T-모양 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 특성 분석

The Characteristic Analysis of Microstrip Slot Antenna with T-Shaped Feed Line

장용웅* · 윤종철** · 박익모*** · 신철재***

Yong-Woong Jang* · Jeong-Chull Yun** · Ikmo Park** · Chull-Chai Shin***

요 약

본 논문에서는 T-모양의 마이크로스트립 급전 구조는 슬롯의 폭 변화에도 임피던스 정합이 쉽게 이룰 수 있는 방법을 제시하였다. 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. 그리고 FDTD법을 사용하여 T-모양 급전선으로 여기된 슬롯 안테나를 모델링하여 파의 진행 과정과 전계분포를 시간영역에서 각각 계산하였다. 그리고 FDTD법을 사용하여 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 반사손실, 입력 임피던스, 복사 패턴을 주파수 영역에서 계산하였다. 이러한 결과로부터 최적의 안테나를 설계 및 제작하였고, 슬롯폭이 16 mm일때 약 35 % 정도의 우수한 대역폭을 얻었으며, 이 계산값들은 측정치들과 비교적 잘 일치하는 특성을 얻었다.

Abstract

In this paper, a 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. A slot antenna with T-shaped microstrip feed line is analyzed by using the FDTD method. At first, the propagation process of the reflected wave and the electric field distribution in the time domain is calculated respectively. The antenna parameters also are optimized to get maximum band width, return loss, input impedance, and radiation pattern in the frquency domaim by Fourier transforming the time domain results. From the computed results, the optimum slot antenna is designed and fabricated. When the slot width is 16 mm, approximately 35% of bandwidths are obtained without a matching circuit. These computed results using FDTD method were in relatively good accordance with the measured values.

I. 서 론

마이크로웨이브 장비가 소형 경량화되면서, 신뢰성도 함께 보장받기 위해서는 안테나의 소형 경량

* 극동전문대학 전자통신과(Dept. of Tele-communication Electronic Engineering, Keuck Dong College)
** 에이스 테크놀로지(ACE Technology Co., Ltd.)
*** 아주대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Ajou University)
· 논 문 번 호 : 980511-047
· 수정완료일자 : 1998년 7월 8일

화가 필수적이다. 이러한 필요성에 의해 연구되어 오던 안테나중의 하나가 마이크로스트립 안테나이다.

마이크로스트립 안테나의 해석 방법은 Cavity Model[1], Transmission-Line Model[2], Spectral-Domain Method[3], Moment Method[4], FDTD(Finite Difference Time Domain)[5] 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 슬롯중심에 수직하게 가로지르게 하는 급전 방식이었다[6]. 그러나 이러한 구조는 매우 높은 방사저항을 갖기 때문에 슬롯의 공진 주파수에서 정합이 매우 어려워진다 이러한 문제점을 해결하기 위해 Yoshimura[7]와 Pozar[8]에 의해서 각각 단락회로 동조 스터브와 개방회로 동조스터브를 슬롯 중심에서 슬롯의 양 끝 단쪽으로 오프셋(offset)시키는 방법이 제시되었다. 그러나 이런 두 경우에서는 비교적 슬롯 폭이 좁은 경우에 한하여 급전점을 슬롯 중심에서 오프셋 시켜서 협대역에 걸쳐 좋은 정합을 이룰 수 있지만, 슬롯 폭이 커지면 이러한 급전점을 오프셋을 시키는 것으로는 우수한 정합을 할 수 없기 때문에 급전단에서 정합 회로가 필요하게 된다.

본 논문에서는 T-모양의 마이크로스트립 급전선을 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 FDTD법을 사용하여 T-모양 급전선으로 여기된 슬롯 안테나를 모델링하여 파의 전파 과정, 전계를 각각 계산하였고, FDTD법을 사용하여 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된, 슬롯 안테나의 반사손실, 입력 임피던스, 복사패턴을 주파수 영역에서 계산하였으며, 전송선 모델법으로 구한 계산값과 비교하였다. 그리고 위에서 최적화한 값을 가지고, T-모양 급전선을 갖는 광대역 슬롯 안테나를 제작하여 측정 및 분석하고자 한다.

Ⅱ. FDTD 해석

2-1 FDTD

시간영역 유한 차분법은 전자기 산란문제를 해결하기 위한 방법으로서 1966년 Yee에 의하여 제시되었다. 이러한 유한 차분 근사식은 모든 증분에서 2차적인 절단 에러를 내포하고 있다. Yee의 표시에 따라 직각 격자에서 공간 점은 $(j\Delta x, j\Delta x, k\Delta z)$로 나타낼 수 있고, 시간 증분은 $t=n\Delta t$로 나타낼 수 있으며, 시간과 공간에 대한 임의의 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다[5],[9].

$$F^n(i,j,k) = F(i\Delta x, j\Delta y, n\Delta t) \tag{1}$$

여기서 i, j, k, n은 정수고, Δx, Δy, Δz는 각각 x, y, z 방향의 격자 크기이다.

식 (1)을 시간과 공간 도함수에 대하여 중심차분으로 근사화하고, 단위 격자 상의 x방향에 대한 전계 E와 자계 H를 유한차 방정식 형태로 나타내면 식 (2)와 같다.

$$H_x^{n+1/2}(i,j,k) = H_x^{n-1/2}(i,j,k) + \frac{\triangle t}{\mu}\left[\frac{E_y^n(i,j,k)-E_y^n(i,j,k-1)}{\triangle z} - \frac{E_z^n(i,j,k)-E_z^n(i,j-1,k)}{\triangle y}\right] \tag{2a}$$

$$E_x^{n+1}(i,j,k) = E_x^n(i,j,k) + \frac{\triangle t}{\varepsilon}\left[\frac{H_z^{n+1/2}(i,j+1,k)-H_z^{n+1/2}(i,j,k)}{\triangle y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i,j,k+1)-H_y^{n+1/2}(i,j,k)}{\triangle z}\right] \tag{2b}$$

$y-$, $z-$ 성분에 대한 유한차 방정식은 동일한 방법으로 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.

식 (2)로 나타낸 시·공간분할 알고리즘이 갖는 안정조건은[10],

$$\Delta t \leq \frac{1}{\upsilon_{max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}\right)^{-1/2} \qquad (3)$$

이다. 여기서 υ_{max}는 해석 대상영역 내에서 최대 위상속도이다.

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 펄스는 다음과 같다.

$$E(t, y) = \exp\left[-\frac{(t - t_0 - \frac{y - y_0}{\upsilon})^2}{T^2}\right] \qquad (4)$$

여기서 υ는 해석 대상영역에서 펄스의 진행 속도를 나타내며, $y=y_0$, $t=t_0$에서 여기 신호는 최대값을 갖는다. Gaussian 펄스에서 공간 펄스폭 W는 진폭 q값을 갖는 2개의 대칭점 사이의 거리로 정의되며, T는

$$T = \frac{W}{2\upsilon\sqrt{\ln(1/\alpha)}} \qquad (5)$$

가 되도록 결정된다.

변수 T, to 및 y_0를 선택하기 위해서는 두가지 조건을 충족해야 한다. 우선, 공간 분할 간격 $\triangle x$는 해석 대상영역내의 가장 미세한 구조까지 나타낼 수 있도록 작아야 하고, 시간분할 간격 $\triangle t$는 안정조건이 충족될 정도로 미세하여야 한다. 또한 해석하고자 하는 주파수 범위에서의 응답특성이 분석 가능한 최소값을 갖기 위해서는 변수 T는 충분히 좁아야 하며, 동시에 해석하고자 하는 주파수 범위 내에서의 해상도(resolution)를 좋게 하기 위해서는 변수 T를 최대한 많이 분할하여야 한다. 만약 이 두 조건이 동시에 만족되지 않으면 $\triangle y$는 더욱 작게 다시 선정하여야 한다.

마이크로스트립 안테나와 같은 구조는 전계, 자계 성분을 무한 경계영역까지 계산해야 하는 개방 구조이다. 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 양 측면 및 윗면은 Mur의 흡수경계조건을 다음 식과 같이 부여한다.

$$E_{1i}^{n+1} = E_{2i}^{n} + \frac{\upsilon\Delta t - \Delta y}{\upsilon\Delta t - \Delta y}\left(E_{2i}^{n+1} - E_{1i}^{n}\right) \qquad (6)$$

여기서 υ는 y방향의 위상속도이고, E_{1i}는 경계면(바깥 영역)에서의 전계의 접선성분이고, E_{2i}은 경계면에서 계산 영역 내의 한 절점 안쪽면(mesh 영역)의 전계의 접선성분을 나타낸다. 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}

$$S_{11}(f) = \frac{F[V_{ref}(t)]}{F[V_{inc}(t)]} \qquad (7)$$

이다. 여기서 $V_{ref}(t)$는 기준점에서 반사전압을 나타내며, $V_{inc}(t)$는 기준점에서 입사전압을 나타낸다. F는 Fourier 변환을 나타낸다. 안테나의 입력 임피이던스는 기준점에서의 산란 계수 계산 결과를 마이크로스트립 안테나 급전종단점에 변환시킴으로 구할 수 있다.

$$Z_i = Z_0 \frac{1 + S_{11}e^{-j2kl}}{1 - S_{11}e^{-j2kl}} \qquad (8)$$

여기서, Z_o는 급전 선로의 특성 임피이던스(50 Ω), k는 파수(wave number : $2\pi/\lambda g$), l은 급전선로 종단으로부터 기준점까지의 길이를 나타낸다. FDTD 계산 결과로부터 식 (8)을 적용하여 안테나의 입력 임피이던스 값을 계산할 수 있다.

슬롯 안테나로부터 방사되는 전계는 슬롯의 전계식을 이용하여 계산된다. 슬롯 안테나에서 방사 좌표계를 그림 2와 같이 설정하고 슬롯의 폭을 W_s, 슬

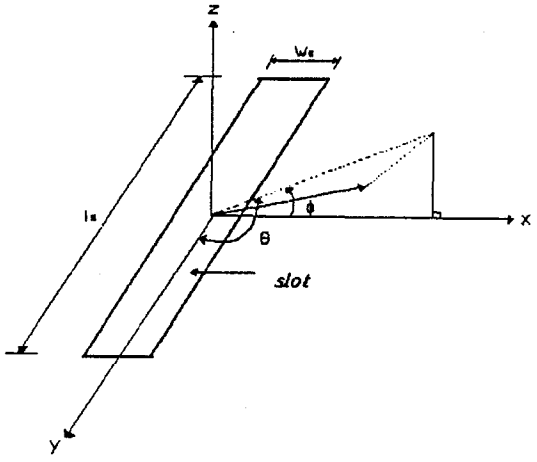


그림 1. 슬롯 안테나의 좌표계

Fig. 1. Coordinate system of the slot antenna.

롯의 길이를 l_s 라고 하면, 자기전류(magnetic current) $\vec{M}$과 슬롯에서의 전계 $\vec{E_m}$ 의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$\vec{M} = \vec{E_m} \times \vec{n} = \vec{y}\, E_m \sin\left[k\left(\frac{l_s}{2}\right) - |X|\right] \tag{9}$$

슬롯에서 자기전류는 $\vec{M}$이라 하면 슬롯으로부터 거리 R인 점에서의 자기 포텐셜(magnetic vector potential) $\vec{F}$ 는

$$\vec{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi}\int \frac{\vec{M}\, e^{jkr}}{r}\, ds' \tag{10}$$

이 되어 Maxwell 방정식과 Lorentz 조건을 이용하면 $r \gg \lambda$ (far-field) 영역에서의 전계와 자계를 구할 수 있다.

$$E_\phi = \frac{-jk\, e^{-jkr}}{4\pi} E_m W_s l_s F(\theta, \phi) \tag{11}$$

Ⅲ. T-모양 급전선을 갖는 슬롯 안테나의 구조와 FDTD 적용

그림 2는 T-모양 급전선을 갖는 슬롯 안테나를 FDTD 방법으로 3차원적인 해석 구조이다. 해석에 사용한 기판은 유전율(ε_r)이 4.3, 유전체의 두께가 1 mm인 FR-4 기판을 대상으로 시뮬레이션하였다. 또한 FDTD 방법으로 해석하기 위해서는 대상영역

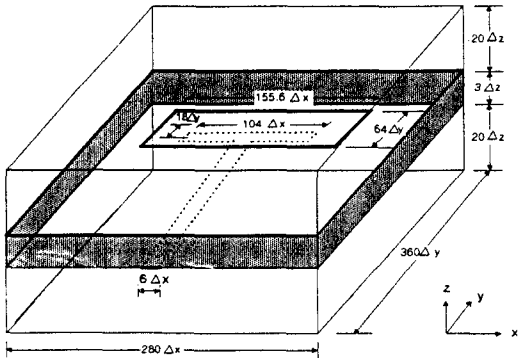


그림 2. T-모양 급전선을 갖는 슬롯 안테나의 해석 구조

Fig. 2. Analysis structure of slot antenna with T-shaped microstrip feed line.

의 안테나를 충분히 감싸도록 설정하고, 해석 대상 역역의 입력 여기면, 도체의 경계면, 흡수 경계조건을 직접 적용하여 구할 수있다. 또한 정확히 해석하기 위해서 기판의 두께(h)를 3개 마디($3\triangle z$)로 분할하고, 급전선로 및 안테나의 파라메타를 $\triangle x$, $\triangle y$ 방향으로 각각 정수배로 분할한다. 여기서 사용한 공간분할 간격은 $\triangle x$=0.3214 mm, $\triangle y$=0.25 mm, $\triangle z$=0.333 mm이고, 해석공간은 x, y, z 방향으로 각각 360×280×43 개의 격자로 구성하였다. 입력 신호 여기면으로부터 port 1의 기준면까지의

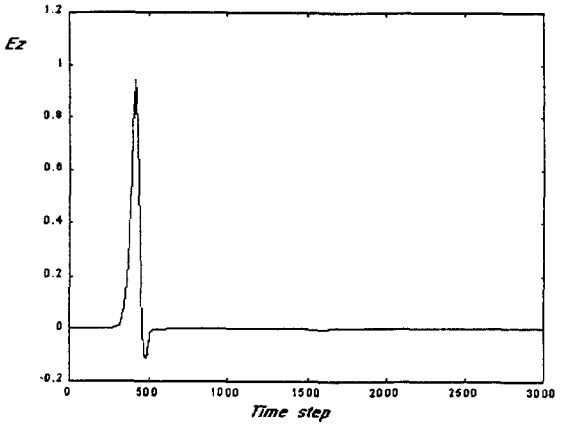


그림 3. 급전선로의 관측점에 대한 입력 펄스

Fig. 3. Input pulse at the obserbation point of microstrip feed line.

급전선로 길이는 진행펄스의 안정화 시간을 고려하여 0.5λg 이상 되게 하고, 이용된 시간 스텝(△t=0.441 ps)이며, 펄스가 peak 까지 도달하는데 소요되는 시간 to는 50 ps로 설정하여 3000 시간 스텝까지 수행하였다. 또한 인가 신호는 펄스폭을 조절함으로서 DC에서부터 원하는 주파수 대역에 관한 정보를 얻을 수 있는 Gaussian pulse 를 인가하였다. FDTD 계산후 Fourier 변환시 해석 주파수 영역은 식 (7)의 결과를 이용하여 1~20 GHz까지로 하였다.

그림 3은 T-형 급전선의 관측점에 대한 입사 펄스를 FDTD 방법으로 계산한 것이며, 그림 4는 T-형 급전선의 관측점에 대한 반사 파형을 FDTD 방법으로 계산한 것으로, 그림 4와 같은 반사파형을 얻기 위해서는 입사파형을 관측한 동일 지점에서 안테나의 전체 파형을 저장하여서 그 전체 파형에서 그림 3와 같은 입사파형을 빼면 얻을 수 있다.

T-형 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 FDTD 계산 결과, 시간에 다른 전압 파형의 결과를 Fourier 변환하여 주파수 상에서 0~20 GHz까지 반사손실 값(S11)을 계산한 것을 그림 5에 나타내었다. 공진 주파수는 2.3 GHz로 설계값과 일치한다.

안테나의 입력 임피던스는 식 (8)로 부터 구할 수

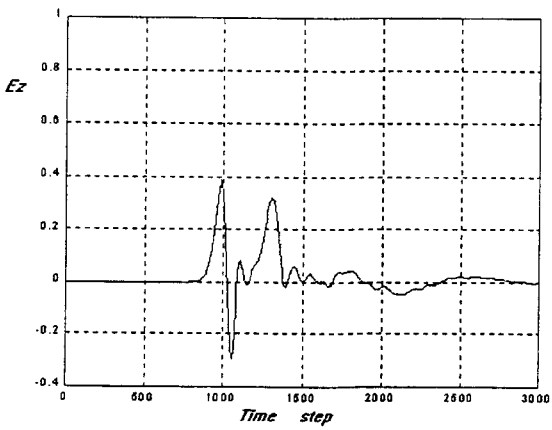


그림 4. 급전선로의 관측점에 대한 반사 파형

Fig. 4. Reflected wave form at the obserbation point of microstrip feed line.

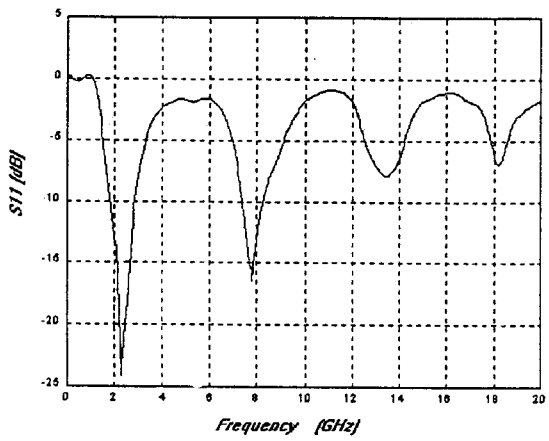


그림 5. T-형 급전선을 갖는 슬롯 안테나의 반사손실 값

Fig. 5. Return loss value of the slot antenna with T-shapped microstrip feed line.

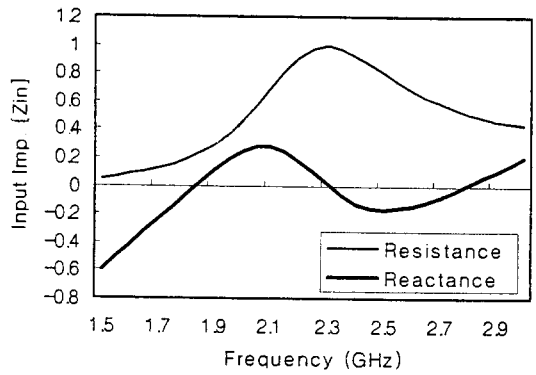


그림 6. 입력 임피던스

Fig. 6. Input impedance.

있으며, 계산된 스미스 상에서의 궤적은 그림 6과 같다.

그림 7은 기존의 중앙 급전 방법과 T-모양의 중앙 급전 방법에서 슬롯 폭에 따른 방사 저항을 정규화시켜서 비교한 값이다. 마이크로스트립 슬롯 안테나를 실제 적용할때 슬롯을 급전시키는 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스에 정합시키기 위해서는 슬롯 안테나의 방사정항이 낮아야 쉽게 정합을 이룰 수 있게 된다. 기존의 중앙 급전 방식으로 슬

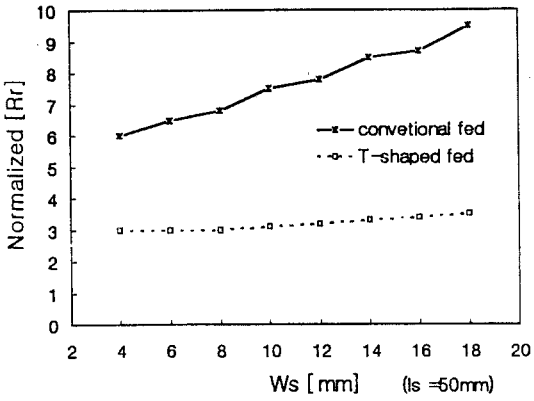


그림 7. 급전 방식에 따른 방사 저항 비교

Fig. 7. Comparison of radiation resistance for feeding techniques.

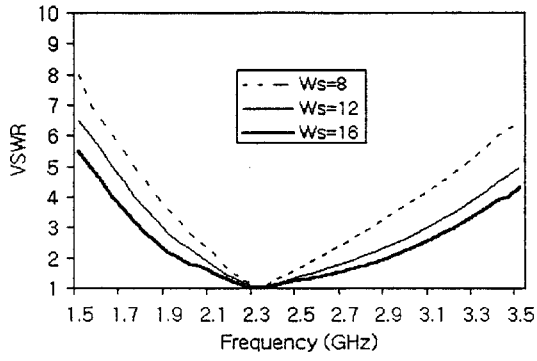


그림 8. FDTD 법을 이용한 슬롯 폭에 따른 반사손실 값

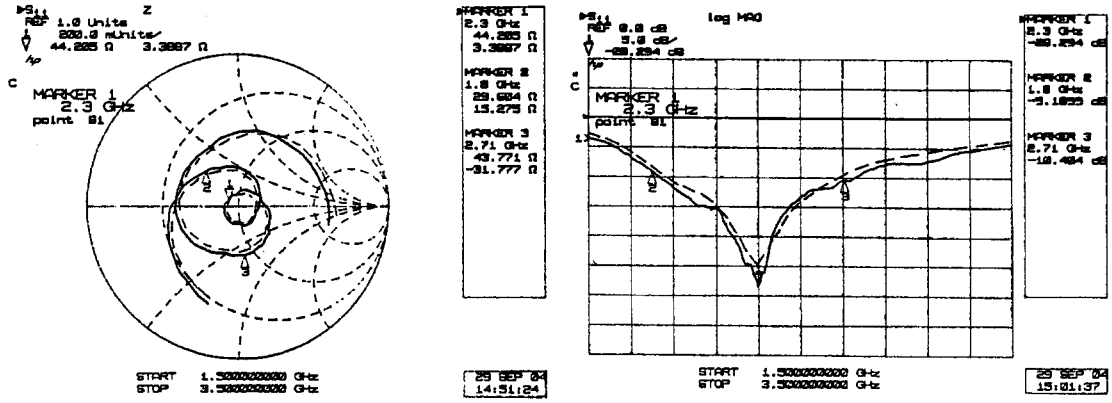
Fig. 8. Return loss value for the slot width using FDTD method.

롯에서 슬롯 폭이 16 mm일 때, 방사 저항은 8 (400Ω) 이상의 큰 값을 갖으며 슬롯폭이 증가함에 따라 그 값이 점차 증가하는 반면 T-모양 급전선을 사용한 방법은 방사 저항이 상대적으로 매우 작고 (정규화된 방사저항 2 이하), 슬롯 폭이 증가해도 거의 일정하게 유지됨을 볼 수 있다. 따라서 슬롯을 여기시키는 기존의 급전 방법에 비하여 본 논문에서 제시한 T-모양 급전 선로를 사용했을 때 정합이 보다 용이하게 된다. 즉, 설계 변수들를 조절하면, 방사저항이 낮은 값으로 일정하게 유지되므로 별다른 정합회로를 사용하지 않고 좋은 정합 특성을 얻어 낼 수 있다. 그러므로 슬롯 폭의 증가에 따라 대역폭이 증가하는 특성을 얻게 된다.

설계에 사용한 기판은 FR-4이고, 기판의 유전상수는 4.3이며, 접지면의 크기는 90×90 mm이다. 식 (9)를 이용하여, T-모양 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나에서, 슬롯의 폭(W_s), 슬롯의 길이(l_s), T-모양 급전선의 길이(l_d), T-모양 급전선의 폭(W_d), 슬롯 중심에서 T-모양 급전선 중심 사이의 간격(offset), 급전선의 폭(W_f)등의 변화에 따라 전압 정재파비 변화 특성을 계산 및 비교 검토하였다. 최적화하여 계산된 안테나의 치수는 다음과 같다. 즉, 슬롯의 폭(W_s)은 16 mm, 슬롯의 길이(l_s)는 50 mm, T-모양 급전선의 길이(l_d)는 35.5 mm, 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 mm 로 최적화하였다. T-모양 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 각 파라메타 변화에 따른 광대역 특성으로 부터 정재파비 2를 초과하지 않는 최대 대역폭 조건과 공진 주파수를 중심으로 파라메타를 적절히 선정하여 최대 대역폭을 갖는 안테나의 전압 정재파비를 계산하였으며, 공진 주파수 2.3 GHz를 중심으로 사용할 수 있는 대역폭은 910 MHz 이다. 또한, offset과 슬롯 폭에 대하여 정합 특성은 $\frac{offset}{W_s} \approx 0.28$ 정도의 비율로 일정할 때 최적의 정합 특성을 얻을 수 있었고, 사용 주파수 대역폭은 슬롯 폭에 비례하여 대역폭이 증가하는 특성을 얻었다. 그림 8은 FDTD 법을 적용하여 슬롯 폭이 8 mm, 12 mm, 16 mm 일 때, 전압 정재파비 값을 최적화하여서 대역폭을 비교하였다.

Ⅳ. 실험 결과 및 분석

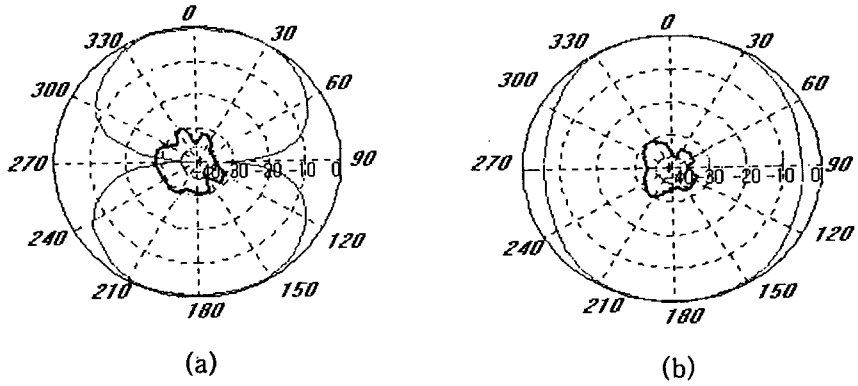
Finite groung plane으로 해석하여 제작한 것과 infinite ground plane 으로 해석하여 제작한 안테나를 서로 비교하면, 임피던스의 영향은 서로 거의 차이가 없으나, 복사 패턴에서는 Finite groung plane의 경우가 infinite ground plane 보다 back lobe가 더 많이 발생하고, 복사패턴의 빔폭에서도



(a) (b)

그림 9. 슬롯 폭이 16mm일 때 측정치
(a) 입력 임피던스 (b) 반사 손실

Fig. 9. Measured values at the slot width 16 mm.
(a) Input impedance, (b) Return loss



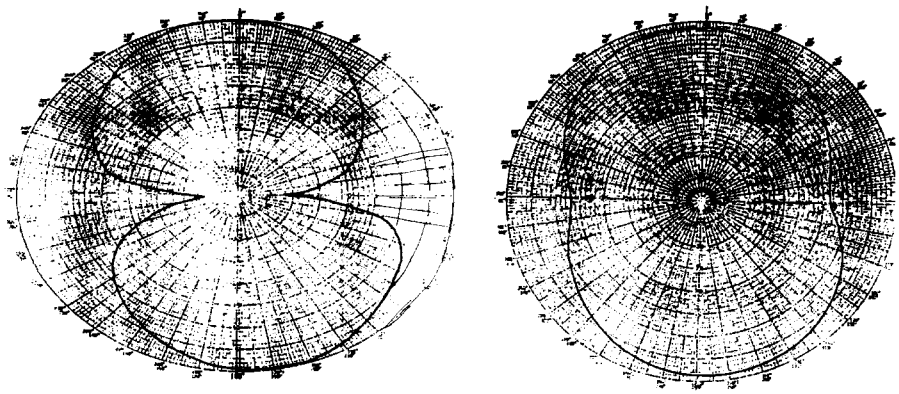
(a) (b)

그림 10. 슬롯 안테나의 복사패턴 계산치(— : 동일편파, ▬ :교차편파)
(a) E-평면, (b) H-평면

Fig. 10. Calculated radiation pattern of slot antenna(— : co-polarization, ▬ : cross-polarization).
(a) E-plane, (b) H-plane

미소한 차이를 보이므로 finite ground plane이 더 정확성이 있는 것으로 사료된다. 그림 9는 슬롯 폭(Ws)이 16 mm일 때 얻은 최적화된 입력 임피던스와 반사손실 특성의 측정치를 나타낸 것으로서, W_s=16 mm, l_s=50 mm, W_d=2 mm, l_d=35.5 mm, *offset*=4.5 mm, W_f=1.94 mm이고 −10 dB 이하를 기준으로 중심 주파수 2.3 GHz에서 약 39.4 %의 광대역 특성을 얻었으며, 이론치와 비교적 잘 일치하였다.

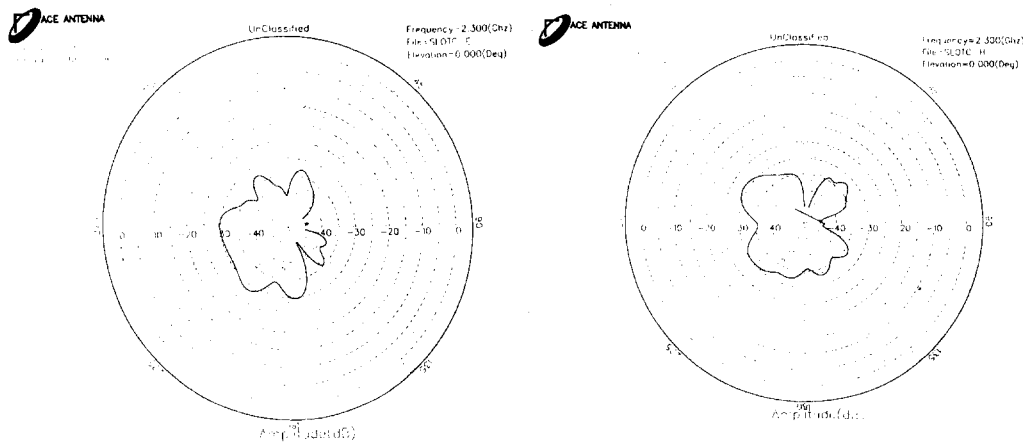
그림 10(a)는 슬롯 안테나에 대한 E-면 동일 편파(co-polarization)와 교차편파(cross-polarization)복사패턴을 계산한 것으로, E-면 동일편파 복사패턴은 다이폴의 복사 패턴과 서로 직각인 0°와 180°를 중심으로 8-자 모양이며, E-면 교차편파 복



(a) (b)

그림 11. 측정된 슬롯 안테나의 동일 편파 복사패턴
(a) E-평면, (b) H-평면

Fig. 11. Measured co-polarization radiation pattern of the slot antenna.
(a) E-plane, (b) H-plane



(a) (b)

그림 12. 측정된 슬롯 안테나의 교파 편파 복사패턴
(a) E-평면, (b) H-평면

Fig. 12. Measured cross-polarization radiation pattern of the slot antenna.
(a)E-plane, (b)H-plane

사패턴은 −27 dB 이하의 값을 가진다. 그림 10(b)는 슬롯 안테나에 대한 H-면 동일 편파와 교차편파 복사패턴을 계산한 것으로, H-면 동일편파 복사패턴은 거의 타원형이며, H-면 교차편파 복사패턴은 −24 dB 이하의 값을 갖었다. 그림 11은 복사 패턴의 측정 값으로 이 값을 측정하기 위하여 1.8 GHz~2.6 GHz의 대역폭을 갖는 측정용 혼 안테나를 사용하여 Calibration을 한 후 슬롯 안테나의

far-field에서 동일 편파 복사 패턴을 측정하였으며, E-평면 동일 편파 복사패턴의 −3 dB 빔폭은 약 80°이며, H-평면 동일 편파 복사패턴의 −3 dB 빔폭은 약 60°이며, Radiation pattern 의 이론치는 broad side 방향에 대칭인데 실험치는 그러하지 아니한 이유는 Pattern을 측정하는 전자파 차폐실의 조명이 어두워 표준 안테나와 측정하고자 하는 안테나의 정확한(수 mm) 위치나 방향 조절이 어려웠고, pattern recoder도 10여년 이상된 장비를 사용하므로 나타난 미소한 측정오차때문이라 사료된다. 그림 12는 E-평면 교차 편파 복사패턴은 무지향성인 원 모양으로 −26[dB] 이하이며, H-평면 교차 편파 복사패턴은 −23 [dB] 이하로 사용 가능하며, 계산치와 비교적 잘 일치하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 넓은 슬롯 구조에서는 복사저항이 매우 커서 정합하기가 매우 힘들었던 기존의 급전 구조대신에, 시간 영역의 해석 방법인 FDTD법을 이용하여 T-모양 마이크로스트립 급전선을 사용하여 슬롯 폭이 증가하여도 복사저항이 일정한 특성을 얻을 수 있었고, 넓은 슬롯 구조에 대해서도 별다른 정합회로를 사용하지 않고 좋은 정합 특성을 갖는 방법을 제시하였다. 사용 주파수 대역폭은 슬롯 폭에 비례하여 증가하는 특성을 얻었다. 그리고 FDTD 법을 사용하여 T-모양 급전선으로 여기된 슬롯 안테나를 모델링하여 파의 전파 과정, 전계 분포를 시간영역에서 각각 계산하였고, FDTD 법으로 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 반사손실, 입력 임피던스, 복사특성을 주파수 영역에서 계산하였으며, 전송선 모델법으로 구한 계산값과 비교하였다. 슬롯 폭을 증가시키면서 설계변수를 최적화하여 offset과 슬롯 폭의 비율이 0.275정도에서 가장 좋은 정합 특성을 얻을 수 있었으며, 주파수 대역폭은 슬롯 폭에 비례하는 특성을 얻었다. 실제 제작하여 측정한 반사 손실에서 슬롯 폭이 16 mm일 때 −10 dB 이하에서 39.4 % 정도의 대역폭을 얻었다. 이와 같은 안테나는 광대역을 필요로 하는 통신 시스템에 응용될 수 있으리라고 사료된다.

참 고 문 헌

[1] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp. 2-24 Jan. 1981.

[2] R. W. Dearnley and R. F. Barel, "A broad - band transmission line model for a rectangular microstrip antenna," *IEEE Trans. AP.*, vol. 37,pp. 6-15, Jan. 1989.

[3] D. M. Pozar and S. M. Voda, "A rigorous analysis of a microstripline fed patch antenna," *IEEE Trans. AP.* vol.35, pp. 1343-1350, DEC. 1987.

[4] M. D. Deshpande and M. C. Bailey, "Input impedance of microstrip antenna." *IEEE Trans. Antenna Proragat.*, vol. AP-30, pp. 654-650, July 1982.

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

[6] 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.

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

[8] 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.

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

[10] Allen Taflov and Morrris E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state elec-

tromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, no. 8, pp. 623-630, Aug. 1975.

[11] D. M. Pozar, "Reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp. 1439-1446, Dec. 1986.

[12] T. Edward, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, New York : John Wiley & Sons Ltd., 1992.

장 용 웅

1989년 2월 명지대학교 전자공학과(공학사)
1991년 8월 명지대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1993년 3월~현재 아주대학교 대학원 전자공학과 박사과정
1994년 3월~현재 극동정보대학 조교수
〔주 관심분야〕 초고주파 회로설계, 안테나 설계

박 익 모

1984년 : 뉴욕주립대학교 전기전자공학(공학사)
1989년 : 일리노이대학교 전기전자공학(공학석사)
1994년 : 일리노이대학교 전기전자공학(공학박사)
1994년~1996년 : LG 전자기술원 선임연구원
1996년~현재 : 아주대학교 전기전자공학부 조교수
〔주 관심분야〕 안테나 설계 및 해석, EMI /EMC, 수치해석

윤 종 철

1996년 2월 : 아주대학교 전파공학과 졸업(공학사)
1998년 2월 : 아주대학교 전자공학과(공학석사)
1997년 12월~현재 : 에이스테크놀로지(주) 연구 1부
〔주 관심분야〕 안테나 해석, 초고주파 회로 설계 및 제작

신 철 재

1964년 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
1968년 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)
1983년 : 연세대학교 전자공학과(공학박사)
1970년~1977년 : 광운대학교 조교수
1986년~1987년 : 플로리다대학교 방문교수
1977년~현재 : 아주대학교 전기전자공학부 교수
〔주 관심분야〕 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 초고주파 통신 부품 개발, 전파전파