

논문 2011-48TC-7-4

이중 모드 Inductor Loaded 패치 안테나의 방사 특성

(Radiation Characteristics of a Dual Mode Inductor Loaded Patch Antenna)

곽은혁*, 윤영민*, 김부균**

(Eun-Hyuk Kwak, Young-Min Yoon, and Boo-Gyoun Kim)

요약

영차 공진과 반과장 공진을 이용한 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 방사 특성을 연구하였다. 반과장 공진 모드에서 수평방향으로의 방사 이득을 최소화시키는 동시에 전방 방사 이득을 향상시켜 영차 공진 모드 방사 패턴과의 격리도를 향상시켰다. 이중 모드 inductor loaded 패치 안테나 기판의 유전상수가 작을수록, 안테나의 동작 주파수 대역이 높을수록 두 모드 간의 공진 주파수 간격이 증가함을 확인하였다.

Abstract

Radiation characteristics of a dual-mode inductor loaded patch antenna using zeroth order resonance and half wavelength resonance are investigated. The isolation between two radiation patterns from the two different modes is improved by increasing the forward radiation and decreasing the horizontal radiation of half wavelength resonance mode. The frequency difference between the two resonant frequencies increases as the dielectric constant of the antenna substrate decreases and the operating frequency increases.

Keywords : Dual mode, inductor loaded patch antenna, resonant frequency, radiation characteristic.

I. 서론

무선랜/블루투스(WLAN/Bluetooth)와 같은 이중 대역 또는 여러 개의 대역을 동시에 사용하는 다중 대역 응용 기술에 대한 관심이 높아짐에 따라 이중 또는 다중 모드로 동작하는 안테나에 대한 요구가 급증하고 있다. 한편 안테나 및 RF 소자의 특성을 향상시키기 위하여 메타물질을 안테나 및 RF 소자에 사용하는 연구가 활발히 이루어지고 있다. 이러한 연구 동향의 일환으로

메타 물질을 이용한 이중 대역 안테나에 관한 연구가 발표되었다^[1]. 참고문헌 [1]의 이중 모드 메타물질 안테나는 Composite right/left handed(CRLH) 전송 선로의 0차 공진(zeroth order resonance; ZOR)과 후진 파(backward wave)의 반과장 공진을 이용하여 서로 다른 동작 주파수에서 서로 다른 방사패턴을 갖는 장점을 갖고 있다.

본 연구팀은 최근 Inductor loaded 전송 선로를 이용하여 수평방향으로의 방사 이득을 최대로 억제시키면서 동시에 전방 방사 이득을 향상시키는 반과장 공진 안테나를 설계하여 그 특성을 발표하였다^[2~3]. 이러한 Inductor loaded 패치 안테나는 버섯구조(mushroom structure)를 이용한 CRLH 전송 선로에서 도체 패치 간의 간격에 의한 직렬 커패시턴스 성분, C_L , 을 제거하여 보다 구현이 용이한 Inductor loaded 전송선로를

* 학생회원, ** 평생회원-교신저자, 송실대학교 정보통신전자공학부

(School of Electronic Engineering, Soongsil University)

※ 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2010-0023144)

접수일자: 2011년4월5일, 수정완료일: 2011년7월13일

이용한 것이다. 이러한 Inductor loaded 전송선로는 CRLH 전송선로와 마찬가지로 0차 공진 모드가 존재한다^[4~5]. 이 0차 공진 모드와 전진파(forward wave)의 반 파장 공진 모드(n=+1)를 사용하면 Inductor loaded 패치 안테나를 이중 모드 안테나로 사용할 수 있다. 따라서 이러한 두 모드를 가지는 Inductor loaded 패치 안테나는 여러 가지 응용에 사용될 수 있으리라 예상된다. 이중 모드로 동작하는 Inductor loaded 패치 안테나를 넓은 분야에 활용하기 위해서는 두 모드의 동작 주파수 차이를 제한하는 요소에 대하여 연구하는 것은 매우 중요하다고 생각된다.

본 논문에서는 Inductor loaded 전송 선로의 n=0 모드와 n=+1 모드를 이용한 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나를 설계하고 방사 특성 격리도 향상을 위해 n=+1 모드에서 수평방향으로의 방사 이득을 최소화하는 동시에 전방 방사 이득을 향상시켰다. 제 II장에서는 설계한 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 구조를 보이고, 기판의 유전상수와 동작 주파수 대역이 모드 간 공진 주파수 간격에 미치는 영향을 나타내는 간단한 식을 보인다. 제 III장에서는 여러 가지 기판의 유전상수와 동작 주파수 대역의 변화에 따른 Inductor loaded 패치 안테나의 공진 주파수 변화와 각 모드에서의 방사 특성을 전산 모의한 결과를 보인다. 전산모의에는 HFSS (High Frequency Structure Simulator)를 사용하였다. 마지막으로 제 IV장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나

그림 1은 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 구조를 나타낸다. Inductor loaded 전송 선로의 단위 셀을 x 방향으로 5 주기 배열하여 설계하였으며, 단위 셀은 정사각형의 패치 모양을 갖는 버섯 구조 형태이다. 두 공진 주파수에서의 임피던스 정합을 위해 capacitive 급전 방식을 이용하였으며 급전 패치와 안테나 패치 간의 간격은 0.2 mm 이다. 안테나의 전체 길이는 기판의 유전상수를 1로 가정했을 경우의 반 파장 공진 길이인 $\lambda_0/2$, 단위 셀의 폭과 길이는 $\lambda_0/10$, 기판의 전체 크기는 $\lambda_0 \times \lambda_0$ 로 설계하였다.

단위 셀의 유효 유전상수, ϵ_{eff} , 는 단위 셀의 구조 및 물질 파라미터의 함수로 식 (1)과 같이 표현된다^[7].

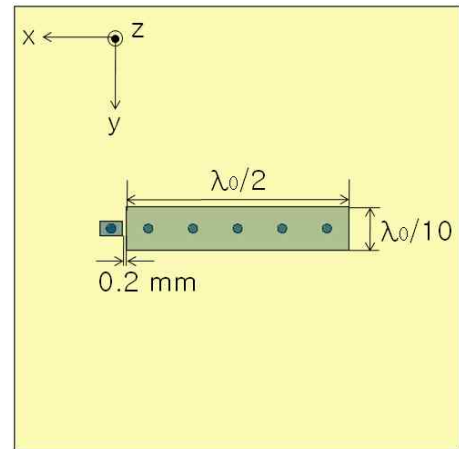


그림 1. 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 구조도.

Fig. 1. Geometry of a dual-mode Inductor loaded patch antenna.

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - 1 / \left\{ \omega^2 \epsilon_0 \frac{\mu_r \mu_0 A}{4\pi(1-\alpha)^2} \left[\ln\left(\frac{1}{\alpha}\right) + \alpha - 1 \right] \right\} \quad (1)$$

여기서 ϵ_r 은 기판의 유전상수, A는 단위 셀의 면적, α 는 via의 단면적과 단위 셀의 면적의 비이다.

Inductor loaded 패치 안테나의 n=+1 모드에서의 공진 주파수를 f_1 이라고 할 때 단위 셀의 비아 반경을 변화시켜가며 f_1 이 기판의 유전상수가 1인 경우의 반 파장 공진 주파수와 동일하도록 비아 반경을 설정하면, f_1 공진 주파수에서 패치 밑 기판의 유효 유전상수가 1에 가깝게 되어 수평방향 방사 이득이 최소화 된다[2, 3]. 이러한 특성은 n=0 모드와의 간섭을 효과적으로 줄일 수 있기 때문에 단위 셀의 비아 반경은 f_1 이 기판의 유전상수가 1인 경우 계산한 반 파장 공진 주파수와 같도록 설정하였다.

Inductor loaded 전송 선로의 비선형 dispersion 관계로부터 n=0 모드에서의 공진 주파수 f_0 는 f_1 보다 낮으며 f_0 에서 유효 유전상수는 0이 된다[1]. 식 (1)에서 두 모드 간 주파수 간격을 $\Delta f = f_1 - f_0$ 라고 할 때 $f_1 \gg \Delta f$ 인 경우 두 모드 간 주파수 간격은 기판의 유전상수와 동작 주파수의 함수로 식 (2)와 같이 간단히 표현된다.

$$\Delta f \approx \frac{f_1}{2\epsilon_r} \quad (2)$$

식 (2)로부터 모드 간 주파수 간격은 n=+1인 모드의 공진 주파수가 증가할수록, 기판의 유전상수가 작아질

수폭 넓어짐을 예상할 수 있다. 또한 두 모드 간 주파수 간격과 동작 주파수의 비는 기판의 유전상수에 반비례함을 알 수 있다.

III. 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 공진 주파수 특성

본 장에서는 기판의 유전상수와 $n=+1$ 인 모드에서의 공진 주파수 f_1 이 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 두 모드 간 공진 주파수 간격에 미치는 영향과 각 모드에서의 방사 특성을 전산모의한 결과를 보인다.

1. 기판의 유전상수가 두 모드의 공진 주파수간 간격에 미치는 영향

세 개의 서로 다른 유전상수를 가지는 기판을 이용하여 설계된 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 두 모드 간 공진 주파수 간격과 방사 특성을 전산모의 하였다. 전산모의에 사용된 각각의 기판은 FR-4($\epsilon_r = 4.4$, $\tan\delta = 0.02$), Rogers RO3006($\epsilon_r = 6.15$, $\tan\delta = 0.0025$), Taconic CER-10($\epsilon_r = 10.0$, $\tan\delta = 0.0035$)이고 기판의 두께는 모두 1.58 mm이다. 설계된 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_1 은 모두 동일하게 5 GHz로 정하였으며 이에 따라 안테나 패치의 크기는 모두 30 mm \times 6 mm 이다.

그림 2는 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 설계한 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 $|S_{11}|$ 을 나타낸다. $n=+1$ 모드의 공진 주파수가 5 GHz

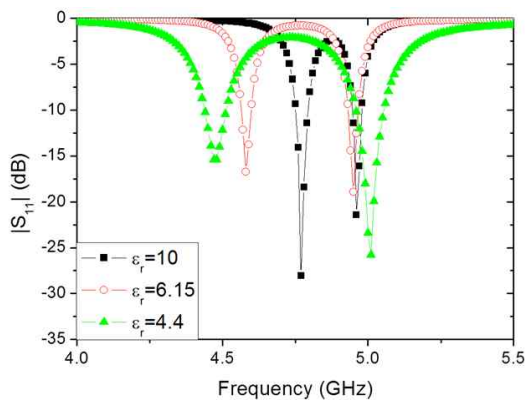


그림 2. 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 $|S_{11}|$.
Fig. 2. $|S_{11}|$ of dual-mode Inductor loaded patch antennas with three different substrate dielectric constants of 10, 6.15, and 4.4.

($\pm 1\%$)에서 동작하도록 하기 위해 비아의 반경을 변화시켜가며 전산모의 하였다. 표 1에는 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 비아 반경, 공진 주파수, 모드 간 주파수 간격을 정리하였다. 그림 2와 표 1에서 기판의 유전상수가 감소함에 따라 안테나의 모드 간 주파수 간격이 증가함을 알 수 있다. 또한 모드 간 주파수 간격은 식 (2)에서 보는 것처럼 기판의 유전상수에 반비례함을 볼 수 있었다. 표 1에서 보면 $n=+1$ 모드의 공진 주파수가 5 GHz 이기 위한 비아의 반경은 기판의 유전상수가 감소할수록 작아짐을 볼 수 있었다.

그림 3에는 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_1 공진 주파수에서의 x-z 평면과 y-z 평면 방사 패턴을 보인다. 그림 3으로부터 f_1 공진 주파수에서의 방사 패턴은 일반적인 패치 안테나의 기본 모드의 방사 패턴과 비슷

표 1. 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 비아 반경, 공진 주파수, 모드 간 주파수 간격.

Table 1. Via radius, resonant frequency, and Δf for dual-mode Inductor loaded patch antennas with three different substrate dielectric constants of 10, 6.15, and 4.4.

ϵ_r	via 반경 (mm)	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	Δf (GHz)
10	0.65	4.96	4.77	0.19
6.15	0.25	4.95	4.58	0.37
4.4	0.10	5.01	4.48	0.53

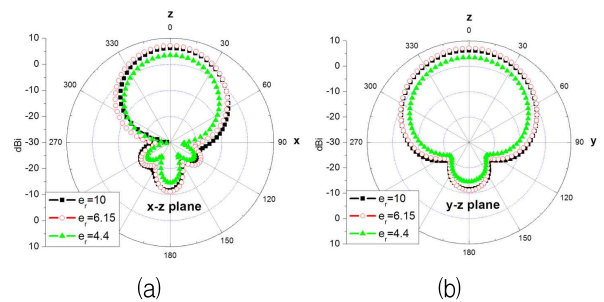


그림 3. 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_1 공진 주파수에서의 방사 특성. (a) x-z 평면 방사 패턴, (b) y-z 평면 방사 패턴.

Fig. 3. Radiation characteristics of dual-mode Inductor loaded patch antennas at f_1 with three different substrate dielectric constants of 10, 6.15, and 4.4. (a) x-z plane radiation pattern and (b) y-z plane radiation pattern.

표 2. 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_0 공진 주파수에서의 방사 특성.

Table 2. Radiation characteristics of dual-mode Inductor loaded patch antennas at f_0 with three different substrate dielectric constants of 10, 6.15, and 4.4.

ϵ_r	방사 효율 (%)	전방 방사 (dBi)	후방 방사 (dBi)	수평 방사 (dBi)			
				$\phi=0^\circ$	$\phi=90^\circ$	$\phi=180^\circ$	$\phi=270^\circ$
10	56	6.23	-11.60	-14.07	-6.20	-24.23	-6.20
6.15	64	7.12	-11.07	-18.29	-6.81	-23.26	-6.67
4.4	28	3.71	-14.95	-27.88	-10.41	-35.59	-10.26

함을 볼 수 있다. 그림 3(a)의 x-z 평면 방사 패턴을 살펴보면 안테나의 공진 길이 방향으로의 수평방향 방사 이득이 최소화 되어 있음을 확인할 수 있다. 그 이유는 f_0 공진 주파수에서 안테나 패치 밑 기판의 유효 유전상수가 1에 가깝기 때문이다. 표 2에는 f_0 공진 주파수에서의 방사 특성을 요약하였다. 표 2에서 안테나의 전방 방사 이득과 후방 방사 이득은 기판의 유전상수가 10, 6.15, 4.4 인 경우 각각 6.23 dBi, 7.12 dBi, 3.71 dBi와 -11.60 dBi, -11.07 dBi, -14.95 dBi로 나타났다. 동일한 공진 주파수와 안테나 크기를 갖고 있지만 전방 방사 이득이 차이가 나는 이유는 각 기판의 유전체 손실이 다르기 때문으로, 유전체 손실이 상대적으로 큰 FR-4 기판의 방사효율이 가장 낮게 나타났다. 기판의 유전체 손실이 없을 경우 기판의 유전상수가 10, 6.15, 4.4 인 경우 안테나의 방사효율은 각각 85 %, 83 %, 81 %로 나타났고, 전방 방사 이득은 각각 8.06 dBi, 8.33 dBi, 8.25 dBi로 비슷함을 확인하였다. 표 2에서 기판의 유전상수의 변화에 따른 안테나의 수평 방사 이득은 ϕ 가 90° 와 270° 일 경우보다 ϕ 가 0° 와 180° 일 경우 최소 7.87 dB, 최대 25.33 dB 더 억제된 이득을 가졌다.

그림 4에는 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_0 공진 주파수에서의 x-z 평면과 x-y 평면 방사 패턴을 보인다. 그림 4로부터 f_0 공진 주파수에서의 방사 패턴은 모노폴 안테나의 방사 특성과 비슷함을 볼 수 있다. 표 3에는 f_0 공진 주파수에서의 방사 특성을 요약하였다. 표 3에서 기판의 유전상수가 10, 6.15, 4.4 인 경우 안테나의 전방 방사 이득과 후방 방사 이득은 각각 -6.38 dBi, -11.56 dBi, -13.42 dBi와 -23.69 dBi, -27.80 dBi, -22.13 dBi로 나타났다. 안테나의 x-y 평면 최대 방사

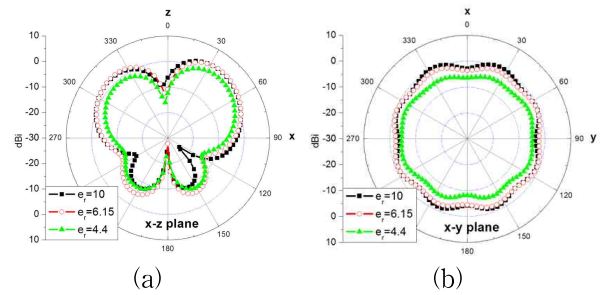


그림 4. 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_0 공진 주파수에서의 (a) x-z 평면 방사 패턴과 (b) y-z 평면 방사 패턴.

Fig. 4. Radiation characteristics of dual-mode Inductor loaded patch antennas at f_0 with three different substrate dielectric constants of 10, 6.15, and 4.4. (a) x-z plane radiation pattern and (b) y-z plane radiation pattern.

표 3. 기판의 유전상수가 각각 10, 6.15, 4.4 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_0 공진 주파수에서의 방사 특성.

Table 3. Radiation characteristics of dual-mode Inductor loaded patch antennas at f_0 with three different substrate dielectric constants of 10, 6.15, and 4.4.

ϵ_r	방사 효율 (%)	전방 방사 (dBi)	후방 방사 (dBi)	x-z 평면 최대 방사 ($^\circ$ /dBi)	x-y 평면 최대 방사 (dBi)	x-y 평면 최소 방사 (dBi)
10	67	-6.38	-23.69	37/3.49	0.54	-4.23
6.15	74	-11.56	-27.80	40/3.61	-0.67	-4.56
4.4	39	-13.42	-22.13	40/1.26	-3.07	-8.32

이득과 최소 방사 이득은 기판의 유전상수에 따라 각각 0.54 dBi, -0.67 dBi, -3.07 dBi와 -4.23 dBi, -4.56 dBi, -8.32 dBi로 나타났다. 동일한 안테나 크기를 갖고 있지만 방사 이득이 차이가 나는 이유는 각 기판의 유전체 손실이 다르기 때문으로, 유전체 손실이 상대적으로 큰 FR-4 기판의 방사효율이 가장 낮게 나타났다. 기판의 유전체 손실이 없을 경우 기판의 유전상수가 10, 6.15, 4.4 인 경우 안테나의 방사효율은 각각 90 %, 89 %, 86 %로 나타났다. 이 때, 최대 방사는 각각 4.46 dBi, 4.34 dBi, 4.06 dBi로 나타났고, x-y 평면 최대 방사 이득과 최소 방사 이득은 각각 1.37 dBi, 0.32 dBi, -0.34 dBi와 -3.07 dBi, -3.55 dBi, -4.15 dBi로 서로 비슷함을 확인하였다.

2. 동작 주파수 대역이 모드 간 주파수 간격에 미치는 영향

동작 주파수 대역을 변화시켜가며 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 두 모드 간 공진 주파수 간격과 방사 특성을 살펴보았다. 동작 주파수 대역을 4 GHz, 5 GHz, 6 GHz로 설정하였다. 따라서 각 동작 주파수에서 안테나 패치의 크기는 각각 37.5 mm × 7.5 mm, 30 mm × 6 mm, 25 mm × 5 mm이다. 설정한 동작 주파수와 n=+1인 모드에서의 공진 주파수 f_1 이 같도록 비아 반경을 조절하였다. 사용된 기판은 유전상수가 4.4 이고 두께가 1.58 mm인 FR-4 기판이다.

그림 5는 f_1 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz ($\pm 1\%$) 인 경우 설계한 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 $|S_{11}|$ 을 보인다. f_1 에서 유효 유전상수가 1이 되기 위한 단위 셀의 via 반경은 0.10 mm로 동일하게 나타났다. 표 4에는 f_1 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 비아 반

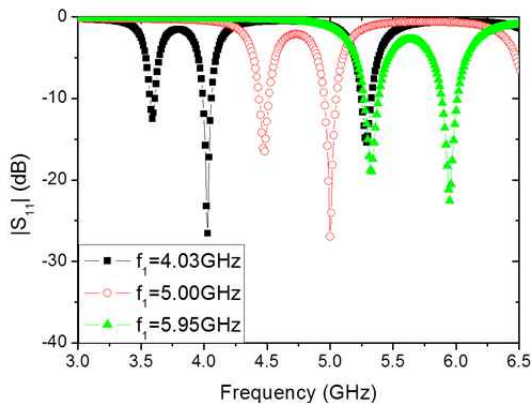


그림 5. f_1 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 $|S_{11}|$.

Fig. 5. $|S_{11}|$ of Inductor loaded patch antennas with f_1 resonant frequency of 4, 5, and 6 GHz, respectively.

표 4. f_1 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 비아 반경, 공진 주파수, 모드 간 주파수 간격.

Table 4. Via radius, resonant frequency, and Δf of Inductor loaded patch antennas with f_1 resonant frequency of 4, 5, and 6 GHz, respectively.

안테나 크기 (mm ²)	via 반경 (mm)	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	Δf (GHz)
37.5 × 7.5	0.10	4.03	3.59	0.44
30.0 × 6.0	0.10	5.00	4.48	0.52
25.0 × 5.0	0.10	5.95	5.33	0.62

경, 공진 주파수, 모드 간 주파수 간격을 정리하였다. 그림 5와 표 4에서 안테나의 동작 주파수가 증가함에 따라 안테나의 모드 간 주파수 간격이 증가함을 알 수 있다. 또한 모드 간 주파수 간격을 동작 주파수로 나눈 값이 동작 주파수에 관계없이 비슷한 값을 가짐을 볼 수 있었다. 이는 식 (2)에서 보는 것처럼 기판의 유전상수가 같으면 모드 간 주파수 간격을 동작 주파수로 나눈 값은 같기 때문이라고 생각된다.

그림 6은 f_1 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우, 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_1 공진 주파수에서의 방사 특성을 보인다. 그림 6으로부터 f_1 공진 주파수에서의 방사 패턴은 일반적인 패치 안테나의 기본 모드에서의 방사 패턴과 비슷함을 볼 수 있으며 그림 6(a)로부터 x-z 평면 방사 패턴은 안테나의 공진 길이 방향으로의 수평방향 방사 이득이 최소화 되어 있음을 확인할 수 있다. 표 5에는 f_1 공진 주파수에서의

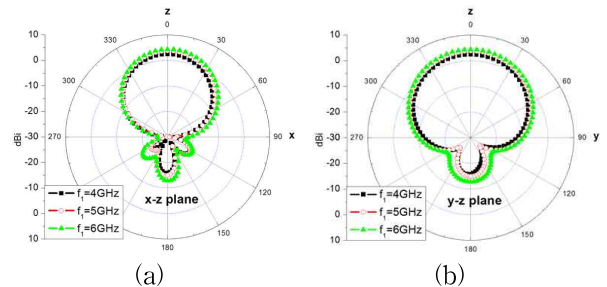


그림 6. f_1 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_1 공진 주파수에서의 (a) x-z 평면 방사 패턴과 (b) y-z 평면 방사 패턴.

Fig. 6. (a) x-z plane radiation pattern and (b) y-z plane radiation pattern at f_1 of Inductor loaded patch antennas with f_1 resonant frequency of 4, 5, and 6 GHz, respectively.

표 5. f_1 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_1 공진 주파수에서의 방사 특성.

Table 5. Radiation characteristics at f_1 of Inductor loaded patch antennas with f_1 resonant frequency of 4, 5, and 6 GHz, respectively.

안테나 크기 (mm ²)	방사 효율 (%)	전방 방사 (dBi)	후방 방사 (dBi)	수평방사 (dBi)			
				$\phi=0^\circ$	$\phi=90^\circ$	$\phi=180^\circ$	$\phi=270^\circ$
37.5×7.5	20	2.31	-16.70	-26.16	-12.00	-34.60	-11.79
30.0×6.0	28	3.71	-14.95	-27.88	-10.41	-35.59	-10.26
25.0×5.0	34	4.39	-12.81	-21.10	-9.69	-33.18	-9.76

방사 특성을 요약하였다. 표 5에서 전방 방사 이득과 후방 방사 이득은 f_i 공진 주파수가 4, 5, 6 GHz일 때 각각 2.41 dBi, 3.71 dBi, 4.38 dBi와 -16.70 dBi, -14.95 dBi, -12.81 dBi로 동작 주파수가 증가함에 따라 이득이 증가하였다. 기판의 유전체 손실이 없을 경우 f_i 공진 주파수의 변화에 따른 안테나의 방사효율은 각각 73 %, 81 %, 86 %로 나타났고, 전방 방사 이득은 각각 7.96 dBi, 8.25 dBi, 8.54 dBi로 비슷함을 확인하였다. 표 5에서 f_i 공진 주파수의 변화에 따른 안테나의 수평 방사 이득은 ϕ 가 90°와 270°일 경우보다 ϕ 가 0°와 180°일 경우 최소 9.10 dB, 최대 25.90 dB 더 억제된 이득을 가졌다.

그림 7은 f_i 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_0 공진 주파수에서의 방사 특성을 보인다. 그림 7로부터 f_0 공진 주파수에서의 방사 패턴은 모노폴 안테나의 방사 특성과 비슷함을 볼 수 있다. 표 6에는 f_0 공진 주파수에서의

방사 특성을 요약하였다. 표 6에서 f_i 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 안테나의 전방 방사 이득과 후방 방사 이득은 각각 -13.04 dBi, -13.42 dBi, -10.61 dBi와 -24.77 dBi, -22.13 dBi, -32.11 dBi로 나타났다. f_i 공진 주파수에 따른 안테나의 최대 방사 이득은 각각 -0.77 dBi, 1.29 dBi, 1.88 dBi로 나타났고, x-y 평면 최대 방사 이득과 x-y 평면 최소 방사 이득은 각각 -4.63 dBi, -3.07 dBi, -2.74 dBi와 -8.88 dBi, -8.32 dBi, -7.53 dBi로 f_i 공진 주파수가 증가할수록 안테나의 이득이 증가하였다. 기판의 유전체 손실이 없을 경우 f_i 공진 주파수에 따른 f_0 주파수에서의 안테나의 방사효율은 각각 80 %, 86 %, 91 %로 나타났다. 이 때, 안테나의 최대 방사 이득은 각각 3.30 dBi, 3.92 dBi, 4.33 dBi로 나타났고, x-y 평면 최대 방사 이득과 x-y 평면 최소 방사 이득은 각각 -1.04 dBi, -0.34 dBi, -0.09 dBi와 -4.43 dBi, -4.15 dBi, -4.05 dBi로 비슷하였다.

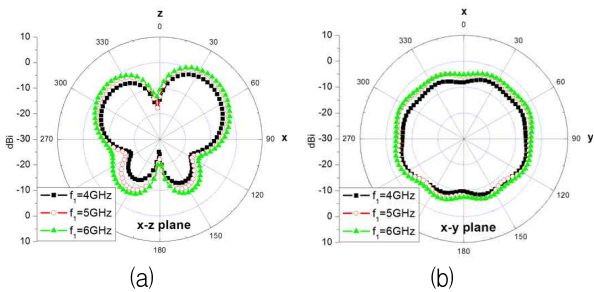


그림 7. f_i 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_0 공진 주파수에서의 (a) x-z 평면 방사 패턴과 (b) y-z 평면 방사 패턴.

Fig. 7. (a) x-z plane radiation pattern and (b) x-y plane radiation pattern at f_0 of Inductor loaded patch antennas with f_i resonant frequency of 4, 5, and 6 GHz, respectively.

표 6. f_i 공진 주파수가 각각 4, 5, 6 GHz 인 경우 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 f_0 공진 주파수에서의 방사 특성.

Table 6. Radiation characteristics at f_0 of Inductor loaded patch antennas with f_i resonant frequency of 4, 5, and 6 GHz, respectively.

안테나 크기 (mm ²)	방사 효율 (%)	전방 방사 (dBi)	후방 방사 (dBi)	x-z 평면 최대 방사 (°/dBi)	x-y 평면 최대 방사 (dBi)	x-y 평면 최소 방사 (dBi)
37.5×7.5	30	-13.04	-24.77	40/-1.39	-4.63	-8.88
30.0×6.0	38	-13.42	-22.13	40/1.26	-3.07	-8.32
25.0×5.0	47	-10.61	-32.11	40/1.84	-2.74	-7.53

IV. 결 론

본 논문에서는 n=0 모드와 n=+1 모드를 이용한 이중 모드로 동작하는 5×1 Inductor loaded 패치 안테나를 설계하였다. 설계한 이중 모드 안테나는 n=+1인 모드에서 일반적인 패치 안테나의 방사패턴보다 수평방향으로의 방사 이득이 최소화되는 동시에 전방 방사 이득이 향상되기 때문에 n=0인 모드에서의 모노폴과 같은 방사 패턴과의 격리도가 향상된 우수한 성능을 갖는다.

두 모드 간 공진 주파수 간격을 조절하는 방법에 대하여 연구하였다. 두 모드 간 공진 주파수 간격을 기판의 유전상수와 동작 주파수의 함수로 표현되는 간단한 식을 유도하였다. 전산모의를 통해 기판의 유전상수가 작을수록, 안테나의 동작 주파수 대역이 높을수록 두 모드 간의 공진 주파수 간격이 넓어짐을 확인하였다.

기판의 유전상수가 10, 6.15, 4.4 인 경우 n=+1 모드에서 5 GHz의 공진 주파수를 갖는 이중 모드 Inductor loaded 패치 안테나의 두 모드 간 공진 주파수 간격은 각각 0.19, 0.37, 0.54 GHz로 나타났다. 기판의 유전상수를 4.4로 고정시키고 n=+1 모드에서의 동작 주파수 대역이 4, 5, 6 GHz 인 경우 두 모드 간 공진 주파수 간격은 각각 0.44, 0.52, 0.62 GHz로 나타났다. 동작 주파수와 두 모드 간 주파수 간격이 결정된 응용에서는 이중모드 Inductor loaded 패치 안테나에 사용되는 기판의 유전상수 값이 제한을 받음을 알 수 있었다.

참고 문헌

[1] A. Lai, K. M.K.H. Leong, and T. Itoh, "Dual-Mode Compact Microstrip Antenna Based on Fundamental Backward Wave", *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Suzhou, China, pp. 2646-2649, 2005.

[2] 조명기, 김태영, 김부균, "기관 두께에 따른 핀 배열을 가지는 패치 안테나의 방사 특성", *전자공학회 논문지-TC편*, 제 46권, 제 10호, 63-71쪽, 2009년 10월.

[3] 윤영민, 김태영, 조명기, 김부균, "패치의 폭이 핀 배열 패치 안테나의 방사 특성에 미치는 효과", *전자공학회 논문지-TC편*, 제 47권, 제 1호, 77-83쪽, 2010년 1월.

[4] A. Lai, K. M.K.H. Leong, and T. Itoh, "Infinite Wavelength Resonant Antennas With Monopolar Radiation Pattern Based on Periodic Structures", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 868-876, 2007.

[5] J. H. Park, Y. H. Ryu, J. G. Lee, and J. H. Lee, "Epsilon Negative Zeroth-Order Resonator Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 12, pp. 3710-3712, 2007.

[6] Marija M. Nikolic', Antonije R. Djordjevic', and Arye Nehorai, "Microstrip Antennas With Suppressed Radiation in Horizontal Directions and Reduced Coupling," *IEEE Trans. on Antennas Prop.*, vol. 53, no. 11, pp. 3469-3476, Nov. 2005.

[7] S. Clavijo, R. E. Diaz, and W. E. McKinzie, III, "Design Methodology for Sievenpiper Hig-Impedance Surfaces: An Artificial Magnetic Conductor for Positive Gain Electrically Small Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 51, no. 10, Oct. 2003.

저 자 소 개



곽 은 혁(학생회원)
2009년 숭실대학교 정보통신전자공학부 학사 졸업.
2009년~현재 숭실대학교 전자공학과 석사 과정.

<주관심분야 : Microstrip Antennas, EBG, Metamaterial>



윤 영 민(학생회원)
2003년 숭실대학교 정보통신전자공학부 학사 졸업.
2005년 숭실대학교 전자공학과 석사 졸업.
2007년~현재 숭실대학교 전자공학과 박사 과정.

<주관심분야 : Microstrip Antennas, 위상 배열 안테나, EMI/EMC>



김 부 균(평생회원)
1979년 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1981년 KAIST 전기및전자공학과 (공학석사)
1989년 University of Southern California, 전자공학과 (공학박사)

1993년 IBM Almaden 연구소 방문 연구원
1997년~1998년 Univ. of California at Santa Barbara 방문 부교수
2004년~2006년 산자부 산업기술발전심의회 위원
2008년~2010년 숭실대학교 IT대학 학장
1981년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 교수

<주관심분야 : 위상 배열 안테나, SiP, 광통신 및 광네트워크용 소자>