

개구 결합된 십자형 패치를 이용한 ISM 대역용 이중대역 마이크로스트립 안테나

Dual-Band Microstrip Antenna for ISM Band using Aperture Coupled Cross Patch

박기동 · 정문숙* · 임영석*

Ki-Dong Park · Mun-Suk Jeong* · Yeong-Seog Lim*

요약

시간영역 유한차분법을 이용하여 2.4 GHz와 5.8 GHz의 ISM 대역을 위한 이중대역 마이크로스트립 안테나를 설계한다. 2개의 구형 패치가 겹쳐진 십자형 패치를 안테나의 방사소자로 제안하고 급전 방식은 개구 결합을 이용한다. 안테나 설계를 위해 개구와 스텔브 길이 변화에 따른 입력 임피던스의 변화를 살펴보고, 방사소자의 길이와 폭 변화에 따른 중심 주파수와 -10 dB 대역폭을 고찰한다. 반사손실에 대한 계산 결과를 IE3D의 해석 결과 및 측정 결과와 비교하여 잘 일치함을 확인하고, 주파수 2.43 GHz와 5.79 GHz에서 안테나의 방사패턴을 측정하여 -3 dB 빔폭, 전후방비 및 최대 이득을 제시한다.

Abstract

Dual-band microstrip antenna is designed for industrial-scientific-medical(ISM) band of 2.4 GHz and 5.8 GHz using finite-difference time-domain method(FDTD). Cross patch fed by aperture in the ground plane of microstrip line is proposed as radiation element of antenna, which is 2 rectangular patch is overlapped. To design antenna, change of input impedance is examined by length change of aperture and stub. And center frequency and -10 dB bandwidth are investigated by change of length and width in radiation element. Measured result about reflection loss confirm that agree well with simulation results of FDTD and IE3D. And -3 dB beam width, front to back ratio and maximum gain is presented by measuring radiation pattern of antenna in frequency 2.43 GHz and 5.79 GHz.

Key words : Dual-Band Antenna, Cross Patch, ISM, FDTD

I. 서론

고도화 정보 사회를 지원하는 정보통신 시스템 부문 중 무선통신망을 활용한 고속, 대용량 정보의 전송기술에 대한 필요성이 크게 대두되고 있는 추세이다. 이에 따라 무선통신 시스템에서 사용되는 주파수 대역 또한 점차 고주파의 활용이 가시화 되고

있다. 이 중 2.4 GHz와 5 GHz의 주파수 대역을 이용한 무선 네트워크 기반 기술에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 특히 ISM(Industrial Scientific Medical) 대역으로 일컬어지는 2.4 GHz 대역(2.4~2.483 GHz)을 이용한 무선 네트워크 기술의 개발이 활발히 추진되어 왔으며, 점차 5.8 GHz 대역(5.725~5.85 GHz)을 이용하는 기술 개발 역시 가시화 되고

「이 논문은 2001년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2001-003-E00180)」

동강대학 정보통신과(Dept. of Information & Communication, Dongkang College)

*전남대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Chonnam National University)

· 논문 번호 : 20021226-181

· 수정완료일자 : 2003년 3월 12일

있는 상황이다.

현재 2.4 GHz 대역을 이용하는 무선통신 기술은 무선 랜(Wireless LAN), 블루투스(Bluetooth), 지능형 교통 시스템(ITS: Intelligent Transport System)의 서브 시스템 분야인 주차관리 시스템, 자동요금징수 시스템(ETCS: Electronic Toll Collection System) 등에 적용되어 상용화에 이르고 있으며, 5.8 GHz 대역에서 차세대 ITS 서비스를 위한 단거리 전용 통신망(DSRC: Dedicated Short Range Communication)이 구축될 것으로 기대되고 차세대 무선 랜 또한 이 주파수 부근 대역을 사용할 것으로 예상된다. 따라서 ISM 대역을 이용한 무선통신망이 차세대 정보통신망의 근간을 이룰 것이 확실시되고, 이와 같은 상황 속에서 무선통신망의 구축을 위해 가장 기본적인 고핵심적인 요소 중 하나는 신호를 송수신 할 수 있는 고성능 안테나의 개발일 것이다.

본 논문에서는 시간영역 유한차분(FDTD: Finite Difference Time Domain)^{[1],[2]}법을 이용하여 2.4GHz와 5.8GHz의 ISM 이중대역에서 사용 가능한 마이크로 스트립 안테나를 설계하는데, 안테나의 방사 소자로는 십자형 패치를 제안하고 급전 방식은 개구(aperture) 결합을 이용한다^{[3],[4]}.

기준에 보고된 이중대역 패치 안테나들은 크게 orthogonal-mode, multi-patch 및 reactively-loaded 로 표현되는 세 가지 범주에 의해서 분류될 수 있다^[5]. orthogonal-mode 이중대역 패치 안테나는 두 주파수에서 동일한 편파를 갖지 못하고 직교 편파 특성을 나타내는 단점이 있으며, multi-patch 이중대역 패치 안테나는 두 주파수에서 동일한 편파 특성을 갖기는 하지만 두 주파수 간격이 큰 경우에 대한 설계가 어렵다는 단점이 있다.

현재 구현되고 있는 이중대역 안테나의 대부분이 속하는 범주인 reactively-loaded 이중대역 패치 안테나는 단일 패치에 reactive loading을 하여 이중대역에서 동작하도록 한 것이다. 스텐브(stub), 노치(notch), 단락 핀(short pin), 커패시터(capacitor) 및 슬롯(slot)이 reactive loading을 위해 사용되는데, 이들 중 스텐브를 방사소자에 연결시킴으로써 이중 공진을 일으키는 방법이 가장 단순하면서도 효율적이라 할 수 있다.

따라서 본 논문에서도 단일 구형 패치에 일종의

스텐브 역할을 하도록 좁은 암(arm) 형태를 갖는 작은 구형 패치를 연결시켜 구성된 십자형 패치를 방사소자로 사용하여 이중대역 안테나를 구현한다. 이 안테나 구조는 두 주파수에서 동일한 편파를 갖으며 주파수비의 조절이 쉽게 이루어지는 장점을 갖는다.

본 논문의 제 2장에서는 안테나 설계를 위해 이용한 FDTD법에 대해 간략하게 설명한다. 제 3장에서는 제안된 안테나 구조를 설명하고 개구와 마이크로 스트립 급전 선로의 스텐브 길이 변화에 따른 입력 임피던스의 변화를 살펴보고, 방사 소자의 다양한 길이와 폭에 따른 중심 주파수와 -10 dB 대역폭 변화에 대한 해석 결과를 제시한다. 제 4장에서는 3장의 결과로부터 2.4 GHz와 5.8 GHz의 ISM 대역용 안테나에서 요구되는 사양을 충족시키는 안테나의 설계 파라미터들을 선택하고, 그 경우에 대해 상용 툴인 IE3D를 통해 검증한 후 안테나를 제작·측정하여 결과를 검토한다. 제 5장에서는 제안된 안테나 구조에 대한 측정 결과를 정리하면서 결론을 짓는다.

II. FDTD법

FDTD은 광범위하게 전자기 해석에 이용되어 왔으며 초기에는 등방성(isotropic), 비산란물질(non-dispersive)에만 적용되다가 차츰 이방성(anisotropic), 산란물질(dispersive)까지 적용되었고, 최근에는 자화된 페라이트나 플라즈마 같은 복잡한 매질까지 확장되었다^{[6],[7]}. 그리고 한 번의 계산을 통해 관심을 두는 주파수 대역의 정보를 얻을 수 있는 장점이 있으나, 반면에 계산 메모리를 많이 차지하는 단점이 있다. 따라서 계산 메모리 양을 줄이기 위해 성능이 우수한 흡수경계조건(Absorbing Boundary Condition)을 적용할 필요가 있다. 최근에 Berenger가 PML (Perfectly Matched Layer)을 처음 제안한 후 많은 연구가 이루어졌는데^[8], 본 논문에서는 기존의 PML 보다 몇 가지 장점을 가지고 있는 GT-PML(Generalized Theory of Perfectly Matched Layer)을 적용시켰다^[9].

FDTD은 유한 공간 체적에 대하여 맥스웰 컬 방정식을 이산화하고, 그 도함수에 중심 차분 근사를 적용하여 근사화 함으로써 수식화 된다. 수식화는 구조내에서 전자파 전파특성을 지배하는 미분형태의 맥스웰 컬(curl) 방정식으로부터 유도되어진다. 전자파가 전파하는 매질이 균일성, 등방성 및 균질

성이고, 구조가 무손실이라고 가정한다면 맥스웰 컬 방정식은 다음 식 (1), (2)와 같다.

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{H} \quad (1)$$

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{E} \quad (2)$$

여기서 ϵ 는 유전체의 유전율 상수를 나타낸다. 이 방정식들의 연속적인 1차 편미분 방정식들의 이산적인 근사식을 얻기 위해 해석 대상체의 계산영역은 흡수경계조건에 의해 한정되고, 전체 계산영역을 Yee's 단위격자^[1]로 분할한 후 시간과 공간에 대하여 중심 차분 근사를 사용하여 이산화 한다.

Yee's 단위격자의 전자계성분 배열은 각 성분 계산에서 중심 차분이 이루어지고 접선 성분의 연속성이 자연스럽게 성립하는 장점을 갖는다. 계산영역에서 x, y 및 z방향의 격자 노드 수에 대해 각각 아래첨자 i, j, k로 표기하고 시간스텝에 대해 위 첨자 n으로 표기한다. 그러면 식 (1), (2)의 유한 차분 근사식은 다음 식 (3), (4)로 표현된다.

$$H_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{x,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} (E_{y,i,j,k}^n - E_{y,i,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} (E_{z,i,j+1,k}^n - E_{z,i,j,k}^n) \quad (3a)$$

$$H_{y,i,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{y,i,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} (E_{z,i,i,j,k}^n - E_{z,i-1,i,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} (E_{x,i,i,j,k}^n - E_{x,i,i,j,k-1}^n) \quad (3b)$$

$$H_{z,i,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{z,i,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} (E_{x,i,i,j+1,k}^n - E_{x,i,i,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} (E_{y,i,i,j,k}^n - E_{y,i-1,i,j,k}^n) \quad (3c)$$

$$E_{x,i,j,k}^{n+1} = E_{x,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z,i,j-1,k}^{n+\frac{1}{2}}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_{y,i,j,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}}) \quad (4a)$$

$$E_{y,i,i,j,k}^{n+1} = E_{y,i,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_{x,i,i,j,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x,i,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_{z,i,i+1,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z,i,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}}) \quad (4b)$$

$$E_{z,i,j,k}^{n+1} = E_{z,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_{y,i+1,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x,i,j-1,k}^{n+\frac{1}{2}}) \quad (4c)$$

여기서 Δx , Δy , Δz 는 각각 x, y 및 z 방향으로의 공간 증분 즉 단위 격자에서의 각 방향 미소 크기를 나타낸다. 식 (3)과 (4)에서 +1/2, -1/2 시간스텝들은 시간 도함수들의 중심 차분을 얻는데 전계 \vec{E} 와 자계 \vec{H} 가 교대로 계산된다는 것을 나타낸다. 이 방정식들에서 유전율은 각 전계 성분들의 위치에 따라 적절한 값으로 설정되어야 한다. 예로, 공기와 유전체 경계면상의 접선 전계 성분들에 대해서는 두 유전율의 평균, $(\epsilon_0 + \epsilon_1)/2$ 을 사용한다.

FDTD를 사용하여 해석할 때 시간 영역 응답의 수치적인 안정성을 확보하기 위해, 시간스텝 Δt 가 단위 격자의 크기와 해석 영역의 매질을 전파하는 평면파의 최대 전파 속도에 의해 제한되는데 이를 Courant 안정 조건이라 하고^[10] 다음 식 (5)와 같다.

$$\Delta t = \frac{s}{v_{\max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (5)$$

여기서 v_{\max} 는 평면파의 최대 전파 속도, s는 안정 계수로 '1'보다 작아야 한다

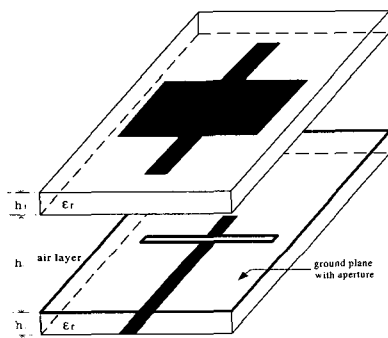
III. 안테나 설계

본 연구에서 작성한 FDTD 해석 프로그램을 이용하여 2.4 GHz와 5.8 GHz의 이중대역에서 사용 가능한 마이크로스트립 안테나를 설계하였다. 그림 1은 본 논문에서 설계한 안테나의 구조를 나타낸다. 십자형 패치를 안테나의 방사소자로 제안하였는데, 이 모양은 5.8 GHz 대역의 구형 패치($L_2 \times W$)에 작은 구형 패치($L_1 \times W_1$)를 y 방향으로 덧붙여 $L \times W_1$ 부분이 2.4 GHz 대역의 방사소자로서 역할을 하도록 구성한 것이다. 제안된 십자형 패치는 2.4 GHz 대역의 구형 패치($L \times W_1$)와 5.8 GHz 대역의 구형 패치($L_2 \times W$)가 겹쳐진 형태이다. 급전은 마이크로스트립 선로에 의한 개구 결합방식을 사용하였다. 그리고 ISM 대역에서 요구되어지는 대역폭을 얻기 위해 급전 선로와 방사 소자의 유전체 층 사이에 공기 층을 두었다.

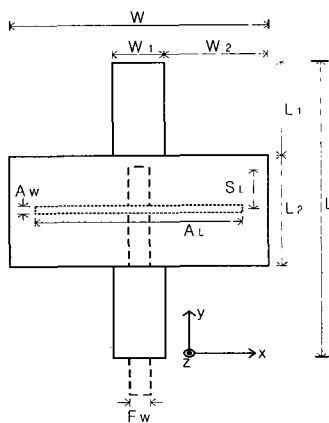
FDTD로 해석할 때 단위 격자 크기 $\Delta x=0.36$ mm, $\Delta y=0.4$ mm, $\Delta z=0.261$ mm 로 하였으며 PML 내의 단위 격자 수는 모든 방향에서 10개를 두었고 PML영역을 포함한 전체 계산 영역은 $120 \times 180 \times 65$ 개의 단위격자로 분할하였다. 시간 스텝은 안정조건에 의해 $\Delta t=0.4$ ps로 하였고 총 반복 시간 스텝 수 $n=50000$ 로 계산하여 안정화된 시간영역 파형을 얻었으며, 이 시간영역 파형을 이산 푸리에 변환 (DFT: Discrete Fourier Transform)함으로써 필요한 주파수영역 정보를 추출하였다.

안테나 설계 및 제작에서 사용된 기판은 $h_1=h_3=0.78$ mm, $\epsilon_r=2.6$ 인 테프론 기판을 사용하였으며 삽입된 공기 층의 높이 $h_2=5$ mm로 하였다.

안테나의 초기 구조에 대한 설계는 다음과 같이



(a) 입체도
(a) Three-dimensional view



(b) 투사도
(b) Projection view

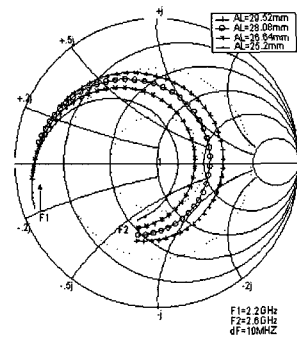
그림 1. 안테나 구조
Fig. 1. Structure of antenna.

이루어졌다. 설계 주파수를 각각 $f_1=2.44$ GHz, $f_2=5.77$ GHz로 선택하였고, 이 주파수에 의해 십자형 패치에서 $L=56.4$ mm $\approx \lambda_1/2$, $L_2=23.6$ mm $\approx \lambda_2/2$ 인 길이 L_1 과 L_2 를 결정하였다. 여기서 λ_1 , λ_2 는 각각 주파수 f_1 , f_2 에서 파장이다. 마이크로스트립 선로의 폭 $F_w=2.16$ mm로 하여 50 Ω 의 급전 선로가 되도록 하였고 스텐브 길이 $S_L=8$ mm $\approx 0.22 \lambda$ 로 정하였다. 여기서 λ 는 50 Ω 마이크로스트립 선로에 대한 주파수 $f=5.77$ GHz에서의 파장이다.

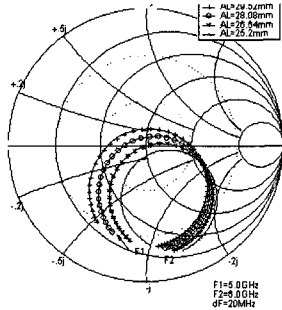
그리고 개구 길이 A_L 은 일반적으로 낮은 유전율 상수의 급전 기판을 사용하는 경우 약 $0.082 \lambda_0$ 이고 개구 폭 A_w 은 A_L 의 0.1배 정도이다^[11]. 여기서 λ_0 는 설계 주파수에서 자유공간의 파장이다. 본 논문에서는 이중 대역을 만족시킬 수 있는 개구 길이와 폭을 얻기 위해 먼저 주파수 f_1 에서의 개구 길이 11 mm와 주파수 f_2 에서의 개구 길이 4.3 mm 사이의 중간 값, 즉 $4.3 \text{ mm} < A_L < 11 \text{ mm}$ 의 중간 값에 대해 단위격자 Δx 의 크기를 고려하여 개구 길이 $A_L=7.92$ mm로 선택한 후, 단위격자 Δy 의 크기를 고려하여 개구 폭 $A_w=0.8$ mm로 정하였다. 나머지 파라미터 W_1 , W_2 은 임의의 값을 가정하였다.

그림 2는 개구 길이 A_L 을 가변시키면서 입력 임피던스의 변화를 스미스 도표에서 살펴본 것이다. 입력 임피던스의 계산을 위한 기준면의 위치는 개구의 중심으로부터 $-y$ 방향으로 10 $\Delta y=4$ mm 떨어진 지점으로 가급적 방사 소자의 급전점인 개구 중심에 근접하도록 설정하였다. 개구 길이가 작아지면 2.4 GHz 대역에서는 궤적이 점진적으로 스미스 도표의 원점 쪽으로 이동하고 5 GHz 대역에서는 모든 궤적이 원점 부근에서 나타난다. 그리고 개구 길이의 변화가 2.4 GHz 대역에서의 임피던스 정합에는 크게 영향을 미치지 않지만 5 GHz 대역에서는 그렇지 않다는 것을 확인할 수 있다.

그림 2의 입력 임피던스의 궤적을 살펴보면 개구 길이 $A_L=25.2$ mm일 때 임피던스 정합이 두 대역에서 잘 이루어진 것으로 보인다. 그러나 이 경우 2.4 GHz 대역에서 입력 임피던스의 허수 부분이 '0'일 때의 주파수를 살펴보면 2.52 GHz로써 설계 주파수 f_1 과는 차이가 있다. 또한 5 GHz 대역의 모든 입력 임피던스 궤적은 설계 주파수 f_2 에서 거의 정합이 이



(a) 2.4 GHz 주파수 대역
(a) 2.4 GHz frequency band



(b) 5 GHz 주파수 대역
(b) 5 GHz frequency band

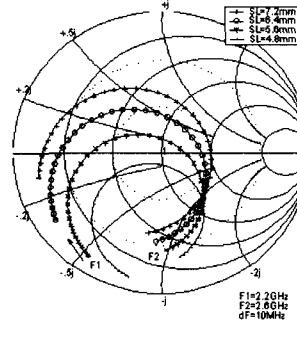
그림 2. 개구 길이 A_L 에 따른 입력 임피던스 변화
Fig. 2. Input impedance change versus aperture length A_L . ($S_L=8$ mm, $A_w=0.8$ mm, $L_1=16.4$ mm, $L_2=23.6$ mm, $W_1=3.6$ mm, $W_2=12.96$ mm)

루어지지 않는 것을 보여준다.

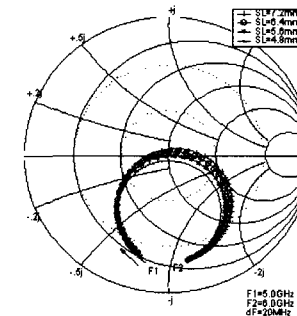
따라서 본 논문에서는 먼저 2.4 GHz 대역을 설계하기 위해 2.4 GHz 대역에서 입력 임피던스의 허수 부분이 '0'일 때의 주파수와 정합 특성을 고려하여 개구 길이 $A_L=28.08$ mm을 선택하였다.

그림 3은 스테브 길이 S_L 을 가변 시키면서 입력 임피던스의 변화를 살펴본 것이다. 스테브 길이 변화 역시 2.4 GHz 대역에서의 임피던스 정합 특성에는 큰 영향을 주지만 5 GHz 대역에서는 적은 영향을 준다는 것을 확인할 수 있다. 2.4 GHz 대역의 입력 임피던스 궤적을 살펴보면 스테브 길이 $S_L=5.6$ mm 일 때 설계 주파수 f_1 에서 가장 좋은 정합특성을 나타내므로 이 값을 안테나 설계에 사용하였다.

그러나 5 GHz 대역에서의 모든 입력 임피던스 궤적은 개구 길이 변화의 경우처럼 설계 주파수 f_2 에서 크게 벗어나다. 이러한 사실은 5 GHz 대역의 설계주



(a) 2.4 GHz 주파수 대역
(a) 2.4 GHz frequency band



(b) 5 GHz 주파수 대역
(b) 5 GHz frequency band

그림 3. 스테브 길이 S_L 에 따른 입력 임피던스 변화 ($A_L=28.08$ mm, 다른 파라미터는 그림 2와 동일)
Fig. 3. Input impedance change versus stub length S_L . ($A_L=28.08$ mm, other parameters are identical to the ones of Fig. 2)

파수에서 임피던스 정합을 이루기 위해서는 방사 소자의 파라미터를 변화시킬 필요가 있음을 의미한다.

이를 위해 5 GHz 대역의 주파수 변화에 크게 영향을 미칠 것으로 생각되는 십자형 패치에서 길이 L_2 변화에 따른 중심 주파수와 -10 dB 대역폭의 변화를 그림 4에 나타내었다. 계산 과정에서 A_L 과 S_L 은 각각 그림 2와 3으로부터 선택한 값을 사용하였으며 L_2 를 변화시키더라도 임피던스 정합 특성은 이전과 크게 달라지지 않는 것을 확인하였다.

길이 L_2 가 증가함에 따라 두 대역에서 중심 주파수는 낮아지는데 그 변화 정도가 5 GHz 대역에서 훨씬 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이는 L_2 를 변화시킬 경우, 5 GHz 대역의 파장에 대한 길이 L_2 변화의 정도가 상대적으로 2.4 GHz 대역의 파장에 대한 길이 $2L_1+L_2$ 의 변화 정도보다 더 크기 때문이다.

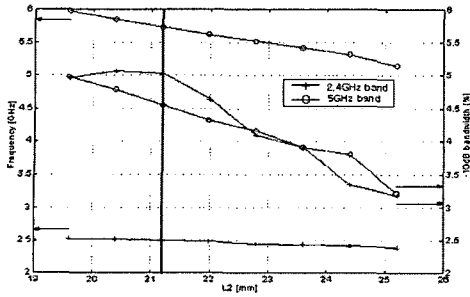


그림 4. 길이 L_2 에 따른 중심주파수와 -10 dB 대역폭 변화
 Fig. 4. Center frequency and -10 dB bandwidth change versus length L_2 ($A_L = 28.08$ mm, $S_L = 5.6$ mm, $A_W = 0.8$ mm, $L_1 = 16.4$ mm, $W_1 = 3.6$ mm, $W_2 = 12.96$ mm).

그림 4에서 굵은 실선은 2.4/5.8 GHz ISM 대역의 설계 주파수에 가까운 중심 주파수를 갖는 길이 $L_2 = 21.2$ mm를 가리킨다. 그러나 이 L_2 값에서 2.4 GHz ISM 대역의 중심 주파수는 설계 주파수 f_1 보다 약간 높고 5.8 GHz ISM 대역의 중심 주파수는 설계 주파수 f_2 보다 약간 낮다.

그림 5는 십자형 패치에서 폭 W_1 의 변화에 따른 중심 주파수와 -10 dB 대역폭의 변화를 나타낸다. W_1 이 증가하면 2.4 GHz 대역의 중심 주파수는 낮아지고 5 GHz 대역의 중심 주파수는 약간 높아지는 것을 알 수 있다. 결국 W_1 의 변화는 L_2 의 변화에 비해 중심 주파수를 큰 편차로 이동시키지는 않으면서 중심 주파수를 미세 조정하는데 유용하다는 것을 확인할 수 있다. 그리고 W_1 이 증가함에 따라 -10 dB 대역폭은 2.4 GHz와 5 GHz 대역에서 좁아지며 L_2 변화의 경우보다 대역폭의 변화 정도가 크다는 것을 알 수 있다. 그림 5에 그려진 굵은 실선은 2.4/5.8 GHz ISM 대역의 설계 주파수와 일치하는 중심 주파수를 갖는 폭 $W_1 = 5.04$ mm를 가리킨다.

그림 4와 5의 결과로부터 십자형 패치의 길이와 폭을 조절함으로써 2.4 GHz와 5 GHz 대역에서 원하는 중심 주파수를 갖는 이중대역 마이크로스트립 안테나의 설계가 가능하다는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결과 검토

앞장에서 ISM 대역용 이중대역 마이크로스트립 안테나를 설계하기 위해 안테나의 초기 구조로부터

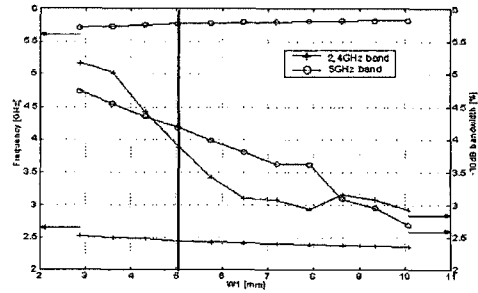


그림 5. 폭 W_1 에 따른 중심주파수와 -10 dB 대역폭 변화($L_2 = 21.2$ mm, 다른 파라미터는 그림 4와 동일)
 Fig. 5. Center frequency and -10 dB bandwidth change versus width W_1 ($L_2 = 21.2$ mm, other parameters are identical to the ones of Fig. 4).

다양한 파라미터를 가변시키면서 살펴 본 해석 결과를 제시하였다. 이 결과로부터 중심 주파수와 -10 dB 대역폭이 2.4 GHz와 5.8 GHz의 ISM 대역에서 요구되는 사양을 만족시키는 경우의 설계 파라미터를 찾아 표 1에 나타내었다.

그림 6은 표 1의 파라미터를 이용하여 제작된 안테나에 대해 반사손실(S_{11})을 측정하고 그 결과를 FDTD와 IE3D의 해석 결과와 함께 비교하여 제시한 것이다. 반사손실의 측정은 벡터 네트워크 분석기인 Anritsu-37325A를 사용하였다. 그리고 중심 주파수와 -10 dB 대역폭을 비교하여 표 2에 나타내었다.

표 1. 안테나의 설계 파라미터 (단위:mm)
 Table 1. Design parameters of antenna. (unit:mm)

파라미터	A_L	S_L	A_W	L	W	L_1	L_2	W_1	W_2
값	28.08	5.6	0.8	54.0	30.96	16.4	21.2	5.04	12.96

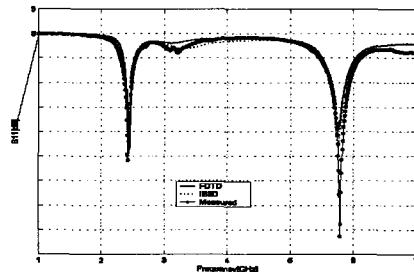


그림 6. 반사손실(S_{11})의 비교
 Fig. 6. Comparison of return loss(S_{11}).

표 2. 중심 주파수와 -10 dB 대역폭의 비교
Table 2. Comparison of center frequency and -10 dB bandwidth.

주파수대역		방법	FDTD	IE3D	Measured
2.4 GHz	중심주파수[GHz]		2.44	2.433	2.425
	-10 dB 대역폭[GHz,%]		2.393~2.488(3.89)	2.388~2.478(3.70)	2.3725~2.485(4.64)
5.8 GHz	중심주파수[GHz]		5.76	5.755	5.785
	-10 dB 대역폭[GHz,%]		5.64~5.88(4.17)	5.628~5.89(4.55)	5.6425~5.935(5.06)

표 2의 결과를 살펴보면 FDTD, IE3D 및 측정 결과가 잘 일치함을 확인할 수 있고 2.4 GHz와 5.8 GHz의 ISM 대역에서 요구되는 대역폭을 만족시킨다는 것을 알 수 있다.

그림 7은 측정된 입력 임피던스를 나타낸 것이다. 주파수 2.425 GHz와 5.785 GHz에서 각각 $47.849 - j3.598[\Omega]$, $50.568 + j0.627[\Omega]$ 로 임피던스 정합이 잘 이루어지고 있다.

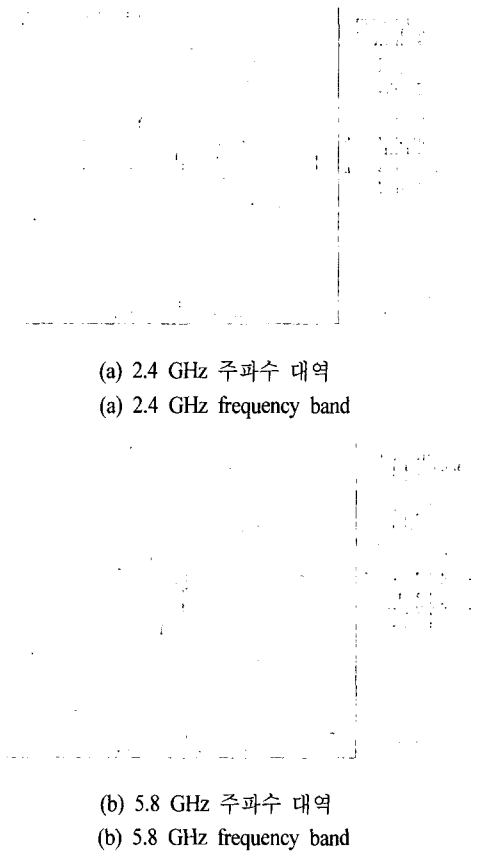


그림 7. 입력 임피던스의 측정 결과
Fig. 7. Measured results of input impedance.

그림 8은 주파수 2.43 GHz와 5.79 GHz에서 안테나의 방사패턴을 측정하여 도시한 것이다. 방사패턴은 프랑스 SATIMO사의 근거리장 STARGATE-32 시스템으로 측정되었다. E-plane과 H-plane의 -3 dB 빔폭은 2.43 GHz에서 각각 88.57° , 122.86° 이고 5.79 GHz에서 각각 131.43° , 71.43° 로 나타났으며, 전후방비는 2.43 GHz에서 10.12 dB이고 5.79 GHz에서 7.27 dB로 나타났다.

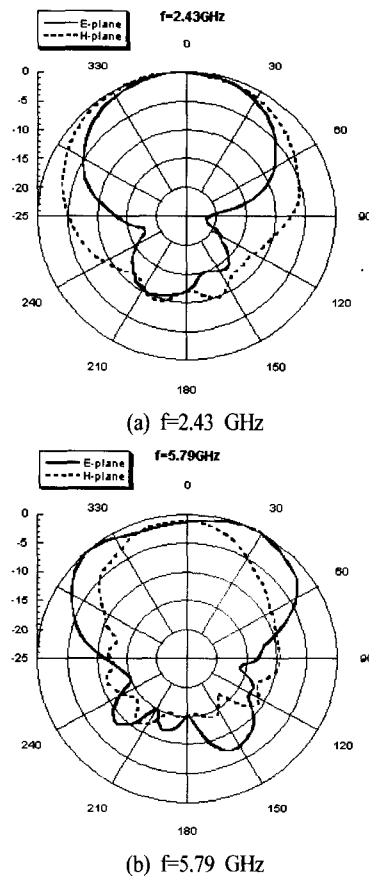


그림 8. 측정된 방사패턴
Fig. 8. Measured radiation pattern.

표 3. 안테나 이득의 최대값 및 그 위치
Table 3. Maximum value of antenna gain and it's position.

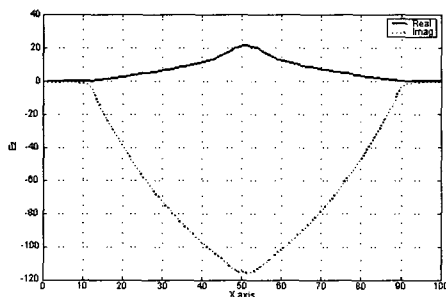
주파수 [GHz]	E-plane($\psi = 90^\circ$)		H-plane($\psi = 0^\circ$)	
	최대값 [dB]	θ [$^\circ$]	최대값 [dB]	θ [$^\circ$]
2.38	4.45	-8.55	4.34	-0.02
2.43	4.85	-8.59	4.95	-14.3
2.48	4.91	-11.45	4.97	-17.16
5.65	6.16	37.14	3.55	-11.41
5.79	6.15	25.72	4.78	-0.02
5.90	5.85	-42.86	5.41	-2.84

그리고 주파수별로 측정된 E-plane과 H-plane의 방사패턴들에서 이득의 최대값 및 그 위치를 표 3에 정리하였다. 최대 이득은 2.4 GHz 대역폭 내에서 4.45~4.97 dB, 5.8 GHz 대역폭 내에서 5.85~6.16 dB로 나타났다. 표 3에서 5.8 GHz 대역의 결과를 살펴보면 E-plane 이득의 최대값이 H-plane 이득의 최대값에 비해 크게 나타나고 E-plane 이득의 최대값이 얻어지는 위치 또한 $\theta = 0^\circ$ 로부터 상당히 벗어난 각도에 있음을 확인할 수 있다. 이는 십자형 패치의 모양에 기인한다고 할 수 있다. 즉 E-plane의 방사패턴은 중앙에 위치한 5.8 GHz 대역의 구형 패치에서 발생하는 방사패턴과 2개의 좁은 암 형태를 갖는 작은 구형 패치에서 발생하는 방사패턴들에 의해 형성되는데, 이 3개의 방사패턴들이 합쳐질 때 $\theta = 0^\circ$ 로부터 상당히 벗어난 각도에서 이득이 증가하기 때문이다. 그래서 E-plane 이득의 최대값이 $\theta = 0^\circ$ 부근에서 이득의 최대값을 갖는 H-plane 보다 크게 나타난다.

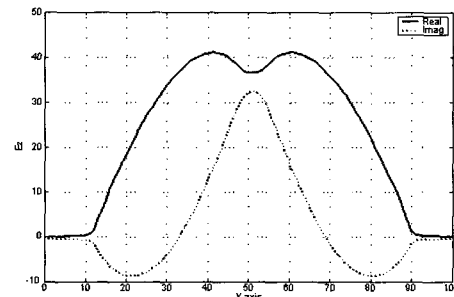
또한 같은 이유로 인해 5.79 GHz의 E-plane 빔폭이 H-plane 빔폭보다 현저히 넓게 나타나게 되는 것을 그림 8에서 확인할 수 있다.

일반적인 개구 결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 결합 메커니즘은 마이크로스트립 패치와 접지면 사이의 거리에 따라 cavity type과 parasitic type으로 정의할 수 있으며 거리가 비교적 작은 경우 cavity type으로, 거리가 큰 경우 parasitic type으로 볼 수 있다. 그리고 parasitic의 경우에 cavity의 경우보다 약 2 dB 정도 더 큰 안테나 이득이 얻어지는데, 이는 패치가 개구로부터 패치로의 직접적인 복사를 유도하는 것처럼 보이며, 이것은 2소자 Yagi-Uda 배열 안테나 구조의 도파기와 같은 역할을 하는 것으로 생각할 수 있다^[12]. 본 논문에서 설계된 안테나는 패치와 접지면 사이의 거리가 큰 경우인 parasitic type으로 볼 수 있으므로, 안테나의 이득이 크게 얻어지는 것으로 생각할 수 있다.

개구에서 패치로의 전자기적 결합 정도를 살펴보기 위해, 개구 바로 위에서의 전계 성분 E_z 와 자계 성분 H_y 분포를 그림 9와 10에 도시하였다. 전자계 분포를 살펴보면 개구 길이가 2.4 GHz 대역에서는 약 $\lambda/2$ 길이로 일반적인 전자계 분포를 형성하므로 패치로의 전자기적 결합이 최대가 되는 것으로 생각할 수 있지만, 5.8 GHz 대역에서는 λ 길이 보다 길기 때문에 최대 결합을 이루어내기는 어려울 것으로 보인다. 이는 단일 개구를 사용하여 중심 주파수의 차이가 크고 배수 관계가 성립되지 않는 두 대역을 급전하도록 설계했기 때문에 상대적으로 5.8 GHz 대역에서는 개구의 길이가 길어졌기 때문이다. 따라서



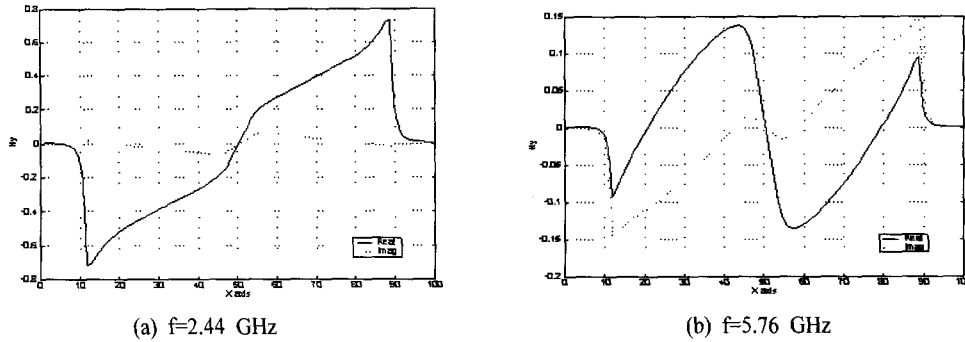
(a) $f=2.44$ GHz



(b) $f=5.76$ GHz

그림 9. 개구 바로 위에서의 전계 성분 E_z 분포

Fig. 9. Electric field E_z distribution just above aperture.



(a) $f=2.44$ GHz

(b) $f=5.76$ GHz

그림 10. 개구 바로 위에서의 차계 성분 H_y 분포

Fig. 10. Magnetic field H_y distribution just above aperture.

두 대역 모두에서 최적의 전자기적 결합이 얻어지도록 개구와 방사 소자의 파라미터들에 대한 조절이 좀 더 이루어질 필요가 있다. 그러나 앞서 주어진 반사손실, 임피던스 정합 및 안테나 이득의 결과를 고려하면 5.8 GHz 대역에서도 최적에 가까운 설계가 이루어졌다고 할 수 있을 것이다.

V. 결 론

본 논문에서는 2.4 GHz와 5.8 GHz ISM 대역을 위한 이중대역 마이크로스트립 안테나를 설계하였다. 안테나의 방사소자로 2개의 구형 패치가 겹쳐진 십자형 패치를 제안하였고 급전 방식은 개구 결합을 이용하였다.

안테나 설계를 위해 FDTD를 이용하여 개구와 스텐드 길이 변화에 따른 입력 임피던스의 변화를 살펴보고, 방사 소자의 길이와 폭 변화에 따른 중심 주파수와 -10 dB 대역폭을 고찰하였다. 그리고 2.4 GHz와 5.8 GHz ISM 대역에서 요구되는 사양을 만족시키는 경우의 설계 파라미터를 찾아 안테나를 제작하였다.

제작된 안테나의 반사손실을 측정하고 그 결과를 FDTD와 IE3D의 해석 결과와 함께 비교하여 잘 일치함을 확인하였다. 그리고 안테나의 방사패턴을 측정하여 2.4GHz 대역폭 내에서 4.45~4.97 dB, 5.8 GHz 대역폭 내에서 5.85~6.16 dB의 최대이득을 얻었다.

제안된 안테나 구조는 2.4GHz와 5GHz 대역용 이중대역 마이크로스트립 안테나의 설계에 유용하게

적용될 수 있을 것이다. 특히, 무선 랜 서비스의 액세스 포인트용 안테나로 사용될 수 있을 것으로 생각한다.

앞으로 본 논문에서 제안한 안테나를 최적화 시키기 위해 개구와 방사 소자의 파라미터들에 대한 조절과정이 좀 더 수행되어야 하고, 더 나아가 중심 주파수의 차이가 크고 배수 관계가 성립되지 않는 이중 대역을 위한 새로운 개구 결합 급전 구조에 대한 연구와 안테나 크기를 소형화시키기 위한 연구를 계속해야 할 것으로 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, pp. 302-307, May 1966.
- [2] X. Zhang, K. K. Mei, "Time-domain finite difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities", *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [3] P. L. Sullivan, D. H. Schaubert, "Analysis of an Aperture coupled microstrip antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, pp. 977-984, Aug. 1986.
- [4] A. Ittipiboon, Y. M. M. Antar and M. Cubaci, "A modal expansion method of analysis and measurement on aperture-coupled microstrip antenna", *IEEE*

- Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1567-1574, Nov. 1991.
- [5] S. Maci, G. B. Gentili, "Dual-frequency patch antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, pp. 13-20, Dec. 1997.
- [6] J. A. Pereda, L. A. Vielva, A. Vega and A. Prieto, "FDTD analysis of magnetized ferrites: application to the calculation of dispersion characteristics of ferrite-loaded waveguides", *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 350-357, Feb. 1995.
- [7] 박기동, 임영석, "YIG박막-GGG층 구조를 갖는 마이크로스트립 선로의 전파특성 해석", 한국전자과학회 논문지, 11(7), pp. 1168-1175, 2000년 10월.
- [8] D. T. Prescott, N. V. Shuley, "Reflection analysis of FDTD boundary conditions-Part II: Berenger's PML absorbing layers", *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1171-1178, Aug. 1997.
- [9] L. Zhao, A. C. Cangellaris, "GT-PML: generalized theory of perfectly matched layer and its application to the reflectionless truncation of finite-difference time-domain grids", *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 2555-2563, Dec. 1996.
- [10] A. Taflove, M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations", *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 623-630, Aug. 1975.
- [11] R. A. Sainati, *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, pp. 92-97, 1996.
- [12] 조영기, "Small Planar Microstrip Antenna Technology", *Micro News*, 제17호, 2000년 5/6월.

박 기 동



1993년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)
 1995년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학석사)
 2000년 8월: 전남대학교 전자공학과 (공학박사)
 1997년 3월~현재: 동강대학 정보통신과 조교수

[주 관심분야] 전자파 수치해석, 안테나

임 영 석



1980년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1989년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학박사)
 1994년 9월~현재: 전남대학교 전자정보통신공학부 교수

[주 관심분야] 전자파 해석, 초고주파 회로 해석, 안테나

정 문 숙



2000년 2월: 원광대학교 전기전자공학부 전자전공 (공학사)
 2001년 8월~현재: 전남대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 안테나