

전자기적 결합 급전 소형 광대역 사각 디스크-로디드 모노폴 안테나

Small Broadband Rectangular Disk-Loaded Monopole Antenna with Electromagnetically Coupled Feed

정 종 호 · 박 익 모

Jong-Ho Jung · Ikmo Park

요 약

본 논문에서는 단락된 사각 디스크와 프로브 급전된 사각 스파이럴 형태의 스트립 선로를 전자기적으로 결합한 형태의 소형 모노폴 안테나를 제안하고, 집중소자를 이용하여 안테나의 등가모델을 제시하였다. 단락된 사각 디스크는 캐패시턴스 성분을 가지는 모노폴로써 병렬 RLC 공진회로로 등가화 되며, 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부는 인덕턴스 성분의 모노폴로써 직렬 RLC 공진회로로 등가화 된다. 그러므로 안테나는 병렬 공진회로의 공진과 직렬 공진회로의 공진이 결합하여 넓은 주파수 대역폭을 가지게 된다. 제안한 안테나는 $0.075 \lambda_o \times 0.075 \lambda_o \times 0.075 \lambda_o$ 의 크기를 가지며, $VSWR \leq 2$ 를 기준으로 2.038 GHz의 중심주파수에서 16.5 %의 대역폭을 가진다.

Abstract

This paper presents monopole antenna with electromagnetically coupled feed and its equivalent circuit model. The proposed structure is consists of a rectangular disk-loaded monopole and a probe with rectangular spiral strip line feed. The rectangular disk-loaded monopole is represented by parallel RLC resonant circuit and the probe with rectangular spiral strip line feed is represented by series RLC resonant circuit. Therefore broad bandwidth can be achieved through electromagnetic coupling between these structures that generate two resonances within close frequency range. The antenna with electrical dimensions of only $0.075 \lambda_o \times 0.075 \lambda_o \times 0.075 \lambda_o$ has 16.5 % fractional bandwidth for $VSWR \leq 2$ at a center frequency of 2.038 GHz.

Key words : Electromagnetically Coupled Antenna, Electrically Small Antenna, Monopole Antenna

I. 서 론

현재의 무선 통신 시스템은 Cellular, PCS, IMT-2000, PDA 등 다양하고 빠른 속도로 발전하고 있으며, 시장규모 또한 급속도로 성장하고 있다. 최근에 활발히 연구, 개발되고 있는 3세대 이동 통신인 IMT-2000에서는 기존 Cellular, PCS에서 제공되는 음성과 저속데이터는 물론 고속데이터와 멀티미디어 서비스를 제공한다. 이와 같은 다양한 이동 통신 시

스템의 성장과 더불어 고성능의 소형 개인 휴대용 단말기가 연구되고 있으며, 단말기의 소형화를 위해서는 내장형 소형 안테나의 장착이 필수적이라고 할 수 있다. 이러한 목적에 의해 연구되고 있는 소형 안테나는 파장(wavelength)에 비해 크기가 작은 안테나로써 $\lambda/2\pi$ 이하의 크기를 가진다^[1]. 그러나 일반적으로 소형 안테나는 복사되는 전력에 비해 저장되는 에너지가 많으므로 안테나의 Q 값이 증가하게 되어 좁은 대역폭을 가지며 구조의 변화에 따라 주파수가

아주대학교 전자공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)

· 논문 번호 : 20040319-031

· 수정완료일자 : 2004년 6월 11일

민감하게 변하게 된다^[2]. 그러므로 소형 안테나의 특성을 향상시키기 위해서는 낮은 Q 값을 가지도록 설계하는 것이 중요하다. 안테나의 Q 값은 안테나를 포함하는 가상 구 내에서 최대의 전기적 공진 길이를 가지도록 설계함으로써 낮출 수 있다^{[3][4]}. 이와 같은 이론을 바탕으로 안테나의 Q 값을 낮추기 위해 캐패시턴스 성분의 디스크를 연결시킨 모노폴 안테나가 보고되었다^[5]. 이 구조는 캐패시턴스 성분의 디스크와 접지면으로부터 디스크에 수직으로 연결된 평행 스트립을 이용하여 넓은 대역폭을 이루게 된다. 수직의 평행 스트립에서의 전류는 단락된 스트립과 급전 스트립에서 반대 방향의 전류 형성하는 전송선로 모드(transmission line mode)와 동일 방향의 전류를 형성하는 안테나 모드(antenna mode)로 분리할 수 있으며, 전송선로 모드에서의 임피던스 성분과 안테나 모드의 임피던스 성분이 결합되어 정합 특성을 향상시키므로 대역폭을 넓힐 수 있다. 그러나 안테나의 크기를 소형화하는 것에는 한계가 있다.

본 논문에서는 단락된 사각 디스크와 프로브 급전된 스파이럴 형태의 스트립 선로^[6]를 전자기적으로 결합하여 확장된 대역폭을 가지는 소형 모노폴 안테나를 제안하고, 집중소자를 이용한 안테나의 등가모형을 제시하였다. 안테나는 소형화를 위하여 캐패시턴스 성분의 디스크 하단에 높은 비유전율($\epsilon_{r1} = 10.2$)을 가지는 유전체를 삽입하고, 인덕턴스 성분의 스트립 선로는 스파이럴 형태로 하였다. 제안한 구조는 단락된 디스크에서의 병렬 공진과 스파이럴 스트립 급전부에서의 직렬 공진이 전자기적으로 결합함으로써 넓은 대역폭을 이루게 된다. 설계한 안테나는 $0.075 \lambda_0 \times 0.075 \lambda_0 \times 0.075 \lambda_0$ 의 크기를 가지며, $VSWR \leq 2$ 를 기준으로 2.038 GHz의 중심주파수에서 16.5%의 대역폭을 가진다. 복사패턴은 대역폭에서 전방향성의 모노폴 형태를 가지므로 이동통신 단말기의 내장형 안테나와 구내통신에서 허브, 컴퓨터의 위치에 제약없이 데이터를 송수신할 수 있으므로 무선 LAN 등에 사용하기 적합하다.

II. 안테나 구조

그림 1은 전자기적 결합 급전 사각 디스크 모노폴 안테나의 구조도이다. 사각 디스크는 길이 L , 폭 W ,

높이 h 이며, 디스크의 중앙지점을 지름 ϕ_1 의 단락편을 이용하여 접지면과 연결하였다. 디스크 아래에는 비유전율이 ϵ_{r1} 이고 두께 h 의 유전체를 삽입하였다. 단락된 사각 디스크는 캐패시턴스 성분의 디스크 모노폴로써 동작한다. 스트립 선로는 사각 스

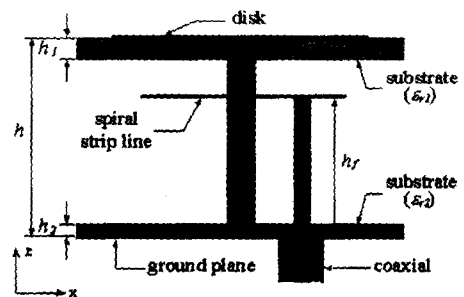
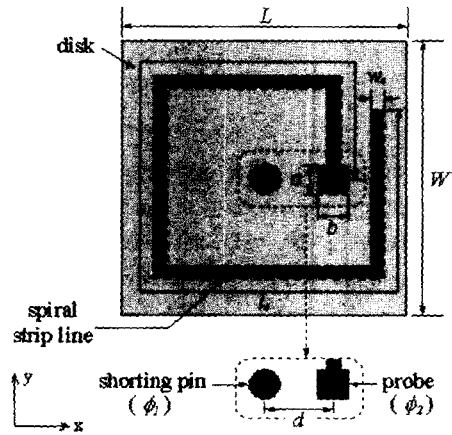
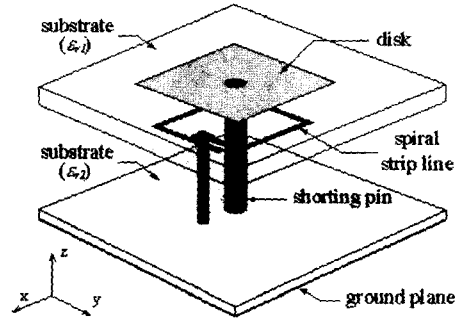


그림 1. 안테나 구조
Fig. 1. Antenna structure.

파이럴 형태로써 회전수는 1회로 하였고, 선로의 총 길이는 l_s 이며 선로폭은 w_s 이다. 사각 스파이럴 스트립 선로는 접지면으로부터 h_f 의 높이에서 지름 ϕ_2 의 동축선에 의해 프로브 급전하였다. 사각 스파이럴 스트립 선로의 길이 l_s 와 프로브 높이 h_f 의 합은 공진 주파수에서의 약 0.25 λ 를 이루게 되어 인덕턴스 성분의 모노폴로써 동작하게 된다^[7]. 사각 디스크의 단락판과 스트립 선로 급전부의 수직 프로브 사이 간격은 d 로 하였다. 접지면의 유전체는 ϵ_{r2} 이고 두께 h_2 로 하였으며, 접지면과 디스크의 유전체 사이는 공기($\epsilon_r=1$) 상태로 하였다.

그림 2에는 모노폴 안테나 구조의 등가모델을 나타내었다. 안테나 구조에서 단락된 사각 디스크는 병렬 RLC 공진회로로 등가화된다. 병렬 RLC 회로에서 R 은 복사저항, L 은 단락판의 인덕턴스, C 는 디스크의 캐패시턴스를 나타낸다. 단락된 사각 디스크와 접지면 사이를 자유공간($\epsilon_r=1$)이라고 가정하면, 병렬 RLC 공진회로에서 디스크의 캐패시턴스 C_p (pF)와 디스크 외부 캐패시턴스 C_{pe} (pF)의 초기 설계값은 식 (1), (2)를 사용하여 구할 수 있다^{[8],[9]}. 또한, 단락판의 인덕턴스는 식 (3)을 사용하여 초기 설계값을 얻었다^[10].

$$C_p = \epsilon_0 \left(\frac{L+W}{4} \right)^2 \pi / h \tag{1}$$

$$C_{pe} = \epsilon_0 \left(\frac{L+W}{4} \right) \times \left[8 + \frac{2}{3} \ln \left\{ \frac{1 + 0.8((L+W)/4h)^2 + (0.31(L+W)/4h)^4}{1 + 0.9((L+W)/4h)} \right\} \right] \tag{2}$$

$$L_p = \frac{\mu_0 \times 10^9}{2\pi} \left[h \times \ln \left(\frac{h + \sqrt{(\phi_2/2)^2 + h^2}}{(\phi_2/2)} \right) + \frac{3}{2} \left(\left(\frac{\phi_2}{2} \right) - \sqrt{\left(\frac{\phi_2}{2} \right)^2 + h^2} \right) \right] \tag{3}$$

사각 스파이럴 스트립 선로 급전부는 직렬 RLC 공진회로로 등가화 시킬 수 있다. 직렬 RLC 회로에서 R 은 복사저항, L 은 스트립 선로와 프로브의 직렬 인덕턴스, C 는 스트립 선로의 캐패시턴스를 나타낸다. 사각 스파이럴 스트립 선로를 직선의 스트립 선로로 가정하면, 스트립 선로의 인덕턴스 L_{strip} (nH)의 초기 설계값은 다음과 같이 구할 수 있다^[11].

$$L_{strip} = 2 \times 10^{-1} \times l_s \times \left[\ln \left(\frac{l_s}{w_s} \right) + 1.193 + 0.2235 \left(\frac{w_s}{l_s} \right) \right] \times K_g \tag{4}$$

$$K_g = 0.57 - 0.145 \times \ln \left(\frac{w_s}{h_f} \right) \tag{5}$$

여기서 K_g 는 보정계수(correction factor)이다. 스트립 선로 급전부의 프로브를 비아로 가정하면, 프로브에서의 인덕턴스 L_{probe} (nH)는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_{probe} = \frac{\mu_0 \times 10^9}{2\pi} \left[h_f \times \ln \left(\frac{h_f + \sqrt{(\phi_2/2)^2 + h_f^2}}{(\phi_2/2)} \right) + \frac{3}{2} \left(\left(\frac{\phi_2}{2} \right) - \sqrt{\left(\frac{\phi_2}{2} \right)^2 + h_f^2} \right) \right] \tag{6}$$

그러므로 프로브와 사각 스파이럴 스트립 선로의 전체 인덕턴스 L_{se} 는 L_{strip} 와 L_{probe} 의 합으로 나타낼 수 있다.

$$L_{se} = L_{strip} + L_{probe} \tag{7}$$

위에서 나타낸 식을 이용하여 스트립 선로 급전부의 직렬 인덕턴스와 단락된 사각 디스크의 병렬 캐패시턴스의 초기 설계값을 결정하였다. 그러나 초기 설계값에는 디스크와 접지면 사이의 유전을 변화, 단락된 사각 디스크에서 급전부에 의한 캐패시턴스의 변화와 사각 스파이럴 스트립 선로와 단락된 사각 디스크 사이에서의 커플링 영향 등이 고려되어 있지 않다. 그러므로 위의 식들만으로는 정확한 결과를 얻기가 어렵기 때문에 EM 시뮬레이션을 통하여 최적화 하였다.

III. 안테나 설계 및 특성

안테나 설계를 위한 EM 시뮬레이션은 Zeland사의

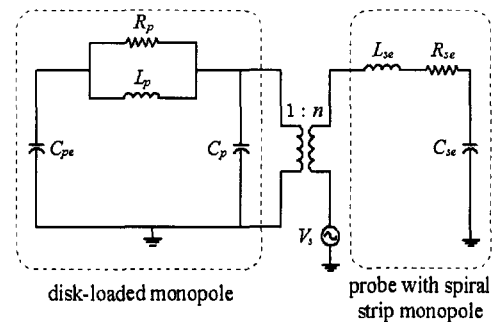


그림 2. 제안한 안테나의 등가모델
Fig. 2. Equivalent circuit of the proposed antenna.

IE3D로 하였으며, 사각 디스크의 기판은 비유전율 $\epsilon_{r1}=10.2$ 이고 두께 $h_1=1.27$ mm인 RT Duroid 6010 기판을 사용하고, 접지면은 비유전율 $\epsilon_{r2}=3.38$ 이고 두께 $h_2=0.813$ mm인 RO 4003 기판을 사용하여 무한 접지면(infinite-ground plane)에서 시뮬레이션을 하였다. 또한 안테나의 등가모델 구현을 위한 회로 설계는 Agilent사의 ADS를 이용하였다.

그림 3에는 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부 자체의 임피던스 변화와 단락된 사각 디스크를 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부와 전자기적으로 결합한 안테나의 임피던스 변화를 나타내었다. 사각 디스크는 길이 $L=11.0$ mm, 폭 $W=11.0$ mm, 높이 $h=11.0$ mm이며 단락핀의 지름 $\phi_1=1.6$ mm이다. 사각 스파이럴 스트립 선로의 총 길이 $l_s=37.2$ mm이고, 프로브는 지름 $\phi_2=0.86$ mm와 높이 $h_f=7.5$ mm이다. 또한 프로브와 단락핀 사이의 간격은 $d=3.6$ mm로 하였다. 점선으로 표시된 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부만 있을 때의 임피던스 변화를 살펴보면, 인덕턴스 성분의 모노폴로써 동작하는 스트립 선로를 사각 스파이럴 형태로 함으로써 최소의 부피에서 전기적 공진 길이를 가질 수 있으므로 모노폴 안테나 구조의 크기를 감소시킬 수 있으나, 공진 주파수의 파장에 비해서 급전부의 높이가 낮기 때문에 복사저항이 감

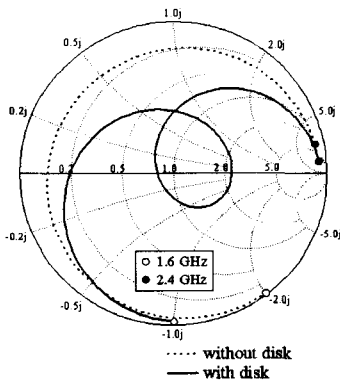


그림 3. 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부의 임피던스 특성과 단락된 사각 디스크가 결합된 안테나의 임피던스 특성

Fig. 3. Impedance characteristics of the probe with a rectangular spiral strip line feed only and the antenna that is composed of the probe with a rectangular spiral strip line and the shorted rectangular disk.

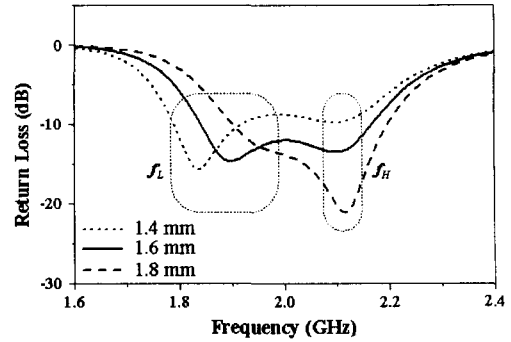


그림 4. 단락핀의 지름의 변화에 따른 반사손실
Fig. 4. Variation of return loss with respect to the shorting pin diameter.

소하여 공진 특성은 좋지 못한 것을 알 수 있다. 실선으로 나타낸 단락된 사각 디스크와 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부를 결합하였을 때의 임피던스 변화는 단락된 사각 디스크의 병렬 공진과 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부의 직렬 공진이 결합되어 이중 공진의 형태로 나타나게 된다.

그림 4는 안테나에서 사각 디스크와 연결된 단락핀의 지름 변화에 따른 안테나의 반사손실 특성 변화를 나타내었다. 사각 스파이럴 스트립 선로의 길이와 높이는 그림 1에서와 동일하게 하였다. 사각 디스크와 연결된 단락핀의 지름이 1.4 mm, 1.6 mm, 1.8 mm로 증가함에 따라서 낮은 공진주파수 f_L 이 1.83 GHz에서 1.95 GHz까지 높아지게 되고, 높은 공진주파수 f_H 는 약 2.1 GHz로 유지된다. 단락된 사각 디스크는 f_L 의 공진주파수를 가지고, 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부는 f_H 의 공진주파수를 가지게 된다. 사각 디스크와 연결된 단락핀의 지름이 증가함에 따라서 사각 디스크의 면적이 감소하게 되고, 사각 디스크에서 발생하는 병렬 캐패시턴스가 감소하게 된다. 그러므로 단락된 사각 디스크의 공진주파수는 높아지게 되어 f_L 을 높은 주파수로 이동시키게 된다.

그림 5는 사각 스파이럴 스트립 선로의 높이를 변화시킨 안테나의 임피던스 변화를 나타내었다. 사각 스파이럴 스트립 선로의 높이 h_f 를 6.5 mm에서 8.5 mm로 높이면 단락된 사각 디스크와 사각 스파이럴 스트립 선로의 간격이 줄어들게 된다. 그러므로 사각 디스크와 사각 스파이럴 스트립 선로간의 커플링

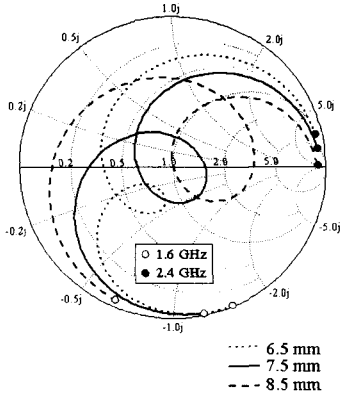


그림 5. 사각 스파이럴 스트립 선로 높이의 변화에 따른 임피던스 변화
 Fig. 5. Variation of impedance with respect to the height of the rectangular spiral strip line.

이 증가하게 되므로 임피던스 궤적은 커지게 되고, 스트립 선로 급전부에서 프로브의 인덕턴스가 증가하여 임피던스 궤적은 스미스 차트에서 인덕티브한 영역으로 움직이게 된다.

그림 6은 사각 스파이럴 스트립 선로의 길이를 변화시킨 안테나의 반사손실을 나타내었다. 스트립 선로의 길이 l_s 를 35.2 mm에서 39.2 mm까지 증가시키면 따라서 사각 스파이럴 스트립 선로의 인덕턴스가 증가하게 되어 공진주파수 f_H 는 2.19 GHz에서 2.05 GHz로 낮아진다. 그림 4에서 6까지의 결과로부터 단락된 사각 디스크와 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부의 변수들을 조정함으로써 캐패시턴스와 인덕턴스를 변화시켜 공진주파수 f_L 과 f_H 의 조절이 가

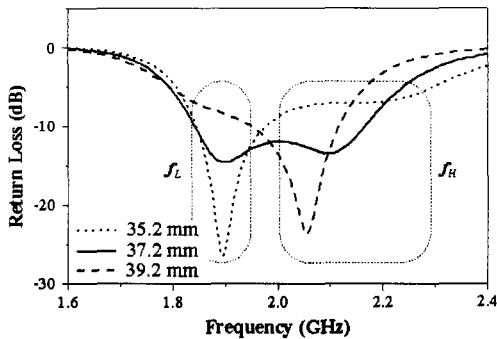
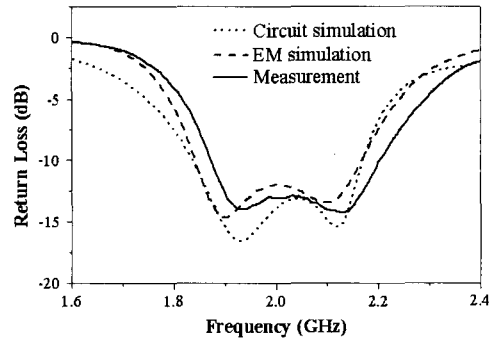


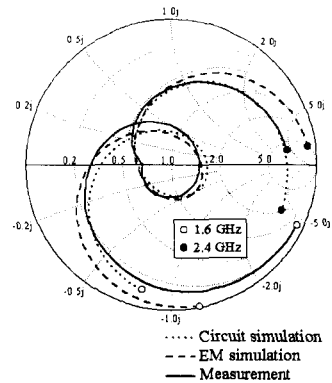
그림 6. 사각 스파이럴 스트립 선로의 길이 변화에 따른 반사손실
 Fig. 6. Variation of return loss with respect to the rectangular spiral strip length.

능함을 알 수 있다. 그러므로 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부와 단락된 사각 디스크의 공진주파수를 인접하게 위치시킴으로써 넓은 대역폭을 얻을 수 있다.

그림 7에는 등가회로와 EM 시뮬레이션을 통하여 계산한 안테나와 제작하여 측정된 안테나의 반사손실과 임피던스 변화를 나타내었다. 표 1은 최적화된 안테나의 설계변수이다. 측정을 위한 안테나는 $50 \times 50 \text{ mm}^2$ 의 유한 접지면을 사용하여 제작하였다. 그림 7(a)의 반사손실에서 등가회로와 EM 시뮬레이션의 계산값과 측정값을 비교하여 보면 공진주파수가 유사하게 나타남을 확인할 수 있다. EM 시뮬레이션에서 계산된 안테나의 반사손실은 $\text{VSWR} \leq 2$ 를 기준으로 1.835 GHz에서 2.17 GHz까지 약 16.5%의 대역폭을 나타낸다. EM 시뮬레이션과 등가회로를



(a) 반사손실
 (a) Return loss



(b) 임피던스 특성변화
 (b) Impedance characteristic

그림 7. 최적화된 안테나의 특성
 Fig. 7. Characteristics of the optimized antenna.

표 1. 최적화된 안테나의 설계변수
Table 1. The design parameter of the optimized antenna.

	설계변수	길이(mm)
단락된 디스크	L	11.0
	W	11.0
	h	11.0
	h_1	1.27
	h_2	0.813
	ϕ_1	1.6
사각 스파이럴 스트립 선로 급전	l_s	37.2
	w_s	0.5
	a	1.3
	b	1.3
	d	3.6
	h_f	7.5
	ϕ_2	0.86

비교하였을 때, 임피던스의 변화가 약간의 차이를 보이는 것은 등가회로에서는 인덕턴스와 캐패시턴스의 변화만을 고려하였지만, EM 시뮬레이션에서는 이들의 변화 이외에 구조적 영향으로 발생하게 되는 여러 가지 전자기적 현상까지 고려하여 계산된 결과이기 때문이다. 제작하여 측정된 안테나의 반사손실은 1.87 GHz에서 2.206 GHz까지 중심주파수 2.038 GHz에서 약 16.5 %의 대역폭을 나타낸다. 그림 7(b)에는 임피던스의 변화를 비교하여 나타내었다. 결과를 살펴보면 등가회로와 EM 시뮬레이션의 계산값과 측정값이 유사하게 나타나게 된다. 측정값과 계산값을 비교하였을 때 약간의 차이가 발생하는 것은 실제 안테나 제작 시 단락핀 연결부분 등에서 발생한 불연속과 같은 제작 오차에 인한 것으로 예상된다. 그림 8과 그림 9에는 안테나의 대역폭 내 주파수인 1.9 GHz와 2.1 GHz에서 x-z 평면과 y-z 평면 그리고 x-y 평면의 측정된 복사패턴을 나타내었다. 안테

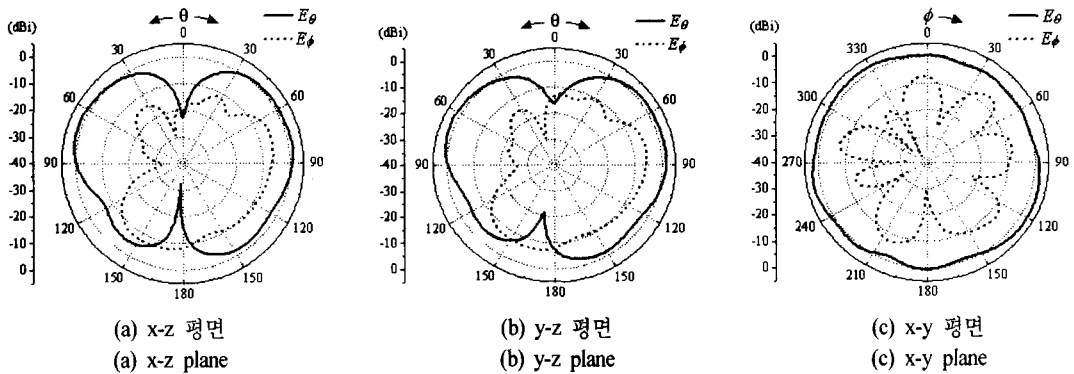


그림 8. 1.9 GHz에서 측정된 안테나의 복사패턴
Fig. 8. Measured radiation patterns at 1.9 GHz.

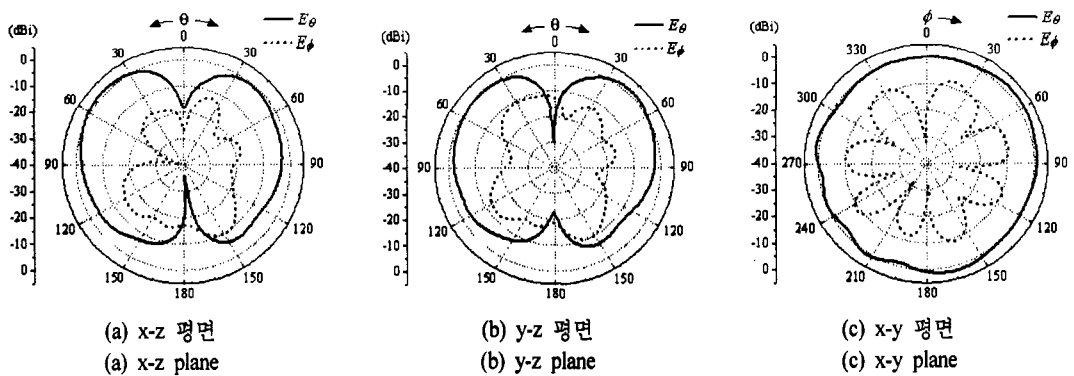


그림 9. 2.1 GHz에서 측정된 안테나의 복사패턴
Fig. 9. Measured radiation patterns at 2.1 GHz.

나는 $\theta=0^\circ$ 방향으로서는 복사가 이루어지지 않고 특정한 θ 방향으로 전방향성의 복사가 이루어지는 모노폴 형태의 복사패턴을 가지게 된다. 1.9 GHz에서 최대 복사 방향인 약 $\theta=60^\circ$ 에서 안테나의 최대 이득은 약 1.4 dBi, 2.1 GHz에서는 약 $\theta=45^\circ$ 방향에서 약 1.7 dBi를 얻었으며, 전체 대역폭 내에서 1.4 dBi 이상의 이득값을 가지게 된다. 그리고 x-y 평면에서의 복사패턴을 살펴보면 모든 ϕ 방향에 걸쳐 우수한 전방향성을 나타내는 것을 알 수 있다. 안테나의 고차 편파는 프로브 급전된 스파이럴 스트립 선로에 의해 발생하게 된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 단락된 사각 디스크와 프로브 급전된 사각 스파이럴 형태의 스트립 선로를 전자기적으로 결합한 소형 모노폴 안테나를 제안하고, 집중소자를 이용하여 등가 모델을 제시하였다. 제안한 구조는 유전체를 삽입한 단락된 사각 디스크와 사각 스파이럴 형태의 스트립 선로를 이용하여 안테나 크기를 소형화 할 수 있었다. 또한, 단락된 사각 디스크를 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부와 전자기적으로 연결함으로써, 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부에 의한 직렬 공진과 단락된 사각 디스크의 병렬 공진을 결합하여 넓은 대역폭을 얻었다. 그러므로 본 논문에서 제안한 안테나는 단락된 사각 디스크와 사각 스파이럴 스트립 선로 급전부의 설계변수를 변화시켜 디스크의 캐패시턴스와 스트립 선로의 인덕턴스를 조절함으로써, 공진주파수의 변화가 가능하게 되고 별도의 정합회로가 없이도 넓은 대역폭을 얻을 수 있다.

제안한 안테나는 $0.075 \lambda_0 \times 0.075 \lambda_0 \times 0.075 \lambda_0$ 의 크기를 가지며, $VSWR \leq 2$ 를 기준으로 2.038 GHz의 중심주파수에서 16.5 %의 대역폭을 가진다. 이러한 결과는 기존의 구조와 비교하였을 때^[5] 약 60 %의 안테나 부피 감소를 이루었으며, 대역폭에서는 약 3 % 이상 향상된 것이다. 안테나는 대역폭 내에서 전방향성을 가지는 모노폴 형태의 복사패턴을 가지게 되며, 최대 복사 방향으로의 안테나의 이득은 대역폭 내에서 1.4 dBi 이상의 값을 가지게 된다. 그러므로 제안한 안테나는 Cellular, PCS, IMT-2000 등 지상

용 이동 통신 단말기의 소형화를 위한 내장형 안테나로 유용하게 사용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] H. A. Wheeler, "Small antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-23, no. 4, pp. 462-469, Jul. 1975.
- [2] R. F. Collin, S. Rothschild, "Evaluation of antenna Q ", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-12, pp. 23-27, Jan. 1964.
- [3] H. A. Wheeler, "The radiansphere around a small antenna", *Proc. IRE*, vol. 47, no. 9, pp. 1325-1331, Aug. 1959.
- [4] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-44, no. 5, pp. 672-676, May 1996.
- [5] H. D. Foltz, J. S. McLean and G. Crook, "Disk-loaded monopoles with parallel strip elements", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-46, no. 12, pp. 1894-1896, Dec. 1998.
- [6] H. K. Kan, R. B. Waterhouse, "Small square dual spiral printed antennas", *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 8, pp. 478-479, Apr. 2001.
- [7] A. K. Skrivervik, J. -F. Zürcher, O. Staub and J. R. Mosig, "PCS antenna design: the challenge of miniaturization", *IEEE Antenna and Propagat. Mag.*, vol. 43, no. 4, pp. 13-27, Aug. 2001.
- [8] C. H. Friedman, "Wide-band matching of a small disk-loaded monopole", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, no. 10, pp. 1142-1148, Oct. 1985.
- [9] H. Foltz, J. S. McLean and L. Bonder, "Closed-form lumped element models for folded, disk-loaded monopoles", in *IEEE AP-S Int. Symp.*, San Antonio, Texas, vol. 1, pp. 576-579, Jun. 2002.
- [10] M. E. Goldfarb, R. A. Pucel, "Modeling via hole grounds in microstrip", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 1, no. 6, pp. 135-137, Jun. 1991.
- [11] C. S. Walker, *Capacitance, Inductance, and Crosstalk Analysis*. Boston: Artech House Inc., 1990.

정 중 호



2001년 8월: 아주대학교 전자공학부 (공학사)

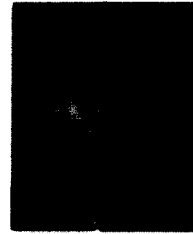
2003년 8월: 아주대학교 전자공학부 (공학석사)

2003년 9월~현재: 아주대학교 전자공학부 박사과정

[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석,

밀리미터 수동소자 설계

박 익 모



1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자공학과 (공학사)

1989년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학석사)

1994년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학박사)

1994년~1996년: LG전자기술원

1996년~현재: 아주대학교 전자공학부 교수

[주 관심분야] 초고주파 수동소자(안테나 포함) 설계 및 해석