

정규논문 (Regular Paper)

방송공학회논문지 제18권 제6호, 2013년 11월 (JBE Vol. 18, No. 6, November 2013)

<http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2013.18.6.911>

ISSN 2287-9137 (Online) ISSN 1226-7953 (Print)

FDTD법을 이용한 초광대역 평판형 안테나의 해석

장용웅^{a)‡}

The Characteristics Analysis of Ultra Wideband Printed Antenna using FDTD Method

Yong-Woong Jang^{a)‡}

요약

본 논문에서에서는 방사저항이 낮고, 다중 공진을 갖는 초광대역 특성을 갖는 평판형 안테나를 FDTD법을 적용하여 그 특성을 분석하였다. 본 안테나를 FDTD 법을 사용하여 모델링하여 파의 전파 과정, 전계 분포를 시간영역에서 각각 계산하였고, FDTD 법으로 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 전반사손실, 정제파비, 복사패턴을 주파수 영역에서 계산하였다. 실험 및 측정된 결과, 안테나의 최대 대역폭은 $VSWR \leq 2.0$ 에서 1.85~6.35GHz(중심주파수 4.5GHz)의 초광대역 특성을 보였다. 측정된 결과는 FDTD 결과와 비교적 잘 일치하였다. 본 안테나는 소형이고 경량이면서 초광대역 특성을 요구하는 UWB, 방송용 시스템에 적용이 가능하리라 판단된다.

Abstract

The proposed print antenna using Finite Difference Time Domain(FDTD) method is analyzed in this paper. A low radiation resistance and an ultra-wide band of this antenna are also presented. The propagation process of the reflected wave and the electric field distribution in the time domain are calculated in respectively. The antenna parameters are optimized for the maximum band width, return loss, input impedance, and radiation pattern in the frequency domain using Fourier transforming. The experimental bandwidth of the antenna is 1.85GHz~6.35GHz for the VSWR less than or equal to 2.0. The measured results are relatively in good agreement with the FDTD results. The proposed antenna can be applied to various applications such as UWB, broadcasting-network system.

Keyword : Antenna, FDTD, Ultra Wideband.

a) 강동대학교 (Gangdong University)

‡ Corresponding Author : 장용웅(Yong-Woong Jang)

E-mail:ywjang@gangdong.ac.kr

Tel: +82-43-879-3362

Manuscript received September 30, 2013 Revised October 30, 2013

Accepted November 19, 2013

1. 서론

평판형 안테나는 1953년 Deschamps [1]에 의해 제안된 이후로 많은 연구 활동이 진행되고 있다. 마이크로스트립 안테나의 장점으로는 값이 저렴하고, 가볍고, 단면적이 작고, 선형

이나 평면 배열로 만들기 쉬울 뿐만 아니라 초고주파 회로와 집적화하기가 쉽다. 반면에 단점으로 협대역 특성, 정확한 편파의 어려움, 제한된 전력용량 등의 문제점들이 있다. 이중 평판형 안테나의 가장 큰 단점인 협대역 특성을 개선하기 위한 연구가 진행 중에 있고, 여러 가지 방법들이 제시되었다^[2]. 이들 방법 중에 두껍고 낮은 유전 상수를 갖는 기판을 사용하지^[3] 기생결합 된 소자를 이용해 대역폭을 개선하는 방법^[4]은 안테나 크기가 커지는 단점을 가지고 있어 안테나 구조 자체를 변화시켜 대역폭을 넓히는 방법들이 제안되어졌다.

지금까지 슬롯 안테나를 급전시키는 일반적인 방법은 평판형 급전 선로를 슬롯 중심에 수직하게 가로지르게 하는 급전 방식이었다^[5]. 그러나 이러한 구조는 매우 높은 방사저항을 갖기 때문에 슬롯의 공진 주파수에서 정합이 매우 어려워진다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 Yoshimura [6]와 Pozar [7]에 의해서 각각 단락회로 동조 스테브와 개방회로 동조 스테브를 슬롯 중심에서 슬롯의 양 끝단 쪽으로 오프셋(offset)시키는 방법이 제시되었다. 기존의 급전구조는 넓은 슬롯 구조에서는 복사저항이 매우 커서 정합하기가 매우 힘들었다. 그러나 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 보였다^[8].

본 논문에서는 평판형 안테나에 삼중-offset 급전구조를 적용하여 설계변수의 수를 늘리므로 낮은 방사저항 값을 유지함은 물론, 다중 공진이 발생하여 대역폭을 더욱 개선할 수 있었다. 그리고 FDTD 법을 사용하여 안테나에서 파의 전파 과정, 전계 분포를 시간영역에서 각각 계산하였다. 또한, FDTD 법으로 얻은 값들을 Fourier 변환하여 최적화된 슬롯 안테나의 입력 임피던스, 전압 정재파비, 복사패턴을 주파수 영역에서 각각 계산하였다. 그리고 최적화된 설계값을 가지고 안테나를 제작한 후, 측정하였으며, 실험치와 이론치를 비교 및 분석하였다.

II. FDTD 해석 이론

FDTD 방법을 사용한 Maxwell의 편미분 방정식의 근사

식에서 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 전계 E 와 자계 H 를 유한차분 방정식 형태로 나타낸다. 또한 $y-$, $z-$ 성분에 대한 유한차분 방정식은 동일한 방법으로 쉽게 구할 수 있다. 이와 같은 방법에 의한 임의 격자점에서 새로운 전자계 벡터 성분은, 단지 동일한 격자점에서 반 시간스텝전의 다른 전·자계 성분 값으로 구할 수 있다.

시·공간분할 알고리즘이 갖는 안정조건은 시간 간격(Δt)과 공간 분할 ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$)에 대한 관계식에 의해서 결정된다^[9]. 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^[9].

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. 공간분할 간격 Δx 는 해석 대상영역내의 가장 미세한 구조까지 나타낼 수 있도록 작아야 하고, 시간분할 간격 Δt 는 안정조건이 충족될 정도로 미세하여야 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, 제한 영역에 구조와 동일하도록 흡수경계조건을 부여한 계산영역의 경계면에서 전자파의 반사가 일어나지 않도록 한다. 마이크로스트립 안테나 구조의 해석에서 Mur의 흡수경계조건을 적용한다.

시간영역 유한차분법에 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^[9]

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

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 급전 종단점에 변환시킴으로 구할 수 있다.

$$Z_i = Z_0 \frac{1 + S_{11}e^{-j2kl}}{1 - S_{11}e^{-j2kl}} \quad (3)$$

여기서, Z_0 는 급전 선로의 특성 임피던스(50 Ω), k 는 파수(wave number : $2\pi/\lambda_g$), l 은 급전선로 종단으로부터 기준점까지의 길이를 나타낸다.

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

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

원거리에서 전·자계 계산을 위한 좌표계는 그림 1과 같고, 전·자계 성분 중 단지 θ , ϕ 성분이 지배적이므로 r 성분은 무시할 수 있다. 따라서, 원거리에서 총 전자계 E , H 는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[10].

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

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

여기서, N_θ , N_ψ 는 전계 복사벡터 및 L_θ , L_ψ 는 자계 복사벡터 L_θ , L_ψ 이다.

III. 시뮬레이션 및 최적화 설계

1. 안테나 구조 및 FDTD 적용

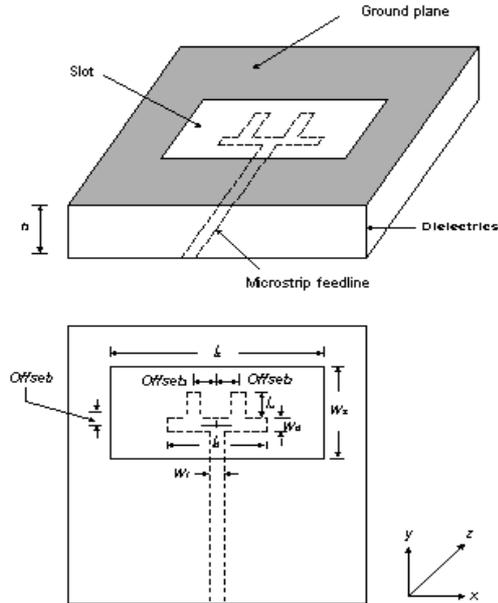


그림 1. 안테나의 구조와 설계 변수
 Fig. 1. Structure and design parameters of antenna

그림 1은 안테나의 구조를 나타내며, 이 급전구조는 기존의 급전방법으로 여기된 슬롯 안테나보다 설계 변수가 많아 안테나를 설계하기가 유리하게 된다. 여기서 W_s 는 슬롯 폭, l_s 는 슬롯 길이, l_d 는 수평측 급전선의 길이, l_u 는 상단 수직부 급전선의 길이, $offset1$ 은 슬롯 중심에서 수평측 급전선 중심 사이의 거리, $offset2$ 는 슬롯 중심에서 상단에 수직부 급전선 중심 사이의 $+x$ -방향 거리, $offset3$ 는 슬롯 중심에서 상단에 수직부 급전선 중심 사이의 $-x$ -방향 거리, W_f 는 급전선의 폭이다. 제시된 안테나의 구조는 기존의 급전구조보다 조정할 수 있는 설계 파라메타가 많아 별도의 정합장치를 추가하지 않고도 양호한 임피던스 정합이 가능하다. 하지만, 제안된 급전 구조는 기존의 급전구조들보다 설계 변수가 많아 최적의 설계변수를 찾아 내는데 시간이 더 소요될 수도 있다.

그림 1과 같은 3중-offset 구조의 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 FDTD 방법으로 3차원 공간에서 해

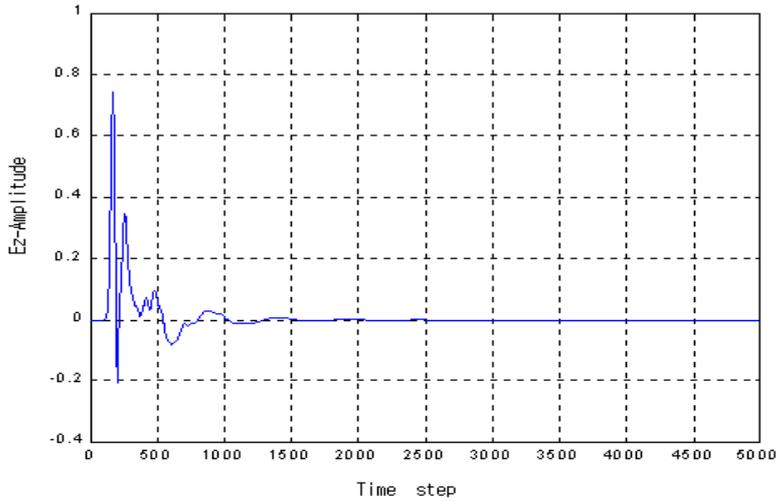
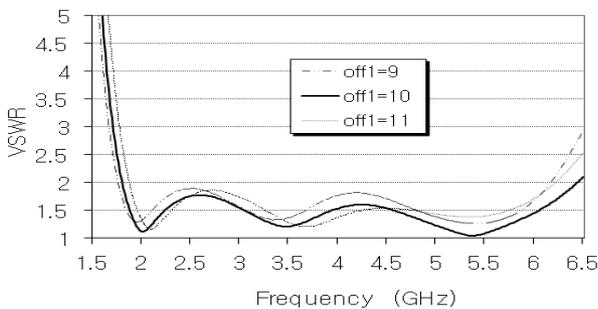


그림 2. 시간 스텝에 대한 펄스의 변화
Fig. 2. Time(step)-varying pulse waveform

석하였다. 해석에 사용한 기판은 R/T Duroid-5880 기판을 대상으로 시뮬레이션하였다. 여기서 사용한 공간분할 간격은 $\Delta x=0.25$ mm, $\Delta y=0.3214$ mm, $\Delta z=0.526$ mm이고, 해석공간은 x, y, z 방향으로 각각 $280 \times 360 \times 83$ 개의 격자로 구성하였다. 그림 2는 안테나 상에서 펄스가 시간에 따라 진행되는 펄스이며, Gaussian 펄스인 입력펄스에 반사펄스를 합치면 전체펄스가 된다.

2. 설계변수에 따른 전압 정재파비의 계산

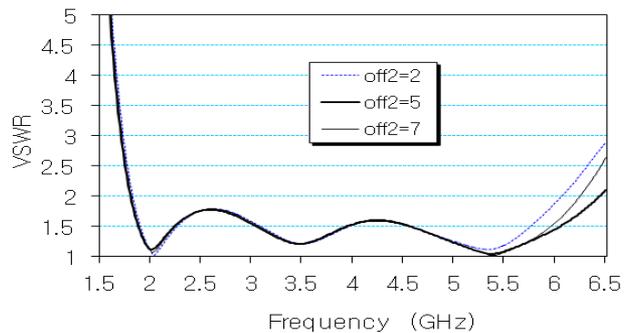
슬롯의 폭 중심에서 수평부 급전선 중심사이의 거리



$l_s=47$ mm, $W_s=32$ mm, $l_d=23$ mm, $l_u=10$ mm, $offset1=10$ mm, $offset2=5$ mm, $offset3=7$ mm, $W_f=4.796$ mm,
그림 3. 오프셋1 (offset1) 변화에 따른 전압 정재파비 계산
Fig. 3. Calculated VSWR as a function of offset1 length(offset1)

(offset1) 변화에 따라 전압 정재파비를 계산하기 위해서 슬롯 중심에서 offset1을 제외한 다른 파라메타를 기본값에 고정시키고, FDTD 최소격자($\Delta x=0.3214$ mm)에 3배를 곱한 $3\Delta y$ 만큼씩 offset1을 9 mm, 10 mm, 11 mm로 변화시키면서 전압 정재파비를 계산한 결과는 그림 3과 같다.

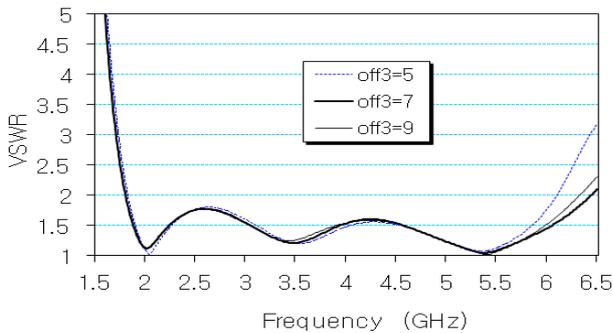
슬롯의 길이 중앙에서 상측 수직부 급전선 중심 사이의 간격(offset2) 변화에 따른 전압 정재파비를 계산하기 위해서는 offset2를 제외한 다른 파라메타를 기본값에 고정시키고, offset2를 2 mm, 5 mm, 7 mm로 변화시키면서 각각의



$l_s=47$ mm, $W_s=32$ mm, $l_d=23$ mm, $l_u=10$ mm, $offset1=10$ mm, $W_f=4.796$ mm,
그림 4. 오프셋2 (offset2) 변화에 따른 전압 정재파비 계산
Fig. 4. Calculated VSWR as a function of offset1 length(offset2)

전압 정재파비를 계산한 결과는 그림 4와 같다.

슬롯의 길이 중앙에서 상측 수직부 급전선 중심 사이의 간격(offset3) 변화에 따른 전압 정재파비를 계산하기 위해서는 offset3를 제외한 다른 파라메타를 기본값에 고정시키고, offset2를 5 mm, 7 mm, 9 mm로 변화시키면서 각각의 전압 정재파비를 계산한 결과는 그림 5와 같다.



ls=47 mm, Ws=32 mm, ld=23 mm, lu=10 mm, offset1=10 mm, offset2=5 mm, Wf=4.796 mm,

그림 5. 오프셋3 (offset3) 변화에 따른 전압 정재파비 계산

Fig. 5. Calculated VSWR as a function of offset1 length(offset3)

최적화된 안테나 설계 파라메타 값은 ls=50mm, Ws=32mm, er=2.2, h=1.578mm, Wf=4.796mm, ld=23mm, lu=10mm, offset1=10mm, offset2=5.0mm, offset3=7.0mm 이었으며, 3중 공진이 발생하였으며, 정재파비 2.0 이하에서 사용 가능한 주파수 영역은 1.850GHz~6.150 GHz이며, 사용 가능한 대역폭 4.3GHz로 초광대역 특성을 보였다.

IV. 실험 결과 및 분석

제작에 사용한 기판은 R/T Duroid 5880 기판을 사용하였으며, 접지면의 크기는 100 × 100 mm의 평판형 슬롯 안테나를 제작하였다. 그림 6은 전압정재파비에 대하여 계산치와 측정치를 나타낸 것으로서, 측정치는 전압정재파비 2.0 이하에서 사용 가능한 대역폭은 109 % (1.722 - 5.977 GHz, 중심주파수 3.9GHz)을 얻었으며, 전압정재파비의 측정치와 계산치는 거의 일치하는 특성을 보였다. 또한, 기존의 급전구조를 갖는 슬롯 안테나 [5-8]의 대역폭 1.0 octave 이하인 것에 비해, 본 논문에서 제안한 안테나는 획기적으

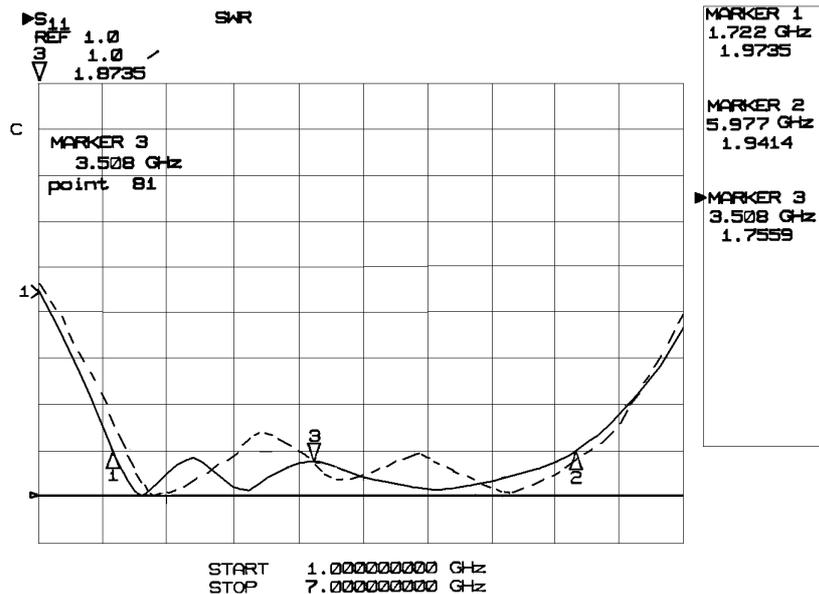


그림 6. 전압정재파비(---: 계산치, —: 측정치)

Fig. 6. VSWR(---: Calculated value, —: Measured value)

로 개선된 초광대역 특성을 보임을 알 수 있다.

그림 7은 Smith chart에서 입력 임피던스를 측정된 것으

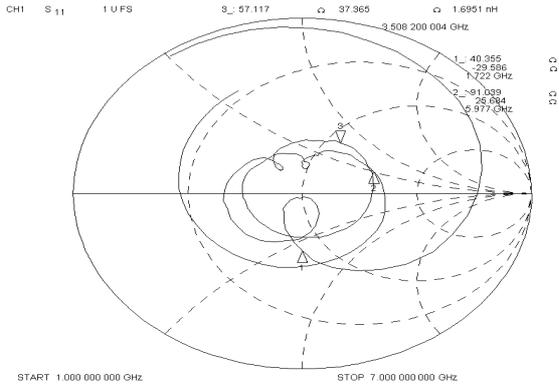


그림 7. Smith chart 상에서 측정 입력 임피던스
Fig. 7. Measured Input impedance on the Smith chart

로서 낮은 주파수영역에서는 용량성으로 결합되었고, 중심 주파수 부근에서는 유도성 결합으로 바뀐 후, 주파수가 증가하면서 다시 용량성 결합이 되었다. 이와 같이 주파수 변화에 따라 결합 형태가 바뀌는 과정을 거쳐 광대역 동작 특성을 갖는다.

그림 8은 3중-offset 급전구조를 갖는 평판형 안테나의 동일편파(Co-polarization) E-평면 패턴과 H-평면 패턴의 계산값을 나타낸 것이며, 그림 9는 복사패턴의 측정값을 나타낸 것이다. 수직 다이폴의 복사 패턴과 비슷한 E-평면 패턴은 0°와 180°를 기준으로 8-자 모양이며, H-평면 0°와 180°를 기준으로 거의 타원형이다. 계산치와 측정치는 비교적 잘 일치하였다.

그림 8은 주파수 2.0GHz에서 안테나의 동일편파 H-평면 복사패턴 측정값을 나타낸 것으로 패치안테나와 유사한

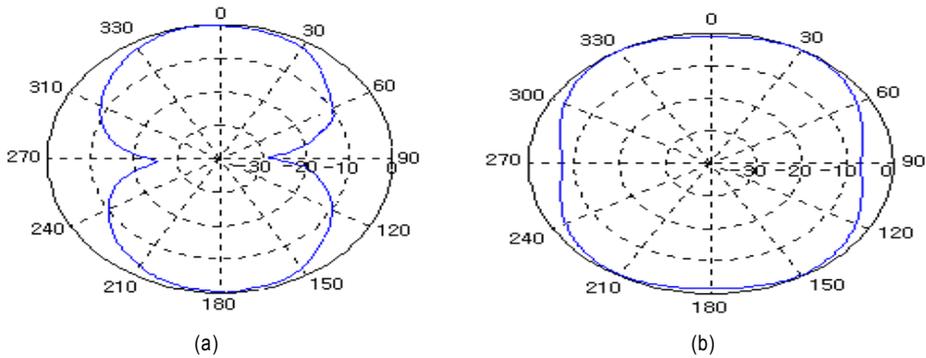


그림 8. 계산된 복사패턴 (a) E-평면, (b) H-평면
Fig. 8. Calculated radiation pattern (a) E-plane, (b) H-plane

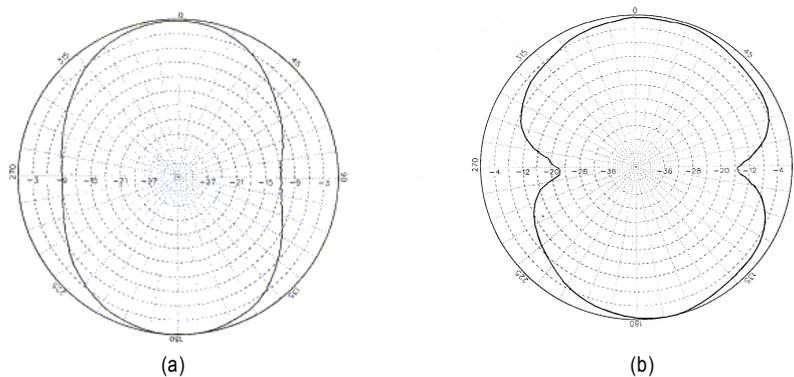


그림 9. 측정된 복사패턴 (a) E-평면, (b) H-평면
Fig. 9. Measured radiation pattern (a) E-plane, (b) H-plane

단일 지향성 특성을 보였다. 그림 9는 주파수 2.0GHz에서 안테나의 교차편파 H-평면 패턴 측정값을 나타낸 것으로, -24 dB 이하의 우수한 복사패턴 특성을 보였다.

그림 10은 제안된 안테나의 이득을 측정된 것이며, 사용 가능한 주파수 대역 내에서는 안테나의 최대 이득은 약 3.3dBi 정도의 이득 특성을 보였으며, 사용할 수 있는 주파수 대역을 벗어나면 임피던스 정합이 안 되어 안테나 이득은 급격히 떨어지는 특성을 나타내고 있다.

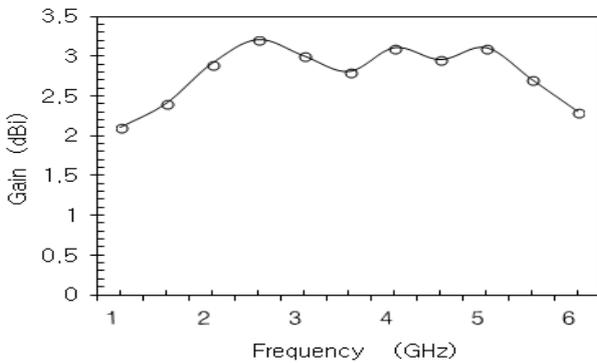


그림 10. 측정된 안테나 이득
 Fig. 10. Measured antenna gain

V. 결론

본 논문에서는 초광대역 특성을 갖는 3중-offset 급전구조의 평판형 안테나를 FDTD 법을 사용하여 해석하였으며, Ez-성분의 전파 과정과 분포를 시간영역에서 각각 계산하였다. 또한, 시간영역에서 얻은 펄스 값들을 계산한 후, Fourier 변환하여 안테나의 주파수 영역에서 반사손실, 전압 정재파비, 입력 임피던스, 복사패턴 등을 각각 계산하였다. 슬롯 폭을 증가시키면서 설계변수를 최적화하여 offset1과 슬롯 폭의 비율이 0.3125, offset2와 슬롯 폭의 비율이

0.156, offset3와 슬롯 폭의 비율이 0.2185 정도에서 가장 좋은 정합 특성을 얻었으며, 대역폭은 가장 광대역 특성을 보였다. 이들 계산 값들을 초대로 최적화된 설계를 하여 안테나를 제작 및 측정된 결과, 사용 가능한 대역폭은 1.85 GHz ~ 6.35 GHz (VSWR≤2.0)로 초 광대역 특성을 얻었다. 또한 측정된 복사패턴도 나타냈으며, 이론치와 비교적 잘 일치하는 특성을 보였다.

본 안테나는 소형이고 경량이며, 초광대역을 필요로 하는 UWB, 방송용 통신시스템에 적용이 가능하리라 판단된다.

참고 문헌(References)

- [1] G.A. Deschamps, Microstrip microwave antennas, 3rd USAF symp. antennas, 1953.
- [2] S.H. David, A survey of broadband microstrip patch antennas, Microwave Journal, 60-84, Sept. 1996.
- [3] E. Chang, S.A. Long, and W.F. Richards, An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas, IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 34, 767-773, June 1986.
- [4] P.B. Katehi, N.G. Alexopoulos, and I.Y. Hsia, A bandwidth enhancement method for microstrip antennas, IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 35, 5-12, Jan. 1987.
- [5] 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. 41, 29-37, Jan. 1993.
- [6] S.H. David, A survey of broadband microstrip patch antennas, Microwave Journal, 60-84, Sept 1996.
- [7] H.F. Pues, A.R. Van de Capelle, An impedance matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 37, 1345-1354, Nov. 1989.
- [8] Y.W. Jang, J.C. Yoon, H.S. Shin, Large Bandwidth T-shaped Microstrip-Fed Ground Plane Slot Antenna, Microwave Journal, vol.45, no.1, 92-103, Jan. 2002.
- [9] D.M. Sheen, S.M. Ali, M.D. Abouzahra and J.A. Kong, Application of three-dimensional finite-difference time domain method to the analysis of planar microstrip circuits, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 38, No. 7, 849-857, July 1990.
- [10] A. Taflove, Computational electrodynamics(finite difference time domain method), Arch House, 213-218, 1995.

저 자 소 개



장 용 응

- 1989년 2월 : 명지대학교 전자공학과 (학사)
- 1991년 8월 : 명지대학교 전자공학과 (석사)
- 1999년 2월 : 아주대학교 전자공학과 (박사)
- 1994년 3월 ~ 현재 : 강동대학교 신재생에너지과 교수
- 주관심분야 : 안테나, 초고주파, 태양전지, 신재생에너지 등.