

타원 패치-슬롯형 UWB 안테나의 해석

Analysis Of an Elliptical Patch-Slot UWB Antenna

장 준 원* 최 경** 황 희 용***
Jang, Joon-Won Choi, Kyung Hwang, Hee-Yong

Abstract

In this paper, an modal analysis based on the distribution of the electromagnetic fields on the UWB elliptical patch-slot antenna is presented. We designed the UWB antenna by iterating the dimensional parameters of the antenna as the traditional design method. Then the antenna was carefully analyzed using 3D E-M simulator. The result of the analysis shows that the slot antenna operates on a series of the multi-pole radiations based on TE modes matched to the system impedance. This result gives us an easier method to design the similar antennas, which is the impedance matching to the system impedance after once constructing a proper structure with a series of multi-mode resonances.

키워드 : 초광대역, 주파수 독립, 임피던스매칭, 공진모드, 슬롯 안테나
Keywords : UWB, Frequency-independent antenna, Impedance matching, Resonant Mode, Slot antenna

1. 서론

최근 통신의 발달로 인한 주파수 자원의 고갈로 한정된 주파수 자원의 효과적인 사용을 위해 기존의 여러 주파수 대역인 협대역 및 광대역의 시스템과 상호 간섭 없이 주파수를 공유할 수 있는 UWB 무선 기술에 대한 연구가 많이 진행되고 있다[1]~[5].

UWB는 1990년대까지 미 국방성의 '블랙프로젝트' 레이더 기술에 적용된 기술로 미연방 통신위원회(FCC)가 2002년 2월 UWB(3.1 GHz ~ 10.6 GHz)의 상업적 사용을 허가하면서 본격적으로 상

용화가 가능해진 기술이다[1].

UWB 시스템은 기존의 협대역 시스템이나 광대역 CDMA 시스템에 비해 중심 주파수의 25%이상 점유대역폭에 걸쳐 상대적으로 낮은 전력 스펙트럼 밀도를 가지고 있어 기존의 무선 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 주파수를 공유할 수 있고 높은 전송속도를 가지고 있다[2].

우리나라에서도 UWB 통신용 주파수로 3.1 GHz ~ 4.8 GHz(로우밴드), 7.2 GHz ~ 10.2 GHz(하이밴드) 대역이 확정되면서 실용화를 눈앞에 두고 있다. 근래 높은 경제적 이득이 기대되고 있는 산업이니 만큼 관련 시스템이 개발이 활발히 진행되고 있으며 그와 더불어 UWB 시스템에 적용되는 안테나의 설계기술이 주목 받고 있다.

UWB 시스템의 경우 다양한 방법의 표준안이 제시되고 있는 상황이지만 모든 표준안이 3.1 GHz ~ 10.6 GHz의 대역을 모두 사용 할 수 있는 안테

* 강원대학교 대학원 전기전자학과 석사과정
** 강원대학교 전기전자전공 교수, 공학박사
*** 강원대학교 전기전자전공 부교수, 책임저자

나가 필요하다. 그리고 실내나 근거리용의 시스템이기 때문에 크기의 소형화가 중요하다. 그래서 최근 UWB 안테나의 연구는 적은 비용과 경량화, 손쉬운 제작 등의 장점의 인쇄회로기법을 사용한 슬롯 안테나에 많은 관심이 쏠리고 있다[1][3][4][5].

그러나 많은 연구가 진행되고 있음에도 초광대역 안테나에 대한 체계적인 해석이 되어있지 않았다. 그래서 본 논문에서는 체계적인 해석을 통한 설계기법의 개선을 위하여, Ansoft社의 3D simulator인 HFSS™를 이용하여 설계변수를 최적화시킨 타원 패치-슬롯형 초광대역 안테나를 $\epsilon_r = 4.4$, 기판두께 1.524mm인 FR4 기판을 사용하여 설계한 후 이를 안테나의 입력 Impedance, 표면전류와 E-H filed를 통한 모드분석을 통해 체계적으로 해석을 하였다.

2. 본론

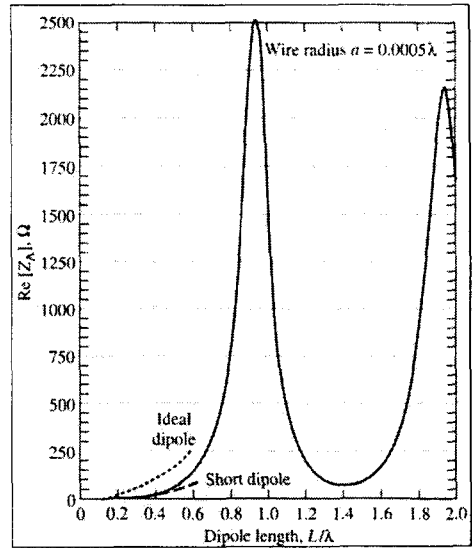
2.1 반파장 다이폴 안테나

가장 대표적 안테나인 반파장 다이폴 안테나는 전체 안테나 길이가 반파장($\lambda/2$) 길이를 가져 원하는 특정 주파수에서만 공진을 일으켜 협대역의 특정주파수만을 사용한다. 그림 1을 보면 주파수별 다이폴 안테나의 임피던스 실수값 (Impedance Real)과 임피던스 허수값 (Impedance Imaginary)이 나와 있다. 그림1의 (b)를 보면 허수값이 0인 지점이 나타나고 이 지점에서 리액턴스(reactance) 값이 0이 된다. 리액턴스값이 0이 되는 지점이 허수 임피던스가 최소가 되는 지점이고 이 지점에서 공진이 일어나며 그 주파수 부근에서 임피던스 정합(Impedance matching)이 일어난다[6].

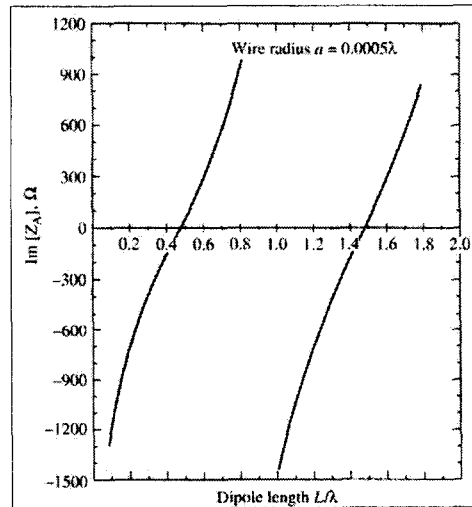
2.2 광대역 안테나

광대역 안테나의 정의는 대역폭이 한 옥타브(2:1) 이상의 안테나를 말한다[6].

일반적으로 공진을 이용한 안테나는 공진이 일어나는 주파수 부근에서만 사용할 수 있는 협대역 안테나이다. 이를 극복하여 광대역의 안테나를 만들기 위해 일반적으로 물리적 구조의 부드러운 변화를 통한 임피던스 정합의 광대역화를 꾀한다. 물리적 구조의 부드러운 변화를 통해 광대역의 임피던스 정합을 시킨 광대역 안테나들의 예로는 보우다이 안테나, 쌍원추 안테나, 혼 안테나, 대수주기 안테나 등이 있다. 이 들 광대역 안테나들의 특징은 옆으로 폭을 비스듬히 넓히거나 나선형의 형태를 띄우고 있어 길이보다 각의 의존도를 넓힌다. 그림 2는 원뿔형 모노폴 안테나의 각에 따른 입력 임피던스이다. 각이 넓어짐에 따라 광대역에서 크게 흔들리던 임피던스가 일정한 값으로 점점 수렴한다[6].



(a) 다이폴의 입력 임피던스 실수값



(b) 다이폴의 입력 임피던스 허수값

그림 1. 다이폴 안테나의 입력 임피던스

2.3 설계한 패치 타원형 슬롯 UWB 안테나

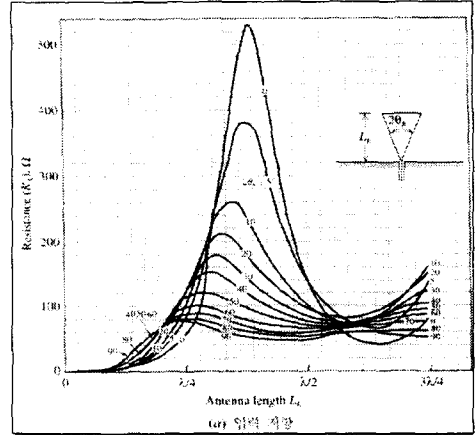
광대역 안테나는 길이의 의존도보다 각의 의존도를 높여야 한다. 이를 위해 이상적인 것이 원형의 형태이다. 일반적으로 원형패치 안테나의 공진주파수를 결정할 때 원주길이를 반파장(λ)으로 하여 공진주파수를 결정한다[6]. 이는 원형의 각에 의존한게 아니라 일반적인 공진 안테나와 같이 길이에 의존한 형태이다. 본 논문의 초광대역 안테나는 각의 의존도를 높여 초광대역 특성을 나타내기 위해 급전선로의 원형패치와 방사체 역할을 하는 타원형 슬롯 부분을 기판의 아래, 위 따로 배치를 하

고, 간격을 비대칭적으로 배치를 하였다. 그림 3은 설계한 안테나의 모습이다. 그림 3을 보면 광대역에서의 임피던스 정합을 위해 원형패치와 타원형 슬롯의 비대칭적인 배치와 급전선로에 테이퍼를 적용하여 광대역에서 안테나의 임피던스를 50Ω으로 최대한 수렴시켜 임피던스 정합을 시켰다. 슬롯과 패치의 간격인 Gap은 이 안테나의 중요 파라미터로 Gap에 따라 각의 의존도가 결정된다.

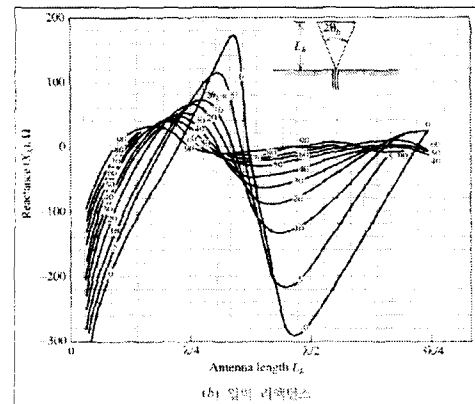
표 1은 설계한 안테나의 최적화 파라미터 값이다. 모든 값들은 시뮬레이션을 통한 최적화 과정을 거치거나 값들이다. 그림 4는 실제 제작 후 측정된 값과 시뮬레이션 값을 비교한 그림이다. 그림 4를 보면 주기적이 공진이 일어나면서 3.7 GHz~20 GHz까지의 초광대역을 만족하고 있고, 전 대역에서 확실한 S₁₁값(VSWR<2)을 보여준다. 그림 4에서 시뮬레이션 값과 제작 값이 매우 유사하다. 이는 시뮬레이션을 통한 최적화 과정의 신뢰성을 보여준다.

그림 5는 스미스 차트로 본 설계한 안테나의 S₁₁값이다. 그림 5의 스미스차트를 보면 3.7 GHz~20 GHz까지의 전 대역에서 스미스 차트 정 가운데 점인 50Ω으로 수렴하고 있다. 이는 안테나가 50Ω 임피던스 정합이 잘 되었음을 보여준다. 그림 6은 설계한 안테나의 임피던스 실수 값이고 그림 7은 설계한 안테나의 임피던스 허수 값이다. 그림 6의 임피던스 실수 값을 보면 3.7 GHz~20 GHz에서 50Ω 근처로 선이 수렴하고 있다. 이것은 임피던스 정합이 잘 되었다는 또 다른 증거이다. 그림 7을 보면 임피던스 허수 성분이 주기적으로 0을 지나고 있다. 이는 주기적인 공진이 일어나고 있다[7]. 그림 6과 그림 1-(a), 그림 7과 그림 1-(b)를 비교해 보면 협대역과 광대역의 차이를 명백히 알 수 있다. 협대역 안테나의 경우 임피던스 정합 지점이 매우 좁은 지역에서 이루어지며, 공진 또한 그 부근에서만 발생한다. 그러나 광대역 안테나의 경우는 임피던스 정합과 공진이 초광대역에서 발생한다.

그림 8은 시뮬레이션 결과만을 나타낸 그림이다. 그림 7과 그림 8을 비교하면 그림 7의 허수값이 0이 되어 공진이 발생하는 지점이 그림 8의 반사계수 S₁₁의 크기가 최대인 주파수와 일치하지 않는다. 이는 스미스차트 상에서 정합이 가장 잘 이루어진 지점은 50Ω점 근처의 주파수인데 공진이 발생하는 영점교차(zero-crossing) 지점은 실수 값을 나타내는 스미스 차트상의 가운데 선에 위치하고 있어, S₁₁ 값이 가장 큰 지점과 공진이 발생하는 지점이 반드시 일치하지 않는다.



(a) 각에 따른 원형형 모노폴 안테나 입력임피던스 실수값



(b) 각에 따른 원형형 모노폴 안테나 입력임피던스 허수값

그림 2. 원형형 모노폴 안테나의 각에 따른 입력 임피던스

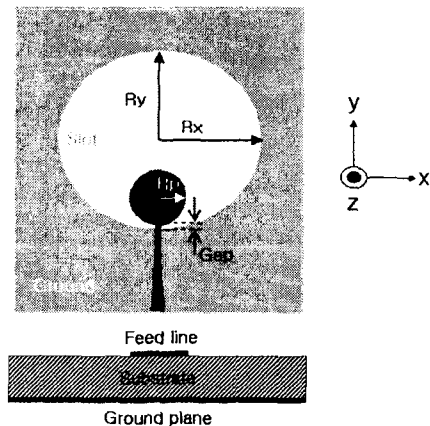


그림 3. 설계한 안테나 모습

표 1 최적화 파라미터

안테나 파라미터	Rx	Ry	Rp	Gap
값(mm)	19	21	6	1

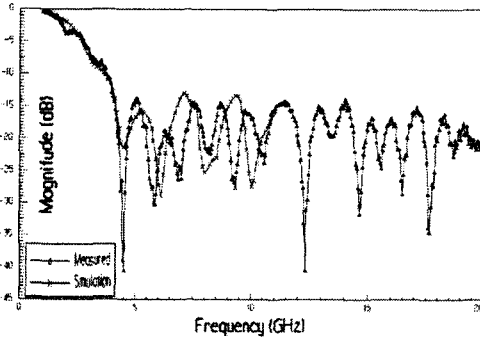


그림 4. 설계한 안테나의 S_{11} 실제 제작 후 측정된 값과 시뮬레이션 값

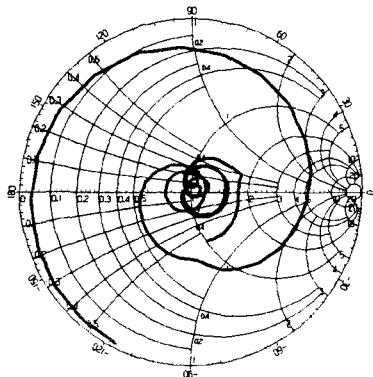


그림 5. 스미스 차트로 본 설계한 안테나의 S_{11}

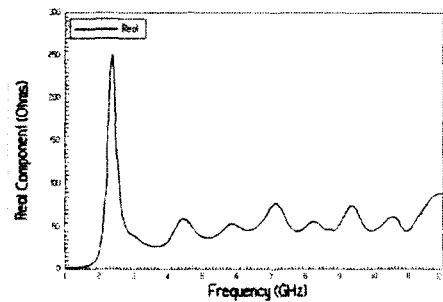


그림 6. 설계한 안테나 임피던스 실수값

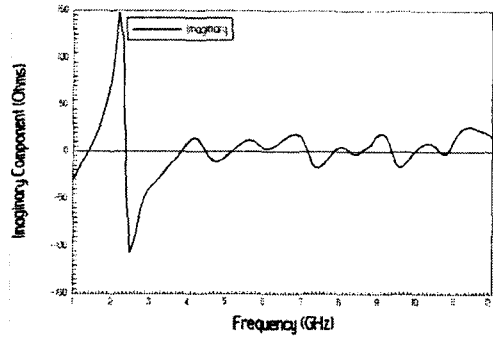


그림 7. 설계한 안테나 임피던스 허수값

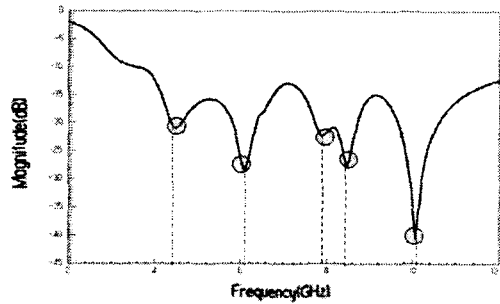


그림 8. 설계한 안테나의 S_{11} 의 극 생성 주파수

공진이 발생한 지점에서 정합이 가장 잘되는 부분이 나타나지만 공진 주파수와 S_{11} 이 가장 큰 주파수가 반드시 일치하지는 않는다. 그림 7를 보면 3GHz 이하에서도 영점교차 지점이 나타나는데 이는 그림 6과 그림 7을 비교해 보면 3GHz 이상의 주파수에서 실수값이 50Ω에 수렴하고 주기적으로 영점교차 지점이 발생하고 있으나 3 GHz 이하의 공진 지점에서는 정합이 전혀 안되어 있음을 통해, 안테나 방사에 영향을 미치는 공진 지점은 3GHz 이상의 공진점이고 그 이하의 공진점은 임피던스 정합이 이루어 지지 않아 영향을 미치지 않는다는 것을 보여준다.

그림 7의 주기적인 공진이 발생한다는 것은 다수의 모드가 있음을 보여준다. 단일 모드가 아닌 다중 모드로 동작 한다면 선택된 모드만큼 대역도 넓어진다. 그림 9는 표면전류의 분포 모습으로 슬롯 가장자리에 표면전류의 흐름으로 인한 극점의 생성을 보여 주고 있다. 표면 전류는 위상을 에 따라 변하는 변위전류로 E-H field를 가진다. 결국 표면전류가 많이 분포되어 있는 지점에서 E-H field의 분포가 많이 되어 있다. 극점은 표면전류로 봤을 때 전류크기가 0이 되는 지점으로 그림 9의 화살표 지점이 극점이 발생하고 있는 지점이다. 극점이 발생하는 것은 그 지점에서의 전류 크기가 0이 되는 것이기 때문에 극점과 극점 사이의 전기

적 길이는 그 주파수에서 반파장의 길이를 나타낸다. 이는 변위전류가 sin 형태이기 때문이다. 그림 9를 보면 주파수에 따라 극점의 개수가 증가하고 있다. 설계한 안테나의 슬롯의 크기는 고정되어 있는 반면 파장의 길이는 주파수가 높아짐에 따라 점점 짧아져서 그에 따라 주파수가 올라가면서 극점의 개수가 늘어나는 것이다. 모드의 차수는 극점의 개수에 따라 결정되어 지는 것으로 그림 9와 같이 주파수가 올라가면서 극점의 개수가 증가하는 것은 일련의 모드의 증가를 보이는 것과 마찬가지로 이는 광대역의 조건이 되는 것이다. 협대역 안테나와 달리 광대역 안테나는 하나 이상의 모드가 선택되어져 다수의 모드가 선택되어 질 때 그 안테나는 초광대역을 가지는 것이다. 하지만 모든 구조나 형태가 저주파에서 공진이 발생한다고 고주파에서도 공진이 발생하지는 않는다. 결국 적절한 형태로 제작 하였을 때에만 다수의 공진이 발생하고, 인쇄회로 기판으로 안테나를 설계할 때 경우는 일반적으로 다수의 모드가 선택되는 형태는 원형의 형태이다.

모드의 경우 진행하고 있는 전파와 E-H field의 수직 관계에 따라 TEM, TE, TM의 3가지 모드가 존재한다[7][8]. 일반적으로 제 1차 모드인 dominant 모드는 TEM 모드이고 이는 전파와 E-H field가 모두 수직의 관계에 있다. 1차 모드 이후 구조에 따라 TE 모드나 TM 모드가 번갈아가며 선택되어 지는데, 본 논문의 안테나는 슬롯의 구조를 이용한 특정한 형태의 안테나 이어서 특정 모드만이 선택되어져 동작한다. 패치와 슬롯간의 쌍대(dual) 관계를 이용하여 슬롯 안테나의 동작 모드를 살펴보면 일반적으로 링 형 안테나 또는 원형 패치 안테나는 금속 패치를 이용한 안테나로 금속 자체를 방사체로 사용한다. 이는 금속의 표면에 H-field가 접선방향으로 생성되어 3가지 모드 중 TM 모드만이 선택되어 동작한다[9][10]. 링 형이나 원형 패치 안테나의 쌍대 구조를 가지고 있는 슬롯 안테나는 금속과는 반대로 슬롯에 E-field만이 접선 방향으로 생성 될 수 있어 TE 모드로 선택되어 동작한다[11]. 그림 9는 (a) TE₂ (b) TE₃ (c) TE₄ (d) TE₅ 로 TE 모드가 순차적으로 생성되고 있다. 고주파로 갈수록 파장이 짧아져 고차모드가 생성되고, 대역폭 내에 다양한 모드가 존재하는 것은 주파수 독립 안테나의 조건이 된다. TE₂의 숫자 2는 전파 방향으로 반파장의 개수를 나타낸다. 이는 그림 9-(a)의 그림의 경우 슬롯의 주위로 극점이 4개인데, 슬롯이 4.5GHz의 2파장(2λ)에 해당하는 길이를 가지고 있고 이는 전파 방향 y 방향으로 1파장, 즉 2개의 반파장을 가지고 있다.

그림 10은 슬롯의 크기에 따른 S₁₁ 값의 변화 모습이다. 슬롯의 크기가 커지수록 모든 S₁₁의 폴이 생성되는 주파수가 작아지고 있다. 이는 슬롯의

크기와 공진주파수 간의 관계가 있음을 직접적으로 알려 준다. 이는 표면전류 분포 모습을 보아도 슬롯 가장자리 도체에 전류가 밀집되어 있어 슬롯의 크기와 공진주파수 간의 관계가 있음을 알 수 있다.

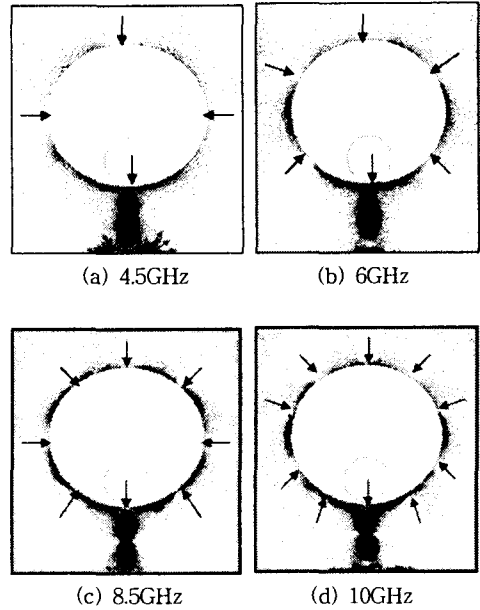


그림 9. 설계한 안테나의 표면전류 분포모습

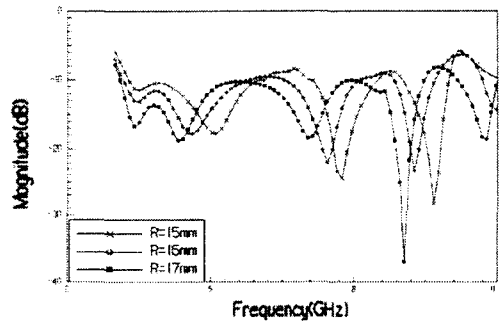


그림 10. 원형의 슬롯의 크기(R)에 따른 S₁₁ 값

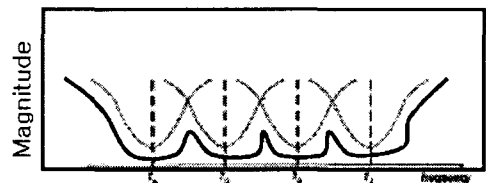
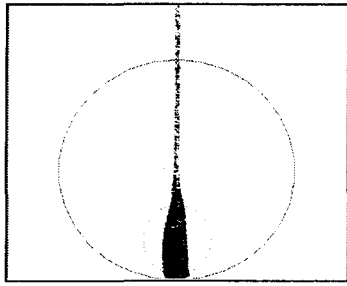
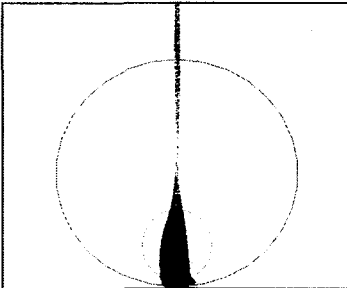


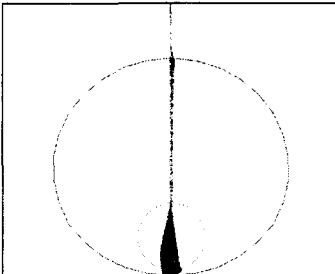
그림 11. 다중공진의 중첩된 모습



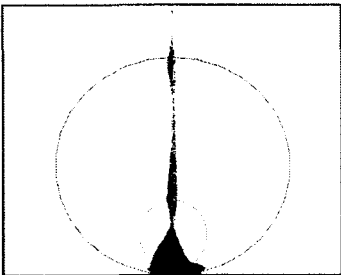
(a) 4.5 GHz



(b) 6 GHz



(c) 8.5GHz



(d) 10GHz

그림 12. 설계한 안테나 y-z 평면의 H-field

그림 11은 다중 공진의 중첩된 모습이다. 일반적으로 초광대역의 안테나는 단일 공진으로 나타날 수가 없다. 초광대역의 안테나들은 모두 다수의 공진점이 있어야 하며, 결국 설계한 안테나 S_{11} 값

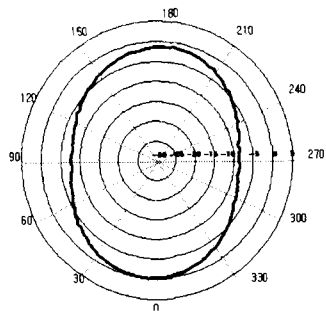
시뮬레이션 모습인 그림 8은 초광대역 안테나 S_{11} 값의 일반적인 모습으로 볼 수 있다. 그림 11처럼 초광대역 안테나들은 근접한 여러 주파수에서 공진이 일어나게 되고 서로 근접해서 발생하다 보니 서로에게 영향을 미쳐 그림 11처럼 중첩되는 S_{11} 값이 수렴된 지점에서 더 이상 상승하지 않아 그림 11의 진한 선처럼 광대역의 대역폭을 가지게 된다. 하지만 여기서 공진만 발생한다면 임피던스 허수 값은 0이 되나 실수 값이 포트 임피던스와 차이를 보여 결국 신호 전달을 할 수 가없다. 결국 위에서 보여 진 안테나와 같이 다수의 공진을 발생 시킨 후 임피던스 정확이 이루어 져야만 초광대역의 대역폭을 가질 수 있다[5].

그림 9를 보면 극점의 생성이 대칭적으로 생성되고 있다. 이는 Field 의 분포 또한 대칭적이므로 위의 안테나 가운데 면(y-z 면)을 퍼펙트 마그네틱 월 (Perfect magnetic wall)로 볼 수 있다. 그림 12는 안테나 y-z 평면의 H-field 모습이다. y-z 평면에서 H-field 는 접선방향 이나 비스듬히 서있지 않고 완전한 수직으로 모두 서 있다. 이를 통해 모드분석을 통한 퍼펙트 마그네틱 월의 가정을 뒷받침 할 수 있다. 결국 이 안테나의 y-z 평면을 퍼펙트 마그네틱 월 로 간주 할 수 있다[7]. 퍼펙트 마그네틱 월 은 오픈 상태의 전송선로와 비슷하게 볼 수 있다. 오픈 상태의 전송선로는 전압이 무한대 이고 전류는 0의 값을 가진다. 퍼펙트 마그네틱 월 로 가정한 면의 슬롯 끝 부분은 그림 10의 표면전류 그림에서 보듯이 극점을 가지고 있어 전류가 0의 값을 가지고 있다. 이는 최소 반파장 이상의 길이를 가지고 있다는 것이고 잘랐을 경우 자른 면이 모두 오픈 상태로 되어 공진할 수 있는 조건이 되며 퍼펙트 마그네틱 월 의 특성상 잘라도 기존의 특성과 같은 성능의 안테나가 나온다. 그러나 실제로 자르면 완전한 퍼펙트 마그네틱 월 이 성립이 안 되어 똑같은 성능의 안테나가 나온다고 할 수는 없다. 그림 12의 슬롯 밑 부분은 급전선로 부분으로 Filed의 크기가 강할 수 있으나 이는 Microstrip 의 전송선로 부분으로 이 부분에서는 방사가 이루어 지지 않는다.

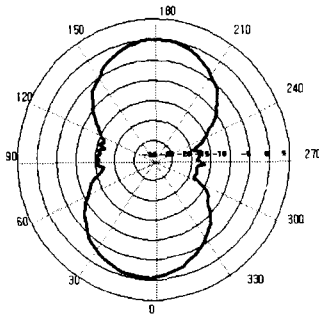
그림 13은 설계한 안테나의 방사패턴 측정값 이다. 실내에서 사용하는 UWB 시스템의 특성상 안테나의 방사패턴이 등방성이나 한쪽 방향으로 지향성을 가지고 있어야 한다. 이는 어디에 장착하여 어떻게 사용할 것 인가에 따른 문제이다. 그림 13의 방사패턴을 보면 일 부 주파수 에서는 등방성의 모양을 보여 주지만 모든 주파수에서 앞의 방향으로 방사패턴이 지향성을 띄고 있다.

3. 결론

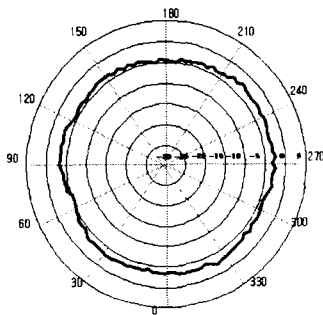
본 연구는 패치-슬롯 UWB 안테나를 설계하여



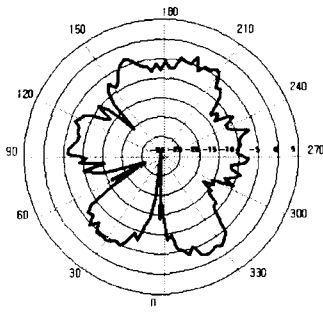
(a) 3GHz



(b) 5GHz



(c) 7GHz



(d) 10GHz

그림 13. 설계한 안테나의 X-Z 방사패턴

모드 분석을 통해 해석 하였다. 설계한 안테나는 주파수에 따른 다중의 연속적인 TE 모드가 생성되고 있고 주기적인 공진이 발생하고 있다. 그리고 안테나의 필드의 대칭성과 H-field의 수직성분으로 인해 완전 자계벽(Perfect magnetic wall)을 가정을 할 수 있다.

위의 분석을 통해 광대역에서 다중모드로 동작을 할 수 있다면 일반적인 협대역의 안테나와 같이 임피던스 실수 값의 변화가 주파수에 따른 급격한 변화를 보이는 것이 다중 공진에 따라 일정 값으로 수렴하는 형태로 된다는 것을 알 수 있고, 이를 통해 순차적으로 증가하는 다중모드를 가지는 적절한 형태나 구조를 설계한다면, 임피던스 정합만을 통해 초광대역에서 안정적인 방사를 하는 안테나를 쉽게 설계 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 장준원, 황희용, “초광대역 타원형 슬롯 패치 안테나 설계”, *종합학술대회*, Vol. 16, No. 1, pp. 607-611.
- [2] 김창환, *UWB 표준화 및 기술 동향*, 전자정보센터, 2004. 7.
- [3] P.Li, J.Linag, X.Chen “CPW-Fed Printed Elliptical Slot Antenna with Fork-Like Tuning Stub”, *Microwave Conference, 2005 European*, Vol 1, October 2005.
- [4] P.Li, J.Linag, X.Chen “Ultra-wideband printed elliptical slot antenna”, *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, Vol 3A. pp. 508-511, July 2005.
- [5] J.Linag, L.Guo, C.C.Chiau, X.Chen, C.G.Parini, “Study of CPW-fed circular disc monopole antenna for ultra wideband applications”, *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag*, Vol. 152, No. 6, 2005. 6.
- [6] Warren L. Stutzman, Gray A. Thiele, “안테나 이론과 설계”
- [7] David M. Pozar “Microwave Engineering”
- [8] www.rfdh.com
- [9] Y. S. WU, F. J. Rodenbaum, “Mode chart for Microstrip Ring Resonators”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. MTT-21, PP. 487-489, July 1973.
- [10] Weng cho chew, “A Broad-Band Annular-Ring Microstrip Antenna”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. AP-30, No. 5, 1982. 9.
- [11] Kai Chang. “Microwave Ring Circuits and Antennas”, pp. 252-255, 1996.