

論文99-36T-12-14

# 한방향 복사특성을 갖는 T-모양 급전선 마이크로스트립 슬롯 안테나의 해석

(The Analysis of the T-shaped Microstripline-Fed Printed Slot Antenna with Unidirectional Radiation)

張用雄\*, 吳東鎭\*\*

(Yong-Woong Jang and Dong-Jin Oh)

## 요약

본 논문에서는 2-층의 유전체로 구성되어 한방향 복사특성을 갖는 T-모양 급전선의 슬롯 안테나인 새로운 구조를 제안하였다. 또한 양방향으로 복사특성을 갖는 슬롯 안테나는 한방향으로만 복사하기를 원할 경우, 반사판을 별도로 설치해야 한다. 그러나 여기에서 제시한 안테나는 별도의 반사판 설치가 필요없게 된다. T-모양의 마이크로스트립 급전 구조는 슬롯의 폭 변화에도 임피던스 정합이 쉽게 이룰 수 있었다. 그리고 슬롯 안테나의 대역폭은 슬롯 폭에 비례하여 확장되는 특성을 얻었다. 여기서 제시한 급전 구조는 방사저항이 낮은 값으로 일정하게 유지되어 슬롯 폭과 거의 무관한 좋은 특성을 얻었다. FDTD 법으로 모델링하여 전계 분포를 시간 영역에서 계산하였고, 이를 Fourier 변환시켜 슬롯 안테나의 반사손실, 전압 정재파비, 복사 패턴을 주파수 영역에서 계산하였다. 측정된 결과로 부터, 대역폭은 중심 주파수 2.5 GHz에서 약 34.8%의 광대역 특성을 보였다. 측정치들은 계산치들과 비교적 잘 일치하였다.

## Abstract

In this paper, we proposed to a new structure of T-shaped fed microstrip slot antenna using 2-layers dielectric material with a directional radiation characteristic. When the slot antenna of bi-directional radiation want to radiate only one direction, the reflector must be set up. but this antenna does'nt need set up reflector. T-shaped microstrip feed line is proposed for a better impedance matching to the microstrip slot antenna in a various range of slot widths. It was found that the bandwidth of this antenna is proportional to the slot width. It was also found that the radiation resistance of this feed line structure is quite constant and low regardless to the slot width. We also analyzed this antenna by using the FDTD method, and calculating waves and electric field distribution in the time domain. We also are calculated return loss, VSWR, and radiation pattern in the frquency domain by Fourier transforming the time domain results, respectively. From the measured results, bandwidth was 34.8 % in the center frequency. These results were in relatively good accordance with the calculated values.

\* 正會員, 極東情報大學 電子通信科

(Dept. of Tele-communication Electronics, Keuckdong college)

\*\* 正會員, 弘益大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Engineering, Hongik university)

接受日字:1999年10月16日, 수정완료일:1999年11月15日

## I. 서론

마이크로웨이브 장비가 소형 경량화되면서, 신뢰성도 함께 보장받기 위해서는 안테나의 소형 경량화가 필수적이다. 이러한 필요성에 의해 연구되어 오던 안테나중의 하나가 마이크로스트립 안테나이다.

마이크로스트립 안테나의 해석 방법은 Transmission-Line Model<sup>[1]</sup>, Moment Method<sup>[2]</sup>, FDTD(Finite Difference Time Domain)<sup>[3]</sup> 등이 있다. 그 중에서, FDTD법을 이용한 해석은 기존의 주파수 영역의 해석보다 시간영역에서 계산이 수행되므로 전파진행과정을 눈으로 확인할 수 있고, 해석하고자 하는 회로나 안테나의 구조가 복잡하여도 그 모델링이 수월하나, 이 방법은 많은 양의 메모리가 필요하거나 계산시간이 오래 걸리는 것이 단점이다.

지금까지 슬롯 안테나를 급전시키는 일반적인 방법은 마이크로스트립 급전 선로를 슬롯 중심에 수직하게 가로지르게 하는 급전 방식이었다<sup>[4]</sup>. 그러나 이러한 구조는 매우 높은 방사저항을 갖기 때문에 슬롯의 공진 주파수에서 정합이 매우 어려워진다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 Yoshimura<sup>[5]</sup>와 Pozar<sup>[6]</sup>에 의해서 각각 단락회로 동조 스텐브와 개방회로 동조 스텐브를 슬롯 중심에서 슬롯의 양 끝단쪽으로 오프셋(offset)시키는 방법이 제시되었다. 그러나 이런 두 경우에서는 비교적 슬롯 폭이 좁은 경우에 한하여 급전점을 슬롯 중심에서 오프셋시켜서 협대역에 걸쳐 좋은 정합을 이룰 수 있었다.

본 논문에서는 2개의 유전체 기판을 사용하여 윗면에는 직사각형 슬롯, 중간에는 T-모양 급전부, 그리고 하단에는 접지면으로 구성된 마이크로스트립 슬롯 안테나를 구현하므로 방사저항 값을 현저히 줄일 수 있었다. 또한 양방향으로 복사 특성을 갖는 슬롯 안테나<sup>[4]</sup>는 한방향으로만 복사하기를 원할 경우, 반사판을 별도로 설치해야 한다. 그러나 본 논문에서 제시한 한방향으로만 복사 특성을 갖는 슬롯 안테나는 별도의 반사판 설치가 필요없게 하였으며, 대역폭도 확장시킬 수 있었다. FDTD 법으로 안테나를 해석하여 파의 전파 과정, 전계의 분포를 각각 계산하였고 FDTD 법을 사용하여 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 입력 임피던스, 전압 정재파비, 복사패턴을 주파수 영역에서 각각 계산하였다. 또한 계산 결과로부터 전압 정재파비 2 이하의 조건을 만족하면서 최대 대역폭 특성을 갖는 최적 파라메타를 계산하였으며, 이들 설계 파라메타를 가지고 안테나를 제작 및 측정하여 비교 분석하고자 한다.

## II. FDTD 해석 이론

시간영역 유한 차분법은 전자기 산란문제를 해결하기 위한 방법으로 1966년 Yee에 의하여 제시되었다. 이러한 유한 차분 근사식은 모든 증분에서 2차적인 절단 에러를 내포 하고 있다. Yee의 표시에 따라 직각 격자에서 공간 점은  $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$ 로 나타낼 수 있고, 시간 증분은  $t = n\Delta t$ 로 나타낼 수 있으며, 시간과 공간에 대한 임의의 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>[3],[7],[8]</sup>. 단위격자 상에 전계성분 E와 자계성분 H를 배치하고, E 성분과 H 성분을 반 시간스텝 간격으로 유한차분 방정식으로 나타내면 식(1)과 같다.

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left[ \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (1a)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[ \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (1b)$$

여기서, 위 첨자 n은 시간  $t_n = n\Delta t$ 에서의 계산값을 의미하며,  $i, j, k$ 는 격자상의 계산 위치  $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$ 를 나타낸다.

시·공간분할 알고리즘이 갖는 안정조건은 시간 간격( $\Delta t$ )과 공간 분할 ( $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ )에 대한 관계식에 의해서 결정된다<sup>[8]</sup>.

마이크로스트립 안테나와 같은 구조는 전계, 자계 성분을 무한 경계영역까지 계산해야 하는 개방구조이다. 이와 같은 개방 구조에 대한 FDTD 해석은 컴퓨터 처리속도와 기억용량의 한정 때문에 해석 대상영역을 제한하고, 제한영역에 구조와 동일하도록 흡수경계조건을 부여한 계산영역의 경계면에서, 전자파의 반사가 일어나지 않도록 한다. 마이크로스트립 안테나 구조의 해석에서 Mur<sup>[9]</sup>의 흡수경계조건을 적용한다<sup>[8]</sup>.

시간영역 유한차분법에 의해 계산된 시간영역에서의 계산 값은 Fourier 변환에 의한 주파수 영역의 응답을 구할 수 있다. 마이크로스트립 안테나의 산란 계수는 마이크로스트립 급전선로가 개방종단으로 되어 있으므로 1 port 회로가 되며, 이때 반사 계수  $S_{11}$ <sup>[8]</sup>은

$$S_{11}(W) = \frac{\mathcal{F}[V'(t)]}{\mathcal{F}[V(t)]} \quad (2)$$

이다. 여기서  $V_{ref}(l)$ 는 기준점에서 반사전압을 나타내며,  $V_{inc}(l)$ 는 기준점에서 입사전압을 나타낸다.  $\mathcal{F}$ 는 Fourier 변환을 나타낸다. 안테나의 입력 임피던스는 기준점에서의 산란 계수 계산 결과를 마이크로스트립 안테나 급전중단점에 변환시킴으로 구할 수 있다.

계산된 반사계수로부터 전압 정재파비(VSWR : Voltage Standing Wave Ratio)는 다음과 같이 구해진다.

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |S_{11}(\omega)|}{1 - |S_{11}(\omega)|} \quad (3)$$

슬롯 안테나로부터 방사되는 전계는 슬롯의 전개식을 이용하여 계산된다. 슬롯 안테나에서 방사 좌표계를 그림 1과 같이 설정하고 슬롯의 폭을  $W_s$ , 슬롯의 길이를  $l_s$  라고 한다.

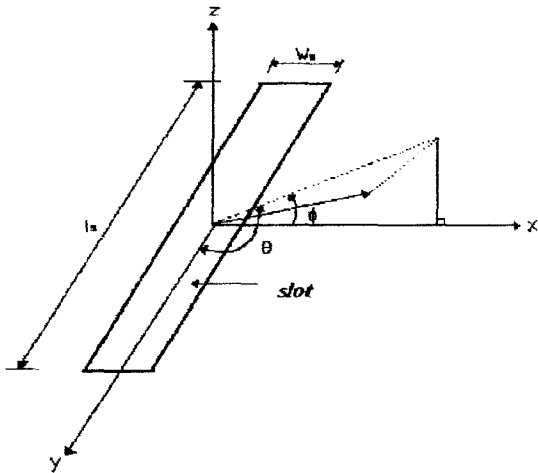


그림 1. 슬롯 안테나의 좌표계  
Fig. 1. Coordinate system of slot antenna.

Far - field 영역에서의 전계는 다음 수식으로 구할 수 있다.

$$E_{\phi} = \frac{-jk e^{-jkr}}{4\pi r} E_m W_s l_s F(\theta, \phi) \quad (4)$$

### III. 안테나의 해석 및 최적화 설계

#### 1. 안테나의 구조 및 FDTD 적용

그림 2(a)는 2-층의 유전체를 사용하여 윗면에는 직

사각형 슬롯, 중간에는 T-모양 급전부, 그리고 하단에는 접지(반사)면으로 구성된 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조와 설계변수를 나타낸 것이다. 여기서  $l_s$ 와  $W_s$ 는 슬롯의 길이와 폭,  $l_d$ 와  $W_d$ 는 수평부 급전선의 길이와 폭, offset는 슬롯 중심에서 수평부 급전선 중심 사이의 간격,  $W_f$ 는 급전선의 폭을 나타낸 것이다. 그림 1(b)는 FDTD 해석구조이며, 3차원 공간에서 해석하였다. 해석에 사용한 기판은 유전율  $\epsilon_{r1} = 4.3$ , 상단 유전체의 두께  $h_1 = 1$  mm인 FR-4 기판과 하단 유전체의 두께  $h_2 = 40$  mm, 유전율  $\epsilon_{r2} = 1$ 인 Foam을 대상으로 시뮬레이션하였다. 여기서 사용한 공간분할

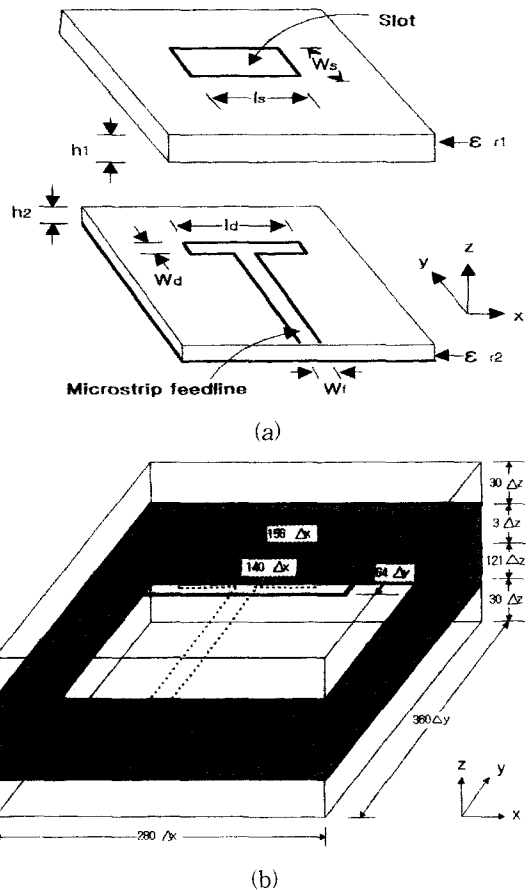
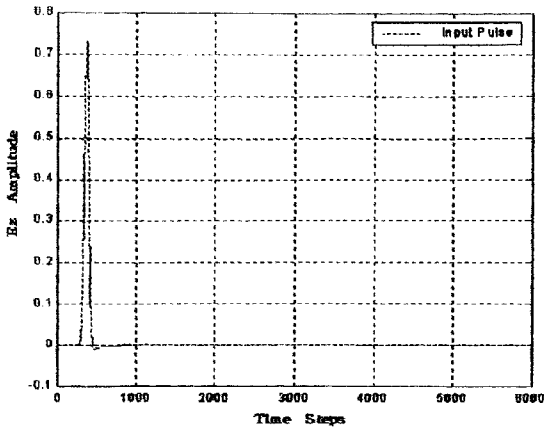


그림 2. 한방향 복사특성을 갖는 T-모양 급전선 마이크로스트립 슬롯 안테나

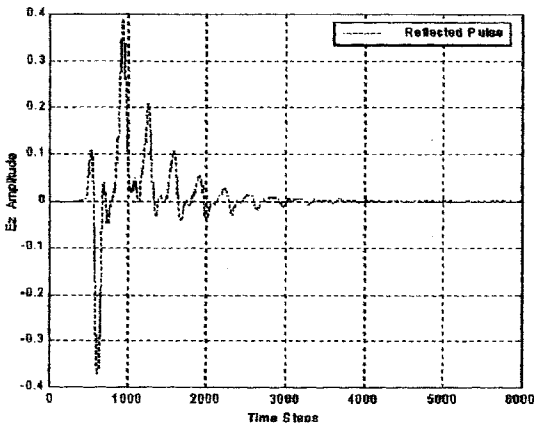
(a) 구조 및 설계변수, (b) FDTD 해석구조

Fig. 2. T-shaped microstrip-fed the printed slot antenna with a directional radiation characteristic.

(a) Structure and design parameters, (b) Analysis structure of FDTD



(a)



(b)

그림 3. 급전선로의 관측점에 대한 파형

(a) 입사 파형, (b) 반사 파형

Fig. 3. Waveform for observation of feed line.

(a) Input waveform,

(b) Reflected waveform,

간격은  $\Delta x=0.3214$  mm,  $\Delta y=0.25$  mm,  $\Delta z=0.333$  mm 이고, 전체 해석공간은  $x, y, z$  방향으로 각각  $280 \times 360 \times 184$ 개의 격자로 구성하였다. 십자형 급전선을 갖는 슬롯 안테나의 경우, 슬롯의 길이( $l_s$ )는  $156\Delta x$ 이고, 슬롯의 폭( $W_s$ )은  $128\Delta y$ 이며, 수평부 급전선의 길이( $l_d$ )는  $140\Delta x$ 이며, 상단 수직부 급전선의 길이( $l_u$ )는  $40\Delta y$ 이며, 슬롯 중심에서 수평부 급전선 중심 사이의 간격(offset)은  $45\Delta y$ 이며, 그리고 급전선의 폭( $W_f$ )은  $6\Delta x$ 로 설정하여 슬롯 안테나를 FDTD 방법으로 3차원 공간에서 해석하였다. 그림 3은 크기가 1인 Gaussian 펄스를 인가할 때,  $146\Delta y$  떨어진 지점에서 관측할 때, 입사파형과 반사펄스 파형을 FDTD 방법으로 시간영역

에서 계산한 것이다.

그림 4는 안테나 상에서 펄스가 시간에 따라 진행되는 것으로서 각각 시간 스텝이  $1000\Delta t$ 에서 파의 진행 상태를 3차원 그래프로 나타낸 것이다.

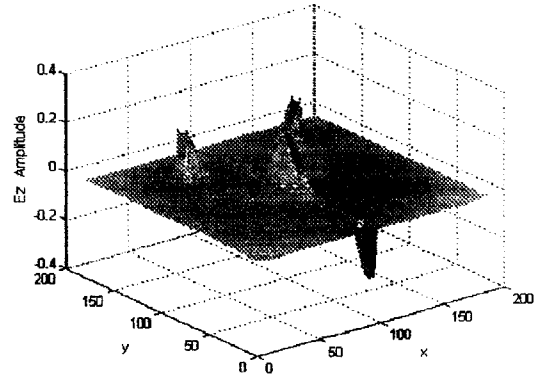


그림 4. 시간 스텝  $1000\Delta t$ 에서 펄스의 진행 상태

Fig. 4. Progress state of pulse at the time steps  $1000\Delta t$

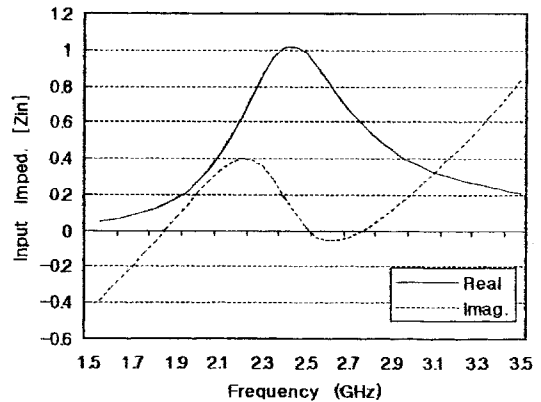


그림 5. 계산된 입력 임피던스

Fig. 5. Calculated input impedance.

안테나를 FDTD 법으로 계산한 시간에 따른 전압 파형의 결과를 Fourier 변환하여 주파수 상에서 입력 임피던스를 계산하여 그림 5에 나타내었다. 공진 주파수 2.5 GHz에서 정확하게 정합된 것을 확인할 수 있다.

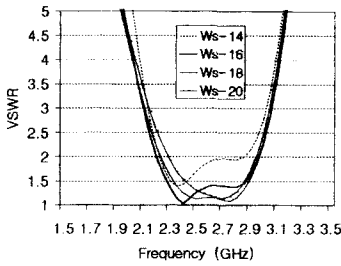
2. 설계변수에 따른 전압 정재파비와 최적화 설계

그림 2의 구조를 갖는 안테나에서 슬롯의 폭( $W_s$ ), 슬롯의 길이( $l_s$ ), T-모양 급전선의 길이( $l_d$ ), T-모양 급전선의 폭( $W_d$ ), 슬롯 중심에서 수평부 급전선 중심 사이의 간격(offset), 급전선의 폭( $W_f$ ) 등의 변화에 따라 안테나의 특성이 변하게 된다.

슬롯의 폭( $W_s$ ) 변화에 따라 전압 정재파비를 계산하

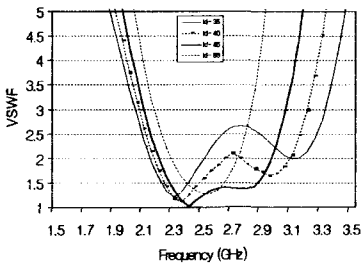
기 위해서 슬롯의 폭을 제외한 다른 파라메타들은 기본값으로 고정시키고 FDTD 최소격자( $\Delta y=0.25$  mm)에 8배를 곱한  $8\Delta y$ 만큼씩 슬롯의 폭을 변화시켜 전압 정재파비를 계산하였다. 전압 정재파비의 계산은 FDTD의 결과를 Fourier 변환하여 구할 수 있으며,  $W_s$ 가 14mm, 16mm, 18mm, 20mm일 때 각각 계산된 전압 정재파비의 결과는 그림 6과 같다.

다음은 T-모양 급전선의 길이( $l_d$ ) 변화에 따른 전압 정재파비를 계산하기 위해서 T-모양 급전선의 길이를 제외한 다른 파라메타를 기본값으로 고정시키고, FDTD의 최소격자( $\Delta x=0.3214$  mm)에 16배를 곱한  $16\Delta y$ 만큼씩 T-모양 급전선의 길이를 변화시켜 전압 정재파비를 계산하였다.  $l_d$ 가 35mm, 40mm, 45mm, 50mm 크기로 변화시켜서 전압정재파비를 계산하였으며, 그 계산결과는 그림 7과 같다. 슬롯 중심에서 수평



$l_s=50$  mm,  $l_d=45$  mm,  $W_d=2$  mm, offset=4.5 mm,  $W_f=1.94$  mm,  $\epsilon_{r1}=4.3$ ,  $h_1=1.0$  mm,  $\epsilon_{r2}=1$ ,  $h_2=40$  mm

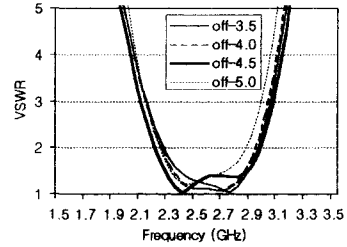
그림 6. 슬롯 폭( $W_s$ ) 변화에 따른 전압 정재파비 계산  
Fig. 6. Calculated VSWR as a function of slot width( $W_s$ )



$l_s=50$  mm,  $W_s=16$  mm,  $W_d=2$  mm, offset=4.5 mm,  $W_f=1.94$  mm,  $\epsilon_{r1}=4.3$ ,  $h_1=1.0$ mm,  $\epsilon_{r2}=1$ ,  $h_2=40$  mm

그림 7. T-모양 급전선의 길이 변화에 따른 전압 정재파비 계산  
Fig. 7. Calculated VSWR as a function of horizontal length( $l_d$ ) of T- shaped feed line.

부 급전선 중심 사이의 간격(offset) 변화에 따라 전압 정재파비를 계산하기 위해서 슬롯 중심에서 offset을 제외한 다른 파라메타를 기본값에 고정시키고, 슬롯 중심에서 T-모양 급전선 중심 사이의 간격을 3.5 mm, 4.0 mm, 4.5 mm, 5.0 mm로 변화시키면서 전압 정재파비를 계산한 결과는 그림 8과 같다.



$l_s=50$  mm,  $W_s=16$  mm,  $l_d=45$  mm,  $W_d=2$  mm, offset=4.5 mm,  $W_f=1.94$  mm,  $\epsilon_{r1}=4.3$ ,  $h_1=1.0$ mm,  $\epsilon_{r2}=1$ ,  $h_2=40$  mm

그림 8. 오프셋 길이(off-set) 변화에 따른 전압 정재파비 계산  
Fig. 8. Calculated VSWR as a function of offset length(offset).

최적화된 파라메타 값을 계산한 결과, 슬롯의 길이( $l_s$ )는 50mm, 슬롯의 폭( $W_s$ )은 16mm, 수평부 급전선의 길이( $l_d$ )는 45mm, T-모양 급전선의 폭( $W_d$ )은 2mm, 슬롯 중심에서 수평부 급전선 중심 사이의 간격(offset)은 4.5mm, 급전선의 폭( $W_f$ )은 1.94mm로 최적화하였으며, 2중 공진이 발생하면서 광대역 특성을 얻었으며, 정재파비 2 이하에서 사용 가능한 주파수 영역은 840 MHz 정도이고, 중심 주파수 2.5 GHz에서 % 대역폭은 약 33.6 %를 얻었다.

#### IV. 실험 결과 및 분석

2-층의 유전체를 사용하여 T-모양 급전선에 전자기-결합 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제작하기 위한 패턴 도는 Auto CAD를 이용하여 그린 후, 이 패턴 도를 음화 필름으로 현상하였다.

접지면의 크기는 90×90mm의 T-모양 급전선을 갖는 전자기 결합 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제작하였다. FDTD 계산 결과를 Fourier 변환하여 주파수 상에서 전압 정재파비를 계산한 값과 측정치를 비교하여 그림 9에 나타내었다. 중심 주파수 2.5GHz를 중심으로

사용 가능한 주파수 영역(2.18 GHz~3.05GHz)은 870MHz로 약 34.8 %의 광대역 특성을 얻었다. FDTD 계산치 33.6 %와는 1.2 %의 차이를 보였다.

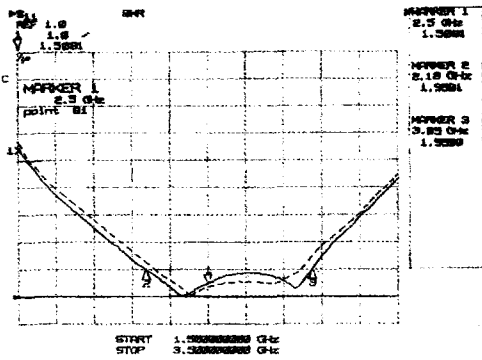


그림 9. 안테나의 전압 정재파비 ( - - - : FDTD, — : 측정치).  
 Fig. 9. VSWR of the antenna ( - - - : FDTD, — : Measured value).

그림 10(a)는 식(4)를 이용하여 계산된 동일 편파 (Co-polarization)의 E-평면과 H-평면에 대한 복사 패턴의 계산치이다. 복사 패턴을 측정하기 위해 1.8GHz - 2.6 GHz의 대역폭을 갖는 측정용 혼 안테나를 사용하여 Calibration을 한 후, 20m 거리에서 안테나의 복사 패턴을 측정하였으며, 동일 편파 (Co-polarization)의 E-평면과 H-평면의 복사 패턴에 대한 측정치는 그림 11(a)와 (b)에 나타내었다. E-평면의 -3dB 빔폭은 약 120° 정도이며, H-평면의 -3dB 빔폭은 약 90°정도이다. 전체적으로 계산치와 비교적 잘 일치하였으나, 측정치가 계산치보다 back lobe가 약간 더 많이 발생하였으며, 그 이유는 계산치는 infinite ground plane에서 얻은 값이고, 측정치는 finite ground plane에서 얻은 값에 따른 차이라고 사료된다.

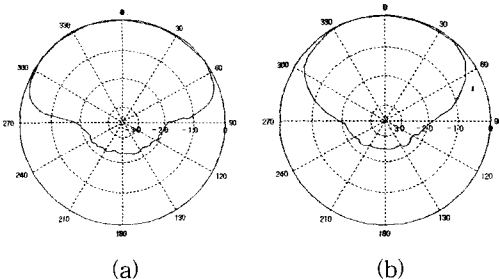
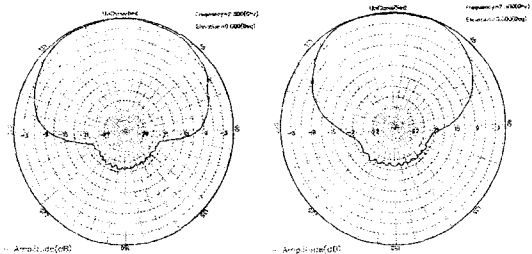


그림 10. 복사패턴의 계산치  
 (a) E-평면, (b) H-평면  
 Fig. 10. Calculated radiation pattern  
 (a) E-plane, (b) H-plane



(a) (b)  
 그림 11. 복사패턴의 측정치  
 (a) E-평면, (b) H-평면  
 Fig. 11. Measured radiation pattern.  
 (a) E-plane, (b) H-plane

V. 결론

본 논문에서는 2-층의 유전체로 구성되어 한방향으로만 복사특성을 갖는 T-모양 급전구조의 슬롯 안테나인 새로운 구조를 제안하므로 넓은 슬롯 구조에 대해서도 별다른 정합회로를 사용하지 않고 좋은 정합 특성을 갖었다. 또한 양방향으로 복사특성을 갖는 슬롯 안테나<sup>[4]</sup>는 한방향으로만 복사하기를 원할 경우, 반사판을 별도로 제작하여 설치해야 하지만, 본 논문에서 제시한 한방향으로만 복사 특성을 갖는 슬롯 안테나는 슬롯과 반대면에 접지면을 만들어 별도의 반사판 설치가 필요 없게 하였으며, 대역폭도 개선시켰다. 그리고 FDTD 방법을 사용하여 안테나를 모델링하여 파의 전파 과정, 전계 분포를 시간영역에서 각각 계산하였고, FDTD 법으로 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 반사손실, 전압 정재파비, 복사패턴을 주파수 영역에서 각각 계산하였다. 본 안테나의 최대 대역폭은 중심 주파수 2.5GHz에서 870MHz(% 대역폭은 34.8%)의 광대역 특성을 얻었으며, FDTD 계산치 33.6%와는 1.2%의 차이를 보였다.

본 안테나는 WLL용 주파수에 맞춰 설계 및 제작하였으나, 주파수를 바꿔서 설계하면, 그 외 광대역성을 필요로 하는 이동통신 및 위성 수신용 안테나에 이용될 수 있으리라 판단된다.

참고 문헌

[1] R.W.Dearnley and R.F.Barel, "A broad - band transmission line model for a rectangular microstrip antenna," IEEE Trans. Antennas and

Propagat., vol. 37, pp. 6-15, Jan. 1989.

[2] M. D. Deshpande and M. C. Bailey, "Input impedance of microstrip antenna." IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-30, PP. 654-650, July 1982.

[3] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. "The finite difference time domain method for electromagnetics." CRC Press, Inc. pp.11-26, 1993.

[4] M. Kahrizi, T.K. Sarkar, and Z.H. Maricevic, "Analysis of a wide radiating slot in the ground plane of a microstrip line," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-41, pp. 29-37, Jan. 1993.

[5] S.H. David, "A survey of broadband microstrip patch antennas," Microwave J., pp. 60-84, Sept 1996.

[6] H.F. Pies and A.R. Van de Capelle, "An impedance matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-37, pp. 1345-1354, Nov. 1989.

[7] N. O. Sadiku, Numerical techniques in electromagnetics, CRC Press, pp. 179-203, 1992.

[8] 장용웅, 신호섭, 김 남, 박익모, 신철재, "FDTD법을 이용한 광대역 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 해석," 한국전자과학회 논문지, vol. 9, No. 4, pp. 473-482, 1998년 8월

[9] G. Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-domain Electromagnetic-Field Equation," IEEE Trans. Electromag. Compat., EMC-23, No.4, pp.377-382, Nov. 1981

저 자 소 개



張 用 雄(正會員)

1989년 2월 명지대학교 전자공학과(공학사). 1991년 8월 명지대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1999년 2월 아주대학교 대학원 전자공학과(공학박사). 1994년 3월~현재 극동정보대학 조교수. 주 관심분야는 안

테나 수치해석 및 설계, RF 회로 설계



吳 東 鎮(正會員)

1980년 2월: 충북대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1988년 6월~1992년 6월 : Polytechnic Uni. in Newyork City. 전기전자공학과(공학석사 취득 및 박사과정 수료). 1997년 3월 2월 : 극동정보대학 전자통신과 겸임교수.

1997년 3월~현재 : 청주 MBC Radio 영어회화 생방송 중(Live English Conversation). 1999년 3월~현재: 홍익대학교 전자공학과 겸임교수. 주 관심 분야는 안테나 수치해석 및 설계, 전자장 수치해석