

무선통신 주파수 대역에서 운용할 수 있는 CPW 급전 초광대역 In-Building 중계기 안테나 설계

CPW-Fed Super-Wideband In-Building Repeater Antenna Design for Wireless Communication Bands

김 성 훈 · 고 지 환

Seong-Hun Kim · Ji-Hwan Ko

요 약

본 논문에서는 국내의 이동통신 주파수 대역(0.8~0.9 GHz, 1.7~1.8 GHz, 1.9~2.1 GHz, 2.5~2.6 GHz, 3.4~3.7 GHz, 26.5~28.9 GHz), 무선 LAN 대역(2.4 GHz, 5.1~5.8 GHz) 및 ISM 대역(2.4~2.5GHz, 5.7~5.8 GHz)에서 운용할 수 있는 초광대역(SWB, super-wideband) In-Building 중계기 안테나를 제안하였고, 제안된 안테나는 FR4 기판(유전율 4.4, 높이 1.6 mm) 상에 CPW 급전과 다각형의 방사체 및 슬롯들로 구현되었다. 제작된 안테나의 운용 주파수는 0.83~15.6 GHz 및 24.6~30.0 GHz이고, 반사손실 10 dB 이상을 만족하며 1.0, 3.5, 26.5 GHz에서의 안테나 이득은 각각 3.2, 4.5, 8.2 dBi이다. 특히 0.83~15.6 GHz의 대역은 대역폭 비율이 18.8:1로써 초광대역(SWB) 대역폭 비율인 10:1 이상을 충족한다. 각각의 주파수에서의 방사패턴을 고려할 경우, 제안된 안테나는 방사체가 바닥면을 향하도록 천장과 수직되게 설치되면 최적화된 성능을 확보할 수 있고, 따라서 건물 내부에서 무선 통신용 중계기 안테나로 사용될 수 있다.

Abstract

In this study, a super-wideband (SWB) in-building repeater antenna for mobile communication bands (0.8~0.9 GHz, 1.7~1.8 GHz, 1.9~2.1 GHz, 2.5~2.6 GHz, 3.4~3.7 GHz, 26.5~28.9 GHz), WLAN bands (2.4 GHz, 5.1~5.8 GHz), and ISM bands(2.4~2.5 GHz, 5.7~5.8 GHz) is proposed. The antenna is implemented in CPW feeding, a polygonal radiation patch, and slots on an FR4 substrate (dielectric constant= 4.4, thickness= 1.6 mm). The operating frequencies of the fabricated antenna are 0.83~15.6 GHz and 24.6~30.0 GHz, which meet a 10 dB return loss. In particular, the 0.83~15.6 GHz band has a bandwidth ratio of 18.8:1, which meets the minimum SWB bandwidth ratio of 10:1. The antenna gains at the frequencies of interest are 3.2 dBi (1.0 GHz), 4.5 dBi(3.5 GHz), and 8.2 dBi(26.5 GHz). Considering the radiation patterns, the proposed antenna will perform optimally as a repeater antenna when installed perpendicular to the ceiling facing the floor, thereby replacing the numerous wireless communication antennas installed inside buildings.

Key words: SWB Antenna, Wireless Communications, In-building Repeater, 5th Generation, Tapered Slot Transition

「이 연구는 금오공과대학교 학술연구비로 지원되었음(2019-104-040).」

금오공과대학교 전자공학과(School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology)

· Manuscript received May 22, 2021 ; Revised June 15, 2021 ; Accepted July 15, 2021. (ID No. 20210522-052)

· Corresponding Author: Ji-Hwan Ko (e-mail: kojh@kumoh.ac.kr)

I. 서 론

무선 통신 서비스에 있어 가장 중요한 자원 중 하나인 주파수 및 대역폭은 대용량 콘텐츠의 원활한 서비스를 위해 점점 더 높고 넓은 영역으로 이동하고 있다. 예를 들어, 5G(세대) 이동통신 서비스를 위한 주파수 대역은 기존 4G 대역(0.8, 0.9, 1.8, 2.1 및 2.5 GHz)보다 높은 3 GHz 대역(3.4~3.7 GHz, Middle Band) 및 26 GHz 대역(26.5~28.9 GHz, High Band)이다^[1]. 무선통신 주파수의 다양성은 곧 핵심 소자인 안테나의 다양성을 의미하고 직진성이 강해지는 초고주파의 특성을 고려하면 안테나의 양적 증가를 의미한다. 보고서에 따르면, 20층 이상의 대형 건물의 경우 빌딩 내 안테나 규모가 대략 1,000개, 중형(10 ~ 20층) 건물의 경우, 100개, 소형(10층 이하) 건물의 경우 30개 정도가 소요된다^[2]. 2010년 초부터 국내 이동통신사업자들은 일부 국소에 대하여 인프라 공동 구축을 통한 투자비 절감을 추진^[2]하고 있으나, 건물 내에는 여전히 각 통신사별 및 주파수별 중계 안테나들이 천정이나 벽에 설치되어 있다. 게다가 5G의 Middle 및 High Band 추가로 인해 그에 상응하는 인프라 증설은 불가피한 상황이다.

본 논문은 건물 내부의 다양한 중계 안테나를 통합 할 수 있는 초광대역 안테나의 설계에 관한 것으로서 제안된 안테나는 CPW 급전 구조에 임피던스 매칭을 위한 다양한 슬롯들이 적용되었고, 측정을 통해 반사손실 10 dB 이상을 만족하는 임피던스 대역과 주요 주파수에서의 방사패턴 및 이득을 확인하였다. 안테나 모델링 및 시뮬레이션은 CST사의 MWS 소프트웨어로 수행하였고, 관심 있는 통신 대역 위주로 시뮬레이션 함으로써 계산 속도를 높였다. 본 논문은 총 4장으로 구성되어 있으며, II 장에서는 안테나 설계를, III 장에서는 측정 결과에 대한 고찰을, 그리고 IV 장에서는 결론을 각각 서술하였다.

II. 안테나 설계

2-1 SWB 안테나 설계

SWB 안테나를 설계하기 위해 기존의 초광대역 안테나에 적용된 기술들을 분석하였고, 주요 내용을 요약하면 다음과 같다. 첫째, 안테나 방사체와 접지면의 간격(슬롯)

은 선형 또는 원형으로 점점 넓어지는 테이퍼 형상이고, 이런 구조에서 주파수별 임피던스 매칭이 잘 이루어진다. 둘째, 안테나 방사체에 슬롯을 삽입할 경우, 임피던스 매칭 소자로 작동하여 광대역 특성을 확보할 수 있다^{[3]~[5]}. 위에서 언급한 분석 결과(테이퍼형 슬롯 적용 및 방사체에 슬롯 삽입)를 적용하여 안테나를 설계하였고, 상세형상 및 설계 값을 그림 1과 표 1에 각각 나타내었다.

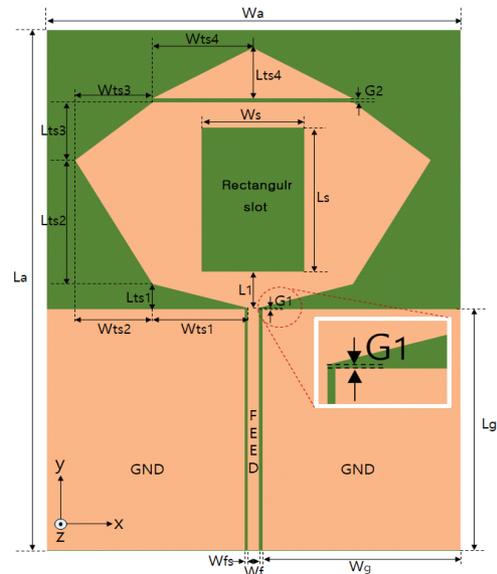


그림 1. 제안된 SWB 안테나
Fig. 1. Proposed SWB antenna.

표 1. 제안된 안테나의 설계 값
Table 1. Design values of the proposed antenna.

Parameters	Values [mm]	Parameters	Values [mm]
W_a	107.8	L_{ts3}	20.0
L_a	147.2	W_{ts3}	20.0
W_g	52.0	L_{ts4}	14.0
L_g	68.2	W_{ts4}	26.0
W_s	26.0	G_1	0.4
L_s	40.0	G_2	1.4
L_{ts1}	7.0	L_1	10.3
W_{ts1}	24.5	W_f	3.0
L_{ts2}	36.0	W_{fs}	0.4
W_{ts2}	20.0	$PCB_{thickness}$	1.6

제안된 안테나는 FR4 기판(유전율 4.4, 높이 1.6 mm) 상에 CPW 급전 및 슬롯들을 적용하여 구현되었다. 초광대역 특성을 확보하기 위해 접지면과 방사체 사이에 서로 다른 두 개의 삼각형 테이퍼 슬롯을 적용하였고, 방사체 중심에 사각 슬롯을 그리고 방사체를 분리시키는 슬롯을 각각 추가하였다. 급전부는 마이크로스트립 대비 급전손실이 적고 초광대역에서 임피던스의 변화가 적으며, 동일면에 방사체를 결합할 수 있어 정밀한 제작이 가능한 CPW 급전을 적용하였다^{[6],[7]}.

2-2 SWB를 위한 설계 및 시뮬레이션

2-1절에서 언급한 바와 같이 초광대역 특성을 가지는 안테나는 방사체와 접지면 사이, 방사체 내부 또는 방사체와 방사체 사이에 다양한 슬롯들이 적용된다. 본 절에서는 분석된 기술들을 적용하여 안테나를 Modeling & Simulation(M&S)하였고, 최적화된 값들을 도출하였다.

2-2-1 테이퍼형 슬롯 1 M&S

테이퍼형 슬롯 1은 50 Ω의 CPW 급전과 안테나 방사체가 형성하는 첫 번째 슬롯이고, 전류 분포가 가장 집중되는 곳이다. 따라서 임피던스 매칭에 큰 영향을 미치는 부분이므로 반사 손실이 최소화되도록 전환이 이루어져야 한다^[6].

M&S를 수행하기에 앞서 안테나 모델링에 필요한 물리적인 값들을 이론적으로 계산하였고, 그 과정 및 결과는 다음과 같다. 먼저 그림 2와 같이 안테나 방사체와 접지면 사이의 슬롯에 대한 임피던스를 도식화하였다. 제안된 안테나에는 두 개의 테이퍼형 슬롯이 적용되고, 따라서 임피던스 매칭을 위해 각각의 슬롯에 대한 임피던스 Z_0 , $Z_{\text{tapered slot1}}$, $Z_{\text{tapered slot2}}$, Z_{LOAD} 를 구해야 한다.

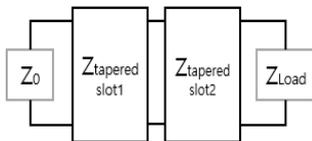


그림 2. 각 슬롯 임피던스의 도식화
Fig. 2. Block diagram of impedances of each slot.

문헌 조사를 통해 슬롯의 특성 임피던스(Z_0)를 계산할 수 있는 연구 결과를 확인하였고, 본 연구 조건에 맞는 수식을 식 (1)에 나타내었다^[8].

$$Z_0 = 120.75 - 3.74\epsilon_r + 50[\tan^{-1}(2\epsilon_r) - 0.8] \cdot (W/d)^{[1.11 + (0.132(\epsilon_r - 27.7)/(100d/\lambda_0 + 5))]} \cdot \ln[100d/\lambda_0 + \sqrt{(100d/\lambda_0)^2 + 1}] + 14.21(1 - 0.458\epsilon_r)(100d/\lambda_0 + 5.1 \cdot \ln\epsilon_r - 13.1) \cdot (W/\lambda_0 + 0.33)^2 \quad (1)$$

식 (1)은 기판의 유전율이 $3.8 \leq \epsilon_r \leq 9.8$, $0.075 \leq W/\lambda_0 \leq 1.0$ 인 경우에 유효하며, 평균 2%, 최대 5.8%의 오차를 포함하고 있다. 여기서 W 는 슬롯 폭, d 는 기판높이, λ_0 는 자유공간 파장을 각각 나타낸다.

그림 2에서 Z_0 는 최초 슬롯의 특성 임피던스로서 식 (1)에 슬롯 폭 0.4 mm(그림 1의 G_1)를 적용하면 구할 수 있다. 부하임피던스 Z_{LOAD} 또한 식 (1)로 구할 수 있는데, 슬롯 폭 W 에 안테나 개구면 폭(aperture width) 78.4 mm ($L_{ts1} + L_{ts2} + L_{ts3} + G_2 + L_{ts4}$)를 적용하면 된다. 단, 안테나 개구면의 폭은 $\lambda_{max}/2$ 이상이어야 한다(여기서 λ_{max} 는 최저 공진 주파수의 파장)^[9]. 부하임피던스를 구하면 나머지 $Z_{\text{tapered slot1}}$ 및 $Z_{\text{tapered slot2}}$ 는 식 (2)로 구할 수 있다^[9]. 즉, $Z_{\text{tapered slot1}}$ 은 식 (2)에 $n=0$ 을, $Z_{\text{tapered slot2}}$ 는 $n=1$ 을, 그리고 Z_0 는 최초 슬롯의 특성 임피던스를 각각 대입하면 된다.

$$Z_{n+1} = e^{\ln Z_n + 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0}} \quad \text{and} \quad C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!}; \text{ for } n=0, 1, 2, \dots, N. \quad (2)$$

마지막으로 $Z_{\text{tapered slot1}}$ 및 $Z_{\text{tapered slot2}}$ 에 해당하는 슬롯 폭을 식 (1)을 통해 역으로 구할 수 있고, 최종적으로 계산된 값들을 표 2에 나타내었다.

그림 3(a)에 적용된 사각 패치의 길이는 마이크로스트립 안테나 설계 이론^[10]으로 계산된 1.0 GHz에서의 공진 길이이고 패치의 폭은 시뮬레이션을 통해 52 mm로 조정하였다. M&S에 적용된 접지면 및 급전선의 크기는 표 1에서 나타난 것과 같은 값이 적용되었다. 설계 대역(0.8~

표 2. 계산된 임피던스 값 및 슬롯 폭

Table 2. Calculated impedances and slot widths.

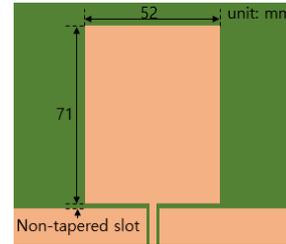
Parameters	Values calculated	Remarks
Z_0	120.0 Ω	Slot width 0.4 mm applied
Z_{LOAD}	274.7 Ω	Slot width 78.4 mm applied
$Z_{tapered\ slot1}$	147.6 Ω	
$Z_{tapered\ slot2}$	223.3 Ω	
L_{is1}	5.9 mm	Calculated slot width by applying $Z_{tapered\ slot1}$
$L_{is1}+L_{is2}$	42.2 mm	Calculated slot width by applying $Z_{tapered\ slot2}$

30 GHz)에서 반사손실 10 dB 이상을 충족시키는 것이 목표이므로 시뮬레이션 결과는 반사손실 위주로 확인하였다. 그림 3(c)에서 보여주는 것처럼 테이퍼형 슬롯이 적용된 경우 임피던스 정합이 잘 이루어졌고, 이론적으로 계산된 5.9 mm를 적용했을 때보다 7 mm에서 최적화된 결과를 얻을 수 있었다. 최초 공진 주파수는 0.92 GHz로 패치 설계 주파수인 1.0 GHz와 유사하고, 반사손실 10 dB 이상의 시작 주파수는 0.76 GHz로서 목표로 하는 0.8 GHz를 커버할 수 있다. 그림 3(d)에서 보여주는 5G 통신을 위한 26.4~28.9 GHz 대역의 경우, 테이퍼형 슬롯과 무관하게 임피던스 정합이 잘 이루어지나 테이퍼형 슬롯이 적용되었을 때 더 나은 결과를 보인다.

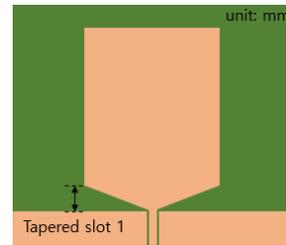
2-2-2 테이퍼형 슬롯 2 및 Ear 부분 M&S

테이퍼형 슬롯 2 및 Ear 부분에 대한 M&S 결과를 그림 4에 나타내었다. Ear는 그림 4(a)에서 보여주는 것과 같이 사각 패치의 좌, 우측에 추가된 삼각형 패치로서 이 부분의 폭을 조정할 경우, 4.0~6.0 GHz 대역에서 임피던스 정합이 소폭 개선됨을 확인할 수 있고, M&S 결과, 20 mm에서 최적화된 특성을 보인다.

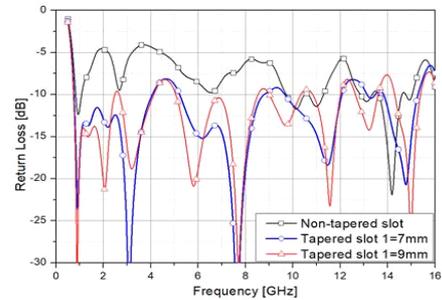
Ear 부분을 20 mm로 고정한 후 테이퍼형 슬롯 2의 폭을 조정하면서 반사손실의 변화를 확인하였다. 이론적으로 계산된 42.2 mm에서 테이퍼형 슬롯 1의 폭 7 mm를 빼면 35.2 mm가 되는데, 이 값으로 모델링을 한 후 슬롯 폭을 조정해 가면서 M&S를 수행한 결과, 슬롯 폭이 36 mm일 때 4.6, 9.3, 12.5 GHz의 임피던스가 개선됨을 확인하였다.



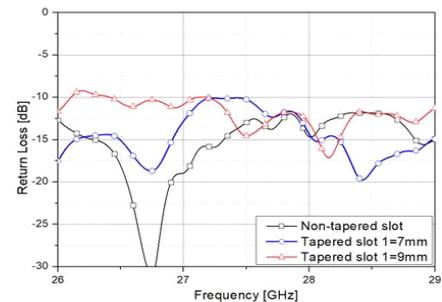
(a) 테이퍼형 슬롯 미적용
(a) Non-tapered slot



(b) 테이퍼형 슬롯 1 적용
(b) Tapered slot 1

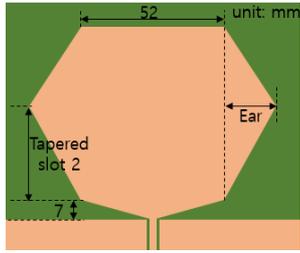


(c) 테이퍼형 슬롯 1에 대한 반사계수(0~16 GHz)
(c) Return loss of the tapered slot 1(0~16 GHz)

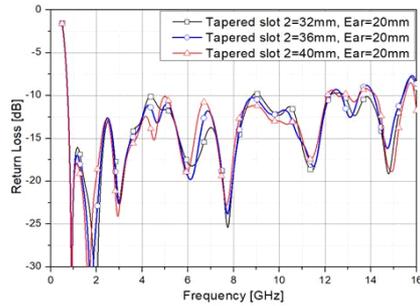


(d) 테이퍼형 슬롯 1에 대한 반사계수(26~29 GHz)
(d) Return loss of the tapered slot 1(26~29 GHz)

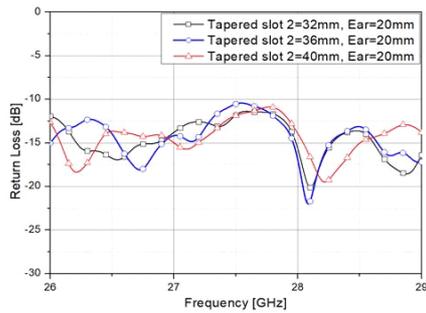
그림 3. 테이퍼형 슬롯 1에 대한 M&S 결과
Fig. 3. M&S result of the tapered slot 1.



(a) 테이퍼형 슬롯 2 및 Ear
(a) Tapered slot 2 and Ear



(b) 테이퍼형 슬롯 2 및 Ear에 대한 반사손실(0~16 GHz)
(b) Return loss of the tapered slot 2 and Ear(0~16 GHz)

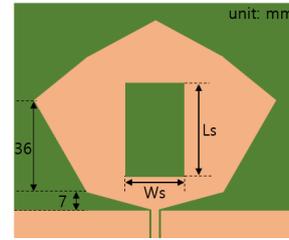


(c) 테이퍼형 슬롯 2 및 Ear에 대한 반사손실(26~29 GHz)
(c) Return loss of the tapered slot 2 and Ear(26~29 GHz)

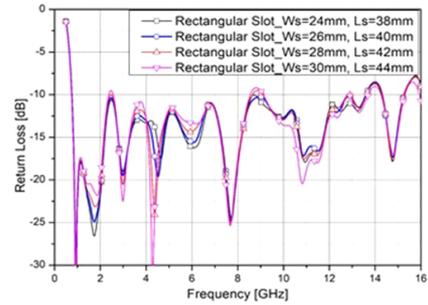
그림 4. 테이퍼형 슬롯 2 및 Ear에 대한 M&S 결과
Fig. 4. M&S result of the tapered slot 2 and Ear.

2-2-3 방사체 내부 사각 슬롯 M&S

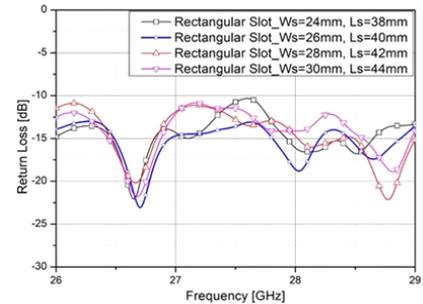
방사체 내부 사각 슬롯에 대한 M&S는 그림 5(a)에서 보여주는 것과 같이 안테나의 윗 부분을 삼각형으로 변형한 후 수행하였다. M&S 결과는 그림 5(b)와 그림 5(c)에서 보여주는 것처럼 사각 슬롯은 5G 통신용 High Band의 임피던스 정합에 영향이 있는 것으로 분석되고, 슬롯의 폭과 길이가 각각 26 mm, 40 mm일 때 임피던스 정합



(a) 사각 슬롯
(a) Rectangular slot



(b) 사각 슬롯 크기에 대한 반사손실(0~16 GHz)
(b) Return loss of the rectangular slot size(0~16 GHz)



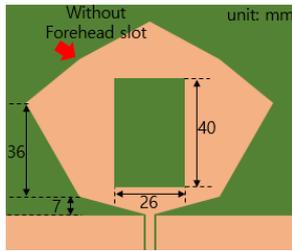
(c) 사각 슬롯 크기에 대한 반사손실(26~29 GHz)
(c) Return loss of the rectangular slot size(26~29 GHz)

그림 5. 사각 슬롯에 대한 M&S 결과
Fig. 5. M&S result of the rectangular slot.

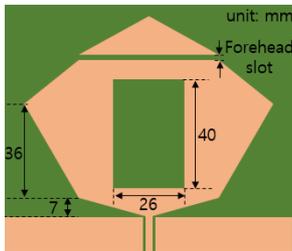
이 가장 잘 이루어지는 것으로 확인되었다.

2-2-4 Forehead Slot M&S

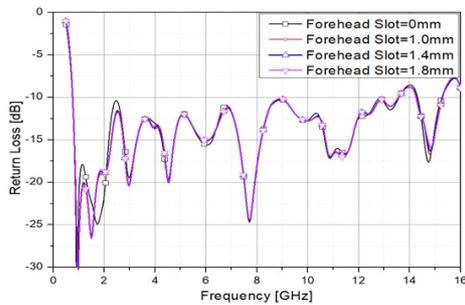
임피던스 정합을 위한 마지막 변수로서 그림 6(a)에서 보여주는 것과 같이 Forehead slot을 적용하였다. Forehead slot은 방사체를 분리시키는 슬롯으로서, M&S 결과 Forehead slot이 없는 경우, 대비 슬롯의 폭이 1.4 mm일 때 2~3 GHz 대역 및 27~28 GHz 대역에서 임피던스 개선



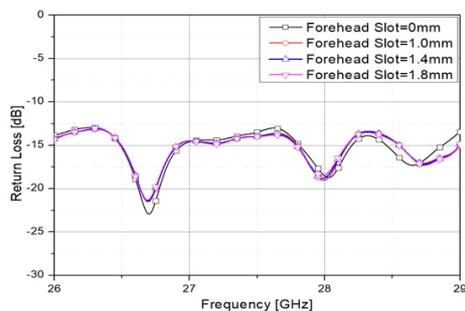
(a) Forehead 슬롯 삽입 전
(a) Before forehead slot insertion



(b) Forehead 슬롯 삽입 후
(b) After forehead slot insertion



(c) Forehead slot에 대한 반사손실(0~16 GHz)
(c) Return loss of the forehead slot(0~16 GHz)



(d) Forehead slot에 대한 반사손실(26~29 GHz)
(d) Return loss of the forehead slot(26~29 GHz)

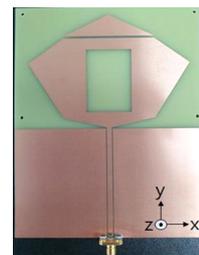
그림 6. Forehead slot에 대한 M&S 결과
Fig. 6. M&S result of the forehead slot.

효과가 있는 것으로 확인되었다.

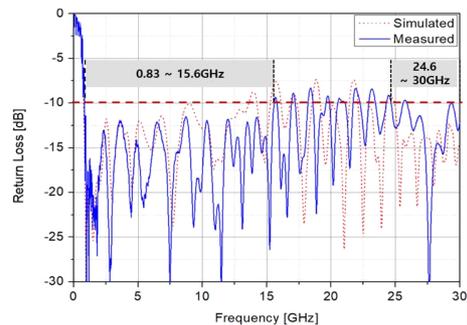
III. 측정 결과 및 고찰

제작된 안테나의 형상과 측정된 임피던스 대역폭을 그림 7에 나타내었다. 반사손실 10 dB 이상을 충족시키는 대역폭은 각각 0.83~15.6 GHz 및 24.6~30 GHz이고, 따라서 단일 안테나로 국내 무선 통신 주파수 대역을 모두 커버할 수 있다. 특히 0.83~15.6 GHz의 대역은 대역폭 비율이 18.8:1로써 초광대역(SWB) 대역폭 비율인 10:1 이상을 충족한다. 설계에 적용된 슬롯들 중 테이퍼형 슬롯 1과 2는 0.8~16 GHz 대역의 임피던스 매칭에, 사각 슬롯은 24~30 GHz 대역의 임피던스 매칭에 각각 주요한 영향을 미치는 것으로 확인되었다.

주요 통신 대역에서의 방사패턴을 그림 8에 나타내었다. 상대적으로 낮은 주파수인 1.0 GHz 및 3.5 GHz 대역에서는 Omnidirectional 한 방사패턴과 유사한 형상을 보



(a) 제작된 안테나
(a) Fabricated antenna



(b) 측정된 반사손실
(b) Measured return loss

그림 7. 제작된 안테나 및 반사손실 측정 결과
Fig. 7. Fabricated antenna and measured return loss.

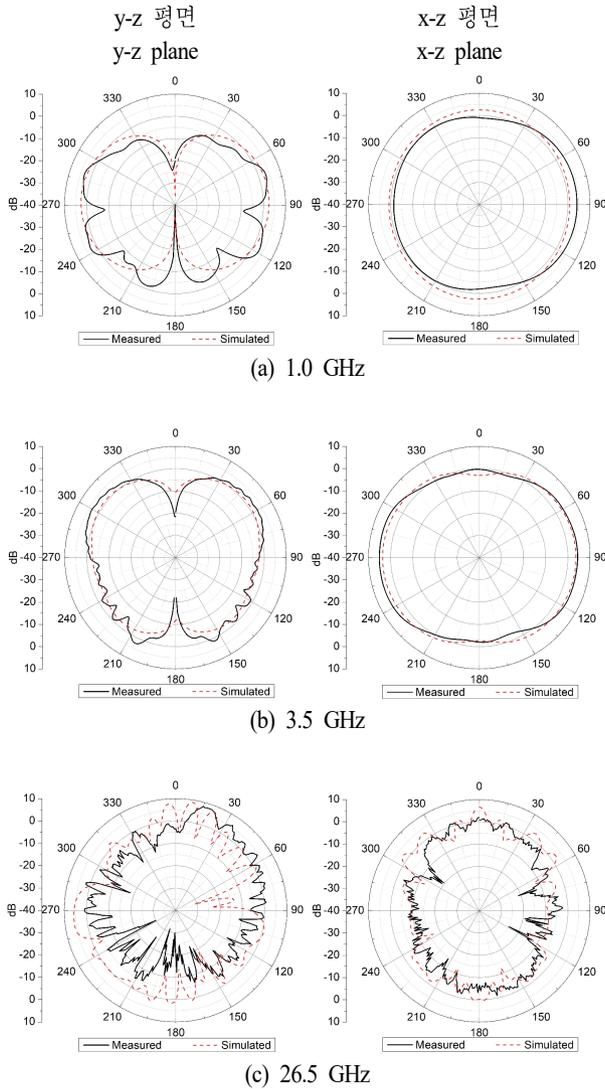


그림 8. 측정된 방사패턴
Fig. 8. Measured radiation patterns.

이지만 밀리미터파 대역인 26.5 GHz에서는 방사패턴이 사용된 기판의 물리적 특성과 안테나의 구조에 많은 영향을 받는다는 것을 알 수 있다. 즉, 제안된 안테나와 같이 기판의 한 쪽 면만 사용하여 설계된 안테나의 경우 전계는 두 가지 매질을 통해 형성되는데, 첫 번째가 공기 중으로 형성되는 경우이고, 두 번째가 유전체 기판을 통하여 형성되는 경우이다. 따라서 파장이 매우 짧은 밀리미터파 대역의 경우, 기판의 유전상수 및 두께에 영향을 받기 때문에 공기 중으로 형성되는 전계 패턴과 비교하여

비대칭적임을 알 수 있다.

안테나 이득 측정은 시뮬레이션 결과와 비교하여 표 3에 나타내었다. 측정 주파수는 국내 이동통신 주파수 대역에서 운용이 가능해야 하므로 제공되는 서비스 각각의 동작 주파수 범위를 조사하였고, 그 중에 대표 주파수로 고려되는 1.0 GHz, 3.5 GHz, 및 26.5 GHz를 선정하여 측정하였다. 측정 이득과 시뮬레이션 결과를 비교하면 두 값이 매우 유사함을 확인할 수 있다.

마지막으로, 문헌조사를 통해 확인된 SWB 안테나들과 제안한 안테나의 특성을 비교하여 표 4에 나타내었다. 조사된 안테나들은 기판상에 제작되었고, 급전은 크게 마이크로스트립과 CPW로 구분된다. 안테나들은 10:1 이상의 대역폭 비를 가지므로 SWB의 기준을 충족하는데, 이런

표 3. 안테나 이득
Table 3. Antenna gains.

Frequency [GHz]	Antenna gain[dBi]	
	Simulated	Measured
1.0	3.1	3.2
3.5	4.4	4.5
26.5	8.6	8.2

표 4. SWB 안테나 특성 비교
Table 4. Comparison of SWB antenna characteristics.

Reference	Size[mm ³] (W×L×H)	Frequency band[GHz] (bandwidth ratio)	Gain[dBi] (GHz)	Transition between radiator and ground
[11]	52×42×1.57	0.96~10.9 (11.35:1)	0.9(0.96) 4.1(10.9)	Elliptical tapered slot
[12]	52×16×1.6	0.95~13.8 (14.52:1)	-0.5(0.95) 5.6(13.8)	Circular tapered slot
[13]	28×27×1.6	2.75~71.0 (25.82:1)	0.1(2.75) 11(71)	Triangular tapered slot
[14]	22×18.5×1.6	3.5~37.2 (10:1)	0(3.5) 9(37.2)	Elliptical tapered slot
[15]	52.2×42×1.57	1.3~20.0 (15.3:1)	2.1(1.3) 5.2(20)	Circular tapered slot
Proposed	107.8×147.2×1.6	0.8~15.6 (18.8:1)	2.1(0.8) 8.3(28)	Triangular tapered slot

초광대역 특성을 확보하기 위해 각각의 안테나들은 방사체와 급전부 사이의 transition 부분에 삼각형, 원형, 타원형 등의 테이퍼 슬롯들을 각각 적용하고 있다.

제안된 안테나는 참고 문헌의 안테나들과 비교하여 부피면에서 큰 편이나 대역폭 비율이 높고, 1.0 GHz 이하의 주파수에서 상대적으로 높은 이득 특성을 보인다.

IV. 결 론

본 논문에서는 국내의 무선통신 주파수 대역에서 운용할 수 있는 초광대역 In-Building 중계기 안테나를 제안하였다. CST사의 MWS 소프트웨어를 이용하여 안테나 성능을 시뮬레이션하였고, 최적화된 설계 파라미터 값들을 구하였으며, 제작 및 측정을 통해 목표 성능의 충족 여부를 확인하였다.

측정 결과, 반사손실 10 dB 이상의 대역은 0.83~15.6 GHz 및 24.6~30 GHz이고, 국내 무선통신 대역을 모두 만족하며 따라서 0.8 GHz 부터 5G 통신용 High Band(26.5~28.9 GHz) 까지 커버할 수 있다. 여기서 0.83~15.6 GHz의 대역은 대역폭 비율이 18.8:1로써 초광대역(SWB) 대역폭 비율인 10:1 이상을 충족한다. 측정된 안테나 이득은 각각 3.2 dBi(1.0 GHz), 4.5 dBi(3.5 GHz) 및 8.2 dBi(26.5 GHz)로써 시뮬레이션 결과와 유사하다. 방사패턴의 경우, 상대적으로 낮은 1.0 및 3.5 GHz 대역에서는 예상대로 Omnidirectional한 방사패턴과 유사하고 26.5 GHz와 같은 밀리미터파 대역에서는 안테나의 물리적 특성 때문에 비대칭적인 패턴이 나타난다. 각각의 주파수에서 측정된 방사패턴을 고려할 경우, 방사체가 바닥면을 향하도록 천장과 수직되게 설치되면 최적의 성능을 얻을 수 있다.

제안된 안테나는 건물 내부에 설치되어 있는 각 대역별 안테나를 통합할 수 있을 것으로 판단하고 국내 통신 회사들이 장비 공용화를 진행할 경우, 설치 및 유지보수 비용에 대한 부담을 줄일 수 있을 것으로 예상된다.

References

[1] KSURE, "5G and mobile communication industry trend analysis," *Industry Trend Report*, pp. 1-2, 2018.
 [2] KTOA, "A study on the regulation for the facilitation of site sharing and co-deployment of in-building wireless

communication systems," *KISDI Perspective*, pp. 17-20, 2010.
 [3] O. Ahmed, A. R. Sebak, "A printed monopole antenna with two steps and a circular slot for UWB applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 411-413, Nov. 2008.
 [4] Z. H. Ma, Y. F. Jiang, "L-shaped slot-loaded stepped-impedance microstrip structure UWB antenna," *Micromachines*, vol. 11, no. 9, p. 828, Aug. 2020.
 [5] R. Zaker, C. Ghobadi, and J. Nourinia, "A modified microstrip-fed two-step tapered monopole antenna for UWB and WLAN applications," *Progress in Electromagnetics Research(PIER)*, vol. 77, pp. 137-148, 2007.
 [6] K. S. Shin, Y. D. Kim, C. K. Yeom, and H. M. Lee, "Design of wide-band slot antenna with CPW-Fed," *Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 15, no. 2, pp. 212-216, 2004.
 [7] B. Lembrikov, *Ultra Wideband*, Palm Beach, FL, Intech, pp. 399-426, 2010.
 [8] R. Janaswamy, D. H. Schaubert, "Characteristic impedance of a wide slotline on low-permittivity substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, no. 8, pp. 900-902, Aug. 1986.
 [9] Y. Charoensiri, W. Thaiwirot, and P. Akkaraekthalin, "Design of ultra-wideband tapered slot antenna by using binomial impedance transformer," in *2015 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications(CAMA)*, Nov.-Dec. 2015, pp. 1-4.
 [10] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd ed. Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, pp. 727-731, 1997.
 [11] P. Okas, A. Sharma, G. Das, and R. K. Gangwar, "Elliptical slot loaded partially segmented circular monopole antenna for super wideband application," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 88, pp. 63-69, May. 2018.
 [12] P. Okas, G. Sharma, and R. K. Gangwar, "Super-wideband CPW fed modified square monopole antenna

with stabilized radiation characteristics," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 3, pp. 568-575, Feb. 2018.

[13] S. Singhal, A. K. Singh, "Asymmetrically CPW-fed circle inscribed hexagonal super wideband fractal antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 12, pp. 2794-2799, Sep. 2016.

[14] S. Singhal, A. K. Singh, "CPW-fed phi-shaped mono-

pole antenna for super-wideband applications," *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 64, pp. 105-116, May. 2016.

[15] M. Samsuzzaman, M. T. Islam, "A semicircular shaped super wideband patch antenna with high bandwidth dimension ratio," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 2, pp. 445-452, Dec. 2015.

김 성 훈 [금오공과대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-8792-1392>



2004년 8월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
 2006년 8월: 고려대학교 전파통신공학과 (공학석사)
 2020년 9월~현재: 금오공과대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 안테나, 전파전파 등

고 지 환 [금오공과대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0002-1076-4843>



1982년: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1998년: 경북대학교 전자공학과 (공학박사)
 1985년~2000년: 한국전자통신연구원 연구원

2000년~현재: 금오공과대학교 전자공학부 교수
 [주 관심분야] 안테나 설계, 초고주파 도파관 및 수동부품 설계, 전자파 산란, 위성통신 등