

스파이럴 라인을 이용한 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나

(Microstrip Circular Slot Antenna Using a Spiral Line)

金明基*, 朴益模*

(Myoungki Kim and Ikmo Park)

요약

본 논문에서는 스파이럴 형태의 급전선을 갖는 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나를 제안하였다. 이 구조는 편심 스파이럴 안테나를 평면적으로 구현한 것으로서, 주빔이 안테나 평면에 수직인 방향을 향하지 않고 기울어져 있으며 주빔의 방향으로 원형 편파를 갖는다. 또한 주빔의 방향이 주파수 변화에 따라서 θ 와 ϕ 방향으로 일정하게 변하므로 동작 대역 내에서 주빔의 방향을 예측할 수 있다는 장점이 있다. EM 시뮬레이션을 통하여 설계변수에 따른 안테나의 특성변화를 고찰하였으며 최적의 설계방법을 제시하였다. 최적화된 구조는 1 octave 이상의 주파수 대역에서 주빔 방향으로 3 dB이하의 축비를 가진다.

Abstract

A novel microstrip circular slot antenna fed by a spiral-line is presented in this paper. This antenna is a planar equivalent structure of an eccentric spiral antenna generates a circularly-polarized wave. We have investigated the input impedance and radiation characteristics of this antenna by using an EM(electromagnetic) simulator, and obtained a design method for optimum structure. The main characteristic of the antenna is that the main beam direction is off-normal to the antenna plane and moves linearly into θ and ϕ direction as the frequency increases. This feature allows one to predict the main beam direction easily for a given operating frequency. This antenna has axial ratio lower than 3 dB in the direction of main beam over one octave bandwidth.

1. 서론

1954년 E. M. Turner^[1]가 제안한 스파이럴 안테나(spiral antenna)는 주파수 독립 안테나(frequency independent antenna)로서 소형의 구조이며 광대역 정합특성을 지니고 원형 편파(circular polarization)를 얻을 수 있다는 장점이 있다. 이러한 스파이럴 안테나는 주로 전자 지원 측정(ESM)의 수신단에 사용되며, 군사용 또는 상업용 방향 탐지 안테나로 많이 활용되고 있다^[2].

스파이럴 안테나는 스파이럴 중심에 대하여 대칭적

인 구조를 지니므로 모든 주파수 영역에서 스파이럴 평면에 수직인 방향으로 원형 편파의 주빔(main beam)을 가진다^[3-4]. 일반적인 스파이럴 안테나 구조에서 중심을 바깥쪽으로 이동시킨 편심 스파이럴 안테나(eccentric spiral antenna)는 주빔이 원형 편파를 나타내기는 하지만, 주빔의 방향이 안테나 평면에 수직하지 않고 경사지게 된다^[5-6]. 이와 같은 특성은 자동차나 비행체 등의 표면에 부착할 경우 유용할 수 있으며, 단일 소자만으로 수직에서 기운방향으로 원형 편파를 방사한다는 점에서 매우 흥미롭다^[7].

두 개의 나선으로 구성되는 스파이럴 안테나는 스파이럴 암(spiral arm)의 안쪽 끝 부분에 급전을 해야 하기 때문에 일반적으로 안테나의 중앙으로부터 수직으로 급전을 한다. 그러나 수직 급전방법의 경우에는 방사 소자인 스파이럴은 평면의 구조일지라도 급전구조로

* 正會員, 亞洲大學校 電子工學部
(School of Electronics Engineering Ajou University)
接受日字:2000年12月14日, 수정완료일:2001年4月6日

인하여 수직으로의 부피가 증가하게 되고, 또한 별도로 별문(balun)을 설계해야하는 어려움도 있다. 이와 같은 문제를 해결하기 위하여 최근에는 접지면에 위치한 슬롯 스파이럴을 마이크로스트립 별문을 이용하여 급전하는 방법^[8], 하나의 사각 슬롯 스파이럴을 사용하는 방법^[9], 하나의 스파이럴이 직선 마이크로스트립 선로와 결합(coupling)하여 급전하는 방법^[10], 그리고 두 개의 스파이럴의 바깥쪽 안으로부터 급전하는 방법^[11] 등 기존의 스파이럴 안테나와 동일한 특성을 지니며 평면의 구조로 구현할 수 있는 안테나에 관한 연구가 많이 수행되고 있다.

편심 스파이럴 안테나는 바깥쪽으로 이동한 동일중심을 가지는 두 개의 스파이럴 암이 필요하다. 그러나 지금까지 제시되었던 일반적인 스파이럴 안테나의 평면구조로는 편심효과를 얻을 수 없기 때문에 편심 스파이럴 안테나의 평면구조 구현이 불가능하였다. 본 논문에서는 스파이럴 안테나의 한쪽 암을 접지면 위의 원형 슬롯(slot)으로 교체함으로써 동일한 중심을 가지는 하나의 스파이럴과 원형 슬롯의 원주 사이에서 편심효과를 얻도록 하였다. 이 안테나는 간단한 마이크로스트립 구조를 사용하여 구현되므로 평면의 급전구조를 지니며, 별도의 정합단을 필요로 하지 않아 설계가 간편할 뿐만 아니라 제작의 전과정이 기존의 평판 회로 공정 기법을 통하여 이루어 질 수 있으므로 제작결과가 정확하며 대량생산에도 유리하다.

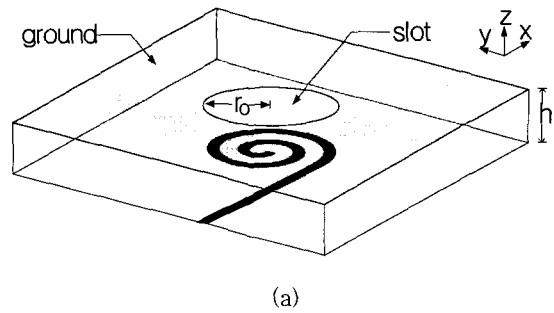
II. 안테나 구조 및 특성

그림 1은 제안한 안테나의 구조이다. 접지면에는 반지름 r_0 인 원형 슬롯이 있고, 그 반대쪽 면에는 50Ω 선폭을 갖는 스파이럴 형태의 급전부가 위치한다. 그림 1(b)는 스파이럴 급전부의 평면도이다. 급전부는 스파이럴 형태의 급전선과 여기에 연결된 직선 급전선으로 구성된다.

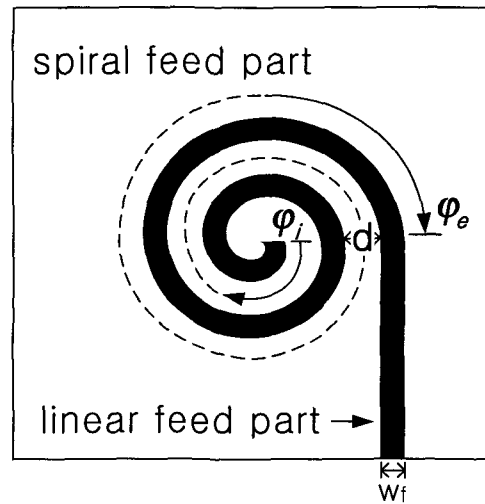
스파이럴 급전선은 Archimedean spiral의 형태를 취하며 다음과 같은 수식으로써 구현된다.

$$r(\varphi) = C \frac{\varphi}{360} = (d + w_f) \frac{\varphi}{360}, \quad (\varphi_i \leq \varphi \leq \varphi_e) \quad (1)$$

여기서 $r(\varphi)$ 는 스파이럴의 중심점으로부터 스파이럴



(a)



(b)

그림 1. 제안된 안테나 구조 (a) 안테나 구조 (b) 스파이럴 급전부

Fig. 1. A proposed antenna structure. (a) Antenna structure. (b) Spiral feed line.

암까지의 거리이며, 스파이럴의 중심점과 접지면에 위치한 원형 슬롯의 중심점은 동일하다. C 는 스파이럴의 증가율을 결정하는 상수로서 스파이럴 암 사이의 간격 d 와 50Ω 급전선의 선폭 w_f 에 의존한다. 그러므로 암과 중심점사이의 거리 $r(\varphi)$ 는 스파이럴이 1회전할 때 $(d + w_f)$ 만큼 증가함을 알 수 있다. φ 는 φ_i 에서 φ_e 까지 변화하면서 스파이럴을 구현하게 되는데 φ_i 는 스파이럴의 안쪽 시작위치, 그리고 φ_e 는 스파이럴의 최외각 암의 중단위치를 나타내는 변수이다. 여기서 φ 는 단지 스파이럴을 구현하기 위한 변수로서 일반적인 좌표계(spherical coordinates)의 θ 와는 무관하다. 본 논문에서는 슬롯이 위치한 방향으로 RHCP를 얻기 위하여 φ 값을 시계방향으로 회전하면서 증가하는 값으로 정하였다.

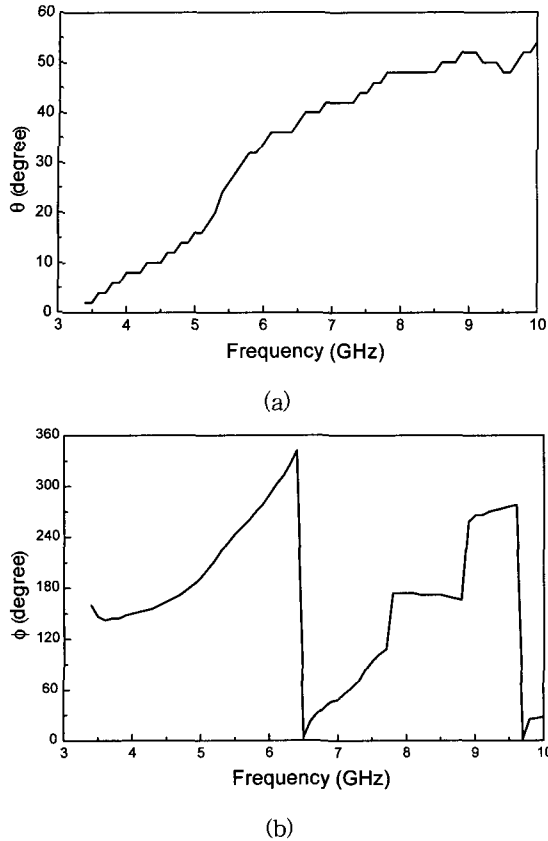


그림 2. 주파수 변화에 따른 주빔의 방향변화
(a) θ 방향으로의 주빔의 방향 (b) ϕ 방
향으로의 주빔의 방향
Fig. 2. The main beam direction as a function of
frequency.
(a) Main beam θ dependence. (b) Main
beam ϕ dependence.

그림 2는 주파수 변화에 따른 안테나의 주빔 방향을 θ 와 ϕ 값으로 나타낸 것이다. 그림 2(a)에서 주빔 방향의 θ 값이 낮은 주파수 범위에서는 거의 0° 에 가깝지만 주파수가 증가함에 따라서 점점 증가함을 볼 수 있다. 이것은 주파수가 높아짐에 따라 주빔이 안테나 평면에 수직한 방향에서 점점 기울어짐을 의미한다. 주파수의 변화에 따라 ϕ 방향에 대해서도 일정하게 빔이 회전하고 있는 현상이 그림 2(b)에 나타난다. 실제로 4 GHz에서 주빔이 $\phi=150^\circ$ 를 향하며 주파수 증가에 따라 일정하게 회전하여 8 GHz 근처에서 다시 동일한 ϕ 방향을 향하게 된다. 이러한 주빔의 특징으로부터 본 논문에서 제시한 안테나가 편심 스파이럴 안테나와 유사한 특성을 지님을 확인할 수 있다. 그러나 일반적인 편심 스파이럴 안테나는 편심계수

(eccentricity constant)에 따라서 다소 차이가 있기는 하지만 주파수 증가에 따른 주빔의 방향변화가 일정하지 않다^[7]. 즉 주파수 증가에 따라 주빔 방향의 θ 값이 증가하다가 갑자기 크게 감소하기도 하며 주빔이 ϕ 방향으로도 급격한 변화를 나타내기도 한다. 이에 비해 본 논문에서 제시한 안테나는 주파수 증가에 따라서 주빔이 수직한 방향으로부터 선형적으로 기울어지며 ϕ 방향으로 역시 일정하게 회전하고 있으므로 주파수 변화에 따른 주빔의 방향을 쉽게 예측할 수 있다. 이렇게 주파수 변화에 따라서 주빔의 방향이 기울어지면서 회전하는 현상은 스파이럴 압과 원형 슬롯 사이의 간격에 의한 편심효과 때문이다. 스파이럴 압이 회전하면서 슬롯 원주의 안쪽으로 점점 진입하기 때문에 스파이럴 압을 따라서 진행되는 전류에 의한 슬롯 안에서의 전계 분포가 비대칭 적으로 이루어지게 된다. 또한 스파이럴 압과 원형 슬롯 원주 사이의 물리적인 간격이 일정하더라도 보다 높은 주파수에서는 전기적인 간격이 증가하여 편심효과도 증가하게 되므로 주빔이 더욱 기울게 된다.

III. 안테나 설계

본 논문에서 제안한 안테나는 반사판(reflector)이나 흡수체(absorber)가 부착되어지지 않은 슬롯 구조이므로 안테나 평면을 기준으로 양방향으로 방사가 이루어진다. 본 논문에서는 슬롯이 위치한 방향으로 복사되는 RHCP를 갖는 주빔만을 고찰의 대상으로 삼았다. 안테나 설계를 위한 시뮬레이션은 Zeland사의 IE3D를 사용하였고, 유전상수 $\epsilon_r=2.2$ 이며, 두께 $h=0.7874$ mm인 RT Duroid 5880 기판을 사용하였다.

위 구조는 슬롯의 반지름 r_0 가 임의로 결정되었을 경우 선로 사이의 간격 d 와 시작위치를 결정하는 ϕ_i 그리고 종단위치를 결정하는 요소인 ϕ_e 등의 변수에 의해 특성이 결정된다. 먼저 스파이럴의 종단위치(ϕ_e)에 따른 안테나 특성의 변화를 살펴보기 위하여 접지면에 위치한 슬롯의 반지름 $r_0=15$ mm, 50Ω 급전선의 선폭 $w_f=2.6$ mm, 선로간의 간격 $d=3.9$ mm, $\phi_i=0^\circ$ 로 고정시키고 ϕ_e 값을 각각 690° , 730° , 770° 로 변화시키며 특성을 관찰하였다. ϕ_e 값이 730° 인 경우는 스파이럴의 외각 종단점과 스파이럴 중심사이의 거리 r (ϕ_e)가 슬롯의 반지름 r_0 와 거의 같은 경우이며, ϕ_e 값이 690° 인 경우는 스파이럴이 슬롯의 반지름 r_0 의 안

쪽에서 중단된 것이고, φ_e 값이 770° 인 경우는 스파이럴 이터널이 슬롯의 반지름 바깥쪽으로 나온 뒤 중단된 경우이다.

그림 3에 전압 정재파비의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. φ_e 값이 증가하여 스파이럴 암이 길어질수록 정합이 잘 됨을 알 수 있다. φ_e 값이 770° 일 경우에는 전 구간에서 1.5 이하의 전압 정재파비를 나타낸다. 스파이럴 암은 슬롯의 원주를 따라서 서서히 안으로 접근하면서 급격한 임피던스 변화를 줄이게 되므로 좋은 정합특성을 위해서는 스파이럴 암의 바깥쪽 끝 부분이 슬롯의 밖으로 나온 후에 직선 급전선을 연결해야 한다.

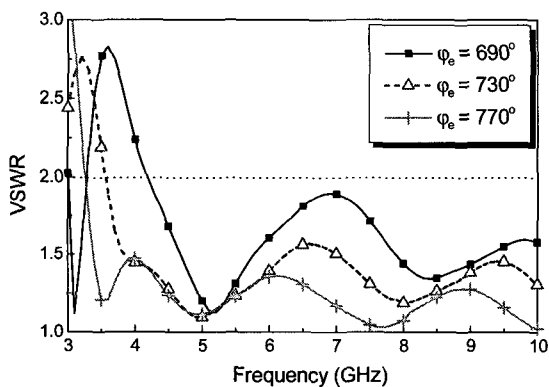


그림 3. 스파이럴 중단위치(φ_e) 변화에 따른 전압 정재파비
Fig. 3. VSWR for various values of φ_e .

그림 4에 주빔 방향에 대한 축비(axial ratio) 시뮬레이션 결과가 표시되었다. φ_e 값에 따라서 다소 차이는 있지만 4 GHz 근처에서 9 GHz까지의 대역에서 3 dB 이하의 축비를 나타내고 있다. φ_e 값의 변화는 축비가 3 dB 이하로 떨어지기 시작하는 부분에 크게 영향을 주는데, φ_e 값이 730° 인 경우에 3 dB 이하의 축비가 가장 낮은 주파수 영역인 3.7 GHz 에서부터 시작되었다. 이에 비하여 φ_e 값이 770° 인 경우에는 그림 3에서 확인하였듯이 보다 낮은 주파수 영역에서도 임피던스 정합이 되었지만 φ_e 값이 730° 인 경우보다 3 dB 이하의 축비 시작 주파수가 높아졌다. 즉, 최적의 중단점인 φ_e 값이 730° 인 지점을 기준으로 바깥쪽으로 증가된 스파이럴 암은 낮은 주파수 영역의 축비를 높이는 요인으로 작용함을 알 수 있다. 그러므로 암의 길이가 축비와 전압 정재파비에 미치는 영향을 모두 고려하여 최적의 φ_e 값을 선택해야 한다.

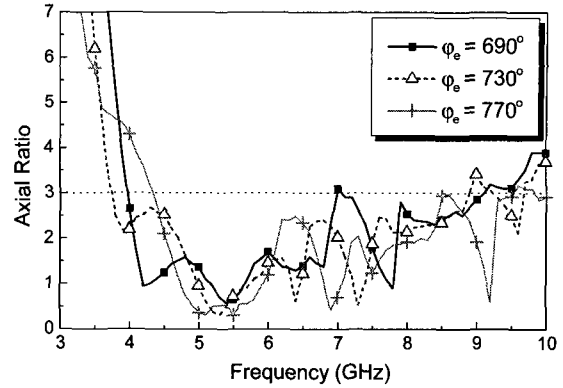


그림 4. 스파이럴 중단위치(φ_e) 변화에 따른 주빔 방향으로의 축비
Fig. 4. Axial ratio in the direction of the main beam for various values of φ_e .

스파이럴의 시작위치(φ_i)에 따른 안테나 축비 변화를 알아보기 위하여 다른 변수들은 그대로 유지하고 중단 위치 $\varphi_e = 730^\circ$ 로 고정시킨 후, φ_i 값을 각각 0° , 200° , 300° 로 변화시키며 시뮬레이션 하였다. 이것은 곧 스파이럴의 안쪽 시작되는 부분을 각각의 φ_i 값 만큼씩 잘라가면서 실험한 것과 같다. 그러므로 $\varphi_i = 0^\circ$ 일 경우는 안쪽의 암을 잘라내지 않은 처음 그대로의 스파이럴이다. 그림 5에 φ_i 값의 변화에 따른 주빔 방향으로의 축비를 나타내었다. $\varphi_i = 0^\circ$ 일 경우 축비 3 dB 이하의 시작 주파수는 3.7 GHz 이며, φ_i 값이 200° 일 경우에도 축비 3 dB 이하의 시작 주파수는 다소 높아지지만 넓은 대역에서 축비가 3 dB 이하로 유지된다. 그러나 $\varphi_i = 300^\circ$ 일 경우에는 축비가 급격히 변화하여 전구간에서 원형편파가 거의 형성되지 않음을 볼 수 있다. 이 경우에 φ_e 값은 730° 이었으므로 실제 스파이럴의 암의 구간은 $430^\circ (= \varphi_e - \varphi_i)$ 로서 스파이럴 암이 1.2 회전하고 있는 경우이다. 그러므로 스파이럴 암이 적어도 1.5회전을 이루어야만 넓은 원형편파 대역을 유지할 수 있다는 것을 알 수 있다. 이것은 스파이럴이 1.5회전하지 못하였을 경우에는 스파이럴 암으로부터 슬롯으로의 충분한 커플이 일어날 수 없으므로, 커플되지 않은 큰 잔여 전류 성분이 스파이럴 암의 안쪽 끝단에서 반사되어 입사전류와 반대 방향으로 전류가 흐르게 되기 때문이다.

일반적인 스파이럴 안테나는 최적각 스파이럴 암의 1회전 길이가 한 파장이 되는 주파수 에서부터 진행파의 복사가 시작된다^[2]. 이 안테나 역시 스파이럴 암의 1

회전 길이가 주파수 대역을 결정하지만 편심 스파이럴 안테나의 한쪽 스파이럴 암을 원형의 슬롯으로 대체한 구조이므로 주파수 대역이 원형 슬롯의 원주의 길이에도 영향을 받는다. 그러므로 안테나 설계 시에 먼저 선택해야 할 것이 슬롯의 반지름 r_0 이다. 원하는 주파수 영역의 가장 낮은 주파수 파장의 약 1.5 배 되는 원주를 갖는 슬롯을 선택한 후 이에 적절한 스파이럴을 구현한다. 이것은 스파이럴 암의 1회전 길이가 슬롯의 원주보다 짧기 때문이다.

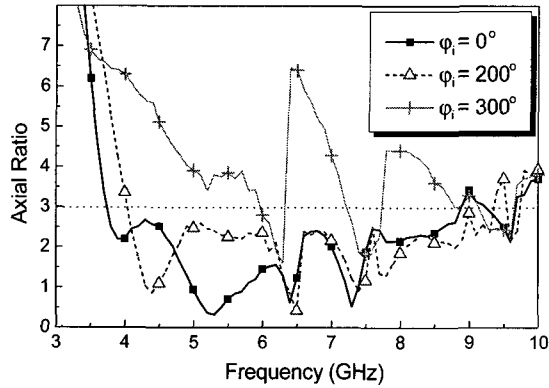


그림 5. 스파이럴 시작위치(φ_i) 변화에 따른 주빔 방향으로의 축비 변화

Fig. 5. Axial ratio in the direction of the main beam for various values of φ_i .

선로 사이의 간격 d 를 각각 2.6 mm, 3.9 mm, 5.2 mm로 변화시키며 보다 낮은 주파수에서부터 임피던스 정합과 낮은 축비를 얻을 수 있는 최적의 φ_e 값을 계산한 결과는 각각 920° , 730° , 660° 이었다. 여기에서 서로 다른 선로간격 d 에 대하여 각각의 최적화 된 φ_e 값을 선택했을 경우, 스파이럴의 바깥쪽 종단점과 스파이럴 중심점 사이의 거리가 원형 슬롯의 반지름 r_0 와 거의 같게 되는 것을 알 수 있다. 그러므로 초기 설계 시에 스파이럴의 바깥쪽 종단점과 중심점간의 거리 $r(\varphi_e)$ 를 r_0 와 같게 만드는 φ_e 를 선택한 후 특성에 따라서 다소 증가시키거나 감소시킴으로써 쉽게 최적의 종단 위치를 결정할 수 있다. 또한 선로간격 d 가 선폭 w_f 의 1~2배 일 경우에 넓은 주파수 대역에서 축비가 유지되었다. 그림 6에 선로간격이 $d=3.9$ mm 일 경우 최적화 된 안테나의 복사패턴을 도시하였다. 그림 6(a)에서 주빔이 주파수가 증가함에 따라서 안테나 평면의 수직인 방향에서 점점 기울어지는 모습을 입체적으로 확인할 수 있다. 그림 6(b)는 각각의 주파수에 따라서

주빔의 θ 방향에 대하여 수직하게 절단하여 본 복사패턴의 모습이다. 주파수가 증가함에 따라서 주빔이 θ 방향으로 기울어지며, 슬롯이 위치한 위 방향으로의 주빔이 RHCP를 나타내고 있다. 그러나 6 GHz에서 주빔의 반대방향으로의 부엽(sidelobe)이 나타나며 8 GHz에서는 주빔의 반대방향으로의 부엽의 크기가 -7 dB까지 증가한다. 실제로는 약 5.5 GHz에서부터 주빔의 반대방향으로의 부엽이 나타나기 시작되어 주파수가 증가함에 따라서 복사패턴이 도넛 모양으로 발전된다. 이것은 캐비티 모델(Cavity Model)^[12]에 근거하여 그에 대한 쌍대성(duality)을 고려하여 볼 때 3.9 GHz 근처에서의 첫 번째 공진 TE_{11} 모드에서 6.5 GHz 근처의 두 번째 공진 모드인 TE_{21} 모드로 변해가기 때문이다. 이 구조는 스파이럴과 원 사이에서의 편심효과로 인하여 두

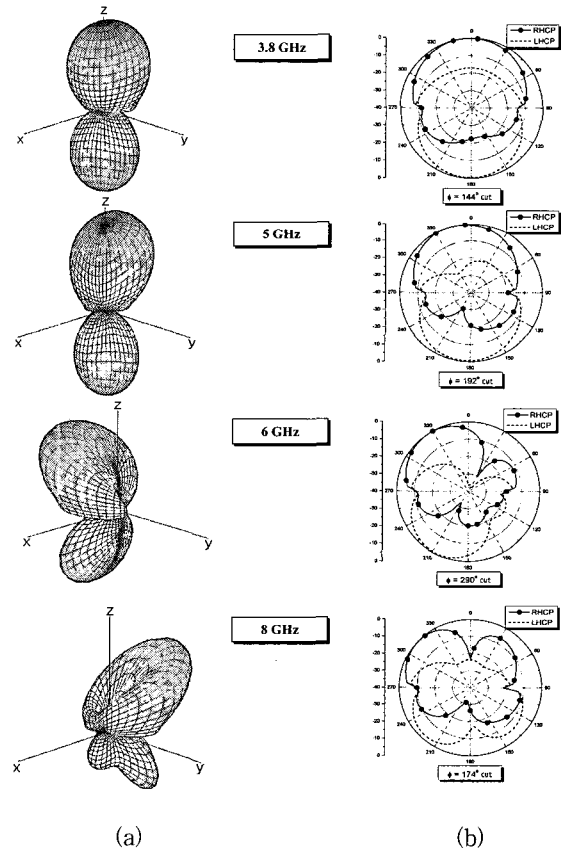


그림 6. 계산된 복사패턴
(a) 3차원으로 본 복사패턴
(b) 주빔방향으로의 복사패턴(ϕ 단면)

Fig. 6. Computed radiation pattern.
(a) Three-dimensional radiation pattern.
(b) Main beam ϕ cut.

번째 공진모드에서 비대칭적인 전방향성을 갖게 되므로 높은 주파수 범위에서 그림 6(b)와 같은 모양을 나타낸다.

준으로 $\pm 45^\circ$ 의 넓은 영역에서 3 dB 이하의 축비를 나타내었다.

IV. 측정결과

유전상수 $\epsilon_r = 2.2$ 이며, 두께 $h = 0.7874$ mm 인 RT Duroid 5880 기판을 사용하여 $100\text{ mm} \times 100\text{ mm}$ 의 유한 접지면(finite ground)상에 안테나를 제작하였다. 구현된 구조는 원형 슬롯의 반지름 $r_0 = 15$ mm, 50Ω 급전선의 선폭 $w_f = 2.6$ mm, 선로간의 간격 $d = 3.9$ mm, $\varphi_i = 0^\circ$, $\varphi_e = 730^\circ$ 인 설계 변수를 갖는 구조로서 지금까지의 고찰 결과 반사계수와 축비를 모두 고려하였을 경우 최적의 구조이다.

그림 7에 반사계수(S_{11})의 측정값을 시뮬레이션 결과와 함께 비교하여 보았다. 두 가지 결과가 매우 유사하나 제작 결과가 높은 주파수 영역에서 다소 낮은 쪽으로 천이된 모습을 가진다. 이러한 차이는 제작한 구조에서 접지면의 슬롯과 스파이럴 급전선 사이의 정렬(alignment)이 다소 좋지 않았거나 무한 접지면을 사용하여 시뮬레이션 하였지만 실제로는 유한 접지면에서 제작한 것에 기인한 오차로 사료된다.

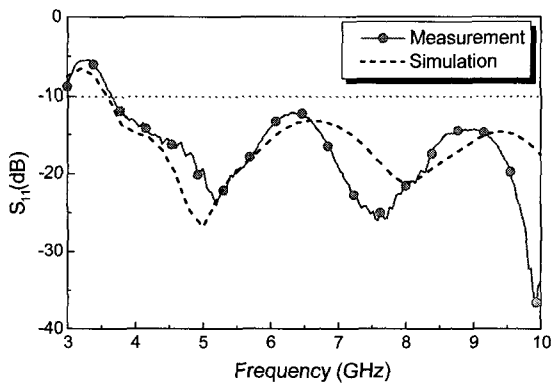


그림 7. 반사계수
Fig. 7. Return loss.

그림 8에 3.8 GHz에서 측정된 복사패턴을 도시하였다. xz 평면과 yz 평면에서 E_θ 와 E_ϕ 값을 측정하여 그림 6(b)의 RHCP 와 LHCP 값을 E_θ 와 E_ϕ 로 변환한 시뮬레이션 결과와 비교하였다. 측정결과가 시뮬레이션과 매우 유사함을 알 수 있다. 수직방향에 대하여 2.67 dB의 축비를 얻을 수 있었으며 수직한 방향을 기

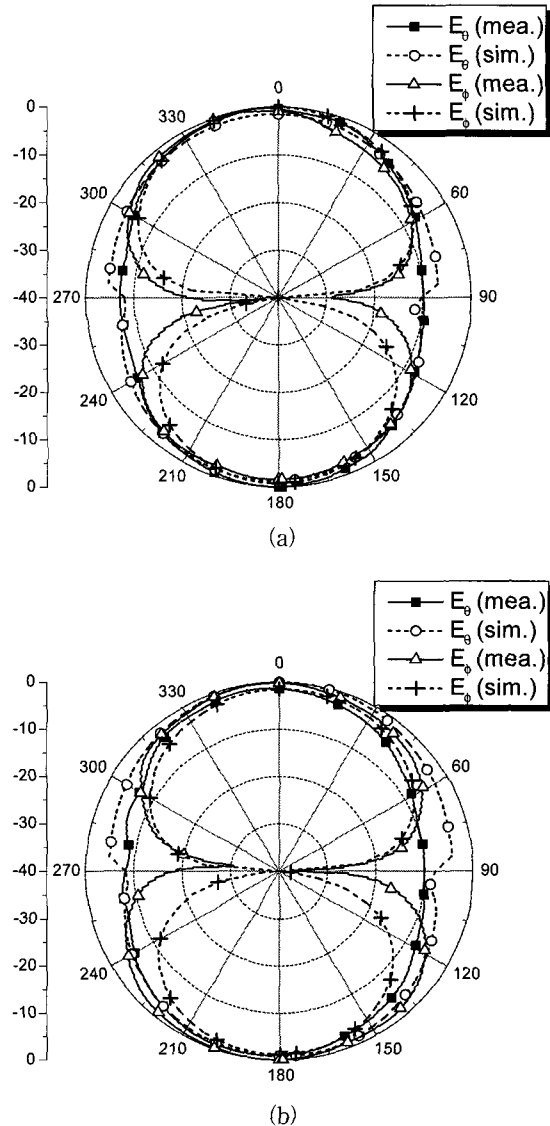


그림 8. 측정된 복사패턴 (3.8 GHz)
(a) xz 평면 (b) yz 평면
Fig. 8. Measured radiation pattern (3.8 GHz).
(a) xz-plane cut. (b) yz-plane cut.

V. 결론

본 논문에서는 원형 편파를 갖는 주빔의 방향이 주파수 변화에 따라서 일정하게 움직이는 스파이럴 급전 원형 슬롯 안테나를 제안하였다. 슬롯이 위치한 방향에 대하여 4 GHz~9 GHz 대역에서 주빔 방향으로 3 dB

이하의 축비를 얻을 수 있었다. 빔의 θ 방향 기울각은 4 GHz에서 5° 이었으며 이후 약 $10^\circ/\text{GHz}$ 씩 선형적으로 증가하였고 주빔이 ϕ 방향으로 시계반대방향을 따라서 회전하였다. 이러한 특성은 선로의 간격 d 가 급전선의 선폭의 1~2배 사이의 값을 가지면서 원형 슬롯의 반지름 내에서 스파이럴 급전선이 적어도 1.5회 이상 회전할 때 가능하였다. 원하는 주파수 영역의 가장 낮은 주파수 파장의 약 1.5배 되는 원주를 갖는 슬롯을 선택한 후 스파이럴을 구현하며, 스파이럴 암이 길어질수록 정합특성이 향상되었고, 짧아질수록 저주파수 영역에서 낮은 축비를 얻을 수 있었다. 주빔이 가우는 방향은 슬롯과 스파이럴 암 사이의 간격에 의해 결정되었으며 주빔의 원형 편파의 회전방향은 스파이럴의 회전방향에 의하여 결정할 수 있었다. 시뮬레이션을 통하여 최적화 한 구조는 4.8 GHz에서 최고 4.2 dBi의 이득을 가지며 전구간에서 2.8 dBi 이상의 이득을 가짐을 확인하였다. 이 구조는 그 자체로서 기운 빔을 복사하는 안테나로 활용될 수 있고, 빔 제어회로를 사용하여 빔 제어용 안테나로서 사용되리라 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] E. M. Turner, "Spiral slot antenna," *US Patent* 2863145, Dec. 1958.
- [2] T. E. Morgan, "Spiral antennas for ESM," *IEE Proc. Part H*, vol. 132, no. 4, pp. 245~251, July 1985.
- [3] J. D. Dyson, "The equiangular spiral antenna," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, pp. 181~187, Apr. 1959.
- [4] H. Nakano, K. Nokami, S. Arai, H. Mimaki, and J. Yamauchi "A spiral antenna backed by a conducting plane reflector," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, no. 6, pp. 791~796, June 1986.
- [5] R. T. Gloutak and N. G. Alexopoulos, "On the theory of eccentric spiral antennas," *IEEE AP Int. Symp.*, Chicago, IL, pp. 2097~2100, July 1992.
- [6] K. Hirose and H. Nakano, "An eccentric spiral antenna printed on a dielectric substrate," *IEEE AP Int. Symp.*, Newport Beach, CA, pp. 190~193, June 1995.
- [7] R. T. Gloutak and N. G. Alexopoulos, "Two-arm eccentric spiral antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 4, pp. 723~730, Apr. 1997.
- [8] M. W. Nurnberger and J. L. Volakis, "A new planar feed for slot spiral antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, no. 1, pp. 130~131, Jan. 1996.
- [9] C. Y. Huang and K. L. Wong, "Stripline-fed printed square spiral slot antenna for circular polarization," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 24, pp. 2290~2292, Nov. 1998.
- [10] R. R. Raminetz and N. G. Alexopoulos, "Single feed proximity coupled circularly polarized microstrip monofilar archimedean spiral antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 2, pp. 406~407, Feb. 1999.
- [11] E. Gschwendtner, D. Loffler, and W. Wiesbeck "Spiral antenna with external feeding for planar application," *IEEE Proc. 5th Africon Conf.* vol. 2, pp. 1011~1014, Sept. 1999.
- [12] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antennas*, Artech House, pp. 85~105, 1982.

저 자 소 개

金明基(正會員)

1999년 2월: 아주대학교 전자공학부(공학사). 2001년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사). 2001년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정. [주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, 수치해석

朴益模(正會員)

1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자공학과(공학사). 1989년: 일리노이 대학교 전기전자공학과(공학석사). 1994년: 일리노이 대학교 전기전자공학과(공학박사). 1994년~1996년: LG전자기술원 선임연구원. 1996년~현재: 아주대학교 전자공학부 부교수. [주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 수치해석, 마이크로웨이브 필터