에는 두께 0.508 mm인 테플론 기판이 사용된다. 이 경우 50 Ω 선로의 폭은 1.48 mm가

선로 변환부를 사용하였다.

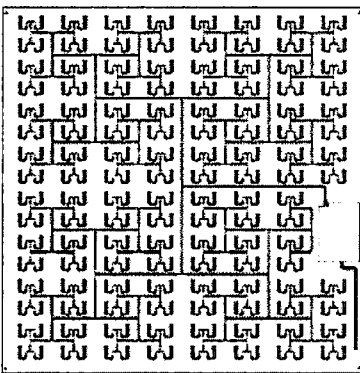
IV. 안테나 제작 및 측정

설계된 16×16 배열 안테나를 제작하여 특성을 측정하였다. 안테나 회로패턴 도면을 1:1 비율과 ±0.005 mm의 정확도로 제작하여 구리 필름 에칭에 사용하였다. 접지판으로는 알루미늄으로 제작된 안테나 케이스를 이용하였다. 안테나 제일 위층에 두께 5 mm의 styrofoam을 설치하고 1 mm 두께의 플라스틱 레이돔으로 견고하게 안테나를 눌러서 슬롯과 급전선 사이의 높이가 일정하게 하였다. 슬롯 패턴과 급전선 패턴의 상대적 정렬을 위해 안테나 케이스 밑면에 4개의 안테나 고정용 핀을 설치하고, 구리 필름, 발포 폴리에틸렌 시트, styrofoam에 설치된 구멍으로 고정용 핀이 관통하게 하였다.

그림 10은 제작된 안테나의 모습이다. 제작된 안



(a) 슬롯 배열
(a) Slot array

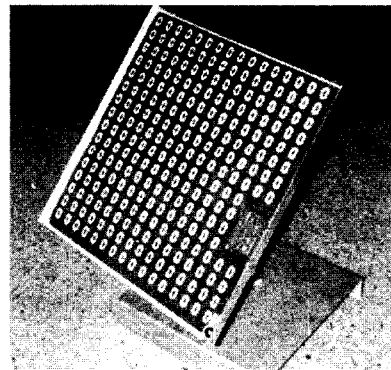


(b) 급전회로망
(b) Feed network

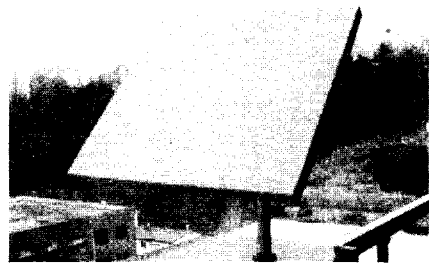
그림 9. 16×16 배열 안테나
Fig. 9. 16×16 array antenna.

된다. 그러나 안테나 기관의 경우, 저유전을 발포 플라스틱이 사용되는 관계로 50 Ω 선로의 폭은 5.6 mm가 되어, 선로 폭의 비가 과다함으로써 스트립 선로 상의 스텝 불연속이 크게 발생하여 적합하지 않다.

이 문제를 해결하기 위해 100 Ω인 안테나 임피던스를 2단 1/4 파장 임피던스 변환기를 이용하여 50 Ω으로 변환하였다. 우선 폭 0.62 mm(특성 임피던스 156 Ω), 길이 5.7 mm인 1/4 파장 임피던스 변환기를 사용하여 100 Ω을 243 Ω으로 변환하였다. 다음에 폭 1.48 mm(특성 임피던스 111 Ω), 길이 5.8 mm인 변환기를 사용하여 243 Ω을 50 Ω으로 변환하였다. LNB와 연결 방향을 맞추기 위해 첫 번째 임피던스 변환기에 90° 회전부를 사용하였다. 안테나 최종 급전선과 LNB의 연결부에서 마이크로스트립-스트립



(a)



(b)

그림 10. 제작된 안테나 (a) 레이돔 제거 시 모습, (b) 레이돔 설치 시 모습

Fig. 10. Fabricated antenna with (a) radome removed and (b) radome installed.

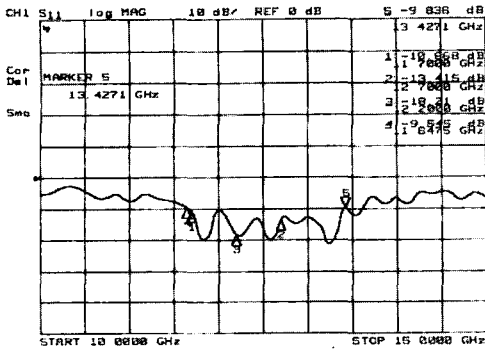


그림 11. 제작된 안테나의 반사계수
Fig. 11. Reflection coefficient of the fabricated antenna.

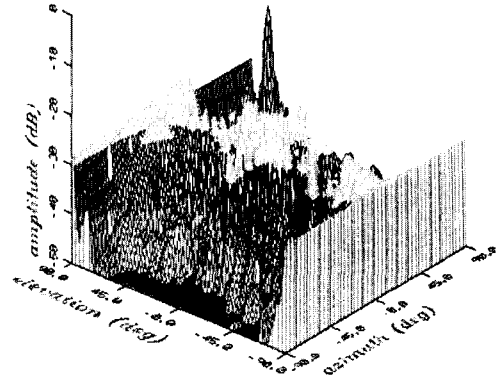
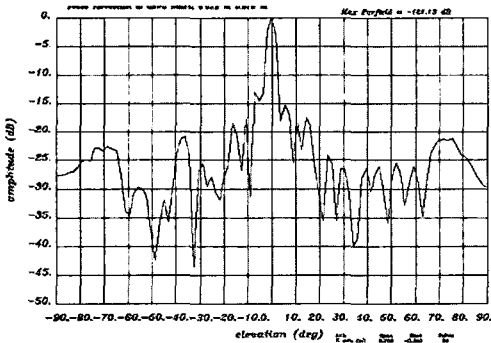
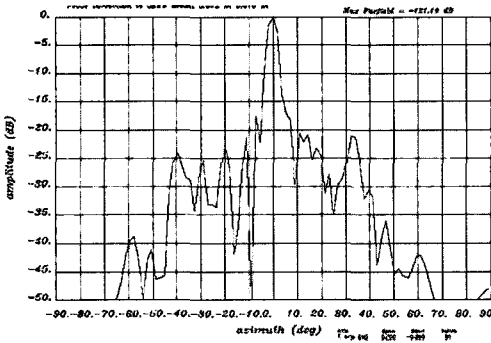


그림 13. 제작된 안테나의 3차원 복사패턴
Fig. 13. 3-D radiation pattern of the fabricated antenna.



(a) 전계면
(a) E-plane



(b) 자계면
(b) H-plane

그림 12. 제작된 안테나의 2차원 복사패턴
Fig. 12. 2-D radiation patterns of the fabricated antenna.

테나의 LNB 연결 부분에 SMA 커넥터를 붙여서 반사계수, 복사패턴 및 이득을 측정하였다. 그림 11은 측정된 반사계수 특성을 보인 것이다. 11.7~13.4 GHz 주파수 범위에서 -10 dB 이하의 반사계수 특

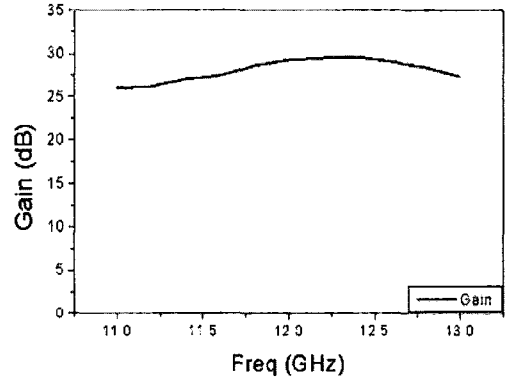


그림 14. 제작된 안테나의 이득
Fig. 14. Gain of the fabricated antenna.

성을 보였다.

그림 12는 12.25 GHz에서의 복사패턴을 보인 것이다. 자계면과 전계면에서 각각 -17 dB, -13 dB 이하의 부엽 특성을 보였다. 그림 13은 제작된 안테나의 삼차원 복사패턴을 보인 것이다. 그림 14는 제작된 안테나의 주파수별 이득을 보인 것이다. 11.7~12.8 GHz 대역에서 28.0~29.5 dBi의 이득 특성을 보였다. 안테나의 손실을 무시하고 균일한 개구면 분포시 이론적인 이득은 $G=(4\pi/\lambda^2) A_p$ 로부터 11.7~12.7 GHz 대역에서 32.9~33.6 dB로서 안테나 손실은 4.1~4.9 dB 정도가 되었다. 이 경우 안테나의 개구면 효율은 32~39%가 된다. 손실의 원인은 급전선의 도체손실, 급전선에서의 복사손실에 기인되는 것으로 판단된다.

V. 결 론

본 논문에서는 위성방송 수신용 평판 안테나로서 스트립 선로에 의해 급전되는 반원 고리형 슬롯 배열 안테나를 제안하였다. 안테나를 저가로 구현하기 위해 2장의 발포 폴리에틸렌 시트와 2장의 구리 필름을 사용하였다. 저유전을 기관을 사용함에 따라 급전선 상의 불연속에서 발생하는 복사를 억제하기 위해 급전선이 차폐되는 스트립 선로를 이용하여 슬롯 배열의 급전 회로망을 구현하였다.

배열 안테나의 복사소자로서 스트립 다이폴에 의해 급전되는 한 쌍의 반원형 슬롯을 이용하였다. 스트립 다이폴 입력단에서의 38 Ω 임피던스를 2단 1/4 파장 임피던스 변환기를 사용하여 120 Ω 으로 변환하였다. 단일 복사소자 4개를 2×2 배열로 합하여 배열 안테나의 기본 셀로 사용하였다. 전체 슬롯 배열을 급전하기 위해 T 접합 전력 분배기를 사용하였다. 평판형 안테나의 장점을 살리기 위해 복사소자 8개를 제거한 후 이 위치에 LNB를 내장시켰다. 안테나 최종 급전선과 LNB의 연결부에서 마이크로스트립-스트립 선로 변환부를 사용하였다.

최종 제작된 16×16 배열 안테나는 11.7~12.8 GHz 대역에서 -10 dB 이하의 반사계수와 28.0~29.5 dBi의 이득 특성을 보였다. 복사패턴 상의 부엽 크기는 자계면에서 -17 dB 이하, 전계면 -13 dB 이하의 값을 보였다. 본 논문에서 제안된 안테나는 반사경 안테나에 비해 경박단소하여 위성방송 수신 안테나로 편리하게 사용될 수 있으리라 판단된다.

참 고 문 헌

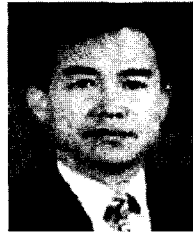
- [1] K. Ito, K. Ohmaru, and Y. Konishi, "Planar antennas for satellite reception", *IEEE Tran. Broadcasting*, vol. 34, no. 4, pp. 457-464, Dec. 1988.
- [2] J. Zhenyi, Z. Zhilan, "A 12 GHz band linearly polarized high-gain array antenna study", *Proc. IEEE 1997 Int. Symp. Electromag. Compat.*, pp. 154-157, May 1997.
- [3] E. Rammos, "A low tolerance dual slot radiator for space and ground applications", *Dig. 1991 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, vol. 3, pp. 1599-1602, Jun. 1991.
- [4] M. Ando, K. Sakurai, N. Goto, K. Arimura, and Y. Ito, "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, pp. 1347-1353, Dec. 1985.
- [5] 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 Tans. Vehicular Tech.*, vol. 44, pp. 749-755, Nov. 1995.
- [6] A. Henderson, J. R. James, "Improved microstrip flat-plate array for domestic DBS reception", *Dig. 1986 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, pp. 565-568, Jun. 1986.
- [7] M. Ohta, H. Ishizaka, and S. Wakushima, "A stripline feed type planar antenna for 12 GHz satellite broadcasting reception", *Dig. 1992 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, vol. 1, pp. 143-146, Jul. 1992.
- [8] F. Rostan, G. Gottwald, and E. Heidrich, "Wideband aperture-coupled microstrip patch array for satellite TV reception", *Proc. 8th Int. Conf. Antennas Propagat.*, vol. 1, pp. 190-193, 1993.
- [9] J. Jun, S. Byeon, and Y. Lee, "A broadband printed antenna for DBS reception", *Dig. 1996 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, vol. 1, pp. 22-28, Jul. 1996.
- [10] J. Jun, Y. Lee, "Triplate printed antenna with circular slot", *Dig. 1998 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, vol. 4, pp. 2128-2130, Jun. 1998.
- [11] Y. -B. Jung, S. -O. Park, "Low-cost design of stacked microstrip array antenna for DBS application", *Dig. 2001 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, pp. 10-12, Jul. 2001.
- [12] 민명기, 방재훈, 안병철, 최익권, "Foam 기관 재료의 X-대역 유전을 측정", 2001년도 추계 전파 및 광파 기술 학술대회 논문집, 한국전자파학회, 2001년.

박 민 석



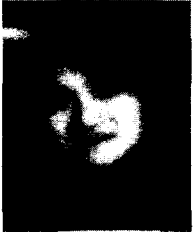
2003년 2월: 충북대학교 전파공학과 (공학사)
2003년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, 마이크로파 수동회로

박 동 희



1985년 2월: 청주대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
1987년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년 8월: 중앙대학교 전자공학과 (공학박사)
1996년 12월~1998년 1월: Pennsylvania 주립대학교 전기공학과 Post Doc.
1992년 4월~현재: 충북대학교 전기전자정보공학부 교수
[주 관심분야] 안테나 및 전자파 산란, EMI/EMC, 전자파 흡수

리 화



2002년 7월: 연변대학교 전자공학과 (공학사)
2002년 9월~2004년 8월: 충북대학교 전파공학과 (공학석사)
[주 관심분야] 안테나, 수동소자

안 병 철



1981년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1983년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1992년 12월: Univ. of Mississippi 전기전자공학과 (공학박사)
1983년 3월~1986년 7월: (주)금성 정밀 주임연구원
1992년 12월~1995년 2월: 국방과학연구소 선임연구원
1995년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 전자파 응용, 안테나