

論文98-35D-9-2

광대역성을 위한 장방형 스텐브를 갖는 T-모양 급전선 마이크로스트립 슬롯 안테나의 해석

(The Analysis of the Wideband T-shaped Microstripline-fed Slot Antenna with a Rectangular Stub)

張用雄*, 尹種喆**, 朴益模***, 愼哲宰***

(Yong-Woong Jang, Jeong-Chull Yun, Ikmo Park, and Chull-Chai Shin)

요 약

T-모양의 마이크로스트립 급전 구조를 갖는 슬롯 안테나는 정합을 쉽게 이룰 수 있고 대역 폭이 기존의 급전 구조의 슬롯 안테나에 비하여 넓었다. 본 논문에서는 대역 폭을 더 넓일 수 있는 급전 구조에 대하여 서술하였다. 즉 T-모양 급전 구조에 병렬 개방 스텐브를 부착한 새로운 방법을 제시하였다. FDTD 법으로 모델링하여 전계분포를 시간 영역에서 계산하였고, 이를 Fourier 변환시켜 슬롯 안테나의 전압 정재파비, 입력 임피던스, 복사 패턴을 주파수 영역에서 계산하였다. 스텐브의 위치(L_1)와 길이(L_2)에 따라 대역 폭이 변화하였으며, $L_1=30$ mm, $L_2=33$ mm일 때 중심 주파수 2.3 GHz에서 최대 대역폭을 얻었다. 이러한 결과로부터 최적의 안테나를 설계 제작하였고, % 대역 폭은 53.9 %의 광대역 특성을 얻었으며, 이들 결과들은 계산값과 비교적 잘 일치하였다.

Abstract

It was shown that the bandwidth of T-shaped microstripline fed slot antenna is wider than many of the conventional feeding structures. In this paper, we proposed a new method of enhancing the bandwidth of T-shaped microstripline fed slot antenna with a shunt open stub, and analyzed this antenna by using the FDTD method. We have computed waves and electric field distribution in the time domain, and VSWR, input impedance and radiation pattern in the frequency domain by Fourier transforming the time domain results. It was found that the bandwidth of this antenna depend on the position(L_1) and length(L_2) of a shunt open stub. When these parameters are $L_1=30$ mm and $L_2=33$ mm, we obtained the maximum bandwidth at the center frequency of 2.3 GHz. From the computed results, the optimum antenna is designed and fabricated. The fractional bandwidth of this antenna was 53.9 %. The measured results were in relatively good accordance with computed values.

* 正會員, 極東情報大學 電子通信科

(Dept. of Elec. Communication, Keuckdong college)

** 正會員, 에이스 테크놀로지(株)

(ACE Technology Co., Ltd.)

*** 正會員, 亞洲大學校 電子工學部

(Dept. of Electrical Engineering, Ajou university)

接受日字:1998年6月10日, 수정완료일:1998年8월17日

I. 서 론

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^[1], Moment Method^[2],

FDTD(Finite Difference Time Domain)^[3] 등이 있다. 그중에서, 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 가로지르게하는 급전 방식이었다^[4]. 그러나 이러한 구조는 매우 높은 방사저항을 갖기 때문에 슬롯의 공진 주파수에서 정합이 매우 어려워진다. 이러한 문제를 해결하기위해 Yoshimura^[5]와 Pozar^[6]에 의해서 각각 단락회로 동조 스테르브와 개방회로 동조 스테르브를 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 있지만, 슬롯 폭이 커지면 이러한 급전점을 오프셋시키는 것으로는 우수한 정합을 할 수 없기 때문에 급전단에서 정합 회로가 필요하게 된다.

본 논문에서는 T-모양의 마이크로스트립 급전선에 장방형 스테르브를 사용하면, 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. 그리고 FDTD 법을 사용하여 장방형 스테르브를 부착한 T-모양 급전선으로 여기된 슬롯 안테나를 해석하여 파의 전파 과정, 전계의 분포를 각각 계산하였고, FDTD 법을 사용하여 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 전압 정재파비, 입력 임피던스, 복사패턴을 주파수 영역에서 계산하였다. 그리고 위에서 최적화한 값을 가지고, 급전부에 장방형 스테르브가 부착된 T-모양 급전선을 갖는 광대역 슬롯 안테나를 제작한 후에 실험 및 분석하고자 한다.

II. FDTD 해석 이론

시간영역 유한 차분법은 전자기 산란문제를 해결하

기 위한 방법으로서 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^{[3], [7], [8]}. 그림 1과 같이 단위격자 상에 전체성분 E와 자계성분 H를 배치하고, E 성분과 H 성분을 반 시간스텝 간격으로 유한차분 방정식으로 나타내면 식(1)과 같다.

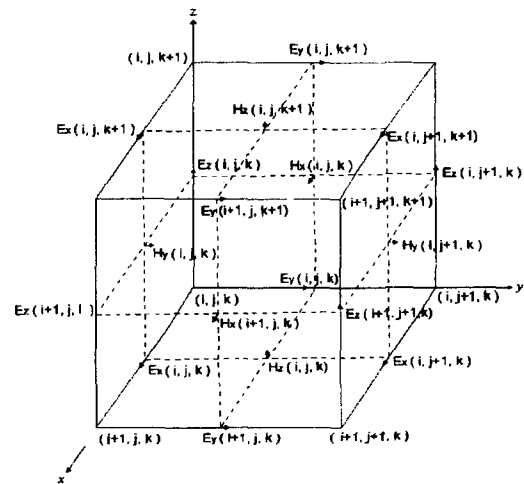


그림 1. Yee의 FDTD 단위 격자 상에 전·자계 성분
Fig. 1. The field components on Yee's FDTD unit cell.

위의 FDTD 방법을 사용한 Maxwell의 편미분 방정식의 근사식에서 발생하는 오차는 시간과 공간에 모두 2차이며 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta l$ 이고, Δt 가 Δl 에 비례한다면, 전체 오차는 $O(\Delta l^2)$ 이 된다. 시간과 공간 도함수에 대하여 중심차분으로 근사화하고, 단위 격자 상의 y 방향에 대한 전체 E와 자계 H를 유한차분 방정식 형태로 나타내면 다음과 같다.

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

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

y-, z- 성분에 대한 유한차 방정식은 동일한 방법으

로 쉽게 구할 수 있다. 이와 같은 방법에 의한 임의 격자점에서의 새로운 전자계 벡터 성분은, 단지 동일한 격자점에서 반 시간스텝전의 다른 전자계 성분 값으로 구할 수 있다.

시·공간분할 알고리즘이 갖는 안정조건은 시간 간격(Δt)과 공간 분할 간격 ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$)에 대한 관계식에 의해서 결정된다^[8]. 시간 영역 유한차분법에 의한 마이크로스트립 안테나의 해석에 있어서 넓은 주파수 대역의 응답 특성을 얻기 위해서는 광대역 주파수 스펙트럼을 포함하는 Gaussian 펄스를 선택한다. 해석 대상에서 y 방향으로 진행하는 이상적인 Gaussian 펄스를 인가하였다^[8].

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

$$(\Delta x, \Delta y, \Delta z) \leq \frac{\lambda}{10} \quad (2)$$

여기서, λ 는 적용 대상 주파수중 가장 높은 주파수의 파장이다. 즉, 가장 짧은 파장의 1/10 보다 작도록 선정한다. 공간분할 간격 Δx 는 해석 대상영역내의 가장 미세한 구조까지 나타낼 수 있도록 작아야 하고, 시간분할 간격 Δt 는 안정조건이 충족될 정도로 미세하여야 한다. 또한, 해석하고자 하는 주파수 범위에서의 응답특성이 분석 가능한 최소 값을 갖기 위해서는 변수 T는 충분히 좁아야 하며, 동시에 해석하고자 하는 주파수 범위 내에서의 정확도를 좋게 하기 위해서는 변수 T를 최대한 많이 분할하여야 한다. 만약 이 두 조건이 동시에 만족되지 않으면 Δy 는 더욱 작게 다시 선정하여야 한다.

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^[9]의 흡수경계조건을 적용한다^[8]. y 방 E_{1t} 는 경계면(바깥 영역)에서의 전계의 접선 성분이고, E_{2t} 은 경계면에서 계산영역 내의 한 절점 안쪽면(mesh 영역)의 전계의 접선성분을 나타낸다. 동일한 방법으로 x, z 방향의 흡수경계조건도 나타낼

수 있다. 식 (3)이 나타내는 의미는 현재시간 n+1, 흡수경계 $y = 0$ 에서의 E를 알기 위해서는 그 위치에서의 과거시간 n에서의 E와 계산영역 내부 격자점 $y = 1$ 에서 과거와 현재시간의 E를 알아야 한다. 위의 경계조건은 법선방향의 입사파에 대해서만 정확하며 경사져 입사하는 파에 대해서는 반사가 존재하지만 무시할 수 있을 정도이다.

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} 은

$$S_{11}(W) = \frac{\mathcal{F}[V(t)]}{\mathcal{F}[V'(t)]} \quad (3)$$

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

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

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |S_{11}(\omega)|}{1 - |S_{11}(\omega)|} \quad (4)$$

원거리에서는 전·자계성분 중 단지 θ, ϕ 성분이 지배적이므로 r 성분은 무시할 수 있다. 따라서, 원거리에서 총 전자계 E, H는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[10].

$$E_{\theta} \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (L_{\phi} + \eta N_{\theta}) \quad (5)$$

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

여기서, 전계 복사벡터 N_{θ}, N_{ϕ} 및 자계 복사벡터 L_{θ}, L_{ϕ} 는 다음과 같다.

$$N_{\theta} = \iint_s [J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta] e^{jkr' \cos \phi} ds' \quad (7)$$

$$N_{\phi} = \iint_s [-J_x \sin \theta + J_y \cos \theta] e^{jkr' \cos \phi} ds' \quad (8)$$

$$L_{\theta} = \iint_s [M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta] e^{jkr' \cos \phi} ds' \quad (10)$$

$$L_{\phi} = \iint_s [-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi] e^{jkr' \cos \phi} ds' \quad (11)$$

III. 해석 및 설계

1. 장방형 스테르브가 부착된 T-모양 급전선을 갖는 슬롯 안테나에 FDTD 적용

그림 2와 같은 T-모양 급전선에 정방형 스테르브를 부착한 슬롯 안테나를 FDTD 방법으로 3차원 공간에서 해석하였다. 해석에 사용한 기판은 유전율(ϵ_r)이 4.3, 유전체의 두께가 1 mm인 FR-4 기판을 대상으로 시뮬레이션하였다. 또한 FDTD 방법으로 해석하기 위해서는 대상영역의 안테나를 설정하고, 해석 대상 영역의 입력 여기면, 도체의 경계면, 흡수 경계조건을 직접 적용하여 구할 수 있다. 또한 정확히 해석하기 위해서 기판의 두께(h)를 3개 마디($3\Delta z$)로 분할하고, 급전선로 및 안테나의 파라미터를 Δx , Δy 방향으로 각각 정수배로 분할한다. 여기서 사용한 공간분할 간격은 $\Delta x=0.3214$ mm, $\Delta y=0.25$ mm, $\Delta z=0.333$ mm이고, 해석공간은 x, y, z 방향으로 각각 $280 \times 360 \times 43$ 개의 격자로 구성하였다. 입력 신호 여기면으로부터 port 1의 기준면까지의 급전선로 길이는 진행펄스의 안정화 시간을 고려하여 $0.5 \lambda_g$ 이상 되게 하고, 이용된 시간 스텝($\Delta t=0.441$ ps)이며, Gaussian half-width T는 20 ps 이며, 펄스가 peak 까지 도달하는데 소요되는 시간 t_0 는 50 ps로 설정하여 3000 시간 스텝까지 수행하였다. 또한 인가 신호는 펄스폭을 조절함으로써 DC에서부터 원하는 주파수 대역에 관한 정보를 얻을 수 있는 T가 20 ps인 Gaussian pulse 를 인가하였다. FDTD 계산후 Fourier 변환시 해석 주파수 영역은 식(3)의 결과를 이용하여 직류 ~ 20 GHz까지로 하였다.

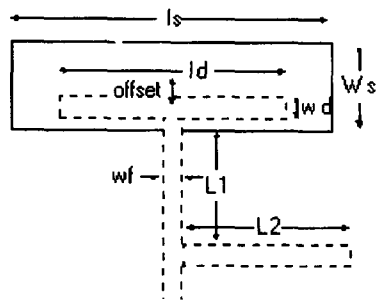


그림 2. 장방형 스테르브가 부착된 T-모양 급전선을 갖는 슬롯 안테나의 구조

Fig. 2. Structure of microstrip slot antenna for T-shaped feed line with the rectangular stub.

그림 3은 안테나 상에서 펄스가 시간에 따라 진행되는 것으로서 시간 스텝이 $1000\Delta t$ 에서 $E_z(x, y, t)$ 의 진행 상태와 분포를 3차원적으로 나타낸 것이다.

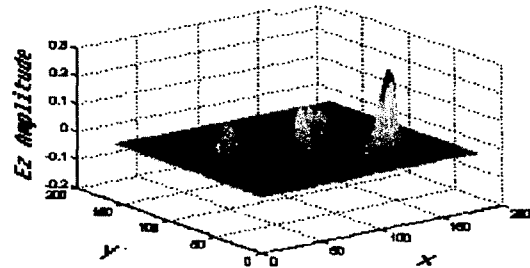


그림 3. 시간 스텝 변화 $1000\Delta t$ 에서의 $E_z(x, y, t)$ 의 분포

Fig. 3. Distribution of $E_z(x, y, t)$ at time step $1000 \Delta t$.

그림 4는 T-형 급전선의 $146\Delta y$ 만큼 떨어진 위치에 있는 관측점에 대한 전체 파형을 FDTD 방법으로 계산한 것을 나타냈다. 반사파형을 얻기 위해서는 입사파형을 측정할 동일 지점에서 안테나의 전체 파형을 저장하여서 그 전체 파형에서 입사파형을 빼면 얻을 수 있다.

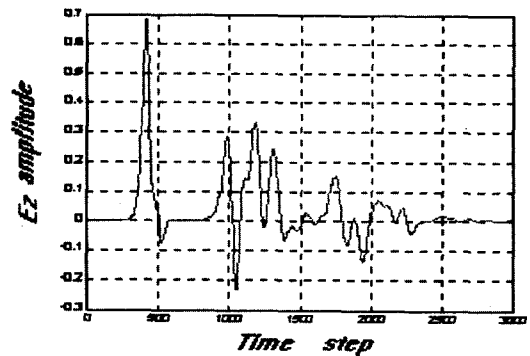


그림 4. $y=146\Delta y$ 위치에서의 전체 파형

Fig. 4. Total wave form at the $y=146\Delta y$ position.

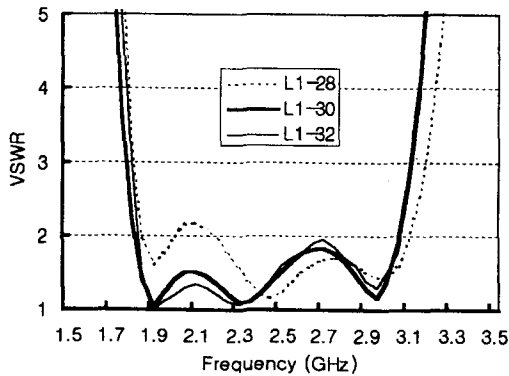
2. 장방형 병렬 스테르브의 계산

그림 2의 구조를 갖는 안테나에서 슬롯의 폭(W_s)은 16 mm, 슬롯의 길이(l_s)는 50 mm, T-모양 급전선의 길이(l_d)는 35.5mm, T-모양 급전선의 폭(W_d)은 2 mm, 슬롯 중심에서 T-모양 급전선 중심 사이의 간격(offset)은 4.5 mm, 급전선의 폭(W_f)은 1.94 mm일 때, 슬롯에서 스테르브까지의 거리(L_1), 스테르브의 길이(L_2) 등의 변화에 따라 안테나의 특성이 변화

며, 식 (3)와 (4)를 이용하여 전압 정재파비를 계산한 결과는 다음과 같다.

첫째, 슬롯에서 스테브까지의 거리(L_1)의 변화에 따라 전압 정재파비를 계산하기 위해서 슬롯에서 스테브까지의 거리를 제외한 다른 파라메타를 기본값에 고정시키고, 슬롯의 폭을 28 mm, 30 mm, 32 mm로 변화시키면서 전압 정재파비를 계산한 결과는 그림 5와 같다.

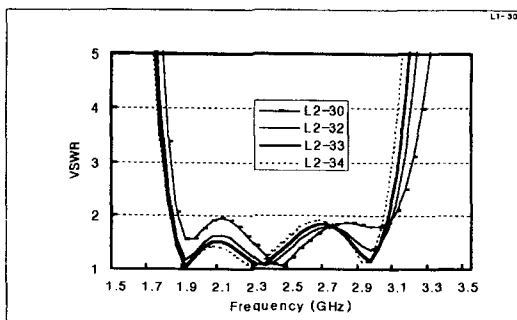
둘째는 단일 스테브의 길이(L_2) 변화에 따른 전압 정재파비를 계산하기 위해서 스테브의 길이를 제외한 다른 파라메타를 기본값으로 고정시키고, 스테브의 길이를 30 mm, 32 mm, 33 mm, 34 mm 크기로 변화시켜서 전압정재파비를 계산하였으며, 그 계산결과는 그림 6과 같다.



$l_s=50\text{mm}$, $W_s=16\text{mm}$, $l_d=35.5\text{ mm}$, $W_d=2\text{ mm}$, $\text{offset}=4.5\text{ mm}$,
 $W_f = 1.94\text{ mm}$, $L_2=33\text{ mm}$, $\epsilon_r=4.3$, $h=1.0\text{ mm}$

그림 5. 슬롯에서 단일 스테브까지의 거리(L_1) 변화에 따른 전압 정재파비 계산

Fig. 5. Calculated VSWR as a function of distance from the slot to a stub.



$l_s=50\text{mm}$, $W_s=16\text{mm}$, $l_d=35.5\text{ mm}$, $W_d=2\text{ mm}$, $\text{offset}=4.5\text{ mm}$,
 $W_f = 1.94\text{ mm}$, $L_1=30\text{ mm}$, $\epsilon_r=4.3$, $h=1.0\text{ mm}$

그림 6. 단일 스테브의 길이(L_2) 변화에 따른 전압 정재파 계산

Fig. 6. Calculated VSWR as a function of a stub length(L_2)

IV. 실험 결과 및 분석

그림 7은 스테브가 부착된 T-모양 급전선을 갖는 슬롯 안테나의 스미스 도표상에서 입력 임피던스를 계산 및 측정된 것으로서 1.5 GHz의 낮은 주파수영역에서는 용량성으로 결합되어 중심 주파수 부근에서 유도성 결합으로 바뀐 후, 주파수가 증가하면서 다시 용량성 결합이 된다. 이와 같이 주파수 변화에 따라 결합 형태가 바뀌는 과정을 거쳐 광대역 동작 특성을 갖는다.

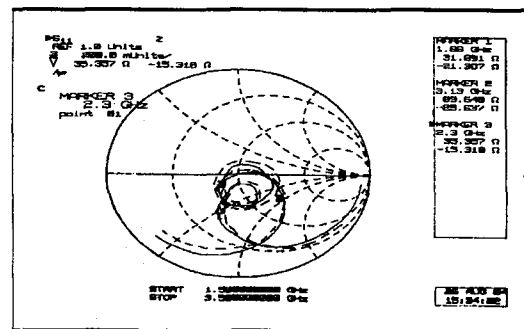


그림 7. 입력 임피던스(---: 계산치, —: 측정치)
 Fig. 7. Input impedance(---: Computed value, —: Measured value)

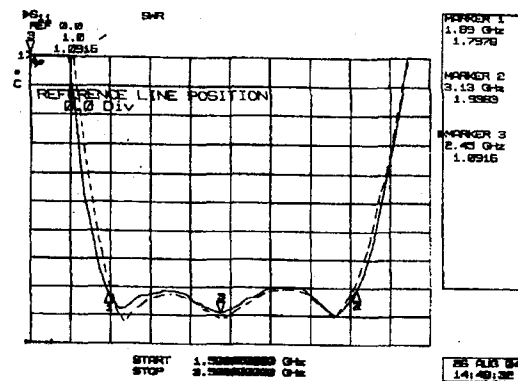


그림 8. T-모양 급전선에 장방형 스테브를 갖는 슬롯 안테나의 전압 정재파비(---: 계산치, —: 측정치)

Fig. 8. VSWR value of slot antenna for T-shaped microstrip feed line with the rectangular stub(---: Computed value, —: Measured value)

그림 8은 스테브가 부착된 슬롯 안테나에서 전압 정재파비를 FDTD 법으로 계산한 값과 측정 값을 한 것으로 공진 주파수 2.3 GHz를 중심으로 전압 정재

파비는 2이하에서 사용 가능한 주파수 영역은 각각 1.89 GHz ~ 3.13 GHz 까지로 대역 폭은 약 1,240 MHz(1.24 GHz)이며, % 대역폭은 약 53.9 %의 광대역 특성을 얻었다. 또한, 주파수 1.94 GHz, 2.45 GHz, 3.05 GHz 에서 각각 공진이 일어나 3중 공진이 발생하였다.

그림 9는 슬롯 안테나의 E-평면 패턴과 H-평면 패턴을 나타낸 것으로, 다이폴의 복사 패턴과 서로 직각인 E-평면 패턴은 0°와 180°를 기준으로 거의 8-자형이고, H-평면 패턴은 타원형의 복사패턴을 얻었다. 복사 패턴을 측정하기 위해 1.8 GHz - 2.6 GHz의 대역폭을 갖는 측정용 혼 안테나를 사용하여 Calibration을 한 후, 20 m 거리에서 슬롯 안테나의 복사 패턴을 측정한 것으로, 이들 측정치는 계산치와 비교적 잘 일치하였다.

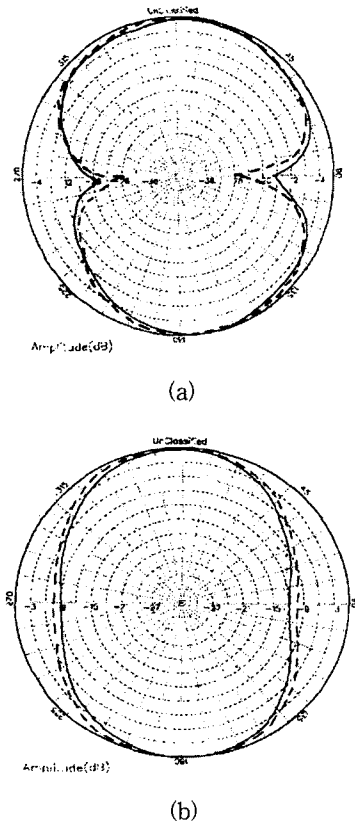


그림 9. 슬롯 안테나의 복사패턴(- - - : 계산치, — : 측정치)
 (a) E-평면, (b) H-평면
 Fig. 9. Radiation pattern of slot antenna(- - - : Computed value, — : Measured value)
 (a) E-plane, (b) H-plane

V. 결 론

T-모양의 마이크로스트립 급전 구조를 갖는 슬롯 안테나는 정합을 쉽게 이룰 수 있고 대역 폭이 기존의 급전 구조의 슬롯 안테나에 비하여 광대역 특성을 얻었다. 본 논문에서는 대역 폭을 더욱 넓일 수 있는 급전 구조에 대하여 서술하였다. 즉 T-모양 급전 구조에 병렬 개방 스테르브를 부착한 새로운 방법을 제시하였다. 그리고 FDTD 법을 사용하여 T-모양 급전선에 장방형 스테르브를 부착하여 여기된 슬롯 안테나를 모델링하여 파의 전계 분포를 시간영역에서 계산하였고, FDTD 법으로 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 전압 정재파비, 입력 임피던스, 복사 특성을 주파수 영역에서 각각 계산하였으며, 이들 계산값들을 비교 및 분석하였다. 스테르브의 위치(L_1)와 길이(L_2)에 따라 대역 폭특성이 변화하였으며, $L_1 = 30$ mm, $L_2 = 33$ mm일 때 중심 주파수 2.3 GHz에서 최대 대역폭을 얻었다. 이러한 계산값들로부터 최적의 안테나를 설계 제작하였고, 측정된 결과, 전압 정재파비는 2이하에서 사용 가능한 주파수 영역은 각각 1.89 GHz ~ 3.13 GHz 까지로 대역 폭은 약 1,240 MHz이며, % 대역폭은 약 53.9 %의 광대역 특성을 얻었다. 또한, 주파수 1.94 GHz, 2.45 GHz, 3.05 GHz 에서 각각 공진이 일어나는 3중 공진이 발생하였다. 이들 측정치들은 계산치들과 비교적 잘 일치하였다.

이와 같은 안테나는 광대역을 필요로 하는 이동통신 및 위성배열 안테나로 응용될 수 있으리 사료된다.

참 고 문 헌

[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. Antenna proragat.*, 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. Pues and A.R. Van de Capelle, "An impedance matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., 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.

[10] A.Taflove, "Computational Electrodynamics(Finite Difference Time domain Method)" : Archch House, pp. 213-218, 1995.

저 자 소 개



張用雄(正會員)

1989년 2월 명지대학교 전자공학과(공학사). 1991년 8월 명지대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1993년 3월 ~ 현재 아주대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 1994년 3월 ~ 현재 극동정보대학 조교수. 주관심분야는 안테나 해석 및 설계, 초고주파 회로 설계

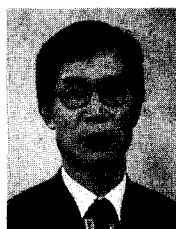
尹種喆(正會員)

1996년 2월 아주대학교 전파공학과 졸업(공학사). 1998년 2월 아주대학교 전자공학과(공학석사). 1997년 12월 ~ 현재 에이스 테크놀로지(주) 연구1부. 주관심분야는 안테나 해석, 초고주파 회로 설계 및 제작



朴益模(正會員)

1984년 뉴욕주립대학교 전기전자공학과(공학사). 1989년 일리노이대학교 전기전자공학과(공학석사). 1994년 일리노이대학교 전기전자공학과(공학박사). 1994년 ~ 1996년 LG 전자기술원 선임연구원. 1996년 ~ 현재 아주대학교 전기전자공학부 조교수. 주관심분야는 안테나 해석 및 설계, EMI/EMC 수치해석



愼哲宰(正會員)

1964년 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1968년 연세대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1983년 연세대학교 전자공학과 졸업(공학박사). 1970년 ~ 1977년 광운대학교 전자공학과 조교수. 1986년 ~ 1987년 미국 Florida 대학 방문교수. 1977년 ~ 현재 아주대학교 전기전자공학부 교수. 주관심분야는 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 초고주파 통신 부품 개발, 전자전파