

실외 실내 모사 환경에서 투과형 RIS의 경로 손실 모델링 및 통신 성능 향상 검증

Path Loss Modeling and Communication Performance Verification Of Transmissive RIS in Simulated Outdoor-to-Indoor Channels

이 상 민 · 최 상 조

Sangmin Lee · Sangjo Choi

요 약

최근, 투과형 재구성 가능 지능형 표면(TRIS)은 실외에 위치한 기지국과 실내에 있는 단말기가 통신할 경우 실외-실내(O2I) 경계면에 설치되어 고주파 신호가 경계벽을 통과할 시 발생하는 감쇠로 인한 통신 장애를 효과적으로 해결하기 위한 6세대 통신 O2I용 중계기 기술로 주목받고 있다. 본 논문은 O2I 통신 환경에 적용 가능한 TRIS 기반 무선 통신 중계시스템에 IEEE 802.11ax(Wi-Fi 6) 기반 5.5 GHz 대역 신호를 인가하여, TRIS를 통한 수신 전력과 더불어 통신 품질 향상치를 실험적으로 확인하였다. 또한 투과형 RIS에 적용 가능한 경로 손실 모델을 소개하고 측정치와 비교하였다. 실험 결과, 수신 신호 전력이 TRIS가 없는 경우 대비 최대 19.5 dB 증가하고, 이는 경로 손실 모델보다 최대 11.8 dB 높은 것을 확인함으로써 다중경로에 의한 영향을 확인하였다. 또한 통신 품질을 나타내는 EVM이 Wi-Fi 6 표준(MCS8 기준 -30 dB 이하)을 만족하여 TRIS가 5.5 GHz 대역 O2I 환경에서 통신 신호 품질 향상 및 음영 지역 개선에 효과적임을 실험적으로 확인하였다.

Abstract

Transmissive reconfigurable intelligent surfaces (TRIS) have emerged recently as promising relay technologies for 6G communication, mitigating the signal attenuation caused by outdoor-to-indoor (O2I) propagation loss. Typically installed at the O2I boundary, TRIS can enhance the connectivity between outdoor base stations and indoor devices. This study experimentally investigates a TRIS-based relay system for O2I communication using IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6) signals at 5.5 GHz. Experimental results demonstrate an improvement of up to 19.5 dB in the received signal power compared to scenarios without the TRIS. This improvement surpasses path loss model predictions by 11.8 dB due to multipath effects. Additionally, the measured error vector magnitude (EVM) met Wi-Fi 6 standards (below -30 dB at MCS 8). These findings validate TRIS as effective solutions for addressing shadowed areas and improving the signal quality in O2I environments at 5.5 GHz.

Key words: Transmissive RIS, Outdoor-to-Indoor Communication, Repeater System, Path Loss Model, Wi-Fi 6

「이 논문은 2025년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원을 받아 수행된 연구임(No. RS-2024-00395366, (총괄3-세부2) Upper-mid Band Smart 중계기용 RIS 및 NCR 부품기술 개발).」
경북대학교 전자전기공학부(School of Electronic and Electrical Engineering, Kyungpook National University)
· Manuscript received May 28, 2025 ; Revised June 16, 2025 ; Accepted August 26, 2025. (ID No. 20250528-052)
· Corresponding Author: Sangjo Choi (e-mail: sangjoc@knu.ac.kr)

I. 서 론

재구성 가능 지능형 표면(RIS, reconfigurable intelligent surface)은 고주파수를 사용하는 무선 통신 환경에서 발생하는 신호 차단, 감쇠 및 간섭 등의 문제를 해결하기 위해 고안된 메타표면 기반의 구조이다. RIS는 기지국과 사용자 단말 사이에 위치하여 전파 경로를 능동적으로 제어함으로써 무선 링크의 신뢰성을 높이고 신호 품질을 향상시키는 장치로 주목받고 있다^[1]. 특히 도시 환경과 같이 장애물과 건물로 인해 전파 손실과 음영 지역이 빈번하게 발생하는 복잡한 전파 환경에서 RIS는 전파 경로를 최적화함으로써 스마트 무선 환경(smart radio environment)을 구현할 수 있는 핵심 기술로 부상하였다^[2].

RIS는 다수의 단위 셀로 구성된 구조체로, 각 단위 셀에 입사되는 전자기파의 위상과 진폭을 독립적으로 제어함으로써 특정 방향으로 신호를 투과 또는 반사 시킬 수 있다^[3-5]. 이 특성을 통해 기지국 신호를 통신 음영지역에 있는 단말에 투과 또는 반사파 형태로 공급하여 안정적인 무선 링크의 형성을 가능하게 한다. 특히, 투과형 RIS(TRIS, transmissive RIS)는 고주파수 통신에서 실외-실내(O2I, outdoor-to-indoor) 경계벽의 신호감쇠로 인한 통신 단절 문제를 해결하기 위해 경계벽에 설치하여 신호를 실내로 중계하는 O2I 중계 기술로 최근 많은 관심을 받고 있다^[6-8]. 실제로 TRIS를 이용한 수신 전력 향상에 관한 실험적인 연구들이 진행된 바 있으며, 참고문헌 [7]에서는 TRIS를 활용하여 장애물에 대한 신호 감쇠를 효과적으로 보상하였다. 참고문헌 [8]에서는 높은 방위각에 위치한 수신 안테나를 대상으로 빔을 조향하여 송신 안테나의 신호 전달 성능을 향상시켰다. 그러나, 기존의 연구들은 TRIS를 수신기 또는 송신기의 근거리에 배치하여 투과배열안테나 형태로 성능을 평가한 것으로, 기지국과 사용자 단말 사이 양측으로부터 원거리에 TRIS를 배치하는 O2I 통신 시나리오를 충분히 고려하지 못한 한계가 있다. 따라서, 실제 환경을 더욱 잘 반영한 O2I 시나리오에서 TRIS의 성능을 실험적으로 평가할 필요가 있다.

본 논문은 O2I 통신 환경에 적용 가능한 TRIS 기반 무선 통신 중계시스템에 IEEE 802.11ax(Wi-Fi 6) 기반 5.5 GHz 대역 신호를 인가하여, TRIS를 통한 수신 전력과 통신 품질 향

상치를 실험적으로 확인하였다. 또한 TRIS 기반 무선 통신을 위한 경로 손실 모델을 소개하고, 실측치와 비교하였다. 실험 결과 TRIS를 O2I 환경에 적용 시 5.5 GHz 대역 신호의 수신 전력 및 신호 품질이 유의미하게 향상됨을 확인하였다.

II. O2I 모사 통신 환경 및 경로 손실 모델

2-1 O2I 모사 통신 환경 및 직선 경로 손실 모델

그림 1은 O2I를 모사한 통신 환경을 나타내며 송신 안테나(TX antenna)와 수신 안테나(RX antenna) 사이에 TRIS가 위치하며, TRIS 옆으로 경계벽이 존재한다. TRIS의 중심과 경계벽 간 수평 거리는 d_{ob} 로 정의한다. 송신 및 수신 안테나는 각각 TRIS에서 수직 하단 및 상단 방향으로 d_1 와 d_2 거리를 두고 배치되었으며, 두 안테나 모두 방사 패턴의 메인 빔(main beam)이 TRIS의 중심을 향한다. 또한, 수신 안테나는 TRIS 중심에서 일정 거리(d_2)를 유지하면서 수신 안테나의 각도(θ')를 조정하였다. 이때 송신 안테나와 수신 안테나의 정면방향을 기준으로 하는 방사 각도 θ'_{TX} 와 θ'_{RX} 는 d_1 , d_2 , θ' 에 관한 식 (1) 및 식 (2)로 나타낼 수 있고, 송신 안테나와 수신 안테나 간의 직선 거리(d_3)는 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

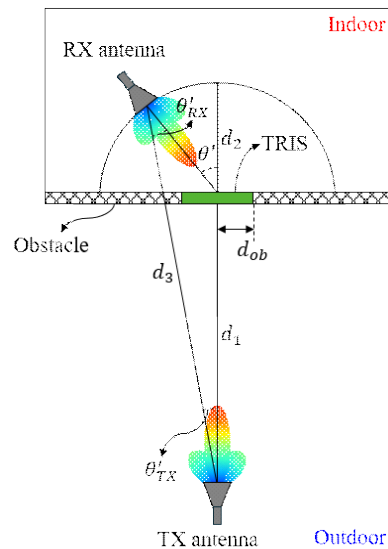


그림 1. O2I 모사 통신 환경
Fig. 1. O2I communication environment.

$$\theta'_{TX} = \tan^{-1}\left(\frac{d_2 \sin \theta'}{d_1 + d_2 \cos \theta'}\right) \quad (1)$$

$$\theta'_{RX} = \theta' - \theta'_{TX} \quad (2)$$

$$d_3 = \sqrt{(d_1 + d_2 \cos \theta')^2 + (d_2 \sin \theta')^2} \quad (3)$$

TRIS는 경계벽 중간에 위치하여 송신 안테나로부터 입사된 신호의 경로를 전기적으로 가변하여 수신 안테나로 전달한다. 경계벽은 특정 수신 안테나 각도에서 발생할 수 있는 송수신 안테나 간 직선 경로 신호를 감소시킨다. 따라서 TRIS의 중심에서 수신 안테나의 각도가 커짐에 따라 θ'_{RX} 및 θ'_{TX} 도 커지면서 송수신 안테나 간 직선 경로 신호가 경계벽에 의해 막히는 송신 및 수신 측의 방사각도($\theta'_{TX,block}$, $\theta'_{RX,block}$)는 식 (4) 및 식 (5)로 나타낼 수 있으며, 그에 상응하는 θ' 각도를 θ'_{block} 로 정의하면 두 각의 합으로 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta'_{TX,block} = \tan^{-1}\left(\frac{d_{ob}}{d_1}\right) \quad (4)$$

$$\theta'_{RX,block} = \sin^{-1}\left(\frac{d_{ob} \cos \theta'_{TX,block}}{d_2}\right) \quad (5)$$

$$\theta'_{block} = \theta'_{TX,block} + \theta'_{RX,block} \quad (6)$$

O2I 환경에서 TRIS가 없는 경우, Friis 전송 공식을 이용하여 송신 안테나로부터 수신 안테나가 직선 경로로 수신하는 전력($P_{r,direct}$)을 계산할 수 있으며, 경계벽이 송수신 안테나 간 직선 경로를 차단할 시 ($\theta' > \theta'_{block}$) 수신 전력이 경계벽의 흡수율(A)로 인해 감소되는 것을 식 (7)에 표현하였다.

$$P_{r,direct} = \begin{cases} P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d_3}\right)^2 \times G_{RX}(\theta'_{RX}, \phi'_{RX}) G_{TX}(\theta'_{TX}, \phi'_{TX}) & \theta' \in [0, \theta'_{block}] \\ AP_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d_3}\right)^2 \times G_{RX}(\theta'_{RX}, \phi'_{RX}) G_{TX}(\theta'_{TX}, \phi'_{TX}) & \theta' \in (\theta'_{block}, \frac{\pi}{2}] \end{cases} \quad (7)$$

여기서 P_t 는 송신 전력, λ 는 파장, G_{RX} 는 수신 안테나의 이득, G_{TX} 는 송신 안테나의 이득을 나타낸다.

2-2 TRIS가 적용된 경로 손실 모델

RIS 기반 중계시스템에서는 송신 안테나에서 RIS까지, 그리고 RIS에서 수신 안테나까지 두 번의 경로 손실을 의미하는 double fading 효과를 고려해야 한다^[7-11]. 이러한 신호 경로 특성을 반영하여, 그림 2는 송신 안테나에서 송신된 신호가 xy 평면에서 $N \times M$ 개의 단위 셀들로 구성된 TRIS의 n 번째 행과 m 번째 열에 위치한 단위 셀 U_{nm} 을 통해 수신 안테나에 수신되는 신호 전달 과정을 나타낸다. 송신 안테나는 (x_t, y_t, z_t) 에 위치해 있고 이득(G_{TX})과 정규 방사 강도($F^{TX}(\theta_{nm}^{TX}, \phi_{nm}^{TX})$)가 특정 방향으로 송신하는 전력(P_t)을 결정한다. 또한 송신 안테나에서 U_{nm} 의 위치 $(x_{nm}, y_{nm}, 0)$ 까지 연결한 \vec{r}_{nm}^{TX} 벡터로 결정되는 입사 각도 (θ^{tx}, ϕ^{tx})에 따른 단위 셀의 정규 방사 강도($F^{UC}(\theta^{tx}, \phi^{tx})$)를 통해 U_{nm}

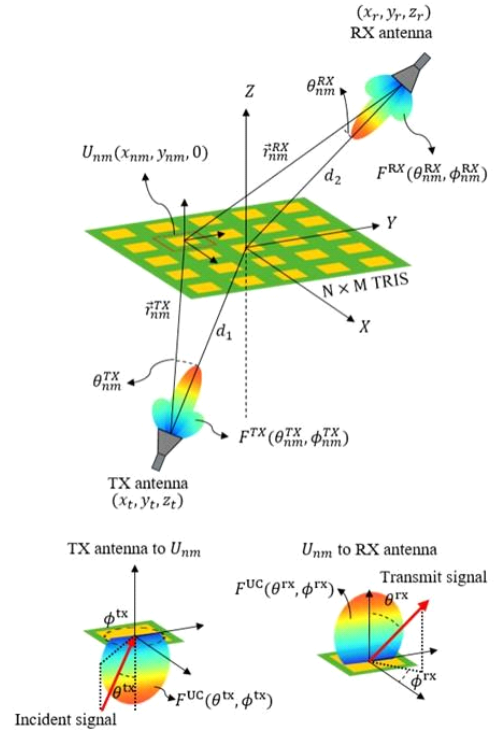


그림 2. TRIS 기반 중계시스템 및 입사각, 투과각, 방사 패턴이 표시된 TRIS 단위 셀 모식도
Fig. 2. Schematic of TRIS-based repeater system and TRIS unit cell with the incident angle, transmission angle, and normalized radiation intensity.

수신되는 전력을 계산할 수 있다. 이때 각 단위 셀은 송신 안테나로부터 입사되는 신호를 투과하며, 각 U_{nm} 의 투과 계수 (T_{nm})는 투과 크기(τ_{nm})와 투과 위상(ϕ_{nm})을 포함한 복소수로 $T_{nm} = \tau_{nm} e^{j\phi_{nm}}$ 로 표현된다. 또한 U_{nm} 은 (x_r, y_r, z_r) 에 위치한 수신 안테나로 \vec{r}_{nm}^{RX} 경로를 따라 전력을 전달하며, 단위 셀의 이득(G_{UC})과 투과각(θ^{rx}, ϕ^{rx})에 따른 정규 방사 강도($F^{UC}(\theta^{rx}, \phi^{rx})$)에 의해 결정된다. 마지막으로, 수신 안테나에서 수신 안테나의 이득(G_{RX})과 정규 방사 강도($F^{RX}(\theta_{nm}^{RX}, \phi_{nm}^{RX})$)를 곱함으로 최종 수신전력이 도출된다. 따라서 TRIS로부터 수신되는 신호의 전력($P_{r, TRIS}$)은 TRIS의 각 단위 셀들이 송신 안테나로부터 수신받은 신호를 수신 안테나로 전달한 신호의 합으로써 식 (8)과 같이 나타낼 수 있으며, \vec{r}_{nm}^{TX} 및 \vec{r}_{nm}^{RX} 에 의한 자유 공간 손실이 포함되어 있다. 식 (8)은 반사형 RIS의 이득 및 반사효율 특성을 반영한 경로 손실 모델 참고문헌 [9] 및 참고문헌 [10]을 참조하여 도출하였다.

$$P_{r, TRIS} = \frac{P_i G_{TX} G_{RX} G_{UC} \lambda^2 d_x d_y}{64\pi^3} \times \left| \sum_{m=1-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} \sum_{n=1-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \frac{\sqrt{F_{nm}^{comb}} T_{nm}}{|\vec{r}_{nm}^{TX}| |\vec{r}_{nm}^{RX}|} e^{-j\psi_{nm}} \right|^2 \quad (8)$$

$$\psi_{nm} = \frac{2\pi}{\lambda} (|\vec{r}_{nm}^{TX}| + |\vec{r}_{nm}^{RX}|) \quad (9)$$

$$F_{nm}^{comb} = F^{TX}(\theta_{nm}^{TX}, \phi_{nm}^{TX}) \times F^{UC}(\theta^x, \phi^{tx}) \times F^{UC}(\theta^{rx}, \phi^{rx}) \times F^{RX}(\theta_{nm}^{RX}, \phi_{nm}^{RX}) \quad (10)$$

식(8)에서 d_x 와 d_y 는 각각 단위 셀의 길이와 넓이를 나타내고, ψ_{nm} 는 송신 안테나로부터 방사되는 신호가 U_{nm} 을 거쳐 수신 안테나에 도달할 때까지 발생하는 위상 지연을 나타내며, 식 (9)와 같이 표현된다. F_{nm}^{comb} 는 송신 안테나, 수신 안테나, 그리고 단위 셀의 상대적 위치에 결정되는 정규 방사 강도의 곱이며, 이는 식 (10)에 의해 정의된다.

그림 1의 O2I 환경에서 θ' 이 θ'_{block} 보다 작을 때는 송신 신호가 TRIS에 의해 수신 안테나로 직선 경로로 전송되는 것을 가정하였다. 또한 θ' 이 θ'_{block} 보다 클 경우 수신

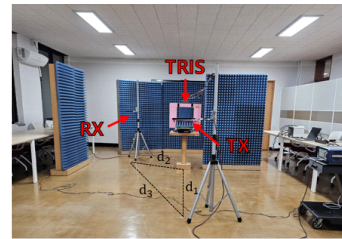
안테나에 도달하는 신호는 TRIS로부터 오는 신호와 송신 안테나에서 경계벽의 감쇠를 포함한 직선으로 오는 신호가 동시에 존재할 수 있는데, 후자의 신호 세기가 약 17 dB 낮은 것을 확인하였다. 따라서, O2I 통신 시나리오에서 TRIS가 있을 경우, 전체 수신 전력($P_{r, tot}$)은 θ'_{block} 에 관계없이 $P_{r, TRIS}$ 가 우세하므로 최종적으로, 수신 안테나로부터 수신되는 전체 전력 $P_{r, tot}$ 은 식 (11)을 통해 계산하였다.

$$P_{r, tot} \cong P_{r, TRIS} \quad (11)$$

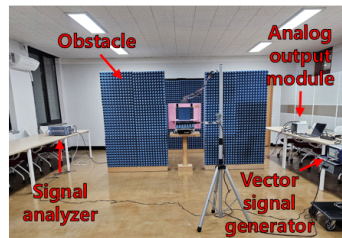
III. 측정 결과 및 분석

3-1 측정 셋업

그림 3은 O2I 모사 시나리오를 위한 TRIS 기반 무선 통



(a) 수신 안테나, TRIS 및 송신 안테나의 위치
(a) Geometrical arrangement of the RX antenna, TRIS, and TX antenna



(b) 송신 및 수신 안테나 사이의 직선 경로를 차단하는 흡수체를 사용한 O2I 모사 통신 환경
(b) Outdoor-to-indoor communication scenario emulated using absorbers that block line-of-sight path between TX and RX antennas

그림 3. O2I 모사 환경에서 TRIS 기반 무선 통신 중계시스템을 측정하기 위한 실험 설정

Fig. 3. Experimental setup for evaluating a TRIS-based wireless communication system in a simulated outdoor-to-indoor environment.

표 1. 측정 셋업을 위한 주요 파라미터들
Table 1. Key parameters for the measurement setup.

Parameter	Description	Value	Parameter	Description	Value
P_t	Transmit power	10 dBm	$ \vec{r}_{nm}^{TX} $	Distance between the transmit antenna and the unit cell	$\sqrt{(x_t - x_{nm})^2 + (y_t - y_{nm})^2 + (z_t)^2}$
G_{TX}	Transmit antenna gain	7.09 dBi	$ \vec{r}_{nm}^{RX} $	Distance between the receive antenna and the unit cell	$\sqrt{(x_r - x_{nm})^2 + (y_r - y_{nm})^2 + (z_r)^2}$
G_{RX}	Receive antenna gain	7.53 dBi	$F^{TX}(\theta_{nm}^{TX}, \phi_{nm}^{TX})$	Normalized radiation pattern of the transmit antenna	See fig. 4
G	Unit cell gain	-4 dBi	$F^{RX}(\theta_{nm}^{RX}, \phi_{nm}^{RX})$	Normalized radiation pattern of the receive antenna	See fig. 4
λ	Wavelength	5.45 cm	$F^{UC}(\theta^{tx}, \phi^{tx})$	Normalized radiation pattern of the unit cell (Tx side)	$\begin{cases} -\cos\theta^{tx} & \text{if } \theta^{tx} \in [\frac{\pi}{2}, \pi], \phi^{tx} \in [0, 2\pi] \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
$d_x \times d_y$	Unit cell dimension	5.8×8.7 mm	$F^{UC}(\theta^{rx}, \phi^{rx})$	Normalized radiation pattern of the unit cell (Rx side)	$\begin{cases} \cos\theta^{rx} & \text{if } \theta^{rx} \in [0, \frac{\pi}{2}], \phi^{rx} \in [0, 2\pi] \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
$N \times M$	Number of unit cells	42×28	d_2	Distance between the receive antenna and the TRIS	1.5 m
$ \tau_{nm} $	Transmission magnitude	avg. 3.3 dB	d_1	Distance between the transmit antenna and the TRIS	1.5, 3, 6 m
ϕ_{nm}	Transmission phase	-67.3°~176.7°			
A	Absorptivity	-5.45 dB			

신 시스템을 사무실 환경에서 구현한 측정 셋업을 나타내며, 사용한 주요 파라미터들은 표 1과 같이 설정하였다. 측정 셋업에서 다이폴 안테나(KMDA245870-09)를 송/수신 안테나로 사용하였으며, 5.5 GHz에서 정면으로 각각 7.53 dBi, 7.09 dBi의 이득을 가지며, 수평 편파로 작동한다. 무반향실에서 측정된 송/수신 안테나의 방사 패턴은 5.5 GHz에서 최대 안테나 이득으로 정규화하여 그림 4에 나타내었으며, 반전력 빔폭은 약 14°로 확인되었다. 수신 전력 계산 시 정확성을 위해 실측한 방사 패턴을 안테나의 정규 방사 강도 $F^{TX}(\theta_{nm}^{TX}, \phi_{nm}^{TX})$ 와 $F^{RX}(\theta_{nm}^{RX}, \phi_{nm}^{RX})$ 에 적용하였다.

그림 3(a)에서 송신 안테나는 벡터 신호 발생기

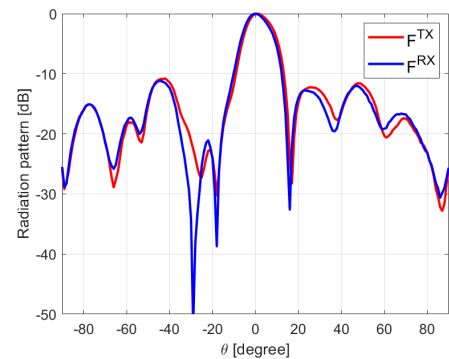
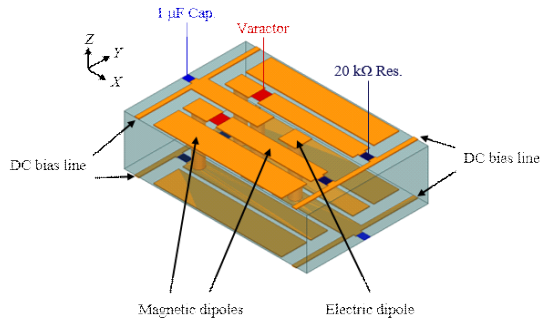
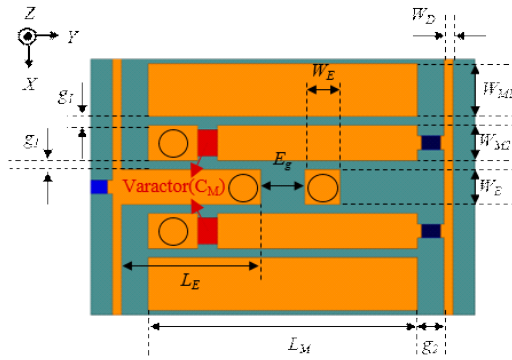


그림 4. 5.5 GHz에서 측정된 송신 안테나와 수신 안테나의 정규화된 방사 패턴

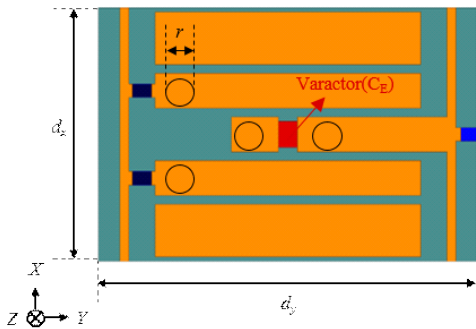
Fig. 4. Normalized radiation patterns of the TX and RX antennas measured at 5.5 GHz.



(a) 3-D 도면
(a) 3-D view



(b) 상단
(b) Top view



(c) 하단
(c) Bottom view

그림 5. TRIS의 단위 셀 구조
Fig. 5. Unit cell structure for the transmissive RIS.

(SMBV100B, Rohde & Schwarz)를 통해 10 dBm의 신호를 송신하였으며, TRIS로부터 거리 (d_1)는 1.5, 3, 6 m로 설정하였다. 통신 링크 성능을 평가하기 위해 전송 신호는

IEEE 802.11ax(Wi-Fi 6) 표준 중 MCS8 모드에 따라 구성되었으며, 변조 방식은 256-QAM, 부호율(coding rate)은 3/4, 대역폭은 160 MHz로 설정되었다. 이는 송/수신 안테나를 서로 마주 보도록 정렬한 상태에서 사무실 환경에서 가능한 최장 거리에 배치하였을 때, 측정된 EVM이 약 -35 dB로, MCS 8의 EVM 허용한계치에(-30 dB) 근접하기 때문에 본 실험에서 활용 가능한 최고 변조 방식으로 해당 모드를 선정하였다. 수신 안테나는 TRIS로부터 거리(d_2)를 1.5 m 떨어진 곳에 고정하고 각도(θ')를 0°, 30°, 60°로 변경하면서 신호 분석기(FSV3030, Rohde & Schwarz)를 통해 수신 신호를 측정하였다.

TRIS는 참고문헌 [11]에서 제작된 재구성 가능한 호이겐스 메타표면을 이용하여, 그림 3에 도시된 바와 같이 송/수신 안테나 사이에 배치하였다. 그림 3(b)에서 아날로그 출력모듈(PXIe-6739, National Instruments)을 이용하여 0~20 V DC전압을 TRIS에 인가하여 단위 셀의 투과 성능을 제어하였다. TRIS의 단위 셀은 그림 5(a)에서 보듯이 FR-4 유전체($\epsilon_r=4.3$, $\tan\delta=0.02$, 두께 2.4 mm) 위에 구현되었다. 이 단위셀은 호이겐스 메타표면 원리를 기반으로 설계되었으며, 5.5 GHz 대역에서 표면 전기 임피던스와 표면 자기 어드미턴스를 제어하기 위해서 5.8×8.7 mm 크기의 단위 셀 내에 전기 다이폴 구조와 자기 다이폴 구조들을 결합하였다. 동적 투과 성능 조절을 위해서 0.21~2.1 pF까지 가변이 가능한 바랙터(SMV2201-040LF, Skyworks)를 전기/자기 다이폴 구조에 각각 실장하였으며, 이에 따른 가변 커패시턴스를 전기 다이폴의 C_E , 자기 다이폴의 C_M 으로 정의하였다. 바랙터에 DC 전압을 인가하기 위해 단위 셀 양단에 편파 방향과 수직을 이루도록 바이어스 라인을 배치 후 자기 다이폴과 바이어스라인의 RF-DC 간 격리를 위해 20

표 2. TRIS 단위 셀 설계 변수

Table 2. Design parameters of the TRIS unit cell.

(unit: mm)				
d_x	d_y	W_E	W_{M1}	W_{M2}
5.8	8.7	0.8	0.8	1.2
W_D	L_E	L_M	g_1	g_2
0.2	3.15	6.1	0.2	0.6
E_g	r			
1	0.5			

kΩ 저항을 삽입하였고, 전기 다이폴의 DC전압을 독립적으로 인가하기 위해 0.1 μF 커패시터를 연결하였다.

그림 5(b) 및 그림 5(c)는 단위 셀에 대한 주요 설계 변수를 나타내며 해당 값들은 표 2에 정리하였다. 제작된 RIS는 총 42×28개의 단위 셀로 구성되어 4.47×4.47 λ 크기로 제작되었으며, 상단에 위치한 바이어스 패드를 통해 각 열마다 독립된 DC 바이어스를 인가하여 투과 성능을 전기적으로 제어할 수 있다. 제작된 RIS는 5.5 GHz에서 -67.3°~176.7°의 투과 위상 범위를 연속적으로 구현하였고 -3.3 dB의 평균 투과 크기를 보였으며, 측정된 투과 크기로부터 단위 셀의 G_{UC} 는 -4 dB로 확인되었다. TRIS는 전자기 다이폴의 방사 특성을 갖는 호이겐스 메타표면 구조에 기반하여 설계되었기 때문에 $F^{UC}(\theta^{tx}, \phi^{tx})$ 와 $F^{UC}(\theta^{rx}, \phi^{rx})$ 는 $\cos\theta$ 로 모델링되었으며 참고문헌 [12], 해당 구조에 대한 세부 설계 및 분석의 상세 내용은 참고문헌 [11]에 기술되어 있다.

최종적으로, 그림 3(b)에 나타난 바와 같이, O2I 신호 격리 환경을 모사하기 위해 흡수체를 장애물로 설치하여 송신 안테나와 수신 안테나 간 신호를 감쇠시켰다. 흡수율 35

dB @ 6 GHz의 성능을 가지는 흡수체 (KSS-PY-A-4)를 실외-실내 환경 모사를 위해 공간 격리용으로 사용하였다. 비록, 그림 1에서 장애물과 TRIS 사이 간격은 없으나, 실제 측정에서는 TRIS을 고정하기 위한 지그가 필요하므로 TRIS 중심과 흡수체 간 거리 $d_{ob}=0.4$ m로 유지하며 흡수체를 TRIS 양측으로 배치하였다. 이에 따라 송신 안테나와 TRIS 사이 거리($d_1=1.5, 3, 6$ m)에 따라 θ'_{block} 은 각각 29.9°, 22.9°, 19.2°으로 계산되었다. TRIS 미적용 시, $\theta'=0^\circ$ 에서는 송신 안테나와 수신 안테나 사이 직선 경로가 존재하지만, $\theta'=30^\circ$ 이상에서는 흡수체에 의해 직선 경로 신호는 감쇠된다. 이에 측정된 흡수체의 신호 감쇠율(A)는 -5.45 dB로 나타났으며, 이러한 낮은 감쇠율은 실험이 진행된 일반 사무실에서 발생한 다중경로의 영향으로 확인하였다. 이후, O2I 모사 환경에서 TRIS 적용 여부에 따른 수신 전력 및 별자리도를 측정하여 TRIS를 통한 통신 링크 및 신호 품질 향상 효과를 평가하였다.

3-2 측정 결과

그림 6은 송신 안테나와 TRIS의 거리(d_1)가 3 m일 때

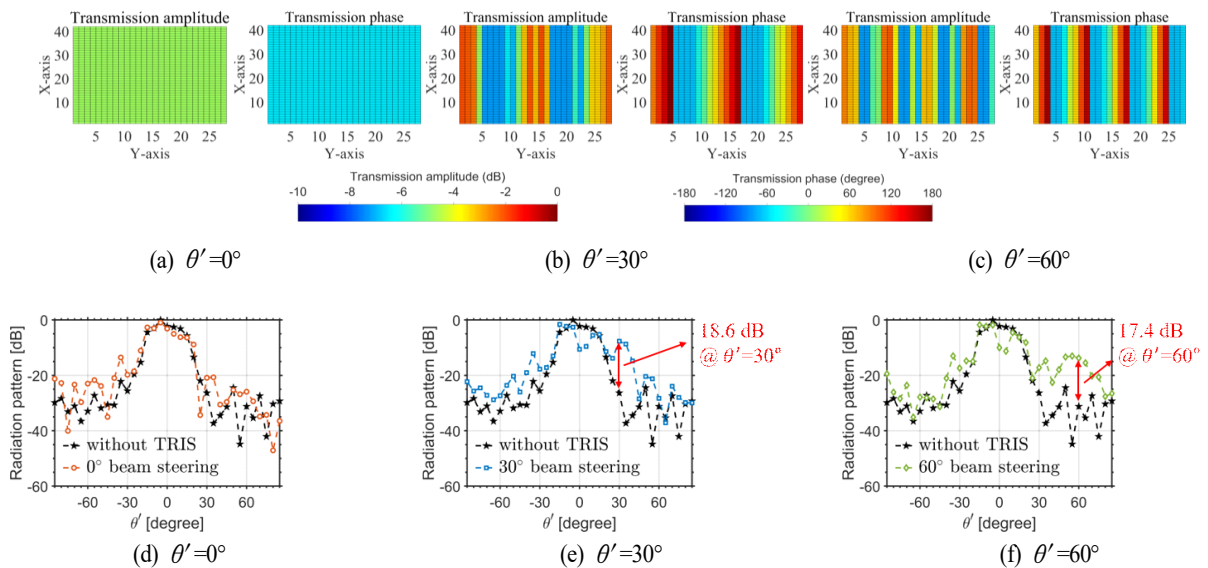


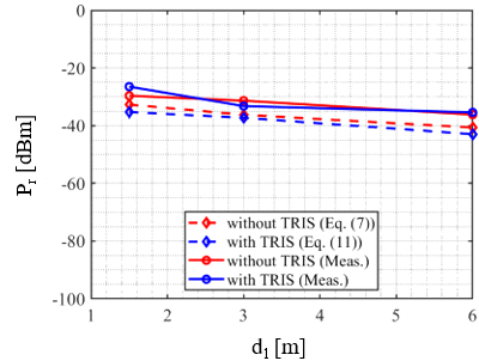
그림 6. 송신 안테나-TRIS 간 거리 $d_1=3$ m에서 빔을 조향하기 위한 단위 셀 투과 크기, 위상 분포와 측정된 TRIS 미적용 및 적용에 따른 방사 패턴
 Fig. 6. Unit cell transmission magnitude and phase distributions for beam steering at a TX-to-TRIS distance $d_1=3$ m, and the measured radiation patterns with and without TRIS.

$\theta'=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ 로 빔을 조향하기 위해 사용되는 단위 셀의 투과 크기 및 위상 분포를 나타내며 그에 따른 측정 방사 패턴을 보여 준다. TRIS가 송신 안테나의 원거리장에 위치해 있어 TRIS에 입사되는 필드가 평면파에 가깝기 때문에, $\theta'=0^\circ$ 조향 시 그림 6(a)와 같이 단위 셀들이 약 -4.7 dB의 투과 크기와 -52° 의 투과 위상으로 균일하게 매핑된다. 이 경우 그림 6(d)의 측정된 방사 패턴에서 TRIS의 투과손실로 인해 TRIS를 미적용한 경우 대비 최대 약 3 dB의 감쇠가 $\theta'=0^\circ$ 부근에서 관찰되었다. 반면, 흡수체 영향으로 수신 신호가 감소하는 $\theta'>22^\circ$ 영역에 해당하는 $\theta'=30^\circ, 60^\circ$ 의 경우, 빔을 조향하기 위해 그림 6(b) 및 그림 6(c)와 같이 단위 셀의 투과 크기와 위상을 분포시킨 결과, 각 $\theta'=30^\circ, 60^\circ$ 의 조향 각도에서 TRIS 미적용 대비 약 17 dB 이상의 수신 전력 이득이 나타난 것을 그림 6(e) 및 그림 6(f)의 방사 패턴에서 확인할 수 있다. 기존 안테나의 방사 패턴과 다르게 빔을 조향하더라도 $\theta'=0^\circ$ 근처에서 높은 빔이 나타나는 이유는 송신 안테나가 원거리장에 있기 때문에 TRIS의 개구면이 신호를 모두 수신하지 못하기 때문이다. 하지만, $\theta'=30^\circ, 60^\circ$ 로 조향할 경우, TRIS에 의해 $\theta'=0^\circ$ 로 방사되는 전력을 해당 방향으로 보내 TRIS를 미적용한 경우 대비 $\theta'=0^\circ$ 에서 약 8 dB 감소하는 것을 확인할 수 있다. 결과적으로, 이러한 TRIS의 방사 측정 결과를 통해 TRIS가 설정된 조향 각도로 효과적으로 투과빔을 형성하는 것을 확인할 수 있다.

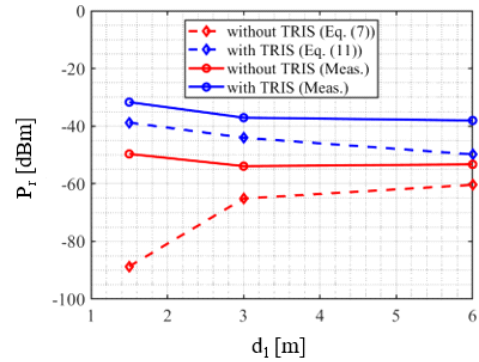
그림 7은 수신 안테나의 각도를 $\theta'=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ 에 위치시킨 후 송신 안테나와 TRIS 간 거리 (d_2) 변화에 따른 수신 전력을 TRIS 유무에 따라 비교한 결과를 나타낸다. 이론값과 실측값은 점선과 실선으로, TRIS 적용 유무는 파란색 선과 빨간색 선으로 구분하여 표시하였다.

그림 7(a)에 제시된 $\theta'=0^\circ$ 조건에서 TRIS 적용 유무에 관계없이 비슷한 수신 전력을 보였다.

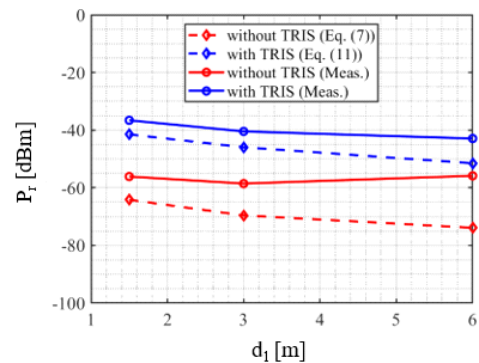
반면, 그림 7(b)의 $\theta'=30^\circ$ 조건에서는 TRIS 적용 시 TRIS 미적용 대비 수신 전력이 뚜렷하게 향상되었으며, 이론적으로 평균 27.2 dB, 실측 기준 16.7 dB 상승하였다. 이는 TRIS가 단위 셀 배열을 통해 메인 빔을 수신 안테나 방향으로 형성하여 통신 경로를 효과적으로 구성했음을 보여준다. 한편, $d_1=1.5$ m 조건에서 이론값과 실측값의 차



(a)



(b)



(c)

그림 7. $d_2=1.5$ m 조건에서 수신안테나의 각도(θ') (a) 0° , (b) 30° , (c) 60° 와 송신안테나와 TRIS간의 거리(d_1)의 변화에 따른 수신 전력 측정 결과

Fig. 7. Measured received signal power for varying θ' with (a) 0° , (b) 30° , and (c) 60° and d_1 where $d_2=1.5$ m.

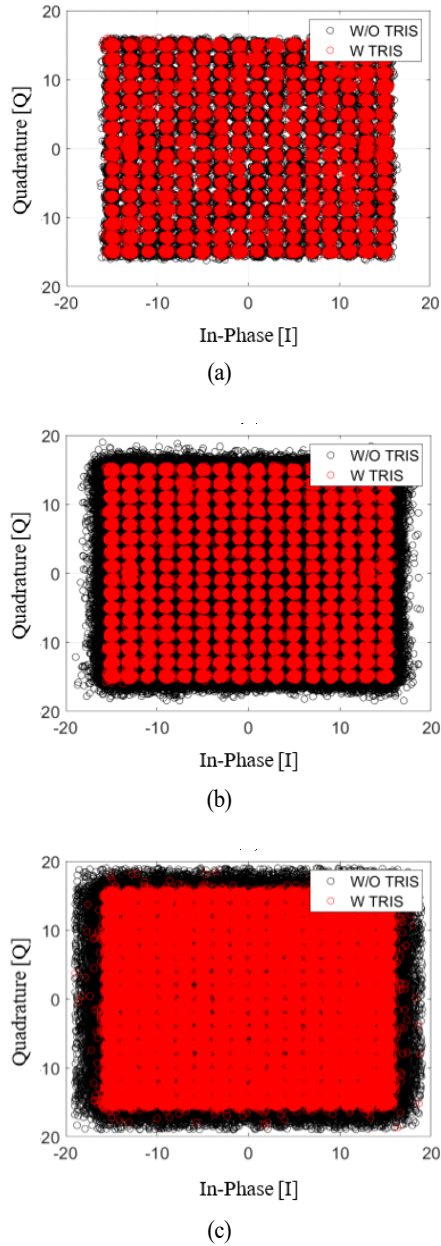


그림 8. 송신 안테나를 $d_1=6$ m에 고정된 상황에서, 수신 안테나의 θ' 를 (a) 0° , (b) 30° , (c) 60° 로 변화시킬 시, TRIS 적용 유무에 따른 256-QAM 수신 별자리도

Fig. 8. Received 256-QAM constellation diagrams with and without the TRIS when the TX antenna is fixed at $d_2=6$ m, and the RX antenna is placed at $\theta'=(a) 0^\circ$, (b) 30° , (c) 60° .

이는 그림 4에 나타난 송수신 안테나의 $F^{TX}(\theta_{nm}^{TX}, \phi_{nm}^{TX})$ 와 $F^{RX}(\theta_{nm}^{RX}, \phi_{nm}^{RX})$ 의 null에 가까운 지점에 해당하기 때문에 낮은 수신 전력으로 이론값이 계산되었고, 실측에서는 다중 경로로 수신되는 신호가 존재하여 이론값보다 높은 수신 전력이 측정된 것으로 확인된다. 그림 7(c)의 $\theta'=60^\circ$ 조건에서도 TRIS 적용 시 유사한 경향이 나타났으며, 평균 전력 향상치는 이론값, 측정값 각각 22.9 dB, 16.8 dB로 나타났다. 이는 높은 조향각 조건에서도 TRIS의 빔조향을 통해 통신 경로를 확보했음을 의미한다.

이론값과 실측값 사이의 차이를 종합하면, $\theta'=30^\circ, 60^\circ$ 의 경우에서 TRIS 적용 시 평균적으로 실측값이 이론값보다 각각 약 9 dB와 6 dB, 미적용 시에는 각각 약 19 dB와 12 dB 높은 것으로 확인되었다. 이는 이상적인 자유공간을 가정한 손실 모델과 달리, O2I 환경을 모사한 사무실 환경에서는 벽, 바닥, 천장 등으로부터 발생한 반사로 인한 다중 경로 신호가 존재하기 때문에, 실측값에 영향을 준 것으로 분석된다^[13]. 실제 O2I 환경과 같이 실내와 실외가 구조적으로 분리되어 있다면 실측값이 이론치에 더 근접할 것으로 예상할 수 있다.

최종적으로 송신 안테나를 $d_1=6$ m에 위치를 고정시킨 후 수신 안테나의 각도(θ')를 $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ 로 변화시킬 때, TRIS의 적용 유무에 따른 256-QAM 변조 방식의 수신 신호 별자리도를 측정하였고, 그 결과를 그림 8에 도시하였다. TRIS가 없는 경우에는 흡수체에 의한 수신 전력 감소로 인해 신호가 넓게 산란된 형태를 보인다. 반면, TRIS를 적용한 경우, 신호 경로가 명확히 형성되어 별자리 점들이 정규화된 위치로 집중되는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 TRIS의 적용으로 인해 변조 정확도가 효과적으로 향상됨을 알 수 있다.

표 3은 그림 8의 조건에서 측정된 EVM(error vector magnitude)값을 나타낸다. IEEE 802.11ax(Wi-Fi 6)의 MCS 8

표 3. 다양한 경우에 측정된 EVM 값

Table 3. Measured EVM data with different cases.

θ'	0°	30°	60°
Without TRIS	-35.54 dB	Not allowed	Not allowed
With TRIS	-38.1 dB	-36.74 dB	-32.14 dB

표 4. 반사형과 투과형 RIS구조에 따른 무선 신호 성능 분석

Table 4. Wireless communication performance comparison of reflective and transmissive RIS architectures.

Ref.	Freq. [GHz]	RIS type	RIS dimension [λ^2]	Maximum supported QAM	Experimental environment	TX-RX isolation	TX-RIS distance [m]	RX-RIS distance [m]	Performance evaluation of signal with RIS	
									Received power gain [dB]	EVM [dB]
[17]	5.8	1-bit phase reflective type	11.2×11.2	64-QAM	Indoor	×	1.2	1.5	6.8 ⁽²⁾	Not allowed
[18]	10.7	2-bit phase reflective type	6×6	16-QAM	Indoor	×	2.5	Approx. 1.5 ~ 2	10.5 ⁽³⁾	-21.2 ~ -19.0
					Outdoor	○	4	Approx. 14 ⁽¹⁾	15.1	Not allowed
This work	5.5	Continuous-phase transmissive type	4.47×4.47	256-QAM	Emulated outdoor-to-indoor environment	○	6	2	(0.76, 15.2, 12.9) ⁽⁴⁾	(-38.1, -36.7, -32.1) ⁽⁴⁾

(1) 참고문헌 [18]의 그림 16(a)를 통해 추정된 값.

(2) RIS ON/OFF에 따른 signal-to-ratio 상승치 비교.

(3) RIS ON/OFF에 따른 평균 received signal strength indicator 상승치 비교.

(4) $\theta=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ 순으로 측정된 수신 전력 이득과 EVM.

에서 EVM 허용치는 -30 dB 이하일 때 적합한 신호 품질로 정의된다^[14]. 측정 결과, TRIS가 없는 경우에는 수신 안테나의 θ' 가 0° 에서 벗어날 때 링크를 유지하지 못해 신호 분석기에서 유효한 EVM 값이 나타나지 않았으나, TRIS를 적용한 경우, 모든 측정 각도에서 EVM 허용치를 충족하였다. 특히 TRIS의 조향각이 가장 높은 최대 측정 각도(60°)에서도 -32.14 dB를 유지하였다. AWGN 채널 가정 시 적용할 수 있는 SNR $\approx 1/EVM^2$ 의 관계를 사용하면 TRIS를 적용한 경우 SNR이 32~38 dB 수준으로 유지되는 것으로 이해할 수 있다^[15]. 또한, 이러한 EVM 수준은 MCS 강등 없이 MCS 8의 데이터율인 865 Mbit/s까지 구현할 수 있음을 의미한다(데이터율 계산은 참고문헌 [16] 참조). 따라서, O2I 모사 환경에서 5.5 GHz 대역에서 작동하는 TRIS를 통해 Wi-Fi 무선 링크의 EVM과 SNR을 개선하여 통신 품질을 나타내는 데이터율이 유지되는 것을 예측할 수 있다.

본 연구에서 사용한 5.5 GHz 대역 TRIS 기반 통신 링크 성능을 5.8 GHz 및 10.7 GHz대역에서 각각 작동하는 1-bit 및 2-bit 반사형 RIS^{[17][18]}를 사용한 사례와 비교 분석

하여 표 4에 나타내었다. 본 연구에서 사용한 TRIS는 연속적으로 투과위상 가변이 가능하다. 참고문헌 [17]에서는 $11.2 \times 11.2 \lambda$ 크기의 반사형 RIS를 통해 실내 환경에서 QPSK, 16-QAM, 64-QAM와 같은 다양한 변조 신호에서 모두 6.8 dB의 수신 전력 이득을 달성하였다. 참고문헌 [18]에서는 실내 환경에서 16-QAM 변조 신호 사용 시 10.5 dB의 수신 전력 이득과 -19.0 dB(최저 -21.2 dB)의 EVM을, 실외 환경에서는 single-carrier 신호 사용 시 15.1 dB의 수신 전력 이득을 보고하였다. 본 연구에서는 흡수체를 통해 송/수신 안테나를 격리한 실외-실내 모사 환경을 구축하여, 최초로 TRIS의 실외-실내 통신 링크 평가를 진행하였다. 그 결과, $4.47 \times 4.47 \lambda$ 크기의 TRIS는 256-QAM 변조 신호를 사용할 시 통신 음영 지역인 $\theta'=30^\circ, 60^\circ$ 에서 약 13 dB 이상의 수신 전력 이득과 약 -32 dB 이하의 EVM을 달성함을 확인하였다. TRIS가 반사형 RIS보다 작은 크기임에도 성능 우위를 나타내는 이유는 반사형 RIS가 1-bit, 2-bit 위상 제어에 따른 양자화 오류와 상대적으로 반파장 크기보다 큰 단위 셀 크기로 설계하여 위상 매핑 샘플

링 오차를 피할 수 없었던 반면, TRIS는 서브과장의 크기의 단위 셀과 연속적인 위상 제어가 가능해 위상 매핑 오류를 최소화했기 때문에 이해된다. 따라서, 제안한 TRIS 기반 중계 구조는 실외-실내 링크 손실 보상 및 고차 변조 지원 측면에서 기존 반사형 RIS 대비 우위한 성능을 제공한다.

IV. 결 론

본 논문에서는 O2I 모사 통신 시나리오에서 TRIS 기반 중계시스템을 사용하여 5.5 GHz 대역 Wi-Fi 신호 수신 전력 및 통신 향상 성능을 실험적으로 검증하였다. 또한 측정된 수신 전력 신호를 경로 손실 모델을 사용한 이론치와 비교하였고, 두 값의 차이점을 통해 다중경로가 존재함을 확인하였다. IEEE 802.11ax 신호를 사용한 측정 결과, 통신 음영 지역인 30° 및 60° 조건에서 TRIS가 없는 환경보다 수신 신호 전력이 평균적으로 약 17 dB 향상되었다. 또한, TRIS를 적용한 경우 IEEE 802.11ax 표준에서 요구하는 EVM 기준을 충족하는 신호 품질이 확보되어 TRIS의 상용 통신 적용 가능성을 실험적으로 확인하였다. 본 연구는 O2I 모사 환경에서 TRIS 중계시스템을 통해 Wi-Fi 통신의 안정성과 품질을 효과적으로 향상시키는 실험 결과를 보고하여, TRIS가 5 GHz 대역 Wi-Fi 확장기로 활용될 수 있음을 실험적으로 증명하였으며, 더 나아가 6세대 통신과 같은 이동통신용 중계기로서 활용될 수 있을 것으로 기대할 수 있다.

감사의 글

본 연구에 필요한 측정 장비를 제공해주신 로데슈바르츠 코리아에 감사드리며, 실험을 도와준 김찬동 학생에게도 감사의 뜻을 전합니다.

References

[1] Y. Liu, X. Liu, X. Mu, T. Hou, J. Xu, and M. Di Renzo, et al., "Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 23, no. 3, pp. 1546-1577, May 2021.

[2] M. Di Renzo, M. Debbah, D. T. Phan-Huy, A. Zappone,

M. S. Alouini, and C. Yuen, et al., "Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: An idea whose time has come," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2019, no. 1, p. 129, May 2019.

[3] B. Rana, S. S. Cho, and I. P. Hong, "Review paper on hardware of reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 29614-29634, Mar. 2023.

[4] J. K. Kim, S. G. Lee, and J. H. Lee, "Reconfigurable reflectarray antenna with circular polarization-switching capability," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 35, no. 3, pp. 185-190, Mar. 2024.

[5] J. G. Lee, "Tutorial: Reconfigurable transmitarray antenna using metasurface," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 31, no. 8, pp. 663-676, Aug. 2020.

[6] M. Nemati, B. Maham, S. R. Pokhrel, and J. Choi, "Modeling RIS empowered outdoor-to-indoor communication in mmWave cellular networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 11, pp. 7837-7850, Nov. 2021.

[7] J. Tang, M. Cui, S. Xu, L. Dai, F. Yang, and M. Li, "Transmissive RIS for B5G communications: Design, prototyping, and experimental demonstrations," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 71, no. 11, pp. 6605-6615, Nov. 2023.

[8] R. Song, H. Yin, Z. Wang, T. Yang, and X. Ren, "Modeling, design, and verification of an active transmissive RIS," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 72, no. 12, pp. 9239-9250, Dec. 2024.

[9] W. Tang, M. Z. Chen, X. Chen, J. Y. Dai, Y. Han, and M. Di Renzo, et al., "Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 1, pp. 421-439, Jan. 2020.

[10] W. Tang, X. Chen, M. Z. Chen, J. Y. Dai, Y. Han, and M. Di Renzo, et al., "Path loss modeling and measurements for reconfigurable intelligent surfaces in the millimeter-wave frequency band," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 70, no. 9, pp. 6259-6276, Sep. 2022.

- [11] S. Lee, S. Choi, "Reconfigurable planar Huygens' metasurface for wide beamforming," *Advanced Materials Technologies*, vol. 10, no. 13, p. 2402131, Jul. 2025.
- [12] P. Jin, R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-inspired, electrically small Huygens sources," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 501-505, May 2010.
- [13] S. Kurt, B. Tavli, "Path-loss modeling for wireless sensor networks: A review of models and comparative evaluations," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 1, pp. 18-37, Feb. 2017.
- [14] *IEEE Standard for Information Technology Telecommunications and Information Exchange between Systems - Local and Metropolitan Area Networks--Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications Amendment 7: Light Communications*, IEEE Std 802.11-2020, pp. 1-4379, Dec. 2021.
- [15] A. Georgiadis, "Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 2, pp. 443-449, Mar. 2004.
- [16] D. Weller, R. D. Mensenkamp, A. van der Vegt, J. W. V. Bloem, and C. D. Laat, "Wi-Fi 6 performance measurements of 1024-QAM and DL OFDMA," in *IEEE International Conference on Communications(ICC)*, Dublin, Jun. 2020.
- [17] M. M. Amri, N. M. Tran, and K. W. Choi, "Reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications: Adaptive beamforming and experimental validations," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 147442-147457, Oct. 2021.
- [18] Y. Zhao, Y. Feng, A. M. Ismail, Z. Wang, Y. L. Guan, and Y. Guo, et al., "2-bit RIS prototyping enhancing rapid-response space-time wavefront manipulation for wireless communication: Experimental studies," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 5, pp. 4885-4901, Aug. 2024.

이 상 민 [경북대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0003-4959-6215>



2021년 8월: 울산대학교 전기전자공학과 (공학사)

2024년 2월: 경북대학교 전자전기공학부 (공학석사)

2024년 3월~현재: 경북대학교 전자전기공학부 박사과정

[주 관심분야] Millimeter-Wave Microstrip

Antenna Arrays, Reconfigurable Intelligence Surface

최 상 조 [경북대학교/조교수]

<https://orcid.org/0000-0001-5377-311X>



2008년 8월: 경북대학교 전자공학부 (공학사)

2008년 5월: 미국 텍사스 대학-달라스 전기공학과 (공학사)

2010년 4월: 미국 미시간대학교 전기공학과 (공학석사)

2014년 5월: 미국 미시간대학교 전기공학과 (공학박사)

2014년 6월~2017년 8월: 쉐콤 책임연구원

2017년 9월~2022년 2월: 울산대학교 전기전자공학과 조교수

2022년 3월~현재: 경북대학교 전자공학부 조교수

[주 관심분야] Beam-Forming Antennas, Metasurfaces, Nanoantennas, RF Packages and Modules