

밀리미터파 대역 무선전력수신용 SIW Cavity 안테나

Design and Analysis of SIW Cavity Antenna for Millimeter-Wave Wireless Power Reception

김유경 · 박목윤 · 임원섭* · 황금철

Yu-Kyung Kim · Mok-Yoon Park · Won-seob Lim* · Keum-Cheol Hwang

요약

본 논문에서는 millimeter-wave 대역에서 동작하는 무선전력수신용 안테나를 설계한다. High order mode를 사용하여 전력을 분배하고, shorting via를 사용하여 slot 간의 상호 결합을 줄여 이득을 개선한 4×4 SIW cavity slot 원형편파 안테나를 제안한다. 동작 주파수인 35 GHz에서 TE_{440} mode로 동작하면 16개의 slot에 전력이 분배되어 전력 분배기 구조가 따로 필요 없는 구조로, 전력분배 구조로 인한 손실을 줄일 수 있다. 선형편파로 동작하는 SIW cavity 4×4 slot 상부에 원형편파 변환기인 rotated dipole 구조를 통해 원형편파를 구현하였다. 안테나의 제작 및 측정결과 -15 dB 이하 반사계수 대역폭은 34.15~35.87 GHz, 3 dB 이하 축비 대역폭은 34.08~36.86 GHz이다.

Abstract

This study designed a wireless power-receiving antenna operating in the millimeter-wave band. A circularly polarized substrate-integrated waveguide (SIW) cavity slot antenna is proposed, employing high-order modes for power distribution. Mutual coupling between slots is effectively reduced through the use of a shorting via. The antenna operates in the TE_{440} mode at 35 GHz and distributes power to 16 slots, thereby eliminating the need for an external power divider and minimizing losses owing to the power distribution system. To implement circular polarization, a rotated dipole structure acting as a polarization converter was integrated to the top of the SIW cavity 4×4 slot, which operates in linear polarization. Fabrication and measurement results demonstrate that the reflection coefficient bandwidth below -15 dB ranges from 34.15~35.87 GHz, and the axial ratio bandwidth below 3 dB ranges from 34.08~36.86 GHz.

Key words: Millimeter-Wave, Cavity Slot Antenna, Substrate Integrated Waveguide, High Order Mode, High Gain, Circular Polarization

I. 서론

최근 휴대전화, 웨어러블 디바이스, 가전, 로봇, 산업용 공구 등의 다양한 분야에서 무선전력전송을 활용하는 사

례가 늘어나고 있다. 센서를 통해 정보를 처리하는 IoT(internet of thing) 기술의 효율적인 운용을 위해 센서의 전원 문제 해결이 필수적이다.

기존의 RF 무선전력전송 시스템은 2.4, 5.8 GHz에서

「이 연구는 2025년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 국가과학기술연구회의 지원을 받아 수행된 한국전기연구원 기본사업임(No. 25A01022).」
성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University)

*한국전기연구원(Korea Electrotechnology Research Institute)

· Manuscript received February 18, 2025 ; Revised February 25, 2025 ; Accepted August 6, 2025. (ID No. 20250218-018)

· Corresponding Author: Keum-Cheol Hwang (e-mail: khwang@skku.edu)

많은 개발이 되어 왔다.^{[1]-[3]} 높은 이득을 위한 배열 안테나 구현 시, 안테나의 크기가 커지면서 사용자의 불편함이 증대되며, 적용하는 플랫폼에 따라 배열의 확장 한계가 존재할 수 있다. 이러한 문제는 밀리미터파(millimeter-wave) 주파수 대역을 활용하여 해결할 수 있다. 밀리미터파 주파수 대역을 활용하면 안테나의 크기를 줄일 수 있으며, 배열로 확장하여 높은 이득을 구현할 수 있다. 밀리미터파는 대기 흡수에 의한 전파 감쇠가 크고, 장애물 회피가 어렵다는 단점도 함께 존재한다. 원거리 무선 전력전송 응용에서는 이러한 단점이 적용 환경에 맞춰 최적화된 설계로 해결될 수 있다. 위성 기반 무선전력전송이나 장애물 없는 직선 경로에서 밀리미터파의 특성이 매우 유리하게 작용한다. 이와 같은 응용 환경에서 밀리미터파의 지향성과 고이득 송수신 특성을 극대화할 수 있다.

본 논문에서는 millimeter wave 주파수 대역에서 동작하는 무선전력수신용 안테나를 제안한다. Dassault System社의 CST studio suite tool을 통해 안테나를 설계 후 제작 및 측정을 통해 성능을 검증하였다. High order mode를 사용하여 전력 분배구조 없이 단일 급전으로 16개의 slot으로 전력이 분배되는 구조로 높은 방사효율을 구현하였다. Shorting via를 사용하여 slot 간의 상호 결합을 줄여 이득을 개선한 4×4 SIW cavity slot 원형편파 안테나를 제안한다.

II. 안테나 이론 및 설계

2-1 SIW 고차모드 공동 안테나 설계 원리

직사각형 도파관 공진기는 그림 1과 같이 도파관의 양단을 단락시켜 형성한다. rectangular waveguide의 전계로부터 rectangular waveguide cavity의 공진주파수를 구할 수 있다. rectangular waveguide의 TE_{mn} 과 TM_{mn} 모드의 횡단면의 계는 식 (1)과 같다.

$$\bar{E}_t(x, y, z) = \bar{e}(x, y)[A^+e^{-j\beta_{mn}z} + A^-e^{+j\beta_{mn}z}] \quad (1)$$

$$\beta_{mn}^2 = k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (2)$$

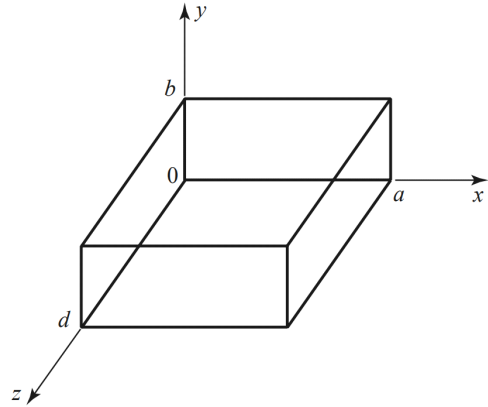


그림 1. 사각 도파관 공진기
Fig. 1. Rectangular waveguide cavity resonator.

식에서 $\bar{e}(x, y)$ 는 모드의 횡방향의 변화를 의미하고 A^+, A^- 는 진행파 및 반사파의 진폭을 의미한다. 전파상수 β_{mn} 은 식 (2)이다.

경계 조건에 의해 cavity의 벽면 $z=0, d$ 에서 $\bar{E}_t=0$ 이 되며 위 조건을 식 (1)에 대입하면 $z=d$ 에서의 횡단면의 전계 식 (3)를 얻을 수 있다

$$\bar{E}_t(x, y, z) = -\bar{e}(x, y)A^+2j \sin\beta_{mn}d = 0 \quad (3)$$

$$\beta_{mn}d = l\pi, l = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

식 (3)의 nontrivial 해는 식 (4)이다. rectangular waveguide cavity의 길이는 공진주파수에서 $\lambda_g/2$ 의 배수가 되어야 함을 의미한다. 파수($k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$)와 식 (4)를 식 (2)에 대입하면 rectangular waveguide cavity의 공진주파수는 식 (5)로 정리할 수 있다^[4].

$$f_{mnl} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (5)$$

SIW(substrate integrated waveguide)는 PCB 기판에 주기적으로 via를 배치하여 마치 waveguide처럼 동작하도록 설계한 구조이다. SIW 구조는 K. Wu에 의해 처음 제안되었고^[5], Y. Cassivi에 의해 SIW via wall의 실효길이가 확립되었다^[6]. 그림 2에서 L, W 는 cavity wall의 끝에 위치한 via의 중심 간의 물리적인 길이이며, d 는 via의 직경,

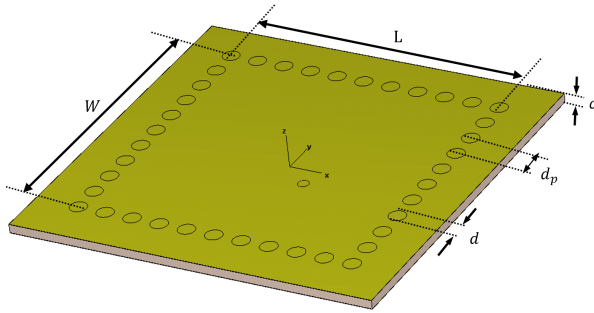


그림 2. 기판집적 도파관 공동 공진기
Fig. 2. SIW cavity resonator.

d_p 는 인접한 via의 중심 간의 길이를 의미한다. L, W 의 실효길이는 식 (6)과 식 (7)이며 이를 rectangular waveguide cavity의 공진주파수 식 (5)에 대입하면 SIW cavity의 공진주파수 식 (8)을 구할 수 있다.

$$L_{eff} = L - 1.08 \frac{d^2}{d_p} + 0.1 \frac{d^2}{L} \quad (6)$$

$$W_{eff} = W - 1.08 \frac{d^2}{d_p} + 0.1 \frac{d^2}{W} \quad (7)$$

$$f_{mnl} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{C}\right)^2} \quad (8)$$

SIW cavity 설계에 사용할 기판은 Rogers社 RT 5880 기판으로 $\epsilon_r = 2.2$ 이며 L, W 의 길이가 17 mm 일 때 각 모드에 따른 공진주파수를 계산하여 표 1에 정리하였다. 35 GHz에서 TE_{440} 모드가 형성됨을 계산을 통해 확인하였다. 그림 3에서 35 GHz에서 SIW cavity의 E-field를 확인

표 1. 모드에 따른 공진주파수 계산 결과[GHz]
Table 1. Resonant frequency according to mode [GHz]
($L = W = 17\text{mm}, \epsilon_r = 2.2$).

n \ m	1	2	3	4
1	8.7	13.8	19.5	25.5
2	13.8	17.5	22.3	27.6
3	19.5	22.3	26.2	30.8
4	25.5	27.6	30.8	35

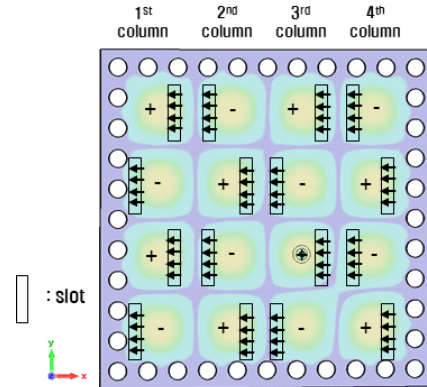


그림 3. 기판집적 도파관 공동 슬롯 안테나
Fig. 3. SIW cavity slot antenna.

함으로써 TE_{440} mode가 형성됨을 확인할 수 있다. TE_{440} mode를 활용하여 16개의 slot에 전력을 분배하는 4×4 slot antenna를 설계한다.

2-2 Shorting Via를 활용한 고차모드 Slot 안테나

High order mode를 사용하여 각 slot에 전력을 분배하는 안테나의 선행 연구가 진행되었다^[7]. 그림 3을 보면 수직을 기반으로 cavity의 사이즈 L 과 W 를 17 mm로 설계하여 35 GHz에서 TE_{440} Mode의 16개로 분포된 standing wave E-field를 확인 할 수 있다. 그림 3의 +와 -부호는 E-field의 \hat{z} 축으로의 방향을 의미하며 인접한 column의 E-field는 반대 부호를 갖는 것을 확인할 수 있다. 16개의 slot이 동위상으로 방사하기 위해 인접한 column은 반대의 offset을 갖도록 설계한다.

안테나의 급전은 probe를 통해 z-축 방향의 전류가 흐르면, 오른손 법칙에 의해 z-축을 중심으로 회전하는 자기장이 xy-평면에 형성된다. 이때 형성된 자기장은 cavity의 TE_{440} Mode와 매칭이되어 급전이 되는 원리이다. 최적의 매칭 특성을 구현을 위해 mode의 중심에 가깝게 설계하였다.

배열 안테나의 이득 및 축비를 개선하기 위해서는 각 slot에서 방사되는 신호의 위상의 편차를 최소화해야 한다. 그림 4(a)는 SIW cavity slot antenna 형상이고, 그림 4(c)는 TE_{440} Mode의 E-field 형상인데 이를 보면 각 slot

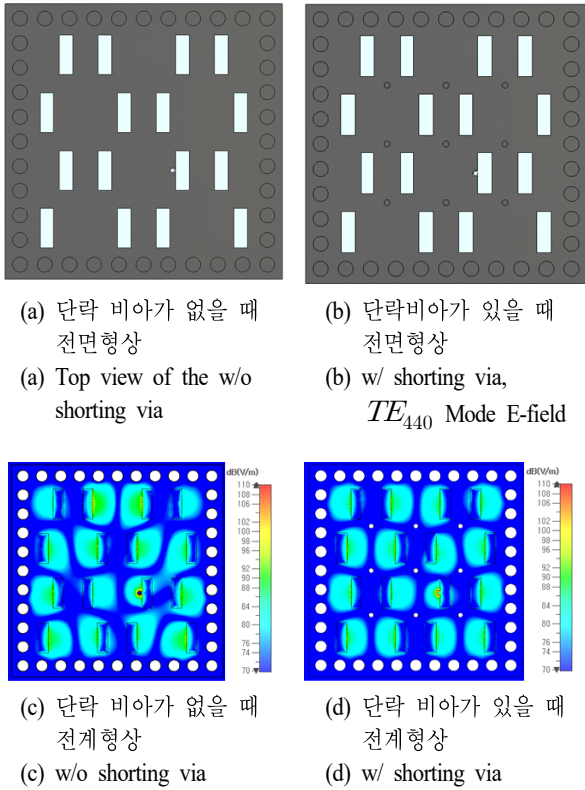


그림 4. 기판집적 도파관 공동 슬롯 안테나
Fig. 4. Geometry of cavity slot antenna.

사이의 상호 결합이 존재함을 확인할 수 있다. 상호 결합으로 인해 각 slot에 방사되는 신호의 크기와 위상의 균일성이 저하될 수 있다. 각 slot 간의 상호 결합을 줄이기 위한 방안으로 그림 4(b)와 같이 TE_{440} mode의 node 위치에 9개의 shorting via를 추가하였다. 그림 4(d)는 shorting via가 추가된 TE_{440} mode의 E-field 형상이며, 각 mode 사이의 상호결합이 줄어든 것을 확인할 수 있다.

각 slot 간의 상호 결합의 감소를 정량적으로 확인하기 위해 시뮬레이션 tool의 field probe 기능을 사용하여 slot의 개구면에서의 E-field의 위상과 크기를 확인하였다. Shorting via가 없는 slot antenna의 16개의 slot 간의 위상의 표준편차는 2.11° 이며, 크기의 표준편차는 18.73 dB이다. Shorting via가 있는 slot antenna의 16개의 slot 간의 위상의 표준편차는 1.69° 이며, 크기의 표준편차는 18.21 dB이다. Shorting via가 있는 slot antenna의 slot 간의 표준편차의 크기는 0.42 dB정도 작고, 위상의 표준편차는 0.52° 작

은 수치임을 확인하였다. 각 slot의 E-field의 평균크기는 shorting via가 없는 경우 74.22 dB이고, shorting via가 있는 경우 74.38 dB이다. Shorting via가 있는 경우 slot의 개구면에서의 E-field의 평균 크기가 0.18 dB 높음을 확인하였다. slot antenna에 Shorting via를 설계함으로써 slot 간의 위상오차를 줄이고, 방사세기를 증가시킬 수 있음을 확인하였다.

Shorting via의 유무에 따른 이득 개선 정도를 확인하기 위해 그림 5에 두 slot antenna의 반사계수와 이득을 비교하였다. Shorting via가 없는 slot antenna의 35 GHz에서 S_{11} 은 -18.24 dB, 정면방향 이득은 15.42 dB이고, Shorting via가 추가된 slot antenna의 35 GHz에서 S_{11} 은 -18.78 dB, 정면방향 이득은 15.93 dB이다. Shorting via가 추가된 slot

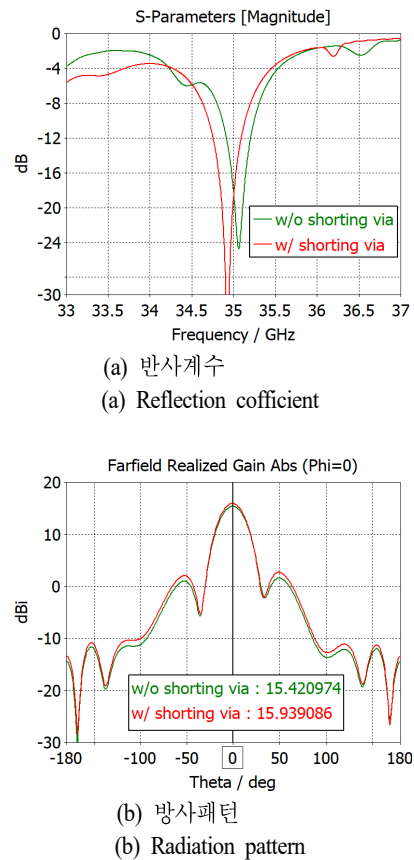


그림 5. 단락 비아의 유무에 따른 시뮬레이션결과 비교
Fig. 5. Comparison of simulation results with and without the shorting via.

antenna의 이득이 0.5 dB 높음을 확인하였다. Shorting via를 TE_{440} mode의 node에 배치함으로써 slot 간의 상호 결합을 개선하고 slot의 위상과 크기의 표준 편차를 줄여 안테나 이득을 향상할 수 있음을 확인하였다.

2.3 안테나 설계 형상

그림 6은 제안된 안테나의 형상을 나타낸다. 그림 6은 선형편파로 동작하는 cavity slot antenna의 형상이고, 그림 6(b)는 각 slot 상단에 일정 각도로 rotated 된 dipole 형태인 원형편파 변환기 구조를 설계함으로써 원형편파로 동작한다. Cavity slot antenna의 기판은 그림 6(a)의 2nd layer이며 상대유전율 $\epsilon_r = 2.2$, 손실탄젠트 $\tan\delta = 0.0009$, 두

께 0.508 mm 인 Rogers社의 RT 5880기판에 설계되었으며, 원형편파 변환기를 위한 기판은 1st layer로 상대유전율 $\epsilon_r = 2.2$, 손실탄젠트 $\tan\delta = 0.0009$, 두께 0.76 mm인 Taconic社의 TLY-5 기판으로 설계하였다. 또한 접착 기판은 상대유전율 $\epsilon_r = 3.45$, 두께 0.076 mm인 Isola社의 MT40기판으로 설계하였다. Cavity via의 제작 공정을 위해 3rd layer와 4th layer 사이에 접착 기판을 추가하게 되었으며 3rd layer와 4th layer의 형상은 동일하다.

그림 6(b)의 1st layer는 원형 편파 변환기로 동작한다. 원형편파 변환기 구조는 K. Itoh^[8]에 의해 처음 제안되었고, 직사각형 구조의 dipole 형상으로 연구가 진행되었다^{[9]-[11]}. 동작 주파수에서 축비의 최적화를 위해 dipole 형상을 마름모로 설계한 후 각 모서리의 round되는 정도를 변

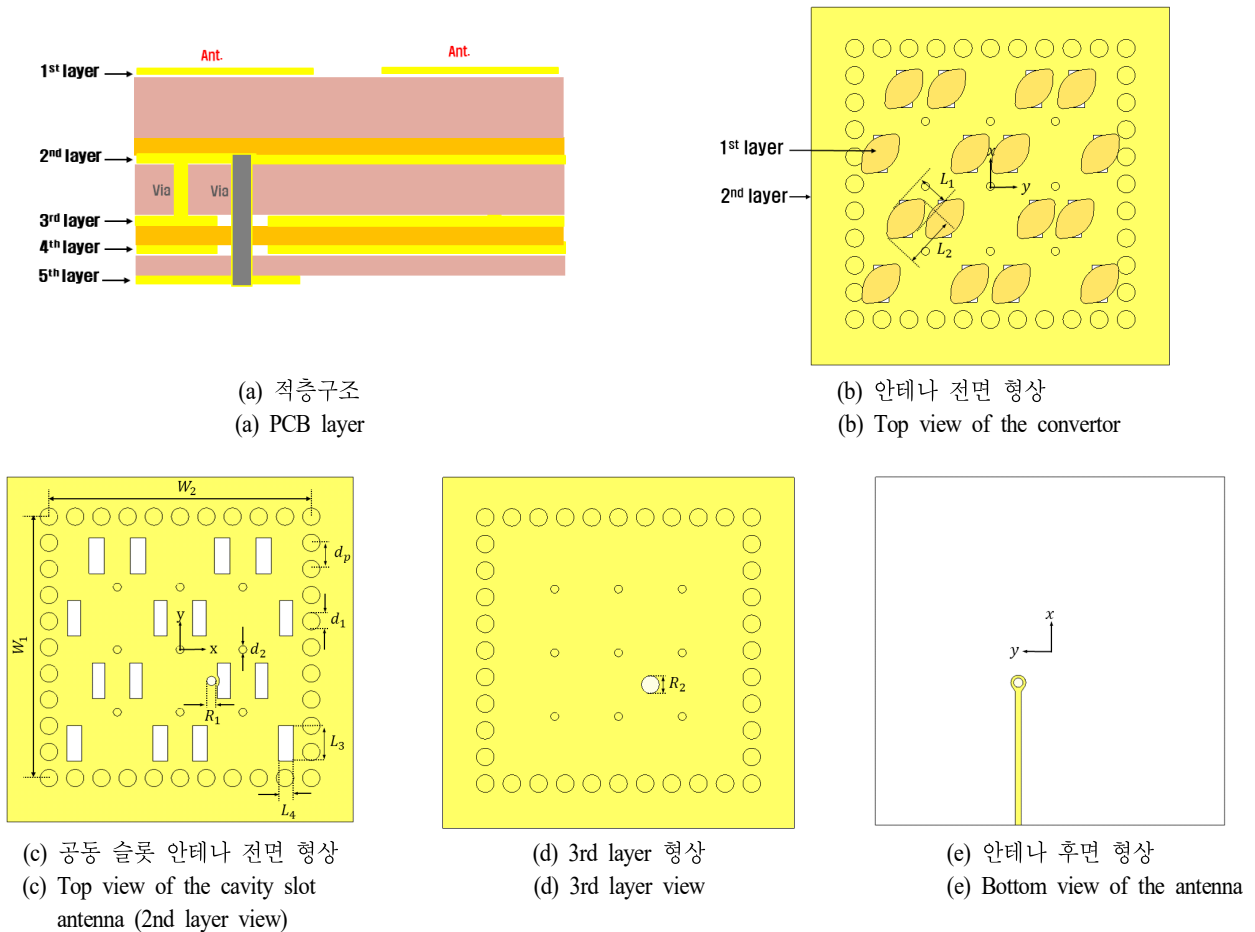
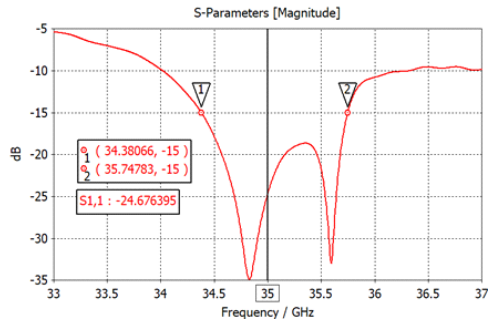
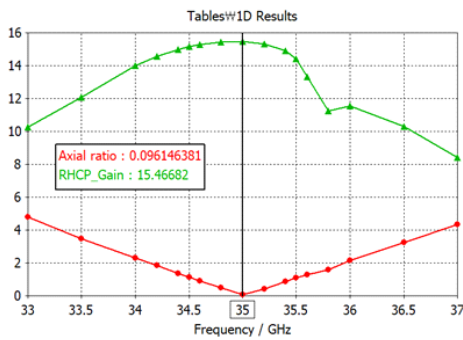


그림 6. 제안된 안테나 형상
Fig. 6. Geometry of the proposed antenna.



(a) 반사계수
(a) Reflection coefficient



(b) 축비 및 이득
(b) Axial ratio and RHCP gain

그림 7. 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulation results.

표 2. 제안된 안테나 주요 설계 변수
Table 2. Design parameters of a proposed antenna.

(unit: mm)

Parameter	Design value	Parameter	Design value
L_1	1.9	L_2	3.1
W_1	16.7	W_2	16.7
d_p	1.67	d_1	1.1
d_2	0.5	R_1	0.3
R_2	1.1	L_3	2.3
L_4	1.0		

수로 지정하여 전류 경로의 길이 조절이 가능하도록 설계하였다. 이를 통해 동작 주파수에서 최적의 축비 특성을 구현하였다. 최적화된 안테나의 설계 변수는 표 2에

나타내었다. 설계 결과는 그림 7을 통해 확인 할 수 있다. 목표 동작 주파수인 35 GHz에서 축비는 0.09의 값을 얻었고, 이득은 35 GHz에서 15.47 dBic 으로 35 GHz에서 최적설계하였다. 안테나의 급전부는 microstrip line으로 설계하고 동작 주파수인 35 GHz에서 입력 임피던스가 50 Ω 이 되도록 설계하였다.

III. 안테나 제작 및 측정 결과

그림 8은 제작한 안테나 형상을 나타낸다. 측정 시 end-launch 타입의 2.4 mm SMA connector를 사용하여 시뮬레이션 및 측정을 진행하였다. 그림 8은 시뮬레이션 결과와 제작한 안테나의 측정 결과를 비교하였다. 그림 9(a)는 반사계수를 나타낸 것으로 시뮬레이션 결과 -15 dB이하 반사계수 대역폭은 34.03~35.60 GHz (4.5 %)이며 측정된 -15 dB 이하 반사계수 대역폭은 34.15~35.87 GHz (4.9 %)이다. 그림 9(b)는 축비를 나타낸 것으로 시뮬레이션된 3 dB 이하 축비 대역폭은 33.86~36.50 GHz (7.5 %)이며 측정된 3 dB 이하 축비 대역폭은 34.08~36.86 GHz (7.8 %)이다. 그림 9(c)는 제작된 안테나의 정면방향 RHCP 이득의 시뮬레이션 결과와 측정결과를 나타내었다. 시뮬레이션된 축비 3 dB 이하 대역폭 이내의 안테나

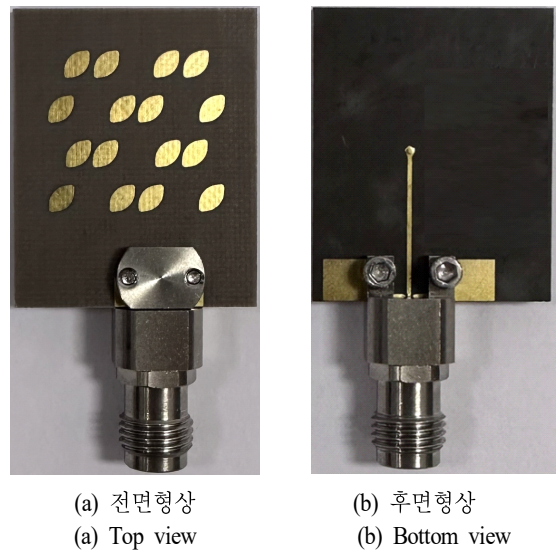
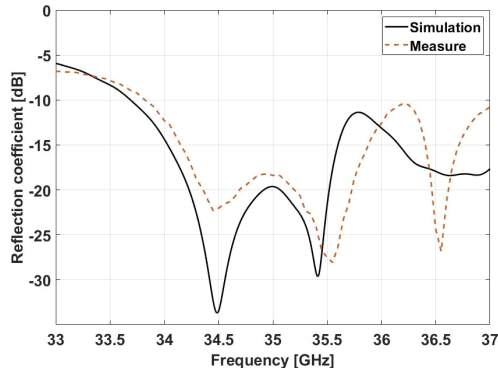
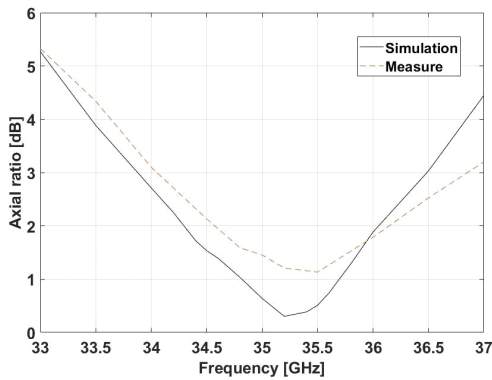


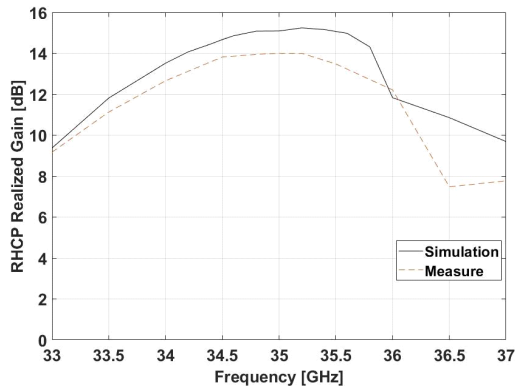
그림 8. 제작된 안테나 형상
Fig. 8. Photograph of the fabricated antenna.



(a) 반사계수
(a) Reflection coefficient



(b) 축비
(b) Axial ratio

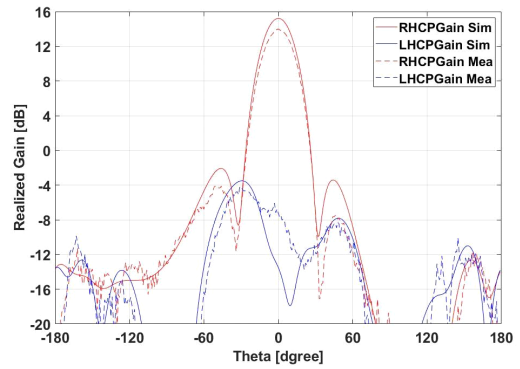


(c) 정면방향이득
(c) Boresight gain

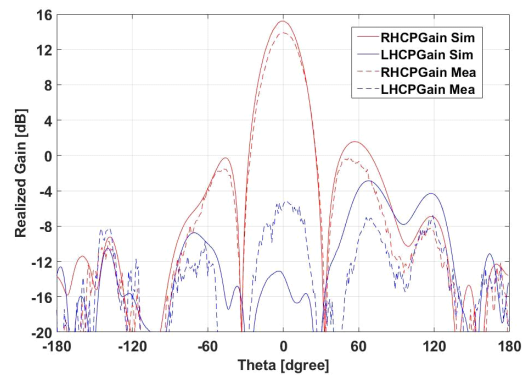
그림 9. 시뮬레이션 및 측정 결과 비교
Fig. 9. Simulation and measurement results.

최고 이득은 15.35 dBic 이며, 측정된 축비 3 dB 이하 대역폭 이내의 안테나 최고 이득은 14.00 dBic이다. 36 GHz 이상에서 정면방향이득의 측정값이 저하되는 양상을 보이는데, 이는 고주파 대역에서 파장이 짧아짐에 따라 제작 공정의 오차, 급전부와 커넥터 간의 임피던스 불일치, 측정 환경의 불안정성 등이 성능 저하로 이어졌을 것으로 판단된다. 그림 10은 35 GHz에서의 시뮬레이션 및 측정된 방사패턴이며, +z 축에서 최고이득을 갖는 것을 확인하였다. 시뮬레이션을 통해 확인한 안테나의 방사효율은 90 %이다.

표 3에 제안된 안테나의 결과와 선행 연구 결과를 비교하였다. 참고문헌 [10]과 참고문헌 [11]에서는 원형 편파



(a) xz 평면
(a) xz-plane



(b) yz 평면
(b) yz-plane

그림 10. 제안된 안테나 방사패턴
Fig. 10. Radiation patterns of the proposed antenna.

표 3. 제안된 연구와 선행연구 결과의 비교
Table 3. Comparison of performance with previous studies.

	-10 dB S_{11} bandwidth (%)	3 dB AR bandwidth (%)	Lowest AR (dB)	Gain (dBic)	Air gap
[10]	2.9	Not mention	0.2	15.2	o
[11]	4.6	10	1	16	o
Proposed work	6.5	7.5	0.09	15.46	x

변환기 기판과 cavity slot 안테나 기판 사이에 air gap을 포함하여 설계하였다. 원형 편파 변환기 구조로는 직사각형 형태의 다이폴을 사용하였으며, 최대 이득을 갖는 주파수와 최소 축비를 갖는 주파수가 일치하지 않는다는 한계가 있다.

본 논문에서 제안한 안테나는 원형 편파 변환기 형상을 최적화하여 목표 주파수에서 최고 이득과 최저 축비를 일치하는 결과를 도출하였다. 저높이, 경량 구조로 배열 확장이 용이하며, 고이득, 고효율 특성과 우수한 원형 편파 특성을 갖는다. 또한 air gap을 사용하지 않아 구조적으로 강건성을 확보하였다. 또한 반사계수 대역폭은 6.5 %로, 선행 연구들과 비교하여 넓은 대역폭 특성을 가진다.

IV. 결 론

본 논문에서는 각 slot 간의 상호 결합을 줄이기 위해 shorting via를 추가하여 이득을 개선한 안테나를 제안한다. 선형편파로 동작하는 SIW cavity slot antenna 위에 원형편파 변환기를 설계하여 우선회 원형편파 안테나를 설계하였다. 안테나의 제작 및 측정 결과 -15 dB 이하 반사계수 대역폭은 34.15~35.87 GHz (4.9 %), 3 dB 이하 축비 대역폭은 34.08~36.86 GHz (7.8 %), 측정된 정면방향 이득은 14.00 dBic 이다. 교차편파 억제도는 +z 축에서 28 dB 이상으로 우수한 교차편파 억제도를 확인 하였다. 향후 정류기와의 일체형 제작을 통해 수신 효율과 송수신 성능을 실제 환경에서 검증할 예정이며, 이를 통해 제안된 안테나가 무선전력전송 시스템에서 효과적으로 작동하는

지를 평가할 계획이다. 제안된 안테나는 무선전력송·수신 시스템과 위성통신 시스템 등에 활용 가능할 것으로 사료된다.

References

- [1] T. Shaw, G. Samanta, and D. Mitra, "Efficient wireless power transfer system for implantable medical devices using circular polarized antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 7, pp. 4109-4122, Jul. 2020.
- [2] E. Kang, C. H. Seo, and H. Choo, "High gain array antenna using the high-order mode for wireless power transfer applications," in *2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference(WPTC)*, Seoul, Nov. 2020, pp. 205-207.
- [3] X. Yang, W. Geyi, and H. Sun, "Optimum design of wireless power transmission system using microstrip patch antenna arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1824-1827, Mar. 2017.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering: Theory and Techniques*, Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2021.
- [5] D. Deslandes, K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [6] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sep. 2002.
- [7] W. Han, F. Yang, J. Ouyang, and P. Yang, "Low-cost wideband and high-gain slotted cavity antenna using high-order modes for millimeter-wave application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 4624-4631, Aug. 2015.
- [8] K. Itoh, T. Adachi, "Novel circularly polarized antennas combining a slot with parasitic dipoles," in *1980 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Quebec, Jun. 1980.
- [9] Y. Li, Z. N. Chen, X. Qing, Z. Zhang, J. Xu, and Z. Feng,

"Axial ratio bandwidth enhancement of 60-GHz substrate integrated waveguide-fed circularly polarized LTCC antenna array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 10, pp. 4619-4626, Oct. 2012.

[10] W. Han, F. Yang, R. Long, L. Zhou, and F. Yan, "Single-fed low-profile high-gain circularly polarized slotted cavity antenna using a high-order mode," *IEEE Antennas*

and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 110-113, May 2015.

[11] M. Asaadi, A. Sebak, "High-gain low-profile circularly polarized slotted SIW cavity antenna for MMW applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 752-755, Aug. 2016.

김 유 경 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0003-0783-8615>



2023년 2월: 충남대학교 전자정보통신공학과 (공학사)

2023년 3월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정

[주 관심분야] 밀리미터파 안테나, 최적화 알고리즘

임 원 섭 [한국전기연구원/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-9353-6853>



2012년 2월: 한양대학교 전자통신공학부 (공학사)

2019년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학박사)

2018년 12월~현재: 한국전기연구원 선임연구원

[주 관심분야] RF Power Amplifiers, Wireless Power Transfer Via Microwaves

박 목 윤 [성균관대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0009-0009-2604-6457>



2022년 2월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)

2022년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정

[주 관심분야] 밀리미터파 안테나, 위상배열안테나, 최적화 알고리즘

황 금 철 [성균관대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0002-8074-1137>



2001년 2월: 부산대학교 전자공학과 (공학사)

2003년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 (공학석사)

2006년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 (공학박사)

2006년 1월~2008년 7월: 삼성탈레스 기술연구소 책임연구원

2015년 3월~2018년 8월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학부 부교수

2018년 9월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학부 교수
[주 관심분야] 전자파 복사 및 산란 해석, 안테나, 최적화 알고리즘 등