

시간영역 유한차분법을 이용한 밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나 해석

Analysis of Millimeter Wave Microstrip Patch Antenna Using FDTD Method

배진석* · 고성선** · 송기홍*** · 윤현보*

Jin-Seok Bae* · Sung-sun Go** · Ki-Hong Song*** · Hyun-Bo Yoon*

요 약

밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나 해석에 시간영역 유한차분법 (FDTD)의 적용 가능성을 입증하였다. 이 방법을 이용하여 32.153 GHz에서 공진하는 마이크로스트립 patch 안테나의 크기를 최적화하고, 입력 임피던스, 정재파비와 복사패턴을 계산하였다. MOM (method of moment)과 FDTD 방법에 의해 계산된 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수를 측정값과 비교한 결과, 각각의 차이가 12.27 %와 1.23 %이었다. 또한 이 Ka-밴드 패치 안테나의 대역폭은 X-밴드에서와 같이 약 8 %이었다.

Abstract

This paper is to verify the availability of the finite difference time domain (FDTD) method for the analysis of millimeter wave microstrip patch antenna. Using this method, the size of the microstrip patch antenna resonating at 32.153 GHz is optimized and the input impedance, the voltage standing wave ratio and the radiation pattern are calculated. The resonance frequencies of the microstrip patch antenna are calculated by MOM and FDTD method and then compared with the measured results, showing the difference of 12.27 % and 1.27 % respectively. Also, the bandwidth of this Ka-band patch antenna is about 8 % which is similar to the case of X-band.

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 단면적이 작고, 여러 유형의 구조에 적합하게 제작이 가능하고, 경량이며 제작의 용이성과 경제성 등의 장점을 갖고 있어서 주로 X-밴드까지 영역에서 다양한 구조의 안테나 제작에 사용되어져왔다^[1].

주파수 자원에 대한 수요 급증으로 인하여 마이

크로스트립 안테나를 밀리미터파대에 적용하는 연구가 진행되어오고 있는 실정이다^{[2]~[4]}.

이러한 마이크로스트립 안테나에 대한 full-wave 해석에는 MOM 방법이 대표적인 방법인데, 특히 밀리미터파대역의 마이크로스트립 안테나 해석에 있어서는 주파수 영역에서의 MOM 해석이 주로 이용되는데 이 방법은 Green 함수를 계산하여야 하고, edge 부분에 대한 부가적 처리가 필요하며, 각 주파수마다 계산을 분리 수행해야 하는 단점을 가

* 동국대학교 전자공학과 (Dept. of Electronic Eng., Dongguk University)

** (주)신아정보통신 (Shin-A Telecom)

*** 한국전자통신연구원 (ETRI)

· 논 문 번 호 : 980514-051

· 수정완료일자 : 1998년 7월 6일

지고 있다^{[5]~[8]}.

본 논문에서는 다른 해석 방법들보다 다양한 구조의 해석이 용이하고, 광대역 주파수 응답특성을 구할 수 있으며, 다중 유전체 경계의 해석도 가능한 시간영역 유한차분법 (finite difference time domain method : FDTD)을 이용하여 밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나를 해석하고자 한다.^{[9]~[13]}.

마이크로스트립 패치 안테나의 길이와 폭을 결정하는 empirical 해석 방법은 주로 X-밴드까지 정확성이 보장된다. 이 방법은 밀리미터파대에서 정확성에 대한 문제가 나타나므로, 우선 이 설계식을 이용하여 공진 주파수가 32.1 GHz인 안테나의 길이와 폭을 구하고, 다시 FDTD를 통해 원하는 주파수에서 공진하도록 안테나의 길이와 폭의 최적화 수치를 구하는데 이용하였다.^[14].

또한, 최적화된 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 입력 임피던스, 반사손실, 정재파비, 그리고 복사 패턴 등을 구하고, 특히 반사손실에 대해서는 FDTD 와 MOM 계산치를 비교하였다.

FDTD 해석에 의해 최적화된 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하여 실험 결과값과 계산값을 비교하였다. 이런 절차를 통하여 밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나 해석에 FDTD 해석의 유용성을 입증하고자 한다.

II. 밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나의 FDTD 해석

2-1 밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나 설계

X-밴드까지 주로 사용되고 있는 직사각형 패치 안테나 폭과 길이에 관한 식은 다음과 같다.^[15]. 안테나의 공진 주파수가 f , 일 때, 기판의 두께와 유전 매질의 특성으로부터 복사 패치의 폭 W 는

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

이고, 여기서 ϵ_r 은 유전상수 c 는 빛의 속도 (3×10^8 m/s) 이다.

마이크로스트립 패치 안테나의 경우 복사 패치의 길이 L 은 기판에 의한 선로확장 ΔL 을 고려하면 다음과 같다.

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \quad (2)$$

여기서 $\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}$ 이고,

$$\Delta L = (0.412 h) \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \text{ 이다.}$$

식 (1)과 식 (2)를 이용하여 공진 주파수가 32.1 GHz, h 는 1.5748 mm 그리고 ϵ_r 이 2.5일 때, 패치 안테나의 폭 W 와 길이 L 은 각각 3.5324 mm와 1.8697 mm가 된다. 그러나 이 크기로 FDTD 방법으로 해석한 결과는 32.1 GHz 에서 공진 현상이 나타나지 않는다. 따라서 FDTD를 이용하여 공진 주파수가 32.153 GHz가 되도록 최적화한 패치 안테나의 폭 W 와 길이 L 은 각각 3.786 mm와 2.42304 mm가 된다.

2-2 밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나의 FDTD 해석

마이크로스트립 패치 안테나의 전체 해석 대상을 FDTD 격자로 분할할 경우, 계산 영역내의 전자계 성분은 Maxwell 미분 방정식을 유한차분법 형태로 표시한 식 (3)으로 표현된다.^[9].

$$\begin{aligned} H_x^{n+1/2}(i, j, k) &= H_x^{n-1/2}(i, j, k) \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} \{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)\} \\ &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} \{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)\} \end{aligned} \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(i, j, k) &= E_x^n(i, j, k) \\ &+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)\} \\ &- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)\} \end{aligned} \quad (3b)$$

여기서 i, j, k, n 은 정수, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 각각 x, y, k 방향의 격자 크기이다.

y, z 성분에 대한 유한 차분 방정식은 동일한 방법으로 쉽게 구할 수 있다.

식 (3)은 다음과 같은 안정조건^[16]을

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{max}} \left[\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right]^{-1/2} \quad (4)$$

만족해야 한다. 여기서 v_{max} 는 계산영역 매질 내에서의 최대 전파속도로 자유공간에서의 광속도와 같다.

FDTD로 해석하기 위해서는 해석 대상이 되는 구조물을 공간 분할하는 것이 매우 중요한데 일반적으로 단위격자의 크기가 $\lambda/10$ 이하로 분할하면 된다^[17].

그러나 본 논문에서는 밀리미터파대라는 점을 고려하여 단위격자의 길이중 가장 큰 공간 분할 길이가 약 $\lambda/119$ 이하의 크기로 단위격자를 분할하였는데, 이와 같은 경우 MOM 해석의 경우와 같이 edge에 대한 부가적인 고려를 해주지 않아도 된다.

밀리미터파대 마이크로스트립 안테나를 FDTD로 해석하기 위해서 해석영역이 안테나가 충분히 포함되도록 설정하고, 해석 대상영역에서 입력 여기면, 도체 경계면, 유전체 경계면에 Mur의 1차 흡수경계조건^[18]을 적용하였다.

정확히 해석하기 위해서 기판 두께 h 를 20 개의 단위격자, $20 \Delta z$ 로 분할하고, 급전선로 및 복사 패치의 길이와 폭을 x, y 방향으로 각각 정수 배로 분할하였다. 본 논문에서 사용한 공간 분할 간격은, $\Delta x=0.07365$ mm ($\lambda/127$), $\Delta y=0.07572$ mm ($\lambda/123$), $\Delta z=0.07874$ mm ($\lambda/119$)이고, 총 격자 크기는 x, y, z 방향으로 각각 $140 \times 70 \times 60$ 으로 그 결과를 그림 1에 나타내었다. 여기서 λ 는 32.1 GHz 일 때 자유 공간 파장이다. 이것은 앞서 언급한 패치 안테나의 최적크기를 구할 경우에도 같은 방법이 적용되었다.

입력신호는 Gaussian pulse를 TEM 여기방법으로 여기면으로부터 패치까지의 급전선로의 길이는 진행펄스의 안정화 시간을 고려하여 $93 \Delta x$ 로 설정하였으며, 시간 간격 Δt 는 식 (4)의 안정조건이 만족되도록 약 1.2283×10^{-1} ps로 하였다. FDTD 계산후 Fourier 변환시 주파수 영역에서 응답 특성에 대한 해상도를 약 407 MHz로 하기 위하여 20,000

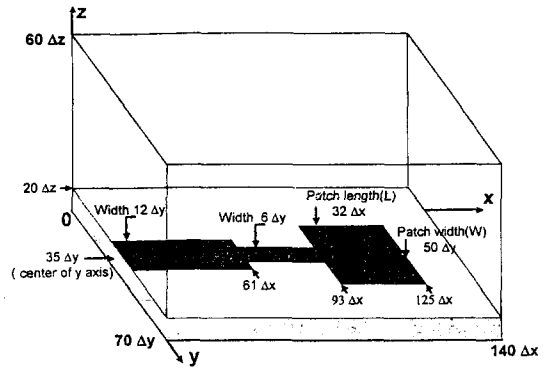


그림 1. 마이크로스트립 패치 안테나의 FDTD 해석을 위한 계산영역 분할

Fig. 1. The computational region of FDTD for microstrip patch antenna.

번의 반복계산을 수행하였다. 해석 주파수영역은 직류에서부터 약 218 GHz까지로 하였다.

시간분할 간격 Δt 로 20,000번 반복 계산 결과, 급전 선로 $15 \Delta x$ 에서 구한 시간변화에 따른 Gaussian 형태의 진행파형의 결과 (with patch)를 동일한 위치에서 흡수종단 마이크로스트립 선로의 진행파형 (without patch)과 비교하여 그림 2에 나타내었다.

그림 2에서, 흡수종단 마이크로스트립 선로에 여기된 Gaussian 펄스 (without patch)는 $80 \Delta t$ 시

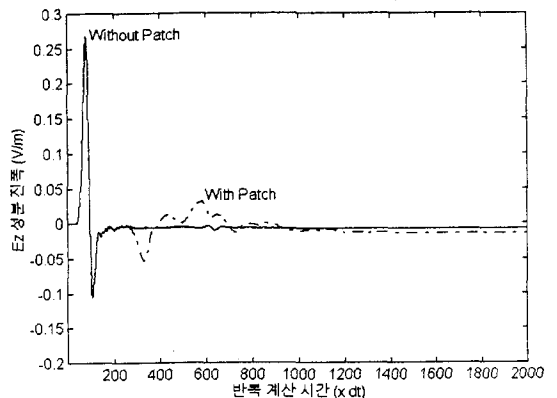


그림 2. $15 \Delta x$ 위치에서의 펄스 진행파형

Fig. 2. Traveling pulse waveforms at $15 \Delta x$ position.

간 (약 9.826 ps)에 $15\Delta x$ 인 기준점을 지나게 되며 출력단의 흡수경계에서 진행파가 흡수되어 반사파가 생기지 않음을 알 수 있다.

그림 2에서, 패치 안테나에 여기된 Gaussian 펄스는 $80\Delta t$ 시간에 $15\Delta x$ 인 기준점을 지나게 되며, 급전선로 종단에서 전자파가 복사 패치로 진행된 후, 불연속면에서 정재파에 의한 반사파가 입력단으로 되돌아오는 Gaussian 펄스 (with patch) 를 약 $320\Delta t$ 시간 (약 39.306 ps) 에 확인할 수 있다. 여기서 복사체인 패치가 매우 작기 때문에 미세한 반사파가 생기는 것을 알 수 있다.

FDTD 계산결과, 기준점, $15\Delta x$ 에서의 시간에 따른 전계 파형의 결과에 기판의 높이를 곱해주어 전압값으로 바꾼 값들을 Fourier 변환하여 계산한 반사손실 (return loss)은 그림 3과 같으며 32.153 GHz 에서 -27.5 dB를 갖는다. 그러나 Galerkin's 방식을 이용하는 상용화된 MOM 해석 방법으로 안테나의 edge를 고려하고, 하드웨어가 허락하는 최대의 segment 개수($\lambda/60$)로 해석 대상을 분할해 주어서 계산한 결과 27.86 GHz 에서 -13.08 dB 로 FDTD 해석 결과값과 차이를 보였다. 즉 그림 3에서 MOM 해석은 공진 주파수가 낮아지는 것을 볼 수 있다. MOM 해석에 의한 패치 안테나의 공진 주파수는 원하는 주파수가 아니므로 이후로 제시되는 안테나 파라미터값들과 MOM 해석

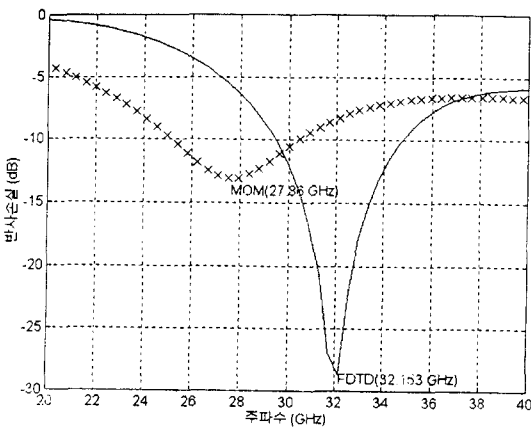


그림 3. FDTD와 MOM 해석에 의한 반사손실 비교
Fig. 3. Comparison of the return loss between the FDTD's and MOM's results.

값들을 비교하지 않았다.

FDTD 해석에 의해 계산된 값들을 Fourier 변환하여 패치 안테나 edge 중심, 즉 그림 1에서 급전선로와 패치가 만나는 점 ($93\Delta x, 35\Delta y$) 에서의 입력 임피던스를

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11}e^{-j2kL'}}{1 - S_{11}e^{-j2kL'}} \quad (5)$$

식 (5)을 이용하여 구하면 그림 4와 같다. 여기서 Z_0 는 선로의 특성 임피던스, k 는 파수, L' 은 급전선로 종단부터 $93\Delta x$ 지점까지의 길이이다. 그림 4에서 주파수 32.153 GHz 일 때 패치 안테나의 입력 임피던스는 약 185 Ω 이다.

2-3 FDTD를 이용한 복사패턴 계산

원거리에서의 전·자계성분을 FDTD에 의해서 직접 계산하는 것은 원거리 조건을 대상영역으로 포함시켜 계산하여야 하므로, 컴퓨터 기억용량의 한계와 계산시간 문제 때문에 현실적으로 불가능하다. 그러나 전자기 등가원리의 근거리 전·자계-원거리 전·자계 변환(near-to-far field transformation)을 이용하여 FDTD에 의해 계산된 근거리에서의 전·자계를 원거리 전·자계로 변환하므로써 원거리 전·자계를 구할 수 있다.[19]~[21].

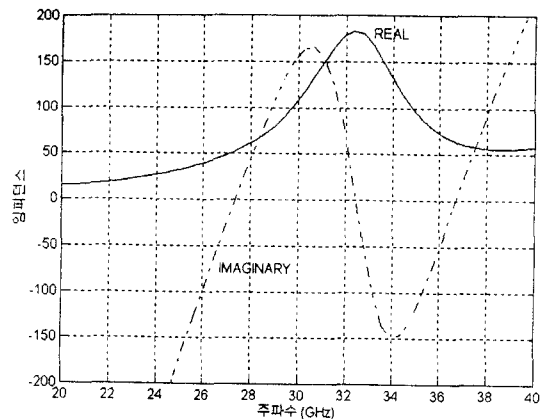


그림 4. $93\Delta x$ 에서 패치 안테나의 입력 임피던스
Fig. 4. Input impedance of the patch antenna at $93\Delta x$ position.

FDTD에 의한 전류·자류 밀도 계산을 위하여 먼저 그림 5와 같은 근거리 전·자계 계산을 위한 가상 표면 (virtual surface)을 설정한다. 이 가상 표면의 등가 표면 전류·자류를 그림 6과 그림 7에 나타냈다. 여기서 아래 첨자 T 는 상면 (top face), BO 는 하면 (bottom face), F 는 전면 (front face), B 는 후면 (back face), L 은 좌면 (left face), 그리고 R 은 우면 (right face) 이다. 이 가상 표면에서 구해진 근거리 전·자계값들을 식 (6)과 식 (7)에 대입하면 원거리 복사패턴을 구할 수 있다.

원거리에서 총 전·자계 E, H 는 식 (6)과 같다^[20].

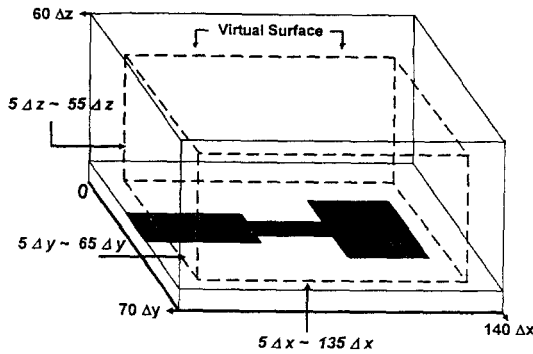


그림 5. 근거리 전·자계 계산을 위한 FDTD 가상 표면
Fig. 5. FDTD virtual surface for near field calculation.

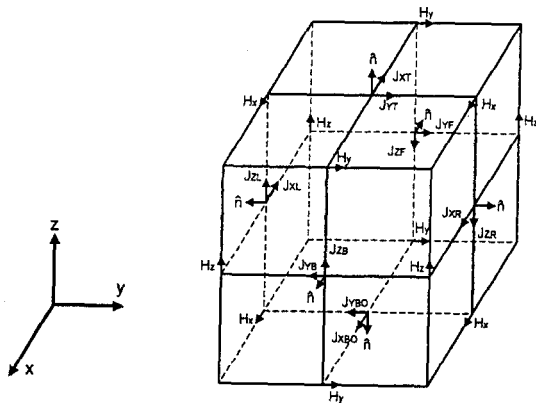


그림 6. FDTD 가상 표면에서 등가 표면 전류
Fig. 6. Equivalent electrical surface current at the FDTD virtual surfaces.

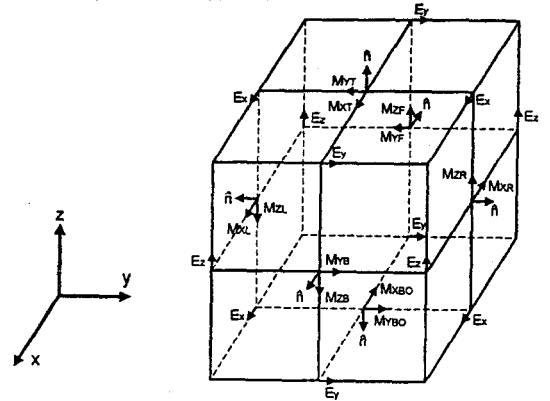


그림 7. FDTD 가상 표면에서 등가 표면 자류
Fig. 7. Equivalent magnetic surface current at the FDTD virtual surfaces.

$$E_r \approx 0 \tag{6a}$$

$$E_\theta \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (L_\theta + \eta N_\theta) \tag{6b}$$

$$E_\phi \approx +\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (L_\phi - \eta N_\phi) \tag{6c}$$

$$H_r \approx 0 \tag{6d}$$

$$H_\theta \approx +\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (N_\theta + \frac{L_\theta}{\eta}) \tag{6e}$$

$$H_\phi \approx +\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (N_\phi - \frac{L_\phi}{\eta}) \tag{6e}$$

여기서 전계 복사 N_θ, N_ϕ 및 자계 복사벡터 L_θ, L_ϕ 로 가상 표면의 표면 전류·자류로 나타내면 다음식과 같다.

$$\begin{aligned} N_\theta &\cong \sum_{x=0}^{nx'} \sum_{z=0}^{nz'} J_{XL}(x', y', z') \cos \theta \Big|_{y'=0} e^{jk(x'\sin\theta + z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz} \\ &+ \sum_{x=0}^{nx'} \sum_{z=0}^{nz'} J_{XR}(x', y', z') \cos \theta \Big|_{y'=ny'} e^{jk(x'\sin\theta + z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz} \\ &+ \sum_{x=0}^{nx'} \sum_{z=0}^{nz'} J_{XBO}(x', y', z') \cos \theta \Big|_{z'=0} e^{jk(x'\sin\theta + z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} J_{XT}(x', y', z') \cos \theta | \\
 & \quad z'=nz' e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy} \\
 & - \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} J_{ZF}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad x'=0 e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & - \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} J_{ZB}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad x'=nx' e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & - \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{z'=0}^{nz'} J_{ZL}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad y'=0 e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz} \\
 & - \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{z'=0}^{nz'} J_{ZR}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad y'=ny' e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz}
 \end{aligned} \tag{7a}$$

$$\begin{aligned}
 L_{\theta} & \cong \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{YF}(x', y', z') | \\
 & \quad x'=0 e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & + \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{YB}(x', y', z') | \\
 & \quad x'=nx' e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & + \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} M_{YBO}(x', y', z') | \\
 & \quad z'=0 e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy} \\
 & + \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} M_{YT}(x', y', z') | \\
 & \quad z'=nz' e^{jk(x'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy}
 \end{aligned} \tag{7b}$$

$$\begin{aligned}
 L_{\theta} & \cong \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} M_{YBO}(x', y', z') \cos \theta | \\
 & \quad z'=0 e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy} \\
 & + \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} M_{YT}(x', y', z') \cos \theta | \\
 & \quad z'=nz' e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy} \\
 & + \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{YF}(x', y', z') \cos \theta | \\
 & \quad x'=0 e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & + \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{YB}(x', y', z') \cos \theta |
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \quad x'=nx' e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & - \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{ZF}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad x'=0 e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & - \sum_{y'=0}^{ny'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{ZB}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad x'=nx' e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{yz} \\
 & - \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{ZL}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad y'=0 e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz} \\
 & - \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{z'=0}^{nz'} M_{ZR}(x', y', z') \sin \theta | \\
 & \quad y'=ny' e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz}
 \end{aligned} \tag{7c}$$

$$\begin{aligned}
 N_{\theta} & \cong \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} J_{XBO}(x', y', z') | \\
 & \quad z'=0 e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy} \\
 & - \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} J_{XT}(x', y', z') | \\
 & \quad z'=nz' e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xy} \\
 & - \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{y'=0}^{ny'} J_{XL}(x', y', z') | \\
 & \quad y'=0 e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz} \\
 & + \sum_{x'=0}^{nx'} \sum_{z'=0}^{nz'} J_{XR}(x', y', z') | \\
 & \quad y'=ny' e^{jk(y'\sin\theta+z'\cos\theta)} \Delta S'_{xz}
 \end{aligned} \tag{7d}$$

마찬가지 방법으로 E_{θ} 와 H_{θ} 에 대한 복사패턴을 구할 수 있다.[19]~[21].

이와 같은 과정을 통해 FDTD 해석에 의해 계산된 E 와 H field 복사 패턴은 그림 8과 같다.

III. 마이크로스트립 패치 안테나의 제작 및 해석 결과 검토

3-1 FDTD로 최적화한 마이크로스트립 패치 안테나의 제작

2-2절의 FDTD 해석 결과를 이용하여 밀리미터 파대 패치 안테나를 제작하였는데 급전방식은 마이

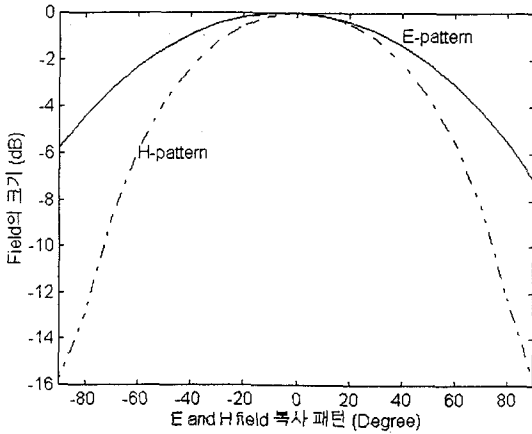


그림 8. FDTD 해석에 의한 E와 H field 복사 패턴
 Fig. 8. The radiation patterns of E and H field by the FDTD analysis.

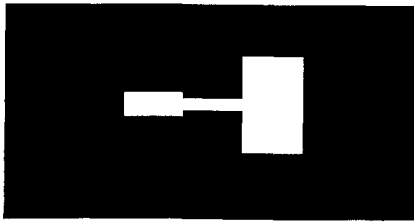


그림 9. 제작된 patch 안테나 음화필름
 Fig. 9. Negative film of the fabricated patch antenna.

크로스스트립 선로를 패치가 존재하는 기판과 동일한 면에 제작하는 직접 결합 방법을 사용하였고, 패치 안테나와의 임피던스 정합은 $\lambda/4$ transformer 를 급전선로와 패치 사이에 삽입하여 실현하였다.

이와 같은 안테나를 $\epsilon_r=2.5$, $h=1.5748$ mm (62 mil), 동박두께 0.5 oz (18 μ m)인 TLX-9 Teflon fiber glass를 이용하여 사진 감광법으로 제작하였으며, 설계된 전체 안테나 구조의 음화필름 (negative film)은 그림 9와 같은데 이것은 실제 크기를 4:1로 AutoCAD를 이용하여 설계한 것이다.

3-2 제작된 마이크로스트립 패치 안테나의 측정 및 결과 검토

제작된 마이크로스트립 패치 안테나를 40 GHz까지 측정이 가능한 HP 8722A network analyzer로 2.4 mm calibration kit에 의해 calibration 된후에 측정된 반사손실을 FDTD 해석치와 비교한 것이 그림 10이다. 여기서 측정된 공진 주파수는 31.7574 GHz 이고, 이때 반사손실은 -22.252 dB 인데, 이 결과를 그림 3의 해석 결과와 비교하면 MOM 해석의 오차는 공진 주파수가 약 12.27 % (3.8974 GHz) 이고 반사손실은 9.172 dB 인데 반하여 FDTD 해석값과는 각각 1.23 % (395.6 MHz)와 5.248 dB의 오차를 보이는데, 이 결과 FDTD 해석이 보다 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다. FDTD 해석과 제작의 오차 원인은 전자현미경을 이용하여 패치 안테나의 크기를 확인한 결과 실제 패치 안테나 크기가 매우 미세하지만 약 60 μ m 정도로 크게 제작됐기 때문이다. 제작된 안테나의 대역폭은 반사손실이 -15 dB인 지점에서 보면 2.5412 GHz (약 8 %) 로 일반적인 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭 특성을 갖는다. 그림 11과 그림 12는 각각 측정된 정재파비와 임피던스를 각각 FDTD 해석값과 비교한 결과이다.

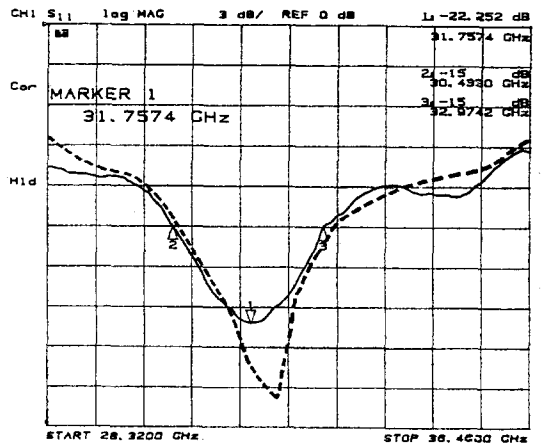


그림 10. 패치 안테나의 측정과 FDTD 계산 반사손실
 — ; 측정값, - - - - ; 계산치
 Fig. 10. The measured and FDTD calculated return loss of the patch antenna.
 — ; measured results, - - - - ; calculated results

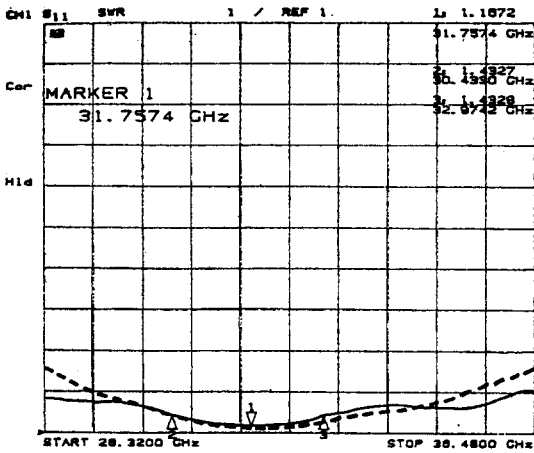


그림 11. 패치 안테나의 측정과 FDTD 계산 정재파비
 — ; 측정값, - - - - ; 계산치
 Fig. 11. The measured and FDTD calculated VSWR of the patch antenna.
 — ; measured results, - - - - ; calculated results

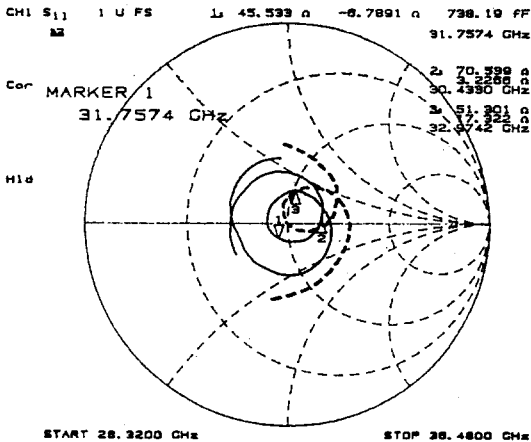


그림 12. 패치 안테나의 측정과 FDTD 계산 임피던스
 — ; 측정값, - - - - ; 계산치
 Fig. 12. The measured and FDTD calculated impedance of the patch antenna.
 — ; measured results, - - - - ; calculated results

본 논문에서는 밀리미터파대 마이크로스트립 패치 안테나를 empirical 방법과 FDTD 해석 방법을 이용하여 32.153 GHz에서 공진하도록 설계하였고, 밀리미터파대 마이크로스트립 안테나 해석에 대한 타당성을 입증하기 위하여 MOM 해석과 실험값을 비교하였다. FDTD 방법에 의해 최적화된 크기로 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하여 측정된 결과, 공진 주파수의 정확도는 MOM 해석보다 약 11% 정도 개선된 결과를 얻을 수 있었다. 또한 제작된 패치 안테나의 대역폭은 약 8%로 X-밴드 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭 특성을 갖는 것을 알 수 있다.

앞으로는 다층 유전체 구조나 배열 구조와 같은 좀더 복잡한 밀리미터파대 안테나에 FDTD 해석의 적용 가능성에 대한 연구가 필요하다고 본다.

참고 문헌

- [1] Y. T. LO, D. Solomon, W. F. Richards "Theory and Experiment on Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 2, Mar. pp. 137-145. 1979.
- [2] M. A. Weiss, "Microstrip Antennas for Millimeter Waves," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, Jan. pp. 171-174. 1981.
- [3] David M. Pozar, "Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 5, Sep. pp. 740-747. 1983.
- [4] Felix K. Schwing, "Millimeter Wave Antennas," *IEEE Proceedings* vol. 80, no. 1, Jan. pp. 92-102. 1992.
- [5] Harrington, R. F., *Field Computation by Moment Methods*, New York: Macmillan, 1968.
- [6] Ney, M. M., "Method of Moments as Applied to Electromagnetic Problem," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*,

결론

- vol. 33, no. 10, Oct. pp. 972-980, 1985.
- [7] Newman, E. H., and P. Tulyathan, "Analysis of Microstrip Antennas Using Moment Methods," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, Jan. pp. 47-53, 1981.
- [8] Frederic Croq and David M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-39, no. 12, pp. 1770-1776, Dec. 1991.
- [9] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-14, no. 3, pp. 302-307, May 1966.
- [10] D. M. Sheen, S. M. Ali, M. D. Abouzahra and J. A. Kong, "Application of the three-dimensional finite difference time domain method to the analysis of planar microstrip circuits," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-38, no. 7, pp. 849-857, July 1990.
- [11] D. B. Shorthouse and R. Railton, "The incorporation of static field solutions into the finite difference time domain algorithm," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-40, no. 5, pp. 986-994, Apr. 1992.
- [12] A. Reineix and B. Jecko, "Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-37, no. 11, pp. 1361-1369, Nov. 1989.
- [13] C. Wu, K. Wu, Z. Q. Bi and J. Litva, "Accurate characterization of planar printed antennas using finite difference time domain method," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-40, no. 5, pp. 526-534, May 1992.
- [14] P. Bhartia, K. V. S. Rao and R. S. Tomar, *Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas*, Artech House, 1991.
- [15] I. J. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip antennas*, Artech House, 1980.
- [16] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-23, no. 6, pp. 623-630, Jun. 1975.
- [17] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, 1993.
- [18] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-23, no. 4, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [19] S. A. Schelkunoff, "Field Equivalence Theorems," *Commun. Pure Appl. Math*, vol. 4, pp. 43-59, Jun. 1951.
- [20] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley and Sons, Inc., 1982.
- [21] R. J. Luebbers, K. S. Kunz, Michael Schneider and Forrest Hunsberger, "A Finite-Difference Time-Domain Near Zone to Far Zone Transformation," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-39, no. 4, pp. 429-433, Apr. 1991.

배진석



1997년 2월 : 동국대학교 전자공학과
(공학사)
1997년~현재 : 동국대학교 전자공학과
(석사과정)
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, 전
자파 수치 해석, RF 소자

송기홍

1988년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1990년 2월~ : 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1990년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 전파신호처리연구
실 선임연구원
[주 관심분야] 무선통신, 이동통신

고성선



1990년 2월 : 동국대학교 전자공학과
(공학박사)
1990년 6월 : 한국전기연구소 선임연구
원
1996년 12월 : 한국이동통신 책임연구
원
현재 : (주) 신아정보통신 연구소장

[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 초고주파, 전자파환경,
이동통신 등

윤현보

1979년~현재 : 동국대학교 전자공학과 교수