THE JOURNAL OF KOREAN INSTITUTE OF ELECTROMAGNETIC ENGINEERING AND SCIENCE. 2021 September.; 32(9), 755～761.

http://dx.doi.org/10.5515/KJKIEES.2021.32.9.755
ISSN 1226-3133 (Print) · ISSN 2288-226X (Online)

금속 벽으로 둘러싸인 Fabry-Perot Cavity(FPC) 안테나의 이득 개선

Gain Improvement of a Fabry-Perot Cavity Antenna Enclosed with Metallic Side Walls

김 성 주 · 강 권 구 · 김 동 호

Seong Ju Kim · Gwon Gu Khang · Dongho Kim

요 약

본 논문에서는 모든 옆면이 금속 벽으로 둘러싸인 Fabry-Perot cavity 안테나의 내부에 고차모드가 형성되었을 경우, 안테나의 효율을 높일 수 있는 새로운 설계 방법을 제안한다. 공진기 내부에서 전계의 위상변화가 심한 TE031 모드를 eigenmode solver를 이용하여 분석하였고, 이때 전계 강도가 0이 되는 곳에 2×1 배열 안테나를 배치함으로써 공진기 내부에서 일어나는 전계의 급격한 위상 변화를 방지했다. 그 결과, 위상은 거의 동일하며 크기는 완만하게 변화하는 전기장이 공진기 내부에 형성되게 됨으로써 제안된 안테나는 높은 이득과 높은 개구부 효율을 제공할 수 있다. 측정 결과가 시뮬레이션과 잘 일치하는 것을 통해 제안한 방법의 타당성을 입증했다.

Abstract

A new design method is proposed that can increase the efficiency of a Fabry-Perot cavity antenna enclosed with metallic side walls, in which high-order modes are formed. A TE031 mode inducing drastic phase and magnitude variations in the electric fields inside the cavity was analyzed. To alleviate the variations, two microstrip patch antennas at which the electric field magnitude is zero were installed. Consequently, when an electric field whose phase is almost constant and magnitude varies gradually inside the cavity is formed, the proposed antenna can provide high gain and high aperture efficiency. Good agreement between the simulated and measured results validated the proposed method.

Key words: Fabry-Perot Cavity, High Gain, High-Order Cavity Mode, Aperture Efficiency, Array Antenna

Ⅰ. 서 론

안테나의 고이득 특성은 다양한 전파 환경에서 좋은 통신 품질을 제공하는데 필요한 중요한 요소 중 하나이다. FPC(Fabry-Perot cavity) 안테나는 단일 급전 안테나를 사용함에도 불구하고, PRS(partially reflective surface)와 접지면 사이의 다중반사를 이용하여 높은 이득을 얻을 수 있다[1]~[3].

옆면이 금속 벽 없이 설계된 일반적인 FPC 안테나는 에너지가 옆으로 빠져나가기 때문에 높은 개구부 효율을

「이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. NRF-2020R1A2C2013466).」

세종대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Sejong University)

· Manuscript received May 29, 2021 ; Revised June 21, 2021 ; Accepted September 16, 2021. (ID No. 20210529-057)

· Corresponding Author: Dongho Kim (e-mail: dongkim@sejong.ac.kr))

ⓒ Copyright The Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science. This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (http://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

얻지 못하는 단점이 있다[4],[5]. 높은 효율을 얻기 위해 옆면을 금속 벽으로 막을 필요가 있지만, 옆면이 금속 벽으로 둘러싸인 경우, PRS의 높은 반사 계수와 큰 안테나의 크기로 인해 공진기 내부에 고차모드가 형성된다[6],[7]. 이때 전계의 강도와 위상은 공진기 내부 위치에 따라 급격하게 변하므로 주 빔을 갈라지게 하고, 높은 이득과 높은 개구부 효율을 얻을 수 없게 한다. 이러한 이유로 기존 금속 벽으로 둘러싸인 FPC 안테나는 기본모드가 형성되는 크기를 갖도록 제한되었다[7].

반면, 본 논문에서는 비교적 큰 공진기 내부에서 쉽게 발생하는 고차모드에서도 빔 갈라짐을 막아 높은 이득을 얻을 수 있는 새로운 방법을 제안한다. 이를 위해 공진기는 동작 주파수 대역에서 TE031 모드가 형성되는 크기를 갖게 하였다. 공진기 내부의 전계 강도가 0이 되어 위상이 급격히 변하는 두 지점에 2×1 배열 안테나를 배치함으로써 공진기에 TE031 고차모드가 형성된 경우에도 FPC 안테나가 충분한 이득과 효율을 가질 수 있음을 증명하였다. 시뮬레이션에는 CST Microwave Studio와 Ansys HFSS를 사용하였다.

Ⅱ. 본 론

2-1 안테나 구조 및 공진 높이

그림 1(a)는 제안하는 안테나의 구조를 옆에서 바라본 단면이다. PRS 상판과 접지면은 잘 알려진 FPC 구조를 형성하며, z축 방향으로 주 빔을 형성한다. 빠져나가는 에너지를 막기 위해 안테나의 모든 옆면을 금속 벽으로 막았다. 이때 안테나 내부에서 특정 모드가 형성되는데, 각 모드의 고유주파수(f_{mnq})는 다음과 같이 주어진다[7].

$$f_{mnq} = \frac{c}{2\pi}\sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} \tag{1}$$

여기서 $k_x = m\pi/l_x$, $k_y = n\pi/l_y$, 그리고 $k_z = q\pi/h$이고, 각각 x, y, 그리고 z방향으로의 고유 파수이다. l_x와 l_y는 안테나의 x축과 y축 길이이고, h는 공진 높이이다. 그리고 m, n, q는 모두 정수이다.

FPC 안테나가 높은 이득을 갖기 위해서는 PRS와 접지면 사이에 형성되는 FP 공진 조건을 만족해야 한다[1]. FP

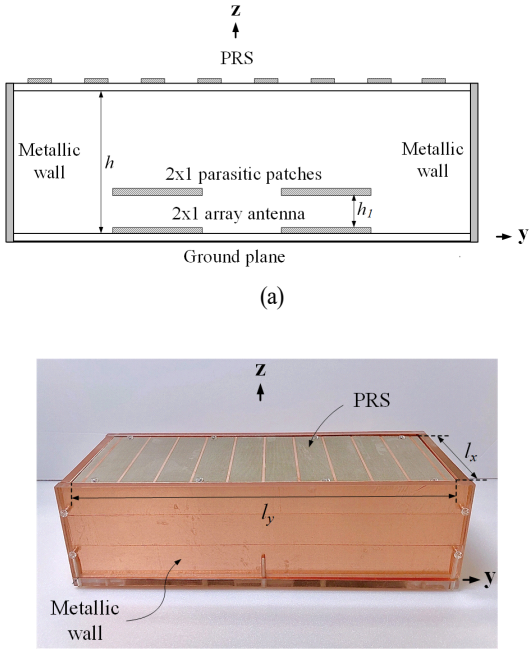


그림 1. (a) 모든 옆면이 금속 벽으로 둘러싸인 FPC 안테나의 단면 및 (b) 제작된 안테나, h=70.5 mm, h_1=13 mm, l_x=92 mm, l_y=264 mm

Fig. 1. (a) Cross section of the FPC antenna enclosed with metallic side walls and (b) fabricated antenna.

공진 조건은 특정 주파수에 대해 공진 높이(h), PRS의 반사 위상(ϕ_{PRS}), 그리고 접지면의 반사 위상(ϕ_{GND})으로부터 결정되며, 공진 높이(h)는 다음과 같이 구해진다[5].

$$h = \frac{c}{2f_r}\left(\frac{\phi_{PRS} + \phi_{GND}}{2\pi} + q\right), \quad q = 0, 1, 2, \cdots \tag{2}$$

여기서 f_r은 FPC 안테나의 동작 주파수로 z축 방향으로의 공진과 연관되며, 제안된 안테나에서 $2\pi f_r/c = k_z$를 만족해야 한다. 식 (1)과 식 (2)로부터 공진 높이는 다음과 같이 정리된다[5].

$$h = \frac{\phi_{PRS} + \phi_{GND} + 2\pi q}{2\sqrt{k_0^2 - \left(k_x^2 + k_y^2\right)}} \tag{3}$$

여기서 k_0는 자유공간상에서의 파수이다. 식 (3)에서 공진 높이(h)는 k_x, k_y 및 l_x, l_y의 함수이다. 제안된 안테나의 경우, 동작 주파수 2,440 MHz에서 TE031 모드로 동

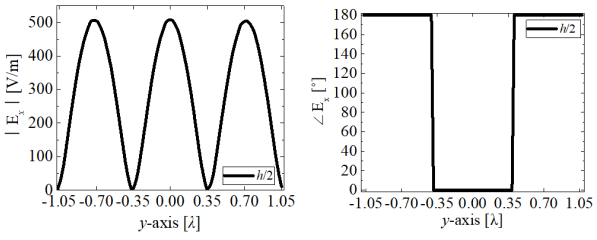
작하도록 l_x와 l_y를 정하였으며, 이때 식 (3)으로부터 구한 높이는 72.5 mm로 그림 1(a)에 사용된 높이(h = 70.5 mm)와 매우 유사하다.

2-2 안테나의 설계 모드

제안된 안테나에서 최대 이득을 얻기 위해서는 공진 높이(h)뿐만 아니라, 공진기 내부에 형성되는 설계 모드의 전계 분포를 고려해야 한다. 그림 2(a)와 그림 2(b)는 이를 분석하기 위해 TE031 모드가 형성되는 2,440 MHz에서 HFSS의 eigenmode solver를 이용하여 시뮬레이션한 x성분 전계의 강도와 위상이며, x방향으로는 안테나의 중앙, $z = h/2$에서 y축을 따라 측정하였다.

그림 2(a)를 보면 전계 강도는 y=−0.7 λ, 0, 그리고 0.7 λ에서 최대가 되고, y=−0.35 λ와 0.35 λ에서 0이 되는 것을 확인할 수 있다. 이때 그림 2(b)를 보면 y=−0.35 λ와 0.35 λ에서 위상이 순간적으로 180도만큼 바뀌는 것을 확인할 수 있는데, 이는 안테나의 주 빔이 갈라지는 원인이 된다. 이 이유에 대한 자세한 설명은 아래 문단에 기술하였다.

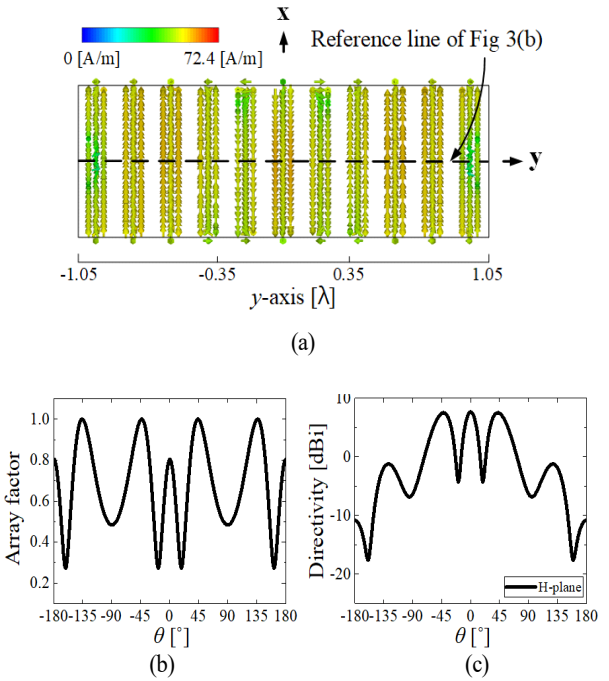
그림 3(a)는 그림 1(a)와 동일한 공진기 구조를 갖지만, 급전부를 그림 4에 주어진 하나의 패치 안테나로 교체했을 때 PRS의 금속 표면에 흐르는 전류분포이다. 그림 3(b)는 그림 3(a)의 기준선에서 전류의 크기와 위상을 측정하여 계산한 1로 정규화된 array factor 패턴이고, 그림 3(c)는 H-평면 방사 패턴이다. 그림 3 또한 그림 2와 같게 TE031 모드가 형성되는 2,440 MHz에서 측정하였다. 그림



(a) (b)

그림 2. TE031 모드에서 전계의 x성분 (a) 강도 및 (b) 위상

Fig. 2. (a) Magnitude and (b) phase of the x-component of the electric field in the TE031 mode.



(a) (b) (c)

그림 3. TE031 모드가 형성된 경우, (a) PRS에서의 표면 전류 및 (b) array factor 패턴 및 (c) FPC 안테나의 H-평면 방사 패턴

Fig. 3. (a) Surface current on the PRS, (b) array factor pattern and (c) H-plane radiation pattern of the FPC antenna in which the TE031 mode is formed.

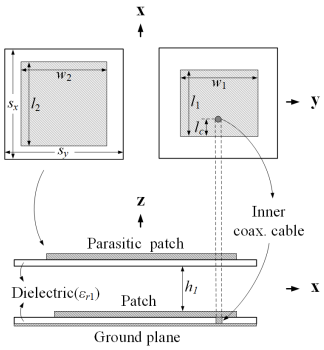


그림 4. TE031 모드가 형성되도록 공진기 중앙에 위치시킨 급전 안테나, w_1=36.6 mm, w_2=50.3 mm, l_1=32.6 mm, l_2=60.2 mm, l_c=10.3 mm, s_x=77 mm, s_y=65.3 mm, h_1=13 mm, ε_{r1}=3.5

Fig. 4. Diagram of the feeder antenna located in the middle of the cavity in order to form TE031 mode.

3(a)를 보면 그림 2와 유사한 분포를 가지는 전계가 PRS에 조사되기 때문에, 표면 전류 또한 y=−0.35 λ와 0.35 λ 근처에서 위상이 180도 가까이 바뀌며, 반대 방향으로 흐르는 것을 알 수 있다. 이 경우, 전류의 방향이 바뀌는 부분에서 상쇄간섭이 일어나 수직 방향 방사가 억제되므로 빔 패턴이 갈라지게 되고, 이는 그림 3(b)의 array factor 패턴에서 확인할 수 있다. 따라서 그림 3(c)에서 볼 수 있듯이 θ방향으로 빔이 갈라지게 되어 z축 방향으로 충분한 이득을 얻을 수 없다.

이러한 문제를 해결하기 위해서는 공진기 내부에서 발생하는 전계의 급격한 위상변화를 막아야 한다. 따라서 이를 방지하기 위해 그림 2(a)에서 전계의 강도가 0이 되는 y=−0.35 λ와 0.35 λ의 위치에 그림 6에 주어진 2×1 마이크로스트립 배열 안테나를 위치시켰다. 급전 안테나가 위치한 곳에서는 전계의 강도가 0이 될 수 없으므로 공진기 모드의 특성상 전계의 강도가 0이 되면서 발생하는 위상변화를 막을 수 있다. 그림 5는 2×1 배열 안테나를 급전 안테나로 사용했을 때, FPC 안테나 내부 전계의 강도와 위상이다. 그림 5(a)와 그림 5(b)의 x축의 위치는 안테나의 중앙이고, 높이에 따라 전계의 강도와 위상이 변하는 것을 보여주기 위해 $z=h/3$, $h/2$, 그리고 $2h/3$에서의 값들을 함께 제시하였다. 그림 2(a)와는 다르게 공진기 내부 전계의 강도는 0이 되지 않고 완만해지며, 그림 5(b)를 보면 전계가 거의 동위상이 됨을 확인할 수 있다.

그림 5(c)와 그림 5(d)는 $z=2h/3$에서 측정한 xy-평면상의 전계의 강도와 위상 분포이다. 그림 5(d)를 보면 전기장이 x축 방향으로도 거의 동일한 위상 분포를 갖기 때문에 PRS에 조사될 때 보다 높은 이득을 얻을 수 있다.

2-3 급전 안테나 및 PRS

그림 6(a)와 그림 6(b)는 2×1 배열 안테나의 구조와 기생 패치를 보여준다. 안테나의 임피던스 정합 대역폭 확장을 위해 기생 패치가 사용되었고, 2×1 배열 안테나와 50 Ω 동축케이블 사이의 임피던스 매칭을 위해 microstrip line에 110 Ω, 121.8 Ω, $\lambda/4$ transformer 라인들을 사용하였다. Microstrip line은 배열 안테나에 동일한 위상을 급전하기 위해 대칭구조이고, 2×1 배열 안테나와 기생 패치 또한 모두 대칭이다. 접지면과 기생 패치에 사용된 유전체

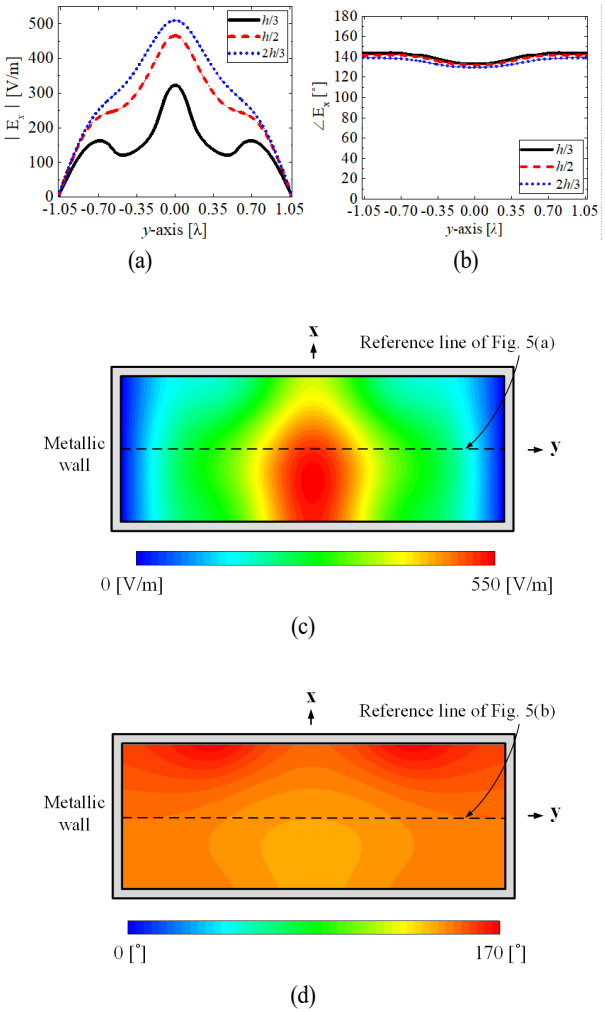
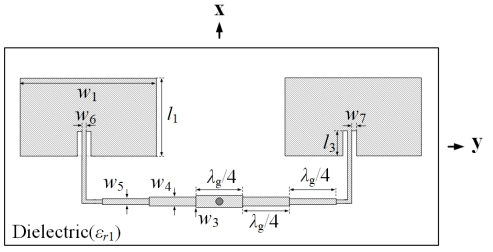


그림 5. 2×1 배열 안테나를 사용한 경우 여러 높이에서의 전계의 x성분 (a) 강도 및 (b) 위상 그리고 xy-평면상의 전계의 x성분 (c) 강도 및 (d) 위상

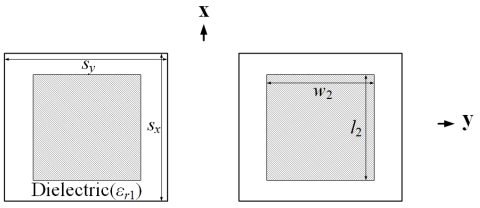
Fig. 5. (a) Magnitude and (b) phase of the x-component of the electric field at different heights, and (c) magnitude and (d) phase of the x-component of the electric field on the xy-plane when using a 2×1 array antenna.

기판은 각각 1.52 mm, 0.76 mm 두께의 Taconic RF-35 기판이다.

그림 7은 제안된 안테나의 PRS의 형상이고, 그림 8(a)와 그림 8(b)는 시뮬레이션으로부터 구한 주파수에 따른 PRS의 반사 크기와 위상이다. PRS는 1.52 mm 두께의 Taconic RF-35 유전체 기판과 동일한 폭(w_y)과 주기(p_y)를



(a)



(b)

그림 6. (a) 2×1 배열 안테나 및 (b) 대역폭 확장을 위한 기생 패치, λ_g=64 mm, w_1=36.6 mm, w_2=50.3 mm, w_3=0.86 mm, w_4=0.67 mm, w_5=0.5 mm, w_6=0.3 mm, w_7=0.52 mm, l_1=32.6 mm, l_2=60.2 mm, l_3=4.7 mm, s_x=77 mm, s_y=65.3 mm, ε_{r1}=3.5

Fig. 6. (a) 2×1 array antenna and (b) parasitic patches for bandwidth expansion.

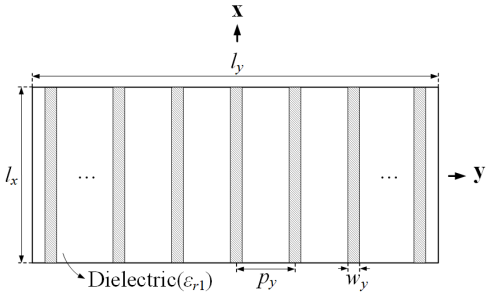
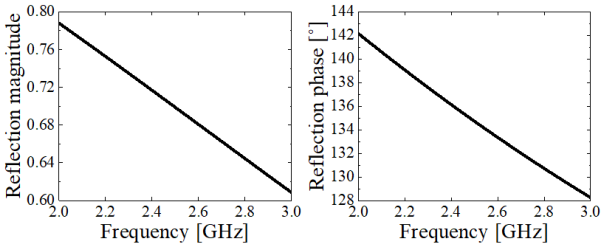


그림 7. PRS 구조, w_y=1.65 mm, p_y=25 mm, l_x=92 mm, l_y=264 mm, ε_{r1}=3.5

Fig. 7. Structure of the proposed PRS.

갖는 11개의 구리 스트립으로 구성되어 있다. 이때, 구리 스트립의 폭과 주기를 조절하여 제안된 안테나가 FP 공진 조건을 만족하기 위한 PRS의 반사 위상을 얻어냈다. 결과적으로, 제안된 PRS는 목표 주파수 2,440 MHz에서



(a) (b)

그림 8. 제안된 PRS의 (a) 반사 크기 및 (b) 반사 위상

Fig. 8. (a) Reflection magnitude and (b) phase of the proposed PRS.

0.7의 반사 크기와 135도의 반사 위상을 갖는다.

2-4 측정 결과

그림 9와 그림 10에서는 시뮬레이션 결과와 제작된 안

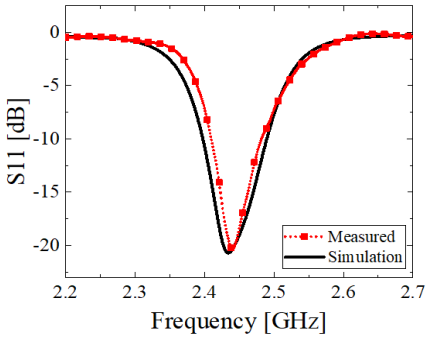
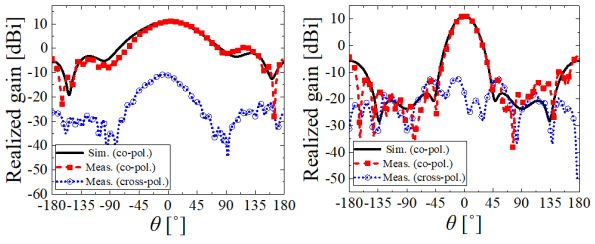


그림 9. 제안된 안테나의 S_{11} 특성

Fig. 9. Reflection coefficient characteristic of the proposed antenna.



(a) (b)

그림 10. 제안된 안테나의 (a) E-평면과 (b) H-평면 방사 패턴

Fig. 10. (a) E-plane and (b) H-plane radiation patterns of the proposed antenna.

테나의 측정 결과를 비교하였다. 그림 9는 S_{11} 특성 그래프로, 시뮬레이션 결과의 경우, 목표 주파수 2,400 MHz~2,483.5 MHz 대역에서 −10 dB 이하의 S_{11} 특성을 보여준다. 측정 결과는 제작 오차로 인해 다소 차이가 있으나, 시뮬레이션 결과와 매우 유사한 경향을 보이는 것을 알 수 있다. 그림 10(a)와 그림 10(b)는 2,440 MHz에서의 E-평면과 H-평면 방사 패턴 그래프이다. E-평면과 H-평면 방사 패턴의 시뮬레이션 및 측정 결과 모두 $\theta = 0°$에서 최대 11.1 dBi의 이득을 가지는 것을 확인할 수 있으며, 제안된 안테나는 63.8 %의 높은 개구부 효율을 가진다.

그림 11에서는 금속 벽이 안테나 성능에 미치는 영향을 나타내기 위해 금속 벽으로 둘러싸인 경우와 금속 벽이 없는 경우를 비교하였다. 그림 11(a)는 제안된 안테나의 H-평면 방사 패턴 그래프이고, 그림 11(b)는 제안된 안테나 구조에서 금속 벽을 제거하고 FP 공진 조건에 맞게 높이를 조정했을 때 H-평면 방사 패턴 그래프이다. S_{11} 특성에 의한 영향을 배제하고 비교하기 위해 directivity 값을 나타내었다. 그림 11(a)에서 볼 수 있듯이, 금속 벽이 있는 경우, 금속 벽이 빠져나가는 에너지를 막아 목표 방향에서 11.4 dBi의 높은 지향성과 −16.4 dB의 낮은 부엽 준위를 갖는 것을 확인할 수 있다. 반면, 금속 벽이 없는 경우 FP 공진 조건을 만족하는 공진 높이(h = 50.4 mm)로 조정했음에도 불구하고, 옆으로 빠져나가는 에너지를 막지 못해 목표 방향에서 7.16 dBi의 낮은 지향성과 −1 dB의 높은 부엽 준위를 가지게 된다.

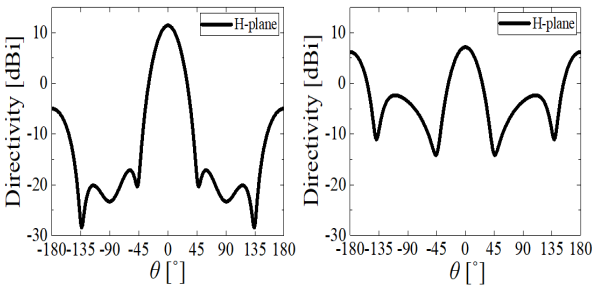


그림 11. (a) 제안된 안테나와 (b) 금속 벽이 없을 때 FPC 안테나의 H-평면 방사 패턴

Fig.11. H-plane radiation patterns of (a) the proposed antenna and of (b) the proposed antenna without the metallic walls.

Ⅲ. 결 론

본 논문은 모든 옆면이 금속 벽으로 둘러싸인 FPC 안테나에 고차모드가 형성되어도 안테나의 효율을 높일 수 있는 설계 방법을 제안하였다. 고차 공진기 모드로 인해 PRS 표면에 입사되는 전계의 극심한 변화는 빔 패턴을 갈라지게 하는 원인이 되는데, 본 연구에서는 2×1 배열 안테나를 공진기 내부 전계 강도가 0이 되는 지점에 위치시킴으로써 PRS 표면에 균일한 위상과 테이퍼링된 크기를 가지는 전계가 입사되도록 하였다. 그 결과, 제안된 안테나는 11.1 dBi의 높은 실현이득을 제공하며, 안테나의 개구부 효율은 63.8 %로 굉장히 높다. 주파수 대역 2,400 MHz ~ 2,483.5 MHz의 무선 랜을 포함한 고 이득을 요구하는 다양한 애플리케이션에 적용 가능할 것으로 기대된다.

References

[1] G. V. Trentini, "Partially reflecting sheet arrays," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 4, pp. 666-671, Oct. 1956.

[2] T. S. Kwon, J. G. Lee, and J. H. Lee, "The gain estimation of a fabry-perot cavity(FPC) antenna with a finite dimension," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 17, no. 4, pp. 241-243, Oct. 2017.

[3] D. Kim, J. I. Choi, "High-gain fabry-pérot cavity antenna with planar metamaterial superstrate for wibro base station antennas," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 19, no. 12, pp. 1367-1374, Dec. 2008.

[4] T. K. Nguyen, I. Park, "Design of a low-profile, high-gain fabry-perot cavity antenna for ku-band applications," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 14, no. 3, pp. 306-313, Sep. 2014.

[5] D. Kim, O. J. Kwon, H. S. Pang, and E. H. Kim, "Performance optimisation of high-gain antennas using partially reflective cavity resonance," *IET Microwave*

Antennas Propagation, vol. 10, no. 2, pp. 237-243, Oct. 2016.

[6] D. Kim, J. Yeo, "A new resonance prediction method of fabry-perot cavity(FPC) antennas enclosed with metallic side walls," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 11, no. 3, pp. 220-226, Sep. 2011.

[7] D. Kim, J. Ju, and J. I. Choi, "A broadband fabry-pérot cavity antenna designed using an improved resonance prediction method," *Microwave and Optical Technology Letter*, vol. 53, no. 5, pp. 1065-1069, 2011.

김 성 주 [세종대학교/석사과정]

https://orcid.org/0000-0002-6117-8799

2021년 2월: 세종대학교 전자정보통신공학과 (공학사)

2021년 3월～현재: 세종대학교 전자공학과 석사과정

[주 관심분야] 고이득 안테나, FP 공진 안테나, 메타 표면

김 동 호 [세종대학교/교수]

https://orcid.org/0000-0002-7861-4286

1998년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

2000년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)

2003년 3월～2006년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학박사)

2000년 1월～2011년 2월: 한국전자통신연구원 선임연구원

2011년 3월～현재: 세종대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 반사배열 안테나, FP 공진 안테나, 전자장 이론, 인공전자기 구조체(AMC, FSS, PRS, EBG, Metamaterials) 등

강 권 구 [세종대학교/석사과정]

https://orcid.org/0000-0002-0386-2242

2021년 2월: 세종대학교 전자공학과 (공학사)

2021년 3월～현재: 세종대학교 전자공학과 석사과정

[주 관심분야] 고이득 안테나, FP 공진 안테나, 메타 표면