

FDTD 방법을 이용한 Ku 대역 송수신 겸용 마이크로스트립 단일 소자 해석 및 8×4 배열 안테나

An Analysis of TX/RX Microstrip Single Element using FDTD at Ku-band and 8×4 Array Antenna

윤재승 · 전순익

Jae-Seung Yun · Soon-Ik Jeon

요약

본 논문에서는 위성 통신 송, 수신 겸용 단일 마이크로스트립 안테나를 설계, 해석, 제작, 측정하였다. 송, 수신 주파수 대역은 각각 14.0~14.5 GHz, 11.7~12.75 GHz이며, 각각 수직, 수평 편파를 사용한다. 제안된 단일안테나 구조는 수신 대역에 대하여 마이크로스트립 직접 급전, 송신 대역에 대하여 개구면 결합 스트립 라인 급전 방법을 사용하였으며, 높은 이득과 수신 광대역 특성을 위하여 적층된 방사 소자를 사용하였다. 본 연구에서의 단일 소자의 해석으로 finite difference time domain(FDTD) 방법과 method of moment(MOM)에 의한 방법을 비교하였으며, 유사한 구조와 두 접지면간의 불완전성 등이 해석에 고려되므로 FDTD 방법이 보다 정확함을 알 수 있었다. 제안된 구조는 2차원 구조로의 일반적 확장이 용이하며 송, 수신 8×4 배열에 대하여 수신, 송신 -10 dB, -14 dB 이하의 반사계수와 18.6~20.2 dBi, 송신 20.7~21.3 dBi의 이득값을 가져 각각 43~51%, 52~57%의 방사효율을 가져, 스트립라인 급전에 의해 송신 대역에서 불요방사 수준을 낮출 수 있었다.

Abstract

In this paper, TX/RX dual operation microstrip single antenna for satellite communication is designed, analyzed, fabricated and measured. TX/RX frequency ranges are 14.0~14.5 GHz, 11.7~12.75 GHz in respectively and vertical and horizontal polarizations are used for TX and RX. This antenna uses microstrip direct feeding for RX and aperture coupled strip-line feeding for TX and accommodates stacked elements for a high directivity and wide impedance bandwidth. In an analysis of single element, FDTD and MOM was compared and FDTD analysis was more accurate because of the consideration of finite structure and imperfect two ground planes. The proposed structure facilitates generally to an extension of two dimensional array and lower an unwanted radiation by strip-line feed in TX. TX/RX 8×4 array has a return loss below -10 dB, -14 dB in TX, RX respectively and a gain ranging from 19.1~20.7 dB in TX, 21.2~21.8 dB in RX which has a radiation efficiency of 43~51%, 52~57%.

Key words : Microstrip, TX/RX Dual Operation, FDTD

I. 서론

이동형 위성 지구국 안테나의 요구조건으로는 배열 안테나 시 차량 등에 탑재하기 위하여 개구면의

소형화는 필수적이며, 이를 위하여 송, 수신 겸용 평판형 안테나의 설계가 요구된다. 또한 이의 일반적 인 2차원 배열을 위하여 송, 수신 급전층의 분리가 필수적이다. 그리고 보다 많은 서비스를 위하여 방

한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunication Research Institute)

· 논문 번호 : 20030225-034

· 수정완료일자 : 2003년 6월 16일

사 소자의 광대역화가 요구된다. 또한 송수신 능동 채널과의 체결 구조를 위하여 하단에 접지면을 요구하며, 급전층 분리 시, 각 포트는 스트립 라인 개구면 결합과 마이크로 스트립 직접 급전의 조합으로 구현되어야 한다.

마이크로 스트립 안테나의 일반적 해석방법은 MOM 방법을 사용하지만, 이 방법은 무한한 접지면에 대한 해석으로, 유한 구조에 대하여 경우에 따라 부정확한 결과를 발생시킬 수 있다. 따라서 본 논문에서는 MOM에 의한 안테나 해석 방법보다 FDTD 방법에 의한 방법이 더 정확함을 단일 안테나에서 보임과 동시에 제안된 구조를 8×4 cooperate 급전 송, 수신 겸용 배열 안테나에 적용하여 그 결과를 살펴보고자 한다.

II. 단일 안테나 설계

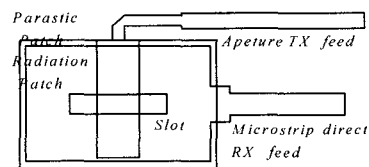
2-1 안테나 요구 사항

주파수 요구사항은 송, 수신에 대하여 각각 14.0~14.5 GHz, 11.7~12.75 GHz을, 편파 요구사항으로는 각각 수직, 수평편파를 요구한다.

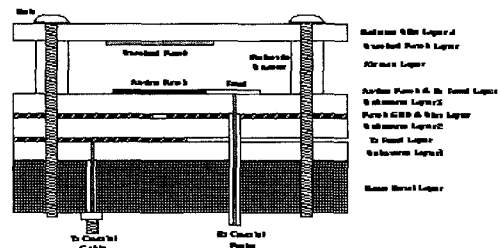
2-2 단일 안테나 설계

단일 안테나는 배열 안테나의 요구사항을 고려하여 설계되어야 하며, 2차원 송/수신 겸용 구조로 배열 안테나를 구현할 경우 송, 수신 급전 평면은 반드시 분리되어야 한다. 마이크로스트립 단일 소자의 대역폭은 방사 패치 아래층 기판의 유전율에 반비례하고, 두께에 비례한다. 하지만 마이크로스트립 직접 급전 시, 급전 라인의 폭이 너무 두꺼워서 배열 시 특성 임피던스 50 Ω 라인보다는 100 Ω 라인 형태로 구현되어야 하며, 이는 컨덕터 손실을 증가시켜 효율을 감소시킨다^[1]. 이외에 동일 평면상에 기생패치 구조^[2], 광대역 임피던스 정합회로^[3] 등이 있으나, 배열 시 공간적인 제약으로 인하여 적절하지 않다. 그러므로 본 논문에서는 두 패치를 공기층을 사이에 두고 적층시켜 그 이중 공진을 이용한 방법^{[4],[5]}을 사용하여 배열 시 50 Ω 직접 급전이 가능하게 하였다. 적층 방사 소자, 송/수신 분리 급전 구조 중 마이크로스트립 직접 급전과 프로브 수직 via를 이용한 방식^[6]은 각 소자마다 via를 제작해야 하

므로 배열 안테나 제작 시 많은 제작 오차가 예상된다. 이 외에도 최하단 급전라인이 마이크로스트립 형태이므로 본 시스템의 능동 채널과의 체결도 어렵다. 따라서 본 논문에서는 마이크로스트립 라인 직접 급전과 개구면 결합 스트립 라인 급전 적층 방사 소자 송/수신 겸용 구조를 제시하였다. 이는 기존의 단일 이중 급전 적층 구조^[7]와 개구면 결합 적층 구조^{[8],[9]}와 분명히 구별된다. 일반적으로 개구면 결합 급전은 마이크로스트립 라인 혹은 λ/4 반사판을 이용하여 구현되며, 스트립 라인 구현 시에도 아래쪽에 유전율이 낮거나 두꺼운 기판을 사용하여^{[10],[11]}, 필드 성분이 슬롯을 포함하는 접지면으로 집중되도록 하는 것이 일반적이다. 하지만 서로 다른 유전율의 기판을 사용하는 경우, 배열 시 급전손실이 증가하며 아래쪽 기판의 두께를 두껍게 하는 경우, 부배열 제작 후 능동 채널과의 결합 시 프로브의 내심 길이가 증가하여 방사 성분이나 원하지 기생 성분이 증가한다. 이 외에도 기판 가격이나 여러 종류의 기판 에칭 작업을 요구하므로 제작 단가를 증가시킨다. 따라서 본 논문에서는 송신 포트에 대하여 대칭 스트립 라인 구조를 이용하였으며, 공기층의 두께는 수신 대역에서의 넓은 반사계수 대역폭과 동시에 8 dBi 정도의 높은 안테나 지향성이



(a) 윗면 적층 구조
(a) Top view stacked configuration



(b) 옆면 적층 구조
(b) Side view stacked configuration

그림 1. 단일 스택 패치 안테나의 구조
Fig. 1. The structure of single stack patch antenna.

가능하도록 2.0 mm로 결정되었다. 그림 1은 단일 안테나의 구조로 구동 패치와 스택 패치, 슬롯, 개구면 급전 층의 4층으로 구성되어 있다.

모든 기판은 제작상의 편리함과 높은 효율을 위하여 모두 $\epsilon_r=2.17$, $\tan \delta=0.001$, $h=0.508$ mm인 Taconic사의 TLY-5A 기판을 사용하였다. 설계된 안테나의 파라미터는 아래의 표 1과 같으며 송신 포트는 안테나에서 30Ω (1.8 mm)의 폭을 가지는 스테리브를 65Ω (0.57 mm) 임피던스 변환기를 이용하여 최종 50Ω (0.86 mm)으로 정합시켰다. 대칭 스트립 라인으로 인하여 일반적인 경우보다 슬롯이 넓은 폭과 짧은 길이를 가지며($W_s=1.14 \times L_s=4.25$ mm), 급전 라인도 50Ω 으로 바로 한 번에 구현이 어렵다. 따라서 낮은 임피던스 라인과 높은 임피던스 변환기를 이용하여 최종적으로 50Ω 으로 정합시켰다. 임피던스 변화에 따른 불요방사는 스트립 라인 형태이므로 그 영향이 작다. 수신 포트는 마이크로 스트립 직접 급전으로 2차원 배열 시 180° 위상차를 미리 고려하여 급전 라인 폭이 너무 두껍지 않도록 최종단은 64Ω (1.14 mm)으로 구현하였으며, 단일 안테나의 제작은 임피던스 변환기를 사용하여 50Ω 포트로 최종 구현하였다. 패치 소자와 64Ω 라인 사이의 스테리브는 $W \times L=2 \times 0.84$ mm로 설계되었다.

III. FDTD 이론 및 적용

3-1 Yee's 알고리즘과 Mur 경계조건

본 논문에서는 주어진 3차원 구조를 해석하기 위하여 이를 격자화하고 정해진 입력파에 대하여 시간 스텝을 증가시키면서 반사파를 계산하여 이를

표 1. 설계된 단일 안테나 파라미터
Table 1. Simulated single antenna parameter.

	Dimension
Stack patch	8.6×7.2 mm
Radiation patch	8.1×6.5 mm
Air-gap thickness	2.0 mm
Slot	4.25×1.1 mm
1st feed imp.	1.8 mm(30 Ω)
1st feed length	6.625 mm
Feed offset length	2.5 mm

주파수 영역으로 변환하여 원하는 응답을 얻는다^[12].

본 논문에서 제안된 구조를 해석하기 위한 주파수는 10~16 GHz이므로, $f_{\max}(\text{GHz}) \approx 500/T(\text{ps})$ 를 만족하도록, 펄스폭은 $T=30$ ps로 한다. f_{\max} 는 FDTD 수치 해석시 펄스폭 T, 입력 전압 스펙트럼 중심 주파수 $f_0=13$ GHz를 갖는 가우시안 펄스를 여기할 때 해의 정확성을 보장할 수 있는 최대 주파수이다.

유한한 구조의 해석을 위한 흡수 경계 조건은 Mur의 1, 2차 흡수, 경계 조건을 사용한다. 대부분의 격자에서 해의 정확성을 위하여 2차 경계 조건을 이용하지만, 구조의 끝부분에서는 업데이트 수식에 포함되는 성분들의 일부가 FDTD 격자 경계면 밖에 위치하기 때문에 Mur의 2차 ABC를 적용할 수 없다. 따라서 이러한 위치에서는 Mur의 1차 ABC를 적용한다. 또한 공기/유전체/금속 등의 경계면과 같은 서로 다른 매질의 경계면에서 전계는 불연속이므로 접선 성분의 미분이 정의되지 않는다. 따라서 이 지점에서 Mur의 1차 ABC를 적용한다. 본 구조에서는 x축 방향에 대하여 위, 아래, 옆면에 대하여 3개의 추가의 셀을 두어 경계면에서의 반사 수준을 -40 dB 이하로 하였다. 경계면에서의 반사 수준을 낮게 하기 위하여 perfectly matched layer(PML) 조건을 사용하여 정의된 도전을 함수를 조절하여 -80 dB까지의 반사 수준을 얻을 수도 있으나, 이는 계산 시간을 급격히 증가시킨다. 본 구조에서는 저유전율의 기판이 사용되었으므로 경계면에서의 필드의 변화가 심하지 않아 반사수준이 낮으므로 시뮬레이션 시간을 희생하면서 경계조건을 강화할 필요는 없다.

3-2 설계된 안테나에 non-uniform grid 적용

FDTD 해석 시 가장 좁은 선폭에 대한 균일 격자 생성은 해석 시간을 기하급수적으로 증가시킨다. 따라서 비균일 격자의 이용은 빠른 해석 시간을 위해 필수적이다. 설계된 안테나의 격자 정보는 아래의 그림 2 및 표 2와 같다.

격자 생성 기준은 해석 주파수 범위 10~16 GHz에 대하여, 각 구간 당 격자는 기본적으로 $\lambda_g/20$ 이하가 되도록 하였으며, 모든 최소 선폭에 대하여 하나 이상의 격자를 할당하였다. 슬롯 평면의 접지 구현은 해석 구조의 상하, 좌우 지점에 수직 via를

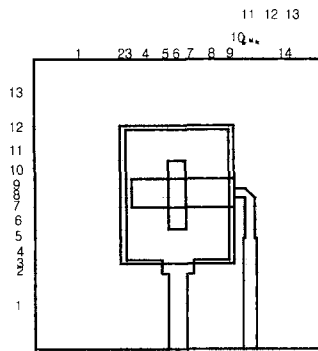


그림 2. 단일 송수신 패치 안테나의 비균일 구조
Fig. 2. An non-uniform grid structure of single TX/RX patch antenna.

표 2. 각 구간별 격자 크기와 개수
Table 2. Simulated single antenna grid and its number.

Grid Num (y)	Ny*dy	Ny
1, 2, 3	5.4, 0.35, 0.2	8, 1, 1
4, 5, 6	2.05, 0.43, 1.14	5, 1, 3
7, 8, 9	0.43, 2.25, 0.35	1, 5, 1
10, 11, 12	0.775, 0.145, 0.57	3, 1, 3
13, 14	0.145, 3.765	1, 6
Grid Num (z)	Nz*dz	Nz
1, 2, 3	4.11, 0.59, 0.25	13, 2, 1
4, 5, 6	1.265, 0.66, 1.225	3, 2, 3
7, 8, 9	0.615, 0.57, 0.615	2, 3, 2
10, 11, 12	1.225, 1.925, 0.25	3, 5, 1
13	4.7	8

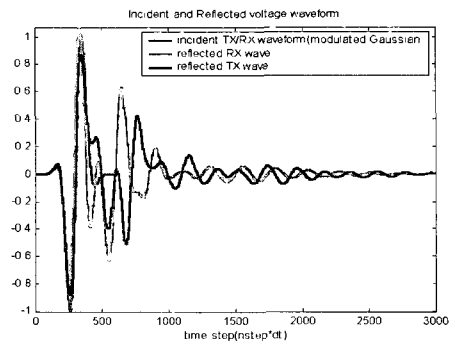
이용하였고 이는 실제 최나사를 이용한 것과 동일한 효과를 가진다. 실제 via 연결 지점은 $(x_1, x_2, y_1, y_2, z_1, z_2) = (6, 11, 4, 4, 7, 7), (6, 11, 38, 38, 7, 7), (6, 11, 4, 4, 45, 45), (6, 11, 38, 38, 45, 45)$ 이다. Via 도체 블록표면의 전기장 필드를 0으로 경계조건을 지정하였다. 높이 방향의 격자 생성은 20 mil의 유전체에 대하여 3개의 격자를($d_x=0.17$ mm), 2 mm의 공기층에 대해서는 8개의 격자($d_x=0.25$ mm)를 두었다.

시간 스텝은 각 축 상에 가장 작은 셀들에 대하여 Curant 안정 조건($d_x=0.17, d_y=0.145, d_z=0.22$ mm)을 적용하여 구한다. 시뮬레이션은 2차레에 걸쳐서 수행된다. 첫 번째 시뮬레이션은 기준 측정 지점에서 추

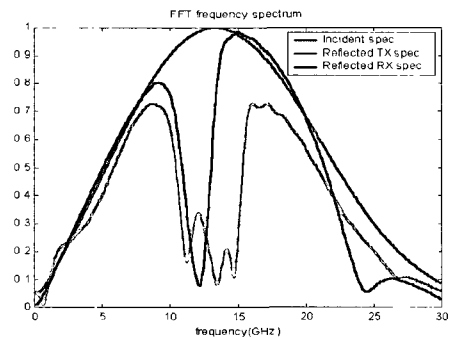
가의 셀을 두고 입력 전압을 인가하는 단계로 원하는 주파수 대역에서 가우시안 입력 신호가 형성되도록 시간스텝 수가 결정되며, 여기서는 $n_{step1}=600$ dt를 사용하였다. 반면에 두 번째 시뮬레이션에서는 해석하고자 전체 구조에 대하여 반사파가 입사파에 대하여 기준 레벨 이하가 될 때까지 필드 성분을 업데이트 한다. 이때 전체 시간 스텝 수는 총 격자수에 비례하며, 격자 크기에 반비례한다. 여기서는 -30 dB 이하의 반사파 수준을 얻을 수 있도록 $n_{step2}=3000$ dt를 사용하였다.

IV. 시뮬레이션 및 결과 비교

그림 3 (a)는 송, 수신 각 포트에서 인가된 입력 신호를 시간 축에서 나타낸 그림이다. 입력 신호는 송, 수신 동일하며, 3000 시간 스텝 이후 리플 수준은 입력 전압 비 -30 dB 이하의 값을 가진다. 그림 (b)는

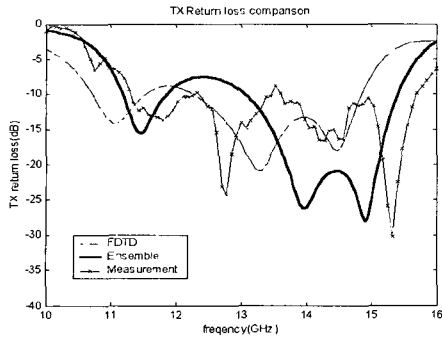


(a) 시간영역 파형
(a) Time domain waveform

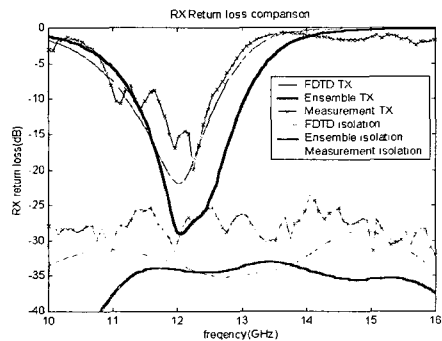


(b) 주파수영역 파형
(b) Frequency domain waveform

그림 3. 단일 송수신 안테나의 입력/ 반사 파형
Fig. 3. Incident/reflection voltage waveform of TX/RX antenna.



(a) 송신 반사계수 비교
(a) TX return loss comparison



(b) 수신 반사계수 비교
(b) RX return loss comparison

그림 4. 단일 송수신 패치 안테나의 산란계수
Fig. 4. Scattering parameter of single TX/RX patch antenna.

(a)의 주파수 영역 표현으로 FFT 버전으로, 수신 안테나는 12 GHz에서 공진하고, 송신 안테나는 11~15 GHz에 대하여 3 주파수 대역에서 공진함을 알 수 있다. 입력 가우시안 펄스의 주파수 응답은 변조 중심 주파수 $f_0=13$ GHz이고 해석 주파수 영역 10~16 GHz에서 90% 이상의 크기 입력 전압으로 표현된다.

그림 4의 (a)는 송신 포트의 반사계수, (b)는 수신 포트의 반사계수, 송/수신 포트간의 상호 격리도를 나타낸다. 각각의 경우 MOM 방법을 사용한 Ensemble 설계 결과와 FDTD에 의한 방법, 측정 결과를 비교하였다.

위의 결과와 같이 FDTD에 의한 유한구조 해석이 Ensemble에 의한 무한 구조 해석에 비하여, 공진점에서의 첩두값이 작으며, 대역폭도 다소 좁은 특성을 가지며 이러한 현상은 측정결과와 일치하다. 송신 주파수 대역에서는 15.3 GHz에서 한 지점 더 공

진 점이 발생하는데, 이것은 동작 면에서 볼 때 보다 많은 다층기판의 사용 때문으로 사료된다. 스트립 라인 개구면 결합 시 다층 기판 사이의 align 등 제작 오차 요소가 마이크로스트립 직접급전보다 많다. 이러한 제작 오차는 수신 대역에서는 직접 급전이므로 슬롯 면에서의 접지면 형성만 보장된다면, 그 값은 크지 않지만, 송신 대역에서는 슬롯 면의 접지와 맨 아래 접지면 사이의 공극 등에 의하여 추가 지점에서의 공진점과 심한 리플을 보인다. 반면에 수신 대역에서는 위쪽 면의 접지면의 불완전함으로 인하여 반사계수 대역폭과 첩두치 값만이 열화되었다. 이러한 현상은 실제 쇠나사를 이용하여 양쪽 접지의 구현을 반영한 FDTD 시뮬레이션에서는 예측가능하다.

수신 주파수 대역에서는 Ensemble 설계 결과 주어진 대역(11.7~12.75 GHz)에서 -15 dB 이하의 값을 가진다. 반면에 FDTD 해석 결과 11.7 GHz 부근에서는 변화가 거의 없지만, 12.75 GHz에서 -8 dB 정도로 열화되었다. 이러한 현상은 측정 결과에서도 관찰되었다. 측정 시 FDTD 해석의 경우에 비하여 리플 현상은 다소의 정확하지 않은 align 오차와 완벽하지 않은 접지면, 기판 사이의 공극에 의한 슬롯 방사 등의 결과로 사료된다. 하지만 이러한 현상은 측정 시 크게 나타나지 않아 해석 결과와 대체로 일치하였다.

송, 수신 포트간의 격리도는 일반적으로 동일평면에 구현한 경우보다 접지면에 분리에 의하여 그 특성이 양호하며, Ensemble 해석시 -35 dB, FDTD 해석시 -30 dB, 측정시 -25 dB 정도의 값을 가진다. 슬롯 접지면이 접지 형성이 불완전할수록 격리도 특성이 열화되며, 이러한 경향이 FDTD해석이나 측정에서 관찰됨을 그림 4(b)에서 볼 수 있다.

그림 5는 설계된 단일 안테나의 방사 패턴을 MOM에 의한 Ensemble 설계 결과와 본 코드에 의한 방법과 측정결과를 비교한 것이다. 본 코드에서는 배열에 사용될 소자 간격을 고려하여 18x18 mm 기판 크기에 대하여 각각 구하였다. 방사 패턴의 측정은 ETRI내의 anechoic chamber를 통하여 이루어졌으며, 각각 송, 수신 중심 주파수인 14.25, 12.25 GHz에 측정되었다. 단일 안테나 측정에 비하여 방사패턴의 리플은 크지 않았다.

수신 방사 패턴은 $\theta=0^\circ$, 송신 방사 패턴은 θ

FDTD 방법을 이용한 Ku 대역 송수신 겸용 마이크로스트립 단일 소자 해석 및 8×4 배열 안테나

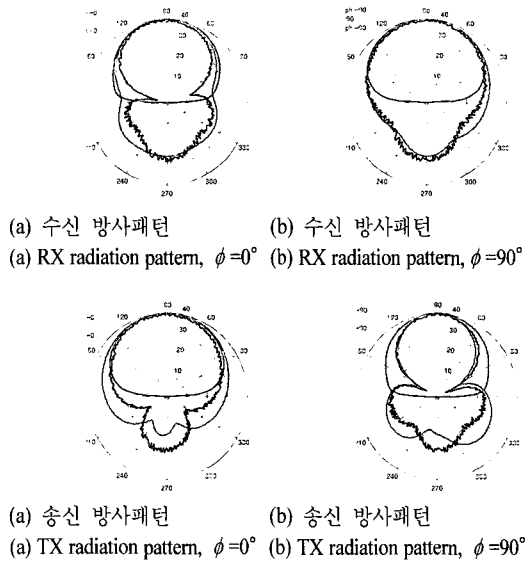


그림 5. 단일 송수신 패치 안테나의 방사패턴
Fig. 5. Radiation pattern of single TX/RX patch.

$=90^\circ$ 에서 보다 지향성을 가지며, 이는 각 포트의 급전 방향과 동일하다. FDTD의 유한한 구조 해석결과가 실험 결과와 매우 유사함을 알 수 있다. 유한 구조 해석 시 무한 구조보다 보다 빔폭이 좁아 보이는 것은 $\theta=0, 180^\circ$ 부근에서 전파의 회절 현상 등으로 인하여 방사량이 감소한 대신 후방으로 방사되는 양이 증가하기 때문이다. 이러한 현상은 송, 수신 각각 급전 포트 방향에서 두드러지게 나타난다. 후방 방사비 또한 실험 결과와 매우 유사하며, 비교적 작은 접지면과 일반적인 마이크로스트립 급전에 비하여 대칭 스트립 라인 급전에 의한 설계 시 넓은 폭의 슬롯으로 인하여 $-12 \sim -15$ dB로 비교적 높은 값을 가진다. 측정된 이득 값은 수신, 송신 주파수 대역에서 각각 7.5, 8.3 dBi로 측정되어 stack하지 않은 일반적인 경우의 6 dBi보다 높은 지향성을 가짐을 알 수 있으며, 방사 효율은 손실 값이 10~15 dB로 약 70~80%의 값을 가졌다. 이는 비교적 복잡한 구조에도 불구하고 낮은 유전율의 사용으로 높은 효율을 가짐을 알 수 있다.

V. 배열 안테나 설계, 제작, 측정

제안된 구조가 기존의 송, 수신 겸용 안테나에 비하여 2차원 배열로의 확장이 용이함을 보이기 위하

여 2차원 8×4 송수신 겸용 안테나를 설계, 제작, 측정하였다. 소자 간 거리는 18.0 mm로 주어진 주파수 대역에서 $0.70 \sim 0.87 \lambda_g$ 에 해당하며 최대 배열 이득을 얻으면서 가장 높은 주파수대역에서 그레이팅 로브가 발생하지 않도록 하였다.

제작된 배열 안테나의 크기는 144×77 mm로 하였으며, 마지막 단에 5 mm의 추가길이를 둔 것은 수신 필터와의 결합을 용이하게 하기 위한 포트 위치의 조정에 의한 것이다. 수신 포트의 위치는 맨 아래, 오른쪽에서 28×20.5 mm 만큼 떨어진 위치이다. 설계된 배열 안테나의 층별 구조는 그림 6과 같다.

설계된 안테나의 반사계수와 격리도의 결과는 그

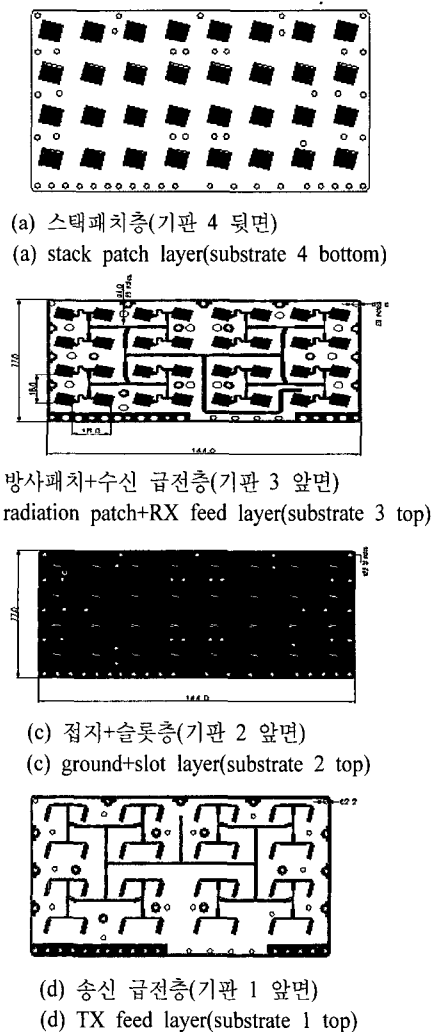
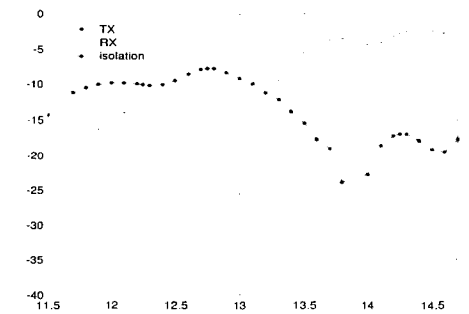
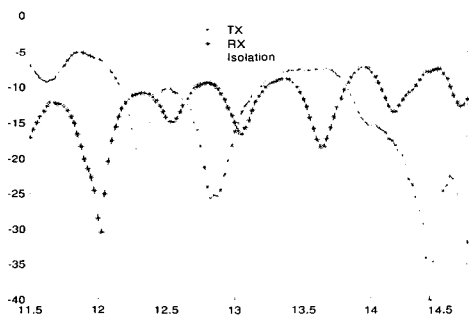


그림 6. 8×4배열 안테나 층별 구조
Fig. 6. Layered structure of 8×4 array antenna.

림 7과 같으며, 반사계수는 수신대역에서 -12 dB, 송신대역에서 -17 dB 이하 값을, 송, 수신 포트간의 격리도는 -25 dB 이하의 값을 가짐을 알 수 있다. 반면에 측정결과는 설계 결과에 비하여 송, 수신 많은 리플과 국부적인 공진점을 가짐을 알 수 있다. 이는 그림 7(a)의 MOM에 의한 설계 방법에서는 송신대역에서 잘 나타나지 않지만, 그림 4(a)의 11.5, 12.5 GHz에서 공진점을 가지는 현상으로부터 설명될 수 있다. 대역 내에서 공진점은 설계 주파수보다 낮았지만 tuning에 의하여 다소 높아졌다. 반면에 수신대역에서는 단일 소자 결과보다 많은 공진점은 배열의 크기가 증가함에 따라 방사패치와 접지면 사이의 공극에 의한 현상으로 사료되며, 이는 약간의 효율의 감소로 연결된다. 이러한 제작상의 오차는 개구면 결합은 슬롯층과 급전층의 영향이 더 크므로 그 영향이 작다고 할 수 있다. 격리도는 대역 내에서 최고 -18 dB 정도의 값을 가져 다소 열화되었지만,



(a) 반사계수, 격리도(설계)
(a) Return loss, Isolation(Design)

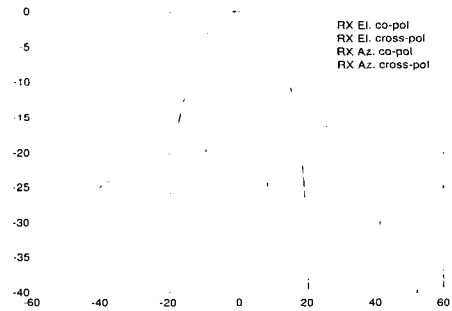


(b) 반사계수, 격리도(측정)
(b) Return loss, Isolation(Measurment)

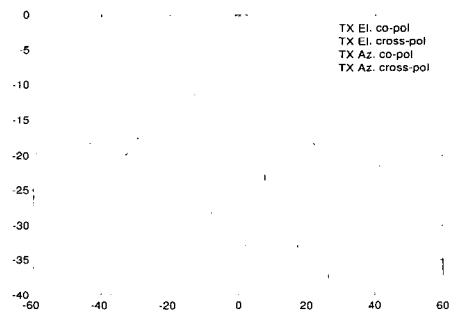
그림 7. 8×4 송수신 배열 안테나의 반사계수와 격리도
Fig. 7. Return loss and isolation of 8×4 TX/RX array antenna.

변화하는 추세는 비슷하며 약간 낮은 주파수 천이 현상을 가진다. 반사계수는 수신 -10 dB, 송신 -14 dB 이하로 다소 그 결과가 열화되었는데, 이는 단일 안테나 해석결과에서 예측된 것이다.

설계 결과 대역 내에서 수신 이득은 21.8~22.4 dBi의 값을 송신 이득은 23.0~23.2 dBi의 값을 가졌다. 이는 stack에 의한 단일 소자 이득 결과가 MOM에 의한 방법 시 수신 대역 8.3~8.7 dBi를 가지므로, 13.5~13.7 dBi에 해당하는 배열 이득값을 수신대역에서 가진다. 송신 대역의 경우 단일 이득 값이 8.8~9.0 dBi의 값을 가지므로 14.2 dBi의 배열 이득값을 송신 대역에서 가진다. 하지만 이는 32개의 소자에 의한 최대 이득을 15 dBi로 가정할 때, 송신대역에서 0.8 dB의 급전 손실, 수신대역에서는 약 1 dB 정도의 급전 손실에 해당하므로 시뮬레이션 툴에서 제대로 반영되었다고 보기 어렵다. 실제 이득 측정 결과 수신대역에서 18.6~20.2 dBi, 송신대역에서 20.7~21.3 dBi의 값을 가졌다. 실제 시뮬레이션과의



(a) 수신 방위각, 양각 배열 빔 패턴
(a) TX azimuth, elevation array beam pattern



(b) 송신 방위각, 양각 배열 빔 패턴
(b) RX azimuth, elevation array beam pattern

그림 8. 8×4 송수신 배열 안테나의 방사패턴
Fig. 8. Radiation pattern 8×4 TX/RX array antenna.

차이는 컨넥터 손실 0.5 dB를 보상에 주면, 수신 대역에서 1.9~2.7 dB, 송신 대역에서 1.4~1.8 dB의 추가적인 손실이 발생하였다. 이는 수신 마이크로 스트립 급전이 90° bending이나 임피던스 스텝에서 스트립라인 형태의 송신 급전보다 추가적인 손실이 크을 의미한다. 결국 배열 효율은 수신, 송신 대역에서 컨넥터 손실을 고려하지 않은 경우 40~46 %, 47~51 %, 고려한 경우 43~51 %, 52~57 %의 값을 가지며 이는 일반적인 cooperate 급전 수준의 효율을 송, 수신 겸용으로 구현한 것이다.

그림 8은 송, 수신 방위각, 양각 빔 패턴으로 부엽 수준은 모두 -11 dBc 이하, 교차 편파수준은 수신 -18 dBc, 송신은 -25 dBc 이하의 값을 가져 양호한 빔 패턴을 가진다.

방사패턴과 이득값의 측정은 anechoic chamber와 NSI사의 근접전계 장비를 모두 이용하여 측정, 비교하였다.

VI. 결 론

본 논문에서는 위성 통신 송, 수신 겸용 단일 마이크로스트립 안테나를 설계, 해석, 제작, 측정하였다. 송, 수신 주파수 대역은 각각 14.0~14.5 GHz, 11.7~12.75 GHz이며, 각각 수직, 수평 편파를 사용한다. 제안된 단일 안테나 구조는 수신 대역에 대하여 마이크로스트립 직접 급전, 송신 대역에 대하여 개구면 결합 스트립 라인 급전 방법을 사용하였으며, 높은 이득과 수신 광대역 특성을 위하여 적층된 방사 소자를 사용하였다. 본 연구에서의 단일 소자의 해석으로 FDTD 방법과 MOM에 의한 방법을 비교하였다. 기존의 MOM에 의한 방법은 무한, 완전 접지면을 가정하지만, FDTD에 의한 방법은 실제 구조와 유사하게 모델링 할 수 있으므로 보다 단일 안테나 해석에 있어서 공진 주파수의 예측이나 지향성 등에 대한 좀 더 정확한 결과를 얻을 수 있었다.

제안된 구조는 2차원 구조로의 일반적 확장이 용이하며 제작된 8×4 송,수신 배열에 대하여 수신 수신 19.1~20.7 dBi, 송신 21.2~21.8 dBi 의 이득값을 가져 각각 43~51 %, 52~57 %의 방사효율을 가져, 일반적인 cooperate 급전 수준의 효율을 송, 수신 겸용으로 구현하여 송, 수신 시스템의 면적을 반으로

감소시켰다. 또한 본 부배열 안테나는 송신 주파수 대역에서 스트립 라인 형태로 구현하여 피드라인의 90° bend나 임피던스 스텝에서의 불요 방사를 줄여 효율을 높임과 동시에 송, 수신 능동 블록과도 결합이 용이한 구조로 구현한 것이며, 급전층의 분리로 인하여 일반적인 송, 수신 2차원 배열 확장이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] Edgar J. Denlinger, "Losses of microstrip lines", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 28, no. 6, pp. 513-522, Jun. 1980.
- [2] G. Kumar, K. C. Gupta, "Broadband Microstrip Antennas using Additional Resonators Gap-Coupled to the Radiating Edges", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 1375-1379, Dec. 1984.
- [3] H. G. Poes, A. R. Van De Capelle, "An Impedance-Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no. 11, pp. 1345-1354, Nov. 1989.
- [4] R. Q. Lee, K. F. Lee and J. Bobinchak, "Characteristics of a Two-layer Electromagnetically Coupled Rectangular patch Antenna", *Electron. Lett.*, vol. 23, pp. 1070-1072, Sep. 1987.
- [5] K. R. McKay, "A Stacked Microstrip Antenna For Mobile Satellite Communication", *A Thesis of M.S. in Carleton Univ.*, pp. 53-67, Oct. 1993.
- [6] Yeunjeong Kim, Wansuk Yun and Yoonjoong Yoon, "Dual-frequency and dual-polarisation wideband microstrip antenna", *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 1399-1400, Sep. 1999.
- [7] T. Huynh, K. F. Lee, "Single-layer single patch wideband microstrip antenna", *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1310-1312, Aug. 1995.
- [8] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 1245-1251, Sep. 1998.

[9] Marek E. Bialkowski, Hyok J. Song, "Investigation into a power-combining structure using a reflector array of dual-feed aperture-coupled microstrip patch antennas", *Antennas and Propagation IEEE*, vol. 50, pp. 841-849, 2002.

[10] N. I. Herscovici, N. K. Das and J. Klugman, "A microstrip array fed by a non-homogeneous stripline feeding network", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 586-589, 1995.

[11] Russell Fralich, John Litva, "Experiments with an aperture-coupled, stripline-fed microstrip patch antenna", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1112-1115, 1990.

[12] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, 1993.

윤재승



1999년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)

2001년 2월: 포항공과대학교 전자컴퓨터공학과 (공학석사)

2001년 2월~현재: 한국전자통신연구원 연구원

[주 관심분야] 안테나 설계, 위상 변위기 설계, 위성통신 RF 시스템 설계, 위상 배열 안테나 시스템 설계

전순익



1984년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)

1996년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)

1990년 9월~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원

[주 관심분야] 초고주파 수동/능동 부품 설계, 위성통신 RF 시스템 설계, 위상 배열 안테나 시스템 설계