

論文2000-37TE-2-10

2층 유전체를 사용한 십자형 급전선을 갖는 광대역 마이크로스트립 슬롯 안테나의 해석

(Analysis of Wideband Microstrip Slot Antenna with Cross-shaped Feedline using 2-layer Dielectrics)

張用雄*, 申昊燮**

(Yong-Woong Jang and Ho-Sub Shin)

요 약

T-모양의 마이크로스트립 급전 구조를 갖는 슬롯 안테나는 정합을 쉽게 이룰 수 있고 대역폭이 기존의 급전 구조의 슬롯 안테나에 비하여 넓었다^[1]. 양방향으로 복사체를 갖는 슬롯 안테나가 한 방향으로만 복사하기를 원할 경우, 반사판을 별도로 설치해야 한다. 그러나 본 논문에서 제시한 한 방향으로만 복사체를 갖는 슬롯 안테나는 반사판 설치가 필요 없게 된다. 그래서 반사판을 포함하는 2-층의 유전체 층에 십자형 급전구조를 갖는 마이크로스트립 슬롯 복사체인 새로운 방법을 제시하였다. FDTD 법으로 해석하여 전계분포를 시간 영역에서 계산하였고, 이를 Fourier 변환시켜 슬롯 안테나의 반사손실, 전압 정재파비, 복사패턴을 주파수 영역에서 계산하였다. 그리고 슬롯의 길이(l_s)와 폭(W_s), 수평부 급전선의 길이(l_d), 상측 수직 급전선의 길이(l_v), offset 에 따라 대역폭이 민감하게 변한다. 설계변수들을 최적화한 후에 측정된 결과, 최대 대역폭은 중심 주파수 2.5GHz에서 1,850 MHz의 광대역 특성을 얻었다.

Abstract

The bandwidth of microstrip slot antenna with T-shaped feed line was a wider than one of the conventional feeding structure. When the slot antenna with bi-directional radiator wants to radiate only one direction, the reflector must be set up separately. But this antenna doesn't need set up reflector. And then we proposed to a new method of a directional slot radiator with a cross-shaped feedline including the reflector using 2-layers dielectric materials. It is calculated waves and electric field distribution in the time domain by using FDTD method. We also are calculated return loss, VSWR, input impedance, and radiation pattern in the frequency domain by Fourier transforming the time domain results, respectively. It was found that the bandwidth of this antenna changes as length(l_s) and width(W_s) of slot, length of the horizontal feedline(l_d), length of the vertical feedline(l_v) and offset sensitively. After optimizing the parameters of design, the maximum bandwidth was measured as 1,850 MHz at the center frequency 2.5 GHz.

* 正會員, 極東情報大學 電子通信科

(Dept. of Tele-Communication Electronic Engineering, Keuckdong College)

** 正會員, 忠北大學校 情報通信學科

(Dept. of Computer and Communication Engineering, Chungbuk National University)

接受日字:2000年2月24日, 수정완료일:2000年5月4日

I. 서 론

마이크로스트립 슬롯 안테나를 급전시키는 일반적인 방법은 마이크로스트립 급전 선로를 슬롯 중심에 수직하게 가로지르게 하는 급전 방식이었다^[2~4]. 그러나 이러한 구조는 매우 높은 방사저항을 갖기 때문에 슬롯

의 공진 주파수에서 정합이 매우 어려워진다. 이러한 문제점을 보완한 구조가 T-모양의 마이크로스트립 급전선을 사용한 것인데, 방사 저항값을 현저히 줄이면서 슬롯 폭이 증가하여도 그 값을 일정하게 유지할 수 있어 설계가 편하게 된다^[1].

본 논문에서는 2-층의 유전체를 사용하여 십자형 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 사용함으로써 방사저항 값을 현저히 줄이면서 슬롯 폭이 증가하여도 그 값을 일정하게 유지할 수 있기 때문에 슬롯 폭이 넓은 구조에 대하여 별다른 정합 회로를 사용하지 않고 좋은 정합특성을 얻을 수 있다. 또한, 공진 주파수도 슬롯 폭에 의한 영향이 기존의 슬롯 구조와는 달리 거의 영향이 없어서 설계가 편하게 된다. FDTD 수치해석법을 사용하여 2개의 유전체 층을 사용한 십자형 급전선을 갖는 슬롯 안테나를 해석하여 파의 전파 과정, 전계의 분포를 각각 계산하였고, 계산된 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 반사손실, 전압 정재파비를 주파수 영역에서 계산하였다. 계산 결과로부터 전압 정재파비 2 이하에서 최대 대역폭 특성을 갖는 최적의 설계 파라메타들을 구하여 기존의 급전구조를 갖는 슬롯 안테나들의 대역폭 특성과 비교 분석하였다. 또한 안테나 특성의 측정치와 계산치를 비교하여 그 유용성을 확인하고자 한다.

II. 안테나의 해석 이론

시간영역 유한 차분법은 전자기 산란문제를 해결하기 위한 방법으로서 1966년 Yee에 의하여 제시되었다. 이러한 유한차분 근사식은 모든 증분에서 2차적인 질단 에러를 내포하고 있다. Yee의 표시에 따라 직각 격자에서 공간점은 $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$ 로 나타낼 수 있고, 시간 증분은 $t = n \Delta t$ 로 나타낼 수 있으며, 시간과 공간에 대한 임의의 함수로 나타낼 수 있다. 단위격자 상에 전계성분 E와 자계성분 H를 배치하고, E 성분과 H 성분을 반 시간스텝 간격으로 유한차분 방정식으로 나타낸다^{[1],[5]}.

시·공간분할 알고리즘이 갖는 안정조건은 시간 간격(Δt)과 공간 분할 ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$)에 대한 관계식에 의해서 결정된다. 시간 영역 유한차분 법에 의한 마이크로스트립 안테나의 해석에 있어서 넓은 주파수 대역의 응답 특성을 얻기 위해서는 광대역 주파수 스펙트

럼을 포함하는 Gaussian 펄스를 선택한다. 해석 대상에서 y 방향으로 진행하는 이상적인 Gaussian 펄스를 인가한다^[5-6].

위의 관계식과 같이 공간에 대한 설정은 해의 안정성을 보장받기 위해서는 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다.

$$(\Delta x, \Delta y, \Delta z) \leq \frac{\lambda}{10} \quad (1)$$

여기서, λ 는 적용 대상 주파수중 가장 높은 주파수의 파장이다. 즉, 가장 짧은 파장의 1/10 보다 작도록 선정한다.

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^[7]의 흡수경계조건을 적용한다^[1].

시간영역 유한차분 의해 계산된 시간영역에서의 계산값은 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} 은

$$S_{11}(W) = \frac{\mathcal{F}[V^i(t)]}{\mathcal{F}[V^r(t)]} \quad (2)$$

이다^[8]. 여기서 $V^i(t)$ 는 기준점에서 반사전압을 나타내며, $V^r(t)$ 는 기준점에서 입사전압을 나타낸다. \mathcal{F} 는 Fourier 변환을 나타낸다. 안테나의 입력 임피던스는 기준점에서의 산란 계수 계산 결과를 마이크로스트립 안테나 급전 종단점에 변환시킴으로 구할 수 있다.

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

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

그리고, 마이크로 스트립 슬롯 안테나의 % 대역폭은 다음 식으로 정의된다.

$$\% \text{ Bandwidth} = \frac{f_{f2} - f_{f1}}{f_{fc}} \times 100 \quad (4)$$

여기서, f_{fc} 는 동작 중심 주파수이고, f_{f2}, f_{f1} 은 각각 VSWR이 2이하인 상, 하측 주파수이다.

마이크로스트립 슬롯 안테나의 원거리 영역에서의 복사패턴 수식은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$E_{\phi} = \frac{-jk e^{-jk r}}{4\pi r} E_m W_s l_s F(\theta, \phi) \quad (5)$$

여기서, W_s 는 슬롯의 길이, l_s 는 슬롯의 폭, 그리고 $F(\theta, \phi)$ 는 자기 포텐셜 (magnetic vector potential)이다.

III. 해석 및 최적화 설계

1. 안테나의 구조 및 FDTD 적용

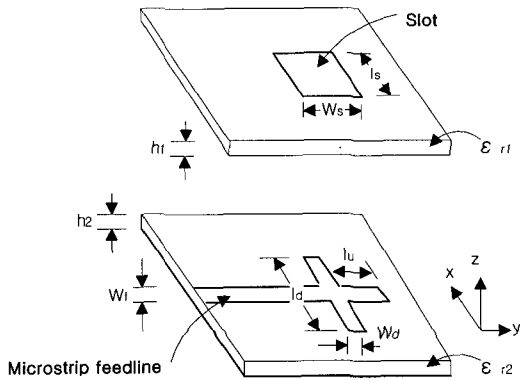


그림 1. 십자형 급전선을 갖는 슬롯 안테나의 구조 및 설계 변수

Fig. 1. Design parameters and structure of microstrip slot antenna with a cross-shaped feedline.

그림 1은 2-층의 유전체를 사용하여 십자형 급전선을 갖는 전자기-결합 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조와 설계변수를 나타낸 것이다. 여기서 l_s 와 W_s 는 슬롯의 폭과 길이, l_d 와 W_d 는 수평부 급전선의 길이와 폭, W_u 는 상측 수직부 급전선의 길이, offset는 슬롯 중심에서 수평부 급전선 중심 사이의 간격, W_f 는 급전선의 폭을 나타낸 것이다. 안테나를 FDTD 방법으로 3차원 공간에서 해석하였다. 해석에 사용한 기판은 비유전율 $\epsilon_{r1} = 4.3$, 상단 유전체의 두께 $h_1 = 1 \text{ mm}$ 인 FR-4 기판과 하단 유전체의 두께 $h_2 = 40 \text{ mm}$, 비유전율 ϵ_{r2}

= 1인 Foam을 대상으로 시뮬레이션하였다. 여기서 사용한 공간분할 간격은 $\Delta x=0.3214 \text{ mm}$, $\Delta y=0.25 \text{ mm}$, $\Delta z=0.333 \text{ mm}$ 이고, 전체 해석공간은 x, y, z 방향으로 각각 $280 \times 360 \times 164$ 개의 격자로 구성하였다. 본 안테나의 경우, 슬롯의 길이(l_s)는 $156\Delta x$ 이고, 슬롯의 폭(W_s)은 $128\Delta y$, 수평부 급전선의 길이(l_d)는 $65\Delta x$, 수직부 급전선의 길이(l_u)는 $40\Delta y$, 슬롯 중심에서 수평부 급전선 중심 사이의 간격(offset)은 $40\Delta y$, 그리고 급전선의 폭(W_f)은 $6\Delta x$ 로 설정하여 십자형 급전선을 갖는 2층-유전체 마이크로스트립 슬롯 안테나를 FDTD 방법으로 3차원 공간에서 해석하였다.

그림 2는 안테나 상에서 펄스가 시간에 따라 진행되는 것으로서 각각 시간 스텝이 $1000\Delta t$ 에서 파의 진행 상태를 2차원 그래프로 나타낸 것이다.

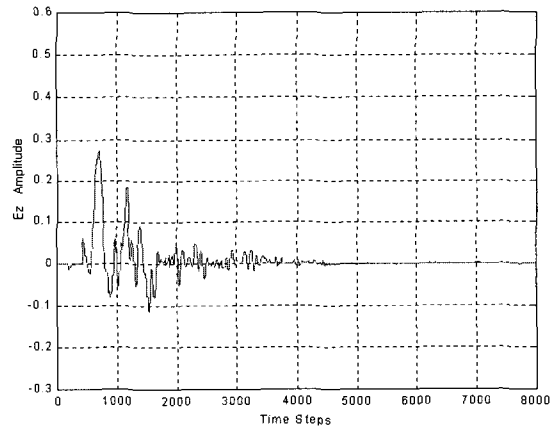


그림 2. 급전선로의 관측점에 대한 반사파형
Fig. 2. Reflected waveform for observation of feed line.

그림 3은 안테나 상에서 펄스가 시간에 따라 진행되는 것으로서 각각 시간 스텝이 $900\Delta t$ 에서 파의 진행 상태를 3차원 그래프로 나타낸 것이다.

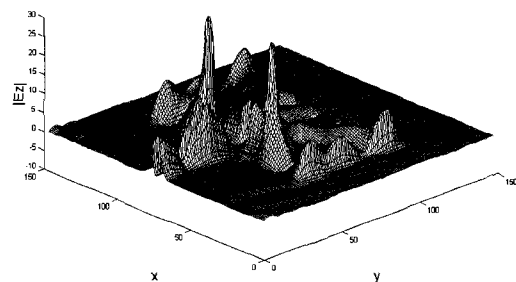


그림 3. 시간 스텝 $900\Delta t$ 에서 펄스의 진행 상태
Fig. 3. Progress state of pulse at the time step $900\Delta t$.

2-층의 유전체로 구성된 후 T-모양 급전선에 병렬 스티브가 삽입된 급전구조를 마이크로스트립 슬롯 안테나를 FDTD 법으로 계산하였다. 그 결과 파형을 Fourier 변환하여 주파수 상에서 반사손실 값(S11)은 식 (2)로부터 구한 결과, 그림 4에 나타났다. 공진 주파수 2.5 GHz를 중심으로 3중 공진이 발생하였으며, 1.85 GHz와 3.5 GHz에서도 각각 공진이 발생하는 것을 알 수 있다.

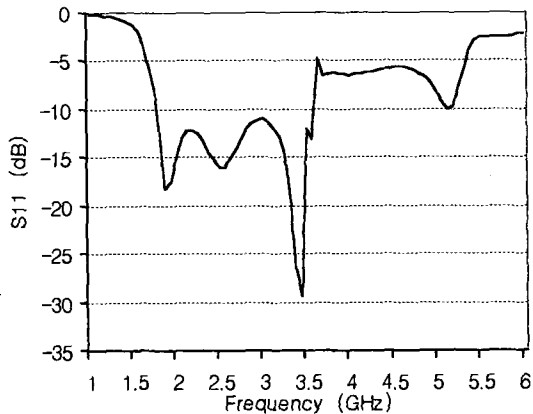


그림 4. 반사 손실 값(S_{11})

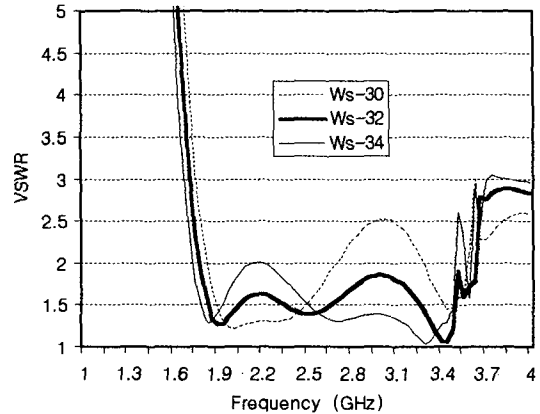
Fig. 4. Return loss value (S_{11})

2. 설계변수에 따른 전압 정재파비의 계산 및 최적화 설계

슬롯의 폭(W_s) 변화에 따라 전압 정재파비를 계산하기 위해서 슬롯의 폭을 제외한 다른 파라메타들은 기본적으로 고정시키고 FDTD 최소격자($\Delta x=0.3214$ mm)에 6배를 곱한 $64\Delta y$ 만큼씩 슬롯의 폭을 30 mm, 32 mm, 34 mm로 변화시켜 보았다. 계산된 전압 정재파비의 결과는 그림 5와 같다. 그리고 상측 수평부 급전선의 길이(l_u) 변화에 따른 전압 정재파비를 계산하기 위해서 상측 수평부 급전선의 길이(l_u)를 제외한 다른 파라메타를 기본적으로 고정시키고, 상측 수평부 급전선의 길이(l_u)를 7 mm, 10 mm, 13 mm 크기로 변화시켜서 계산한 결과는 그림 6과 같다.

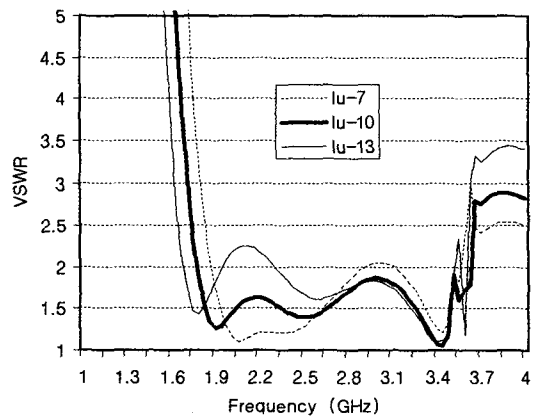
최적화된 파라메타 값은 계산한 결과, 슬롯의 폭(W_s)은 32 mm, 슬롯의 길이(l_s)는 50 mm, T-모양 급전선의 길이(l_d)는 20 mm, 상측 수직부 급전선의 길이(l_u) 10 mm, T-모양 급전선의 폭(W_d)은 2 mm, 슬롯 중심에서 T-모양 급전선 중심 사이의 간격(offset)은 10 mm, 급전선의 폭(W_f)은 1.94 mm로 정하였으며, 3중

공진이 발생하면서 광대역 특성을 얻었으며, 정재파비 2 이하에서 사용 가능한 주파수 영역은 1,750 MHz 정도이고, 중심 주파수 2.5 GHz에서 % 대역폭은 약 70%의 광대역 특성을 보였다. 기존의 급전구조^[2~4]를 갖는 슬롯 안테나의 대역폭은 30 %이하이므로, 이것은 대역폭을 상당히 개선하였다고 할 수 있다.



$W_s=32$ mm, $l_d=20$ mm, $l_u=10$ mm, $W_d=2$ mm, offset=10 mm, $W_f=1.94$ mm, $\epsilon_{r1}=4.3$, $h_1=1.0$ mm, $\epsilon_{r2}=1.06$, $h_2=40$ mm

그림 5. 슬롯 폭(W_s) 변화에 따른 전압 정재파비 계산
Fig. 5. Calculated VSWR as a function of slot width(W_s).



$l_s=50$ mm, $W_s=32$ mm, $l_d=20$ mm, $W_d=2$ mm, offset=10 mm, $W_f=1.94$ mm, $\epsilon_{r1}=4.3$, $h_1=1.0$ mm, $\epsilon_{r2}=1.06$, $h_2=40$ mm

그림 6. 상단 수직부 길이(l_u) 변화에 따른 전압 정재파비 계산

Fig. 6. Calculated VSWR as a function of vertical part length(l_u).

IV. 실험 결과 및 분석

2-층의 유전체를 사용하여 십자형 급전선을 갖는 전자기-결합 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제작하기 위한 패턴 도는 Auto CAD를 이용하여 그린 후, 이 패턴 도를 음화 필름으로 현상하였으며, 그 음화 필름은 그림 7(a), (b)와 같다. 여기서, 그림 7(a)는 접지면과 슬롯 안테나가 있는 면의 음화 필름이고, 그림 7(b)는 십자형 급전선이 있는 면의 음화 필름이다. 유전체 층만 존재하는 음화필름은 그림 7(b)에 급전선을 제거시키면 된다.

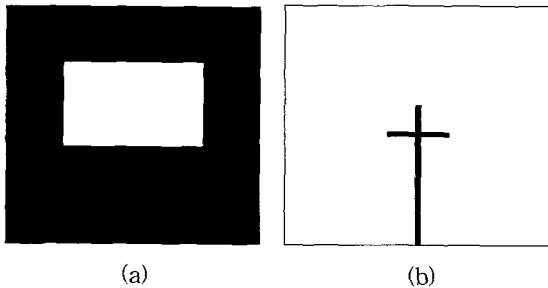


그림 7. 안테나의 음화 필름
 (a) 접지와 슬롯 안테나 면, (b) 급전선 면
 Fig. 7. The negative films of antenna.
 (a) Face of ground and antenna,
 (b) Face of feed line

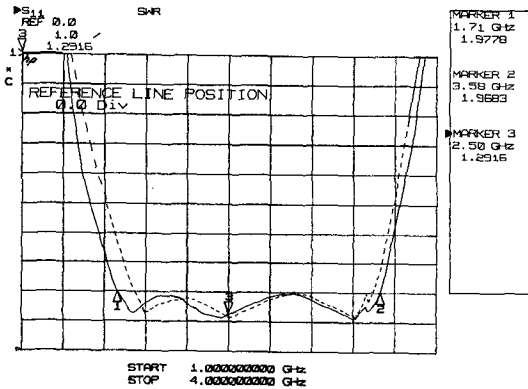


그림 8. 전압 정재파비 (- - - : 계산치, — : 측정치)
 Fig. 8. VSWR (- - - : Computed value, — : Measured value).

그림 7(a)와 (b)의 음화 필름을 가지고 제작에 사용한 기판은 상단 유전체의 비유전율 $\epsilon_{r1} = 4.3$, 두께 h_1

$= 1 \text{ mm}$ 인 FR-4 기판과 하단 유전체의 비유전율 $\epsilon_{r2} = 1$, 유전체의 두께 $h_2 = 40 \text{ mm}$ 인 Foam을 사용하였으며, 접지면의 크기는 $90 \times 90 \text{ mm}$ 의 전자기 결합 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제작하였다. 그림 8은 전압 정재파비의 측정값을 나타낸 것으로서, 전압 정재파비 2이하를 기준으로 중심 주파수 2.5 GHz에서 약 1,870 MHz(1.71 GHz ~ 3.58 GHz)이며, % 대역폭은 74.8 %의 광대역 특성을 얻었다. 전압 정재파비의 측정치는 계산치와 약 4 % 정도의 차이를 보였다.

그림 9 (a)와 (b)는 식 (5)를 이용하여 계산된 안테나의 동일편파(Co-polarization)의 E-평면과 H-평면에 대한 복사 패턴의 계산치와 측정치이다. 복사 패턴을 측정하기 위해 1.8 GHz - 2.6 GHz의 대역폭을 갖는 측정용 혼 안테나를 사용하여 Calibration을 한 후, 20 m 거리에서 안테나의 복사 패턴을 측정하였으며, 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.

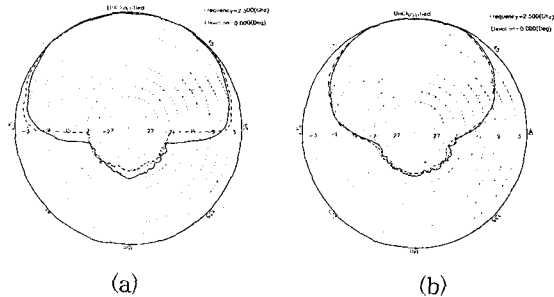


그림 9. 복사패턴(- - - : 계산치, — : 측정치)
 (a) E-평면, (b) H-평면
 Fig. 9. Radiation pattern(- - : Computed value, — : Measured value)
 (a) E-plane, (b) H-plane

V. 결론

본 논문에서는 2-층의 유전체에 십자형 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 구성하여 설계하였으며, 최대 대역폭을 갖는 안테나를 최적화 설계한 후에 제작 및 실험하였다.

넓은 슬롯 구조에서는 복사저항이 매우 커서 정합하기가 매우 힘들었던 기존의 급전 구조 대신에, 2-층 유

전체에 십자형 급전선의 구조를 사용하여 반사판을 포함하는 마이크로스트립 슬롯 안테나는 넓은 슬롯 구조에 대해서도 별다른 정합회로를 사용하지 않고, 좋은 정합 특성을 갖는 새로운 안테나 구조를 제시하였다. 그러므로 양방향으로 복사체를 갖는 슬롯 안테나는 한 방향으로만 복사하기를 원할 경우, 반사판을 별도로 설치해야 하지만, 본 논문에서 제시한 한 방향으로만 복사체를 갖는 슬롯 안테나는 별도의 반사판 설치가 필요 없게 된다. T-모양 급전구조^[1]는 슬롯 폭(Ws)이 16 mm까지는 대역폭이 선형적으로 증가하였으나, 슬롯 폭이 더 증가하면, 대역폭 증가가 둔화되었던 것을 십자형 급전구조로 임피던스 정합을 하므로 슬롯 폭 32 mm로 확장시키므로 대역폭도 비례하여 증가하는 특성을 보였다.

본 안테나는 광대역성을 갖는 안테나로써, WLL이나 IMT-2000용의 수신 안테나, 그 외 통신 시스템에 이용될 수 있으리라 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] 장용웅, 윤종철, 박익모, 신철재, "T-모양 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 특성 분석," 한국전자과학회 논문지, vol. 9, No. 5, pp. 630-639, 1998년 9월
- [2] 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.
- [3] K.F.Lee, L.M.Luk, T.Huyhn, "Experimental-study of a two-element array of U-slot patches, Electronics Letters, Vol.32, No.5, Feb. 1996.
- [4] Yongxi Qian, Shin-Ichirou Iwata, and Eikichi Yamashita, "Optimal Design of an Offset-Fed, Twin-Slot Antenna Element for Millimeter-Wave Imaging Arrays," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.4, No.7, July 1994.
- [5] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary-value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. AP-14, pp. 302-307, May 1966.
- [6] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. "The finite difference time domain method for electromagnetics." CRC Press. inc, pp.11-26, 1993.
- [7] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equation," IEEE Trans. Electromag. Compat., vol. EMC-23, no. 4, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [8] 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. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-38, No.7, pp. 849-857, Jul. 1990.

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 관심분야] :

안테나 해석 및 설계, 초고주파 회로 설계, 전자파 해석



申昊燮(正會員)

1995년 8월 충북대학교 정보통신공학과(공학사). 1998년 2월 충북대학교 정보통신공학과(공학석사). 1998년 9월 ~ 현재 충북대학교 정보통신공학과 박사과정. [주 관심분야] :

전자파 해석, 전파전파, EMI/EMC