

논문 2009-46TC-2-17

UWB용 사다리꼴 모노폴 마이크로스트립 안테나

(Trapezoidal Monopole Microstrip Antenna for UWB)

주 창 복*

(Chang-Bok Joo)

요 약

본 논문에서는 마이크로스트립구조에서 3.1 ~ 10.6GHz대역의 UWB 통신을 위한 사다리꼴 안테나모델에 대해 광대역화를 검토하였다. 두 사다리꼴의 마이크로스트립패치 치수를 서로 다르게 한 모노폴의 사다리꼴안테나 모델에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 UWB의 대역폭에서 반사손실 -10 dB ($VSWR < 2$) 이하의 임피던스 정합특성을 보이는 안테나의 동작특성을 나타내 보였다. 또한, 본 논문에서 구한 최적화 안테나는 UWB의 전 대역에서 선형위상과 수평면내에서 대체로 무지향 방사특성을 나타내 보인다.

Abstract

In this paper, we discussed the trapezoidal antenna model in the microstrip structure for UWB communications in the frequency band of 3.1 ~ 10.6GHz. Through the computer simulations for the difference size of trapezoidal monopole microstrip antenna model, the good impedance matching characteristic of return loss less than -10 dB ($VSWR < 2$) in all the band of UWB showed. The optimized antenna of this paper also showed the quasi-isotropic radiation characteristics in the horizontal plane and linear phase characteristic of nondispersive property.

Keywords: UWB(ultra wideband) antenna, trapezoidal antenna model, isotropic radiation, linear phase.

I. 서 론

UWB(ultra wideband)기술^[1~4]은 1 nsec이하의 폭이 좁은 펄스를 이용하여 정보를 전송하는 기술로 광대역에 걸쳐 기저대역 잡음과 같이 낮은 전력스펙트럼밀도로 존재하므로 같은 대역을 사용하는 다른 통신스펙트럼과의 간섭을 주지 않으면서 고속 데이터전송이 가능하기 때문에 미래통신시스템으로 주목받고 있다.

2002년 미국 FCC(Federal Communication Commission)가 UWB의 민간사용규제를 해지함에 따라 유, 무선통신과 이미징정보, 위치정보 및 레이더 시스템

등 여러 가지 응용을 위한 UWB 안테나에 관한 많은 연구개발이 이루어지고 있다^[1~11].

UWB의 가장 큰 특징인 3.1 ~ 10.6GHz의 초광대역에 사용가능한 안테나가 과제이고 이에 관한 여러 가지 안테나가 연구되고 있다. UWB 안테나로는 원형이나 타원형, 사각형의 광대역 모노폴안테나^[6~8, 11], 슬롯트와 혼 구조^[5, 9], 삼각뿔구조의 모노폴 또는 다이폴안테나^[1, 5], 자기상보안테나^[10, 12], 평면 UWB안테나나 판상다이폴안테나^[3~4, 12] 등 다양하다.

본 논문에서는 광대역에 걸쳐 정임피던스 특성을 갖는 자기상보안테나^[10, 12]에 기초하여 크기가 서로 다른 두개의 사다리꼴구조의 평면 안테나모델을 보이고, 주파수 3.1 ~ 10.6GHz의 UWB대역에서 $VSWR < 2$ 의 선형위상의 임피던스정합특성을 보이는 사다리꼴 모노폴 마이크로스트립안테나의 구조와 동작특성에 대하여 기술하였다.

II장에서는 안테나의 구조에 대하여 기술하고 III장에

* 정회원, 경남대학교 공과대학 전자공학과
(Dept. of Electronic Engineering Kyungnam University)

※ 본 논문은 2008년도 경남대학교 연구년 연구비 지원에 의한 것임

접수일자: 2008년10월21일, 수정완료일: 2009년2월17일

서는 CST microwave design studio를 사용하여 구한 안테나의 광대역화 설계에 대해 설명한다. 그리고 IV장에서는 컴퓨터시뮬레이션에 의해 구한 안테나의 임피던스 정합과 방사패턴 특성에 대해 기술하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 안테나의 구조

그림 1은 XZ면내에 놓인 삼각 도체면의 정임피던스 특성의 자기상보 안테나를 나타내 보인 것이다. 자기상보 안테나의 정임피던스 특성은 무한장의 안테나인 것을 전제로 하고 있다. 그러므로 유한장의 안테나 구조에서는 일정한 주파수간격으로 동일한 임피던스특성을 보이는 공진특성으로 나타내진다^[12].

그림 2는 본 논문에서 행한 안테나의 구조를 보인 것이다. 그림 1과 같은 대칭 삼각형구조의 유한길이의 자기상보 다이폴안테나구조에서 그림 2와 같은 사다리꼴의 모노폴 마이크로스트립안테나 구조로 한 것이다.

그림 2의 안테나 구조에서 각 마이크로스트립 패치면은 XY평면의 동일 평면상에 급전점에 대해 대칭으로 배

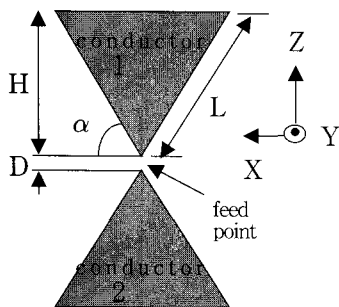


그림 1. 자기상보안테나의 구조
Fig. 1. Complementary antenna structure.

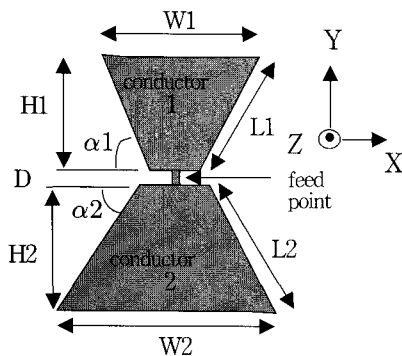


그림 2. 사다리꼴 모노폴 안테나
Fig. 2. Trapezoidal monopole antenna.

치하고, 짧은 변을 잇는 중심 도체면에 Z방향으로 급전을 한다. 안테나도체면1과 도체면2의 간격 D는 2mm이고 변 L1, L2의 각도 α_1 과 α_2 는 60° 이다. 나머지 파라미터에 대해서는 III장에서 기술한다. 본 안테나의 특징은 서로 다른 공진주파수에서 동작하도록 각도 α 에서 사다리꼴의 두 안테나도체면의 크기를 서로 다르게 하는데 있다.

III. 안테나 설계

3.1 대칭형 사다리꼴 안테나

그림 1과 같은 대칭형 삼각형구조의 자기상보 다이폴안테나구조에서 그림 2와 같은 사다리꼴 모노폴 안테나구조로 하면 안테나의 길이 방향 H의 크기를 짧게 할 수 있다. 즉, 사다리꼴의 저변과 양측변의 길이를 변화시킴으로써 공진주파수 간격을 변화시킬 수 있게 됨으로 두개의 사다리꼴 도체면을 연결시켜 모노폴로 동작하는 안테나의 동작주파수 대역을 광대역화할 수 있게 된다.

그림 2의 안테나 구조에서 안테나의 치수는 $\alpha = 60^\circ$ 로 하고 사다리꼴의 높이 H에 측변의 길이 L과 저변의 폭 B에 따른 장변의 폭 W의 계산 예는 표 1과 같으며, 공진주파수에 따라 적절한 폭 B와 W를 사용할 수 있다.

여기서 $H = L \sin \alpha$, $W = B + 2L \cos \alpha$ 로 계산되어진다.

표 1의 파라미터에 의해 계산된 공진주파수는 급전선과 유전율, 유전체의 두께 등 안테나의 특성에 영향을 주는 요소에 의해 시뮬레이션에서 다소 차이를 보일 수 있다.

그림 2의 사다리꼴 모노폴안테나에서 그림 3에서와 같이 두께 t_1 의 유전율 ϵ_{r1} 과 두께 t_2 의 ϵ_{r2} 사이에 스트립

표 1. 안테나 파라미터값의 계산 예[mm]
Table 1. Calculation example of antenna parameters.

B	L	H	W
0	28.86	25	28.86
2	25.98	22.5	27.98
6	23.09	20	29.09
10	20.21	17.5	30.21
15	17.32	15	32.32
20	14.43	12.5	34.43
25	11.55	10	36.55
∴	8.66	7.5	∴

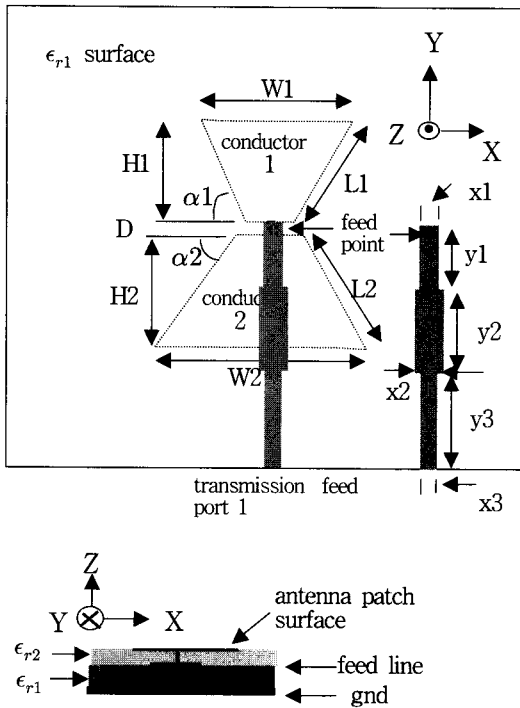


그림 3. 급전선구조와 사다리꼴 모노폴의 평면도
Fig. 3. A plane figure of trapezoidal monopole antenna with transmission line.

구조의 전송선로를 급전구조로 하는 사다리꼴 모노폴 마이크로스트립 안테나를 $H(H=H_1=H_2)=15\text{mm}$ 에서 저변 폭 $B(B=B_1=B_2)$ 에 따르는 급전포트 1에서의 반사계수 S_{11} 의 주파수 특성을 그림 4에 나타내 보였다.

여기서 면의 크기 XY 는 $80\text{mm} \times 80\text{mm}$, 5GHz 에서의 손실탄젠트 $\delta = 0.0037$, 유전율 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.36$ 의 유전체^[11] 두께 $t_1 = t_2 = 2\text{mm}$, 그리고 도체 박막의 두께 $= 0.035\text{mm}$, 스트립구조의 전송선로의 선폭과 길이는 각각 $x_1=2.5\text{mm}$, $y_1=11\text{mm}$, $x_2=3.0\text{mm}$, $y_2=18\text{mm}$, $x_3=3.5\text{mm}$, $y_3=11\text{mm}$ 로 하였다.

그림 4에서 길이 H 와 안테나의 공진주파수와와의 관계를 살펴보면 대체로 $H=15\text{mm}$ 를 반파장으로 하는 주파수보다 다소 높은 11GHz 부근과 $2H=30\text{mm}$ 에 관계되는 주파수보다 다소 높은 6GHz 부근에서 공진이 일어나고 있음을 볼 수 있다.

그림 4에서와 같이 일정한 H 에서 저변 B 를 증가시키면 높은 공진주파수에서는 공진의 폭이 좁고 깊이가 낮으며 주파수의 변화가 거의 없으나 낮은 공진주파수에서는 조금씩 낮은 쪽으로 이동해가면서 S_{11} 이 작아지는 주파수 폭도 넓어지고 있음을 볼 수 있다.

그림 5는 $B=6\text{mm}$, $H=15\text{mm}$ 일때 측면의 각도 α 의 크기에 따른 $S_{11}[\text{dB}]$ 의 공진주파수 관계를 나타내 보인

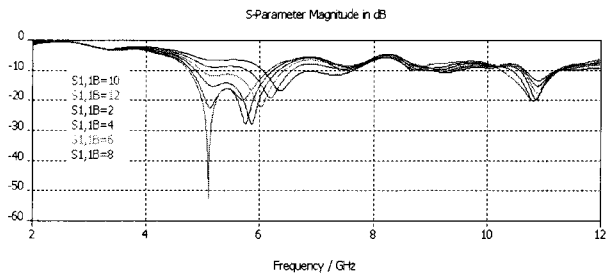


그림 4. $H=15\text{mm}$ 일 때 B 에 따른 포트1 반사계수 $S_{11}[\text{dB}]$
Fig. 4. Reflection coefficient $S_{11}[\text{dB}]$ at port1 for the parameter B WHEN $H=15\text{mm}$.

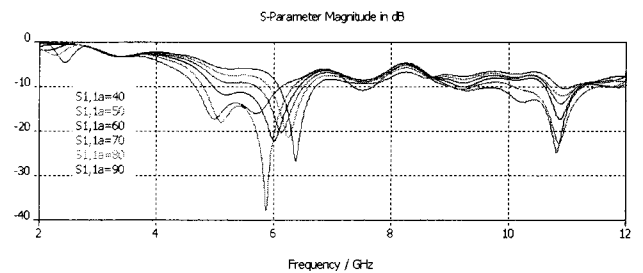


그림 5. $B=6\text{mm}$, $H=15\text{mm}$ 일 때 각도 α 에 따른 $S_{11}[\text{dB}]$
Fig. 5. $S_{11}[\text{dB}]$ for the parameter α WHEN $B=6\text{mm}$, $H=15\text{mm}$.

것이다.

그림 5에서와 같이 각도 α 의 크기에 따른 공진주파수의 관계에서는 60° 이하의 각도에서 낮은 주파수에서는 물론, 높은 주파수에서도 비교적 깊이가 깊고 폭도 넓은 대역폭의 공진특성이 나타나고 있음을 볼 수 있다.

3.2 안테나 치수의 결정

3.1에서와 같이 두 사다리꼴의 치수가 동일한 경우의 공진주파수 특성을 검토하여 $3.1 \sim 10.6\text{GHz}$ 의 UWB 대역에서 $VSWR < 2 (S_{11} \leq -10 \text{ dB})$ 를 만족시키는 두 사다리꼴의 치수가 서로 다른 경우에 대해 검토해 보았다.

그림 5에서와 같이 각도 α 의 크기에 따라 6GHz 부근과 11GHz 부근에서 비교적 깊이가 깊고 폭도 넓은 대역폭의 공진특성을 볼 수 있다. 즉, 각도가 커짐에 따라 11GHz 부근에서의 공진은 약해지고 6GHz 부근에서만 협대역의 공진특성이 나타나게 됨을 볼 수 있다.

그러므로 두 공진점 사이의 $VSWR$ 가 작아지도록 두 사다리꼴의 B 와 H 를 서로 다르게 함으로써 서로 다른 공진주파수를 갖게 할 수가 있다.

그림 4와 그림 5에서와 같이 5GHz 이하의 주파수에서 $VSWR$ 이 크게 나타나고 있음을 볼 수가 있다. 표 1에서

와 같은 계산에 의해 3.5GHz와 8.5GHz의 주파수에 맞춰 두 사다리꼴의 B와 H를 서로 다르게 결정하고 공진특성에 의하여 두 주파수사이에서 낮은 VSWR 특성이 얻어지도록 최적화 시뮬레이션을 행한다.

그래서 저변과 측변의 길이를 변화시키는 것에 의해 주파수 3.1~10.6GHz 대역에서 3~4개 정도의 공진에 의해 $VSWR < 2 (S_{11} \leq -10 \text{ dB})$ 를 만족시키는 안테나의 물리적 치수를 구할 수 있다고 생각하였다.

표 1의 안테나 파라미터의 계산으로부터 구한 초기 안테나의 설계치수는 8.5GHz의 공진주파수에 대하여 그림 3에서와 같이 $\alpha_1 = 60^\circ$, $H1=17.64\text{mm}$, $B1=2.63\text{mm}$, $W1=23\text{mm}$ 의 안테나 패치면 1과 6GHz의 공진주파수에 대하여 $\alpha_2 = 60^\circ$, $H2= 25\text{mm}$, $B2=7.14\text{mm}$, $W2=36\text{mm}$ 의 안테나 패치면 2를 결정하였다.

이렇게 함으로써 $H1+H2=42.64\text{mm}$ 즉, 3.5GHz에 해당하는 주파수에서도 공진이 일어난다고 생각했다. 그리고 이 안테나는 유전율 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.36$, 기판의 두께 $t_1 = 2\text{mm}$, $t_2 = 2\text{mm}$, 도체 박막의 두께=0.035mm, 면의 크기 80mm*80mm의 유전체기판상에 구성하는 것으로 하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에서는 W1과 W2를 일정으로 하고 α , B1, B2, H1, H2 및 유전체의 두께 t_1 , t_2 를 파라미터로 하여 주파수 3.1~10.6GHz 대역에서 $S_{11} \leq -10 \text{ dB} (VSWR < 2)$ 를 만족시키는 최적화 안테나의 물리적 치수와 동작특성을 구하여 보았다.

IV. 동작 특성

4.1 임피던스 정합특성

앞서 기술한 것과 같이 그림 3과 같이 두 사다리꼴 도체의 단변사이의 중심에 급전한 경우 H의 길이가 반파장에 해당하는 공진과 두 안테나면의 길이 즉, H+H의 길이가 반파장에 해당하는 공진의 두 가지 공진이 이루어지고 있다고 생각되어진다. 그러므로 본 안테나 모델에서는 각각의 치수가 서로 상이하므로 이에 해당하는 3~4개의 주파수 공진에 의해 임피던스정합 특성이 이루어질 수 있다고 생각했다.

초기 안테나의 설계치수에 대하여 $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$ 을 만족하는 컴퓨터 최적화 시뮬레이션에 의해 얻어진 안테나의 치수는 다음과 같다.

$H1= 16.5\text{mm}$, $B1=4.8\text{mm}$, $W1=23\text{mm}$, $\alpha_1 = 61.12^\circ$, $t_1 = 4.73\text{mm}$ 그리고 $H2= 24.75\text{mm}$, $B2=12.6\text{mm}$,

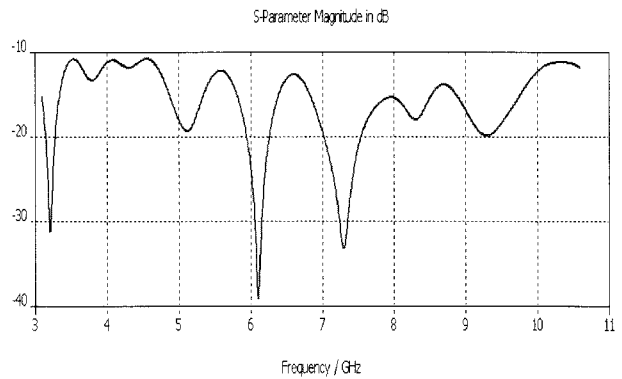


그림 6. 포트 1에서의 반사계수 S11[dB]
Fig. 6. Reflection coefficient S11[dB] at port 1.

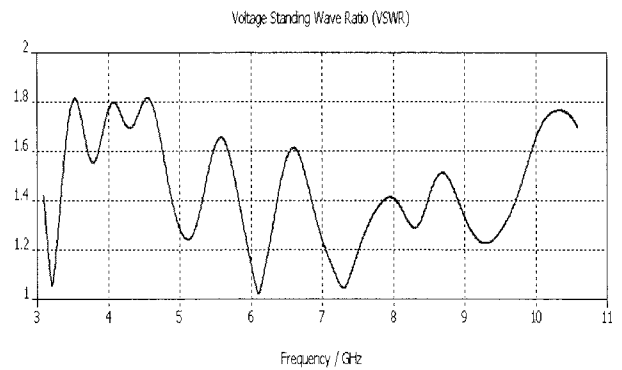


그림 7. 포트 1에서의 전압정재파비 VSWR
Fig. 7. Voltage standing wave ratio VSWR at port 1.

$W2=36\text{mm}$, $\alpha_2 = 64.7^\circ$, $t_2 = 3.12\text{mm}$ 및 스트립구조의 전송선로의 선폭과 길이는 각각 $x1=2.87\text{mm}$, $y1=11\text{mm}$, $x2=3.28\text{mm}$, $y2=18\text{mm}$, $x3=2.80\text{mm}$, $y3=11\text{mm}$ 이다.

그림 6은 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 구해진 $S_{11} < -10 \text{ dB}$ 를 만족하는 안테나의 반사계수를 나타내 보인 것이며 그림 7은 반사계수 S11을 VSWR로 나타내 보인 것이다.

그림 6에서 깊이가 큰 공진은 대략 3.2GHz, 6.1GHz 그리고 7.4GHz의 세 주파수에서 일어나고 있다고 볼 수 있다. 그리고 인접하는 공진주파수 사이에서의 공진 크기의 합과 차에 의해 반사계수의 크기가 일정한 레벨이로 나타나는 것으로 생각되어진다.

그림 6과 7에서 두 개의 서로 다른 사다리꼴로 이루어진 안테나의 물리적 치수와 공진주파수와의 관계를 살펴보면 다음과 같다.

- (1) 사다리꼴의 도체면1의 높이 $H1=16.5\text{mm}$ 를 반파장으로 하는 주파수 9.1GHz
- (2) 높이 $H2=24.75\text{mm}$ 의 주파수 6.1GHz

- (3) $H_1+H_2=16.5+24.75=41.25\text{mm}$ 의 주파수 3.6GHz
 그리고 사다리꼴의 변의 길이 L_1 과 L_2 에 관계되는 주파수 즉,
 (4) $L_1 = H_1 \sin \alpha_1 = 18.84\text{mm}$ 에 해당하는 주파수 7.96GHz
 (5) $L_2 = H_2 \sin \alpha_2 = 27.38\text{mm}$ 의 주파수 5.48GHz
 (6) $L_1+L_2 = 46.22\text{mm}$ 의 주파수 3.245GHz
 등이다.

그러므로 안테나의 구조와 그림 6 또는 그림 7과의 관계를 비교해 보면 H보다는 변의 길이 L와 관계되는 3개의 주파수 공진에 의해 UWB 대역에 걸쳐 $S_{11} < -10 \text{ dB}$ 을 만족하는 임피던스정합 특성이 얻어지고 있다고 생각되어진다.

그림 8은 S_{11} 의 위상특성을 보인 것으로 UWB대역에서 위상의 선형성이 잘 나타나있다고 생각된다.

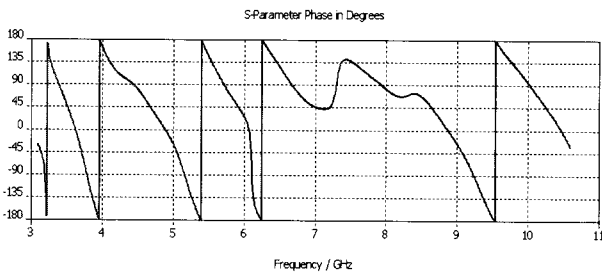


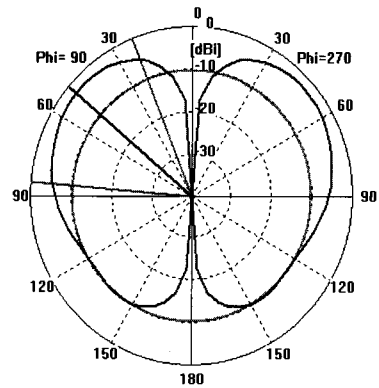
그림 8. S_{11} 의 위상
 Fig. 8. Phase of S_{11} in degree.

4.2 안테나의 지향성

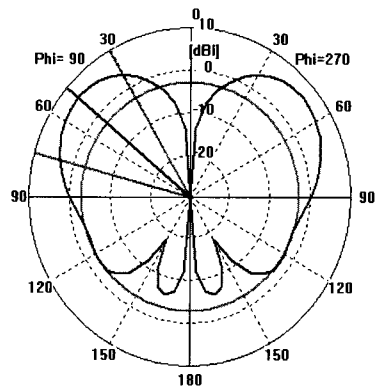
UWB는 3.1~10.6GHz 인 광대역을 사용하기 때문에 주파수에 따라 안테나의 지향성이 변화되는 것은 피할 수 없는 일이다. 본 안테나에 의한 지향성은 그림 9와 10에 UWB대역내의 하한(3.1GHz), 중심(6.85GHz), 상한(10.6GHz)의 각각의 주파수에서의 수직면과 수평면내에서의 지향성을 나타내 보였다.

그림 9는 $\phi = 90^\circ$ 의 수직면내에서의 θ 에 따른 전계 $E_\phi(\theta)$ 의 지향성을 나타내 보인 것이다. 그림 9(a)의 3.1GHz에서는 $\theta = 50^\circ$, 이득은 -2.3dBi 이고, (b) 6.85GHz에서는 $\theta = 50^\circ$, 이득은 6.6dBi 그리고 (c) 10.6GHz에서는 $\theta = 30^\circ$, 이득은 5.4dBi이며 주파수가 증가함에 따라 3dB 각도폭은 다소 줄어드는 경향을 보이고 있다. 또, $\theta = 0^\circ$ 즉, 패치면의 수직방향으로는 전계 방사가 일어나지 않고 있다.

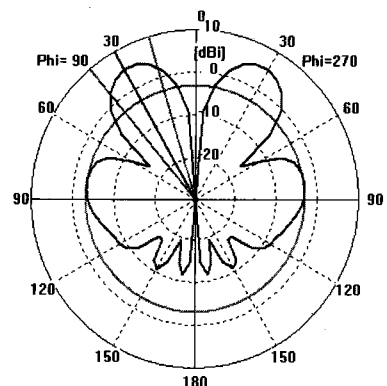
또한, 그림 10에서와 같이 $\theta = 90^\circ$ 의 수평면내에서의



Frequency = 3.1
 Main lobe magnitude = -2.3 dBi
 Main lobe direction = 50.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 62.8 deg.
 Side lobe level = -7.9 dB
 (a)

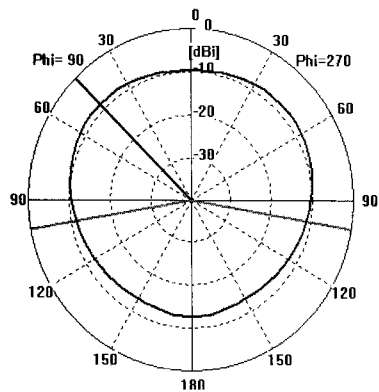


Frequency = 6.85
 Main lobe magnitude = 6.6 dBi
 Main lobe direction = 50.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 44.4 deg.
 Side lobe level = -9.2 dB
 (b)

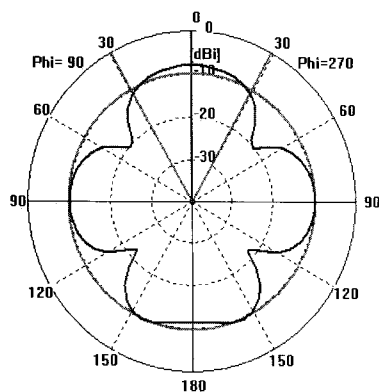


Frequency = 10.6
 Main lobe magnitude = 5.4 dBi
 Main lobe direction = 30.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 23.3 deg.
 Side lobe level = -8.4 dB
 (c)

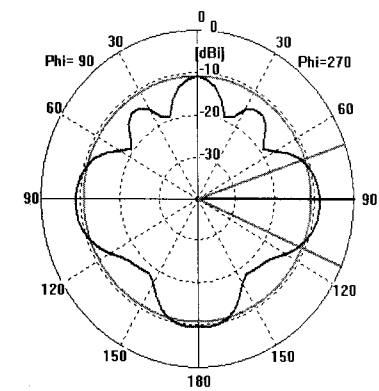
그림 9. $\phi = 90^\circ$ 의 수직면내의 전계 $E_\phi(\theta)$ 의 패턴
 Fig. 9. Vertical farfield pattern($E(\theta, \phi)$ vs. θ) in the $\phi = 90^\circ$ plane at (a) 3.1GHz (b) 6.85GHz (c)10.6GHz



Frequency = 3.1
 Main lobe magnitude = -8.3 dBi
 Main lobe direction = 45.0 deg.
 (a) Angular width [3 dB] = 199.7 deg.



Frequency = 6.85
 Main lobe magnitude = -7.7 dBi
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 (b) Angular width [3 dB] = 58.7 deg.
 Side lobe level = -2.1 dB



Frequency = 10.6
 Main lobe magnitude = -8.7 dBi
 Main lobe direction = 90.0 deg.
 (c) Angular width [3 dB] = 42.7 deg.
 Side lobe level = -2.1 dB

그림 10. $\theta = 90^\circ$ 의 수평면내의 전계 $E_\theta(\phi)$ 의 패턴
 Fig. 10. Horizontal farfield pattern ($E_\theta(\phi)$ vs. ϕ) in the $\theta = 90^\circ$ plane at (a) 3.1GHz (b) 6.85GHz (c)10.6GHz.

전계 $E_\theta(\phi)$ 는 대체로 무지향성의 방사특성을 나타내 보이고 있다고 생각된다. 그림 10(a)의 3.1GHz에서는 안테나패치1의 방향에서 다소 이득이 낮아지고 있으나 대체로 모든 ϕ 에서 -10dBi의 무지향성을 보이고 있다. (b) 6.85GHz에서는 전체적으로는 -10dBi의 무지향성의 분포를 보이나 $\pm 45^\circ$ 방향과 $\pm 135^\circ$ 방향에서 -10dB낮은 특성을 보인다. (c) 10.6GHz에서는 -10dBi의 무지향성 분포에서 사이드로브 수가 증가하여 나타나고 있다.

그림 10에서와 같이 주파수가 높아짐에 따라 사이드로브 수가 증가하고 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 UWB 통신을 위하여 마이크로스트립 구조의 사다리꼴 모노폴 안테나모형에 대해 EM simulator 인 CST microwave studio를 사용하여 광대역화를 검토하여 보았다.

대칭구조의 삼각형상의 자기상보안테나를 사다리꼴로 변형한 안테나 모델에서 두 사다리꼴의 마이크로스트립 패치 치수를 서로 다르게 함으로써 UWB의 대역 3.1 ~ 10.6GHz에서 반사계수 $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ($VSWR < 2$)의 선형위상의 임피던스 정합특성과 안테나의 지향성에 관한 동작특성을 나타내 보였다.

본 논문에서 구한 최적화 안테나는 안테나 패치면의 방향 즉, $\theta = 0^\circ$ 의 수직방향으로는 방사가 일어나지 않고 $\theta = \pm 30^\circ$ 로부터 $\theta = \pm 50^\circ$ 의 측방향으로 방사지향성이 일어나고 있다. 수직면에서의 이득은 3.1GHz에서 -2.3dBi, 6.85GHz에서는 6.6dBi 그리고 10.6GHz에서는 5.4dBi이며 주파수가 높아짐에 따라 $\theta = 180^\circ$ 의 방향에서 사이드로브 수가 증가한다.

또한, 수평면에서는 대체로 이득 -10dBi의 무지향성을 나타내 보이며 주파수가 증가함에 따라 -10dB 깊이의 사이드로브 수가 증가하여 나타난다.

참 고 문 헌

[1] C. C. Lin, Y. C. Kan, L. C. Kuo and H. R. Chuang, "A planar triangular monopole antenna for UWB communication", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.15, No.10, pp624-626, 2005.
 [2] N. P. Agrawal, G. Kumar and K. P. Ray, "Wideband planar monopole antennas", IEEE

- Trans. on Antenna and Propagation, Vol.46, No.2, pp294-295, 1998.
- [3] Zhi Ning Chen, "UWB antennas: Design and application", Information, Communications & Signal Processing, 2007 6th International Conference on Vol. Issue 10-13, pp1-5, Dec. 2007.
- [4] M. A. Peyrot, G. M. Galvan and H. Jardon, "State of the art in ultra-wideband antennas", Electrical and Electronics Engineering, 2005 2nd International Conference on Vol. Issue 7-9, pp101-105, Sept. 2005.
- [5] S. Y. Suh, W. L. Stuzman and W. A. Davis, "A new ultra wideband printed monopole antennas; The planar inverted cone antenna", IEEE Trans. on Antenna and Propagation, Vol.52, No.5, pp1361-1365, 2004.
- [6] M. J. Ammann and Z. N. Chen, " Wideband monopole antennas for multiband wireless systems", IEEE Antenna and Propagation Magazine, Vol.45, No.2, pp146-150, April 2003.
- [7] Seok H. Choi, Jong K. Park, Sun K. Kim and Jae Y. Park, "A new ultra-wideband antenna for UWB applications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.40, No.5, pp 399-401, March 5 2004.
- [8] 차상진, 이현진, 임영석, "Ultra Wide-Band용 타원형 모노폴 안테나 설계", 대한전자공학회 논문지 Vol.41 TC, No.8, pp651-656, 2004.
- [9] A. Diet, A. Azoulay, A. Joisel and B. Duchene, "A UWB micro-strip antenna design and simulation", Wireless technology, 2006 9th European Conference on Vol.10-12, pp399-402, September, 2006.
- [10] K. Y. Yazdandoost and R. Kohno, " Ultra wideband antenna", IEEE Radio Communications, pp29-32, June 2004.
- [11] Nikolay Telzhensky and Yehuda Leviatan, "Planar differential elliptical UWB antenna optimization", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.54, No.11, p3400-3406, 2006.
- [12] Hans Schantz, "The Art of Science of Ultra-wideband Antennas", Artech House, 2005.

 저 자 소 개



주 창 복(정회원)

1975년 한국항공대학교
전자공학과 학사1977년 고려대학교
전자공학과 석사1987년 고려대학교
전자공학과 박사

1981년~현재 경남대학교 전자공학과 교수

<주관심분야 : 무선전송, UWB통신, UWB안테나>