

레이 트레이싱 기반 장거리 통신 시스템용 밀리미터파 채널 모델링

권재홍*, 나동현*, 고영채^o

Ray-tracing Based Millimeter Wave Channel Modeling for Long-distance Communication Systems

Jae-Hong Kwon*, Dong-Hyoun Na*, Young-Chai Ko^o

요약

최근 주파수 고갈 문제의 해결과 광대역 확보 및 높은 송수신 속도 달성 등을 위한 대안으로 밀리미터파 대역 통신이 고려되고 있다. 통계적 무선 채널 모델링은 밀리미터파 통신 관련 연구들 중 대표적인 것들 중 하나이다. 기존의 밀리미터파 채널 모델들은 대부분 셀룰러 네트워크나 무선랜 (WLAN) 등 비교적 단거리 통신에 적합하게 제안된 모델들이다. 따라서, 장거리 통신에 적용하기에는 어려움이 있다. 본 논문에서는 ray-tracing 기반 채널 모델링 기법인 line-of-sight (LoS) 모델과 two-ray 모델에 기초하여 밀리미터파 대역에서 장거리 통신 시스템 구현을 위한 무선 채널 모델을 정립한다. 지구의 곡률과 밀리미터파의 대기 중 감쇠 특성을 고려하여 기존의 LoS 모델과 two-ray 모델을 밀리미터파 장거리 통신 시스템에 적합하도록 수정하고 송수신기간 거리에 따른 전파의 감쇠도를 예측한다. 더 나아가 링크 버짓 계산을 통해 신뢰도 높은 통신을 위해 최소로 요구되는 송신 전력과 같이 밀리미터파 장거리 통신 시스템 설계 시 고려해야 할 사항들에 관하여 논의한다.

Key Words : millimeter wave, long-distance link, channel modeling, ray-tracing, link budget,

ABSTRACT

Millimeter wave (mmWave) communication has been considered to solve the shortage problem of the frequency resources and to obtain wide band for high throughput communications. One of the studies related to mmWave communication is a statistical channel modeling. Most existing mmWave channel models mainly focus on the short-distance communication systems, such as small cell networks or wireless local area network (WLAN), etc. However, these models are improper to long-distance communication systems. In this paper, we propose the statistical channel model for mmWave long-distance wireless channel by using line-of-sight (LoS) channel model and two-ray channel model which are based on ray-tracing channel modeling method. Considering the curvature of the earth and the atmospheric loss of mmWave, we modify the conventional LoS model and two-ray model to be suitable for mmWave long-distance communication and predict the loss of signal power with regard to distance between transmitter and receiver. Furthermore, we discuss the design of mmWave long-distance communication systems such as the required transmit power for reliable communication by computing a link budget.

※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 미래전투체계 네트워크기술 특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.(UD160070BD)

• First Author : (ORCID:0000-0003-4934-6478)School of Electrical Engineering, Korea University, Seoul, Korea, hugokwon@korea.ac.kr 학생회원

^o Corresponding Author : (ORCID:0000-0003-1043-9028)School of Electrical Engineering, Korea University, Seoul, Korea, koyc@korea.ac.kr 종신회원

* (ORCID:0000-0002-9165-1671)School of Electrical Engineering, Korea University, Seoul, Korea, ab2192@korea.ac.kr 학생회원
논문번호 : KICS2018-03-069, Received March 26, 2018; Revised May 31, 2018; Accepted June 8, 2018

I. 서 론

최근 초고속 송수신을 위한 광대역 확보 및 주파수 고갈 문제를 해결하기 위한 대안으로 캐리어 주파수를 30-300GHz대역에서 갖는 밀리미터파 통신이 주목을 받고 있다. 관련 연구의 일환으로 밀리미터파 대역의 여러 가지 무선 채널 모델이 제안되었으며 실험을 통해 증명되었다¹⁻³⁾. 먼저 일반적인 밀리미터파 통신 시스템 설계를 위해 밀리미터파의 특징을 분석하여 채널 모델링과 고려 사항들이 다루어졌다⁴⁾. 밀리미터파 대역인 60GHz대역을 활용하는 대표적인 지역 무선 통신망 (wireless local area network : WLAN) 통신 표준인 IEEE802.11ad에서 시나리오별 채널 모델링이 수행되었다²⁾. WLAN뿐 아니라 5세대 셀룰러 통신에서도 약 28-32GHz대역을 활용하는 것이 고려되고 있는데, 이에 관한 채널 모델링 및 실험을 통한 검증이 이루어졌다³⁾.

기존에 수행된 채널 모델링 연구들이 수행된 셀룰러 통신이나 WLAN 및 개인 무선 통신망 (wireless personal area network : WPAN)은 비교적 짧은 거리의 송수신 거리를 갖는 상황을 가정한다. 이는 밀리미터파가 기존 대역에 비해 비교적 고주파이므로 거리에 따른 신호의 감쇠도가 크고, 개발된 밀리미터파 송신기의 출력 파워가 크지 않아 밀리미터파 통신이 대부분 비교적 단거리 송수신에서 사용되어야 할 것으로 예상되었기 때문이다.

그러나 최근에는 밀리미터파 소자 및 회로 기술의 발달에 따라 고이득 안테나 및 RF 회로 설계가 가능해졌으며 동시에 밀리미터파가 짧은 파장을 갖는다는 특징을 활용한 대규모 다중 안테나 (massive MIMO) 기술이 발달함⁵⁾에 따라 비교적 장거리 송수신 상황에서 밀리미터파 대역을 이용하는 것이 논의되었다. 특히 대규모 다중 안테나 시스템의 경우, 송수신 빔포밍을 통해 송신기와 수신기의 안테나 개수의 곱에 비례하는 빔포밍 이득을 얻을 수 있어⁶⁾ 적절한 수의 안테나 사용과 빔포밍 기술의 활용을 통해 밀리미터파의 높은 감쇠도를 극복할 수 있음이 증명되었다. 이와 같이 관련 기술들의 발달로 인해 밀리미터파의 송수신 가능 거리가 증가함에 따라 밀리미터파 통신을 장거리 송수신 활용 가능성이 논의되고 있다. 특히 UAV간 통신이나 군통신 등 민간 통신과 동일하게 주파수 고갈 문제에 직면한 통신 분야에서 밀리미터파를 활용하는 방안이 고려되고 있어 기존의 밀리미터파 단거리 통신용 채널 모델링이 아닌 장거리 송수신 시스템에 적합한 채널 모델링이 필요하다.

본 논문에서는 밀리미터파 장거리 송수신 상황에 적합한 통계적 채널 모델을 ray-tracing방법인 line-of-sight (LoS)모델과 two-ray모델을 활용하여 정립한다. LoS모델은 송수신간 직진 경로 하나만을 고려한 채널모델로, LoS경로의 신호가 반사, 굴절 및 회절을 겪고 수신기에 들어오는 신호들에 비해 크기가 매우 클 때 적합하다. 밀리미터파는 높은 직진성을 가지므로 LoS경로를 제외한 다른 신호들의 감쇠도가 매우 높아 비교적 LoS채널이 적합하다고 볼 수 있다. 한편 two-ray모델은 LoS경로와 지표면 혹은 해수면에서 한 번 반사되어 수신기로 전달되는 경로를 고려한 모델이다⁶⁾. Two-ray모델은 실외 환경에서 반사체가 매우 적을 때 적합한 모델로, 바다에서 배 사이의 통신이나 고속도로에서 통신, 무인항공기 사이의 통신 등에 적용할 수 있다. 그러나 two-ray모델은 송수신 거리가 짧고 반사체 및 굴절체가 매우 많은 실내 통신 환경에서는 부적합하다.

기존에 제안된 LoS모델 및 two-ray모델을 밀리미터파 장거리 통신 시스템에 적합하도록 수정하기 위하여, 먼저 LoS경로가 확보될 수 있는 조건을 구하는 것이 중요하다. 단거리 통신과 다르게 장거리 송수신의 경우 지구의 곡률에 따라 송수신기 사이의 LoS경로가 장애물 여부의 관계없이 확보되지 않을 수 있다. 따라서 지구의 곡률 및 송수신 거리를 고려하여 LoS 경로가 확보될 수 있는 최소 송수신기 높이를 구할 수 있다. 게다가, 기존의 LoS모델 및 two-ray 모델은 자유 경로 감쇠 (free space path loss : FSPL)만을 고려하였는데, 밀리미터파 장거리 송수신 시스템의 경우 대기 중 감쇠 (atmospheric loss : AL)을 필수적으로 고려해야 한다. FSPL은 거리에 따라 log함수 형태로 증가하는 경향을 보이나, AL은 ITU R.P-676표준의 감쇠 모델을 고려하면 송수신 거리에 따라 선형적으로 증가하여 FSPL에 비해 송수신 거리에 따라 급격히 증감하는 경향을 갖는다⁷⁾. 따라서 본 논문에서는 지구의 곡률을 감안한 LoS경로의 확보 조건을 유도하고 장거리 송수신 시스템에서는 AL을 고려한 LoS 경로 및 two-ray모델을 확립한다. 그리고 확립된 모델을 바탕으로 높은 신뢰도의 밀리미터파 송수신 시스템을 위하여 송수신 거리에 따라 최소로 요구되는 송신 전력을 링크 버짓 계산을 통해 유도한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 먼저 II장에서는 밀리미터파 장거리 통신용 LoS채널의 존재 조건과 LoS채널 기반 수신 전력 예측에 대해 다룬다. III장에서는 기존의 two-ray모델을 다루고 밀리미터파 장거리 통신용에 적합하도록 수정된 모델을 제안한다. IV

장에서는 제안된 두 채널 모델을 바탕으로 링크 버짓 계산을 통해 최소 요구 송신 전력을 유도하고 밀리미터파 장거리 송수신 시스템 설계할 때 고려해야 할 점에 대해 다룬다. 이어서 V장에서는 본 논문에 대해 간단히 결론을 내리며 마무리 짓는다.

II. 밀리미터파 장거리 송수신용 LoS채널 모델

밀리미터파는 고주파의 특징인 높은 직진성으로 인해 신호가 장애물로부터 반사, 굴절 및 회절이 되는 경우 신호 크기의 감쇠가 매우 크게 발생한다. 따라서 수십 km 이상의 송수신 거리를 갖는 밀리미터파 장거리 통신 시스템에서는 LoS경로를 확보하는 것이 매우 중요하다. LoS경로가 확보되는 경우, 반사, 굴절 및 회절을 거쳐 들어오는 신호에 비해 LoS경로를 통해 들어오는 신호의 크기가 상대적으로 매우 크므로, 장거리 송수신 채널 모델링에서 다른 경로의 신호를 무시하고 LoS경로만을 고려하는 가장 간단한 ray-tracing 방법을 활용할 수 있다.

2.1 LoS경로의 존재 조건

일반적으로 ray-tracing 방법을 활용할 때 지표면을 평지로 가정하는 것과 달리, 장거리 송수신시에는 지표면이 곡률을 가지므로 송수신기 사이에 장애물이 없다하더라도 LoS경로가 항상 확보되는 것이 아님을 고려해야 한다. 그림 1과 같이 지표면이 곡면일 때 지구의 반지름을 $R = 6370\text{km}$, 송수신기간 지표면 상에서의 거리를 l , 송신기와 수신기의 지표면으로부터의 높이를 각각 h_t 와 h_r 이라고 할 때 간단한 삼각함수 공식을 활용하면, 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$h_0 = \frac{H_t H_r \sin \frac{l}{R}}{\sqrt{H_t^2 + H_r^2 - 2H_t H_r \cos \frac{l}{R}}} - R \quad (1)$$

식 (1)에서 $H_t = R + h_t$, $H_r = R + h_r$ 이고 h_0 는 송수신기간 LoS경로와 지표면 사이의 거리를 의미하며 h_0 값이 음수가 되면 지표면의 곡률 때문에 송수신기간 LoS경로가 확보되지 않는다고 간주할 수 있다. 따라서 LoS경로의 존재 조건은 $h_0 > 0$ 이라고 할 수 있다. 단, 식 (1)은 l 이 매우 작을 때에는 성립하지 않으나 본 논문은 장거리 송수신 시스템에 대해 다루므로 대부분의 상황에서 식 (1)은 성립한다고 가정할 수 있다. h_0 가 송수신기간 지표면 상 거리 l 과 송수신기의 지표

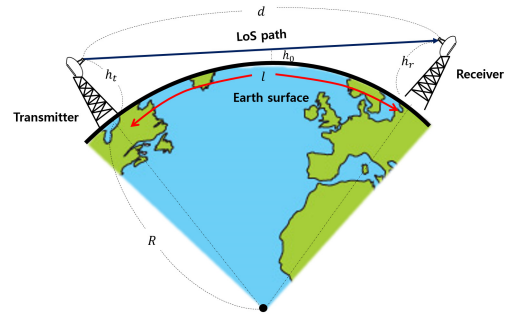


그림 1. 지구의 곡률을 감안한 장거리 통신 시스템 모델
Fig. 1. System model of long-distance communication system considering curvature of the earth.

면으로부터의 높이인 h_t 와 h_r 의 함수로 정의되므로, 밀리미터파 장거리 송수신 시스템에서 LoS경로를 확보하여 신뢰도 높은 통신이 이루어지기 위해서는 송수신 거리에 따라 송수신기의 높이를 조절해야 한다는 것을 알 수 있다. 예시로, 만약 송수신기의 지표면으로부터의 높이가 각각 $h_t = 50\text{m}$, $h_r = 5\text{m}$ 라고 가정하면 LoS경로가 확보되는 최대 거리 l 은 34.965km 이다.

그림 2는 수신기가 특정 고도를 갖는 상황에서 송수신 거리에 따라 요구되는 송신기의 고도를 나타낸 것이다.

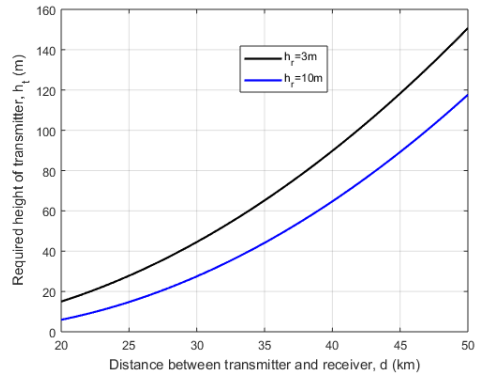


그림 2. 서로 다른 수신기 높이에서 송수신 거리에 따라 요구되는 최소 요구 송신기의 고도

Fig. 2. Required height of transmitter with regard to distance between transmitter and receiver for different height of receiver

2.2 LoS모델 기반 수신 전력 예측

기존의 5GHz미만 대역과 비교하여 밀리미터파 대역의 차이점은 신호의 높은 직진성을 갖는다는 것과 반사, 굴절 및 회절 등에 의해서 발생하는 다중 경로의 영향을 덜 받는다는 것 등이 있다. 그 중에서도 가

장 두드러지는 차이점은 바로 자유 공간 경로 감쇠 (FSPL)뿐 아니라 대기 중 감쇠 (AL)가 상대적으로 큰 편이라는 것이다⁸⁾. 대기 중 감쇠, $L_{AL(dB)}$ 을 송수신기 간 거리 d , 캐리어 주파수 f 에 대한 함수로 decibel단위로 표현하면 다음과 같다.

$$L_{AL(dB)}(d,f) = d\gamma_{AL}(f) \quad (2)$$

$\gamma_{AL}(f)$ 은 전파가 통과하는 대기의 조건과 관련된 상수이다. 대기를 이루는 분자의 종류는 매우 많지만, 100GHz미만의 대역전파에 영향을 크게 주는 성분은 크게 두 가지로, H₂O의 농도인 습도와 O₂의 농도이다. 따라서 $\gamma_{AL}(f)$ 은 다음과 같이 H₂O와 O₂의 영향을 나타내는 상수들의 합으로 표현 가능하다⁷⁾.

$$\gamma_{AL}(f) = \gamma_{O_2}(f) + \gamma_{H_2O}(f) \quad (3)$$

식 (3)의 상수 $\gamma_{O_2}(f)$ 와 $\gamma_{H_2O}(f)$ 은 미국 FCC (federal communications commission)에서 제정하는 ITU R.P-676표준에서 주파수 별 실험을 통해 예측된 값을 활용한다⁷⁾. 위 모델을 이용하여 일반적인 대기 상태와 건조할 때 및 습할 때, 그리고 공기가 상대적으로 희박한 성층권에서 주파수별 대기 중 감쇠도를 계산해보면 그림 3과 같다.

그림 3에서 보면, IEEE의 WPAN표준 중 하나로 2009년에 제정된 802.15.3c표준과 WLAN표준 중 하나인 IEEE802.11.ad에서 활용하는 60GHz대역은 대기 중 감쇠가 매우 높은 대역으로 장거리 송수신에는 적합하지 않은 대역이다. 장거리 송수신에 적합한 대역은 그림 3에서 확인할 수 있듯이 대기 중 감쇠의 영

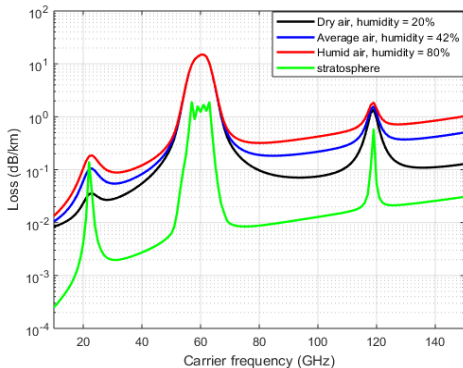


그림 3. 서로 다른 대기 상태에서 밀리미터파의 대기 중 감쇠도
Fig. 3. Atmospheric loss of millimeter wave for different weather condition

향이 적은 30-40GHz대역과 더불어 60GHz이상 대역에서는 71-76GHz, 81-86GHz대역 정도가 손꼽을 수 있다.

밀리미터파에서 대표적인 감쇠 요인인 FSPL과 AL 외에 신호 감쇠에 큰 영향을 주는 또 다른 요인은 강우 감쇠 (rainfall attenuation : RA)로, 신호의 파장과 시간당 강우량에 대한 함수로 표현이 가능하며 ITU-R P.838표준 문서에 RA 관련 모델이 제시되어 있다⁹⁾. 그러나 비교적 균일한 분포를 보이는 대기 상태에 비해 강우 상태는 시간별, 지역별, 계절별 편차가 매우 크고 강우량 뿐 아니라 빗방울 크기 등에도 영향을 받기 때문에 ITU-R P.838모델의 정확도가 매우 떨어지는 편이고 따라서 이를 보완 수정하기 위한 연구가 활발하게 진행 되었다¹⁰⁾. 본 논문에서는 보다 일반적인 채널 모델링을 제시하기 위해 RA의 영향을 고려하지 않고 강우량이 0인 상황을 가정한다.

밀리미터파의 거리에 따른 신호의 감쇠도, $L(d,f)$ 는 다음과 같이 FSPL과 AL영향의 곱으로 표현이 가능하다.

$$L(d,f) = L_{FSPL}(d,f) \times L_{AL}(d,f) \quad (4)$$

$$\text{여기에서 } L_{FSPL}(d,f) = \left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2, L_{AL}(d,f) = 10^{\frac{d\gamma_{AL}(f)}{10}}$$

이고 c 는 빛의 속도이다. 식 (4)에서 FSPL은 거리에 따라 제곱으로 증가하지만 AL은 10의 지수 형태로 증가하므로 d 가 커질수록 AL의 영향이 기하급수적으로 더 커짐을 알 수 있다. 그림 4는 주파수 대역별 AL과 FSPL의 영향을 비교하기 위해 총 5 가지 대역 (28GHz, 60GHz, 74GHz, 84GHz, 290GHz)에 대하여 거리에 따른 신호의 감쇠도를 그린 것이다.

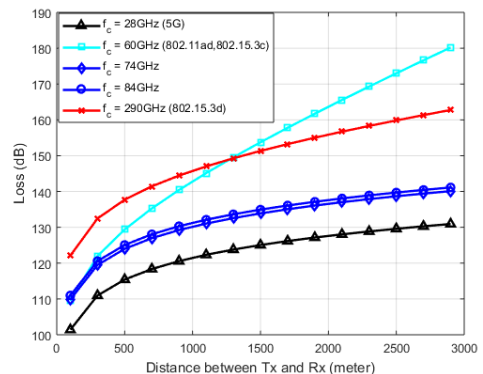


그림 4. 주파수 대역별 송수신 거리에 따른 신호의 감쇠량
Fig. 4. Power loss with regard to distance for different frequency

그림 4에서 확인할 수 있듯이, 60GHz대역은 802.15.3d 표준^[11]에서 사용하는 더 높은 주파수인 290GHz 대역보다도 장거리에서는 오히려 신호 전력의 손실이 커짐을 알 수 있다. 그리고 1km 지점을 넘어서 부터는 60GHz대역은 로그 함수 형태가 아닌 선형 함수 형태를 갖는 것을 확인할 수 있다. LoS 모델의 경우 LoS 경로 하나만을 고려하므로, 수신 전력은 송신 전력에 식 (4)의 역수를 곱한 형태로 아래와 같이 예측 가능하다.

$$P_r = P_t \left(\frac{c}{4\pi df} \right)^2 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)d}{10}} \quad (5)$$

III. 밀리미터파 장거리 송수신용 two-ray 채널 모델

Two-ray 모델은 ray-tracing 채널 모델링 기법 중 하나로, LoS 경로와 지표면 및 해수면의 반사파의 효과를 고려한다^[6]. 밀리미터파 통신의 경우 신호의 높은 직진성으로 인해 많은 반사, 굴절 및 회절을 겪은 신호들은 감쇠가 심하여 상대적으로 무선 채널에 영향을 주는 ray의 개수가 매우 적다는 것이 알려져 있으며^[12], 따라서 two-ray 모델을 적용하는 것이 다른 대역에 비하여 적절하다고 볼 수 있다. 특히 밀리미터파 장거리 통신의 경우 신호가 전파되는 거리에 따른 감쇠도 매우 큰 편이므로, 송신된 신호의 크기가 반사의 영향에 의해 크게 감소한다면 수신단에서 해당 경로로 들어오는 신호의 검출이 불가능할 수 있다. 따라서 유의미한 전파 경로가 되기 위해서는 반사의 영향이 적어야 하는데, 지표면 혹은 해수면에 의한 반사파의 경우 송수신기 간 거리가 매우 크다면 신호의 입사각이 매우 커서 위상만 180도 변할 뿐 신호 크기 자체의 감쇠는 무시할 수 있을 정도로 작아진다^[13]. 이러한 이유로 밀리미터파 장거리 통신 상황에서 수신단 입장에서 수신 신호에 유의미한 영향을 주는 것은 직진 경로와 지표면 혹은 해수면에 의한 반사파 하나로 가정할 수 있기 때문에, 본 절에서는 기존의 two-ray 모델을 밀리미터파 장거리 송수신 상황에 적합하도록 수정하여 송수신 거리에 따른 수신 전력을 예측하는 수식을 유도한다.

3.1 기존의 two-ray 모델

그림 5는 two-ray 모델의 기본적인 개념도를 그린 것이다. 이 때 송신 신호 $u(t)$ 에 대하여 시간 t 에서

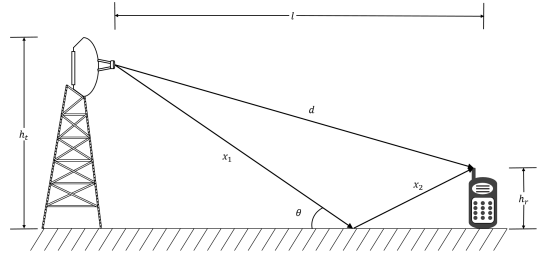


그림 5. Two-ray 모델의 개념도
Fig. 5. Concept of two-ray model

LoS 경로를 거쳐 오는 신호, $r_{LoS}(t)$ 와 반사경로를 거쳐 만큼의 시간 지연을 겪고 오는 신호, $r_{Ref}(t)$ 는 각각 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$r_{LoS}(t) = Re \left[\frac{\alpha_{LoS} u(t) e^{-j2\pi f d/c}}{d} e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (6)$$

$$r_{Ref}(t) = Re \left[\frac{\alpha_{Ref} u(t - \tau) e^{-j2\pi f(x_1 + x_2)/c}}{x_1 + x_2} e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (7)$$

α_{LoS} 와 α_{Ref} 은 각각 LoS 경로와 반사파 경로의 전력 감소량을 의미하며 f_c 는 캐리어 주파수이다. 기존의 two-ray 모델에서는 비교적 단거리 통신 상황 및 AL의 영향이 적은 대역을 가정하고 FSPL만을 고려하여 모델링 되었다^[6]. 이 모델은 AL의 영향을 무시하고 FSPL의 영향만 고려해도 무방한 단거리 통신에서는 적합한 모델일 수 있으나, AL의 영향이 큰 밀리미터파 그리고 특히 AL의 영향이 급격히 커지는 장거리 통신에서는 적합하지 않다. 따라서 본 논문에서는 FSPL뿐 아니라 AL의 영향을 고려하여 밀리미터파 장거리 통신에 적합한 two-ray 모델을 수정 및 제안하고, 이에 기반하여 수신 전력을 예측한다.

3.2 밀리미터파 two-ray 모델

먼저 식 (6)에서 사용된 LoS 경로의 전력 감쇠도, α_{LoS} 를 밀리미터파 영향을 고려하여 표현하면 다음과 같다.

$$\alpha_{LoS}(d, f) = \frac{\sqrt{G_{LoS} c}}{4\pi df} \sqrt{10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)d}{10}}} \quad (8)$$

G_{LoS} 는 LoS 경로의 안테나 이득이다. 한편 반사 경로의 전력 감쇠도는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$\alpha_{Ref}(x_1, x_2, f) = \frac{\zeta \sqrt{G_{Ref}} c}{4\pi(x_1 + x_2)f} \sqrt{10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)(x_1 + x_2)}{10}}} \quad (9)$$

G_{Ref} 은 반사 경로의 안테나 이득이고 ζ 은 반사 계수이다. 이를 식 (6)과 (7)에 대입하면, 수신 신호 $r(t) = r_{LoS}(t) + r_{Ref}(t)$ 는 식 (10)과 같다.

이 때 송신 신호 $u(t)$ 가 협대역 신호라면, $u(t) \approx u(t - \tau)$ 로 가정이 가능하므로 수신 신호의 크기 P_r 은 식 (11)과 같이 표현 가능하다.

$\Delta\phi$ 은 두 경로 간 위상 차이를 의미하며 $\Delta\phi = 2\pi(x_1 + x_2 - d)f/c$ 으로 정의된다. 한편 반사 계수 ζ 는 아래와 같이 반사체 표면의 성질과 입사각의 관계로 정의된다.

$$\zeta = \frac{\sin\theta - Z}{\sin\theta + Z} \quad (12)$$

ζ 는 반사체 표면의 유전상수 (dielectric constant)이다. 장거리 송수신에서는 반사체로 입사하는 각 θ 가 매우 작으므로, $\sin\theta \approx 0$ 으로 근사 가능하며 따라서 반사 계수 ζ 의 값이 Z 값에 상관없이 $\zeta \approx -1$ 이 된다^[13]. 즉, 장거리 송수신 시에는 반사체의 물질 특성이나 고주파의 특성에 관계없이 지표면 반사시 전파의 전력의 감소가 거의 없으며 단지 위상만 180도 변화한다는 것을 의미한다. 또한 θ 가 작아질수록 d 와 $x_1 + x_2$ 는 차이가 작아지므로 $x_1 + x_2 \approx d$ 으로 근사가 가능하다.

다만, 두 경로 간 위상 차 $\Delta\phi$ 는 f 의 함수이기도 하므로 $\Delta\phi \approx 0$ 으로 가정할 수 없음을 주의해야 한다. 즉, f 가 매우 클 때는 $x_1 + x_2 \approx d$ 라고 하더라도 $\Delta\phi \approx 0$ 으로 근사할 수 없는 것이다. 이러한 가정을 통해, 밀리미터파 장거리 송수신 시에 식 (11)는 다음과 같이 근사가 가능하다.

$$P_r \approx P_t \left| \sqrt{G_{LoS}} - e^{-j\Delta\phi} \sqrt{G_{Ref}} \right|^2 \times \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 10^{-\frac{d\gamma_{AL}(f)}{10}} \quad (13)$$

식 (13)은 송수신 거리 d 에 따라 오르내림이 있을 것으로 예상되는데, 이는 위상차 $\Delta\phi$ 에 대한 함수이기 때문이다. 예를 들어 임의의 정수 n 에 대하여 $\Delta\phi = (2n+1)\pi$ 일 때는 $e^{-j\Delta\phi} = -1$ 이 되므로 LoS경로의 전파와 반사체에서 이미 180도 반전을 겪은 반사파 경로의 전파가 정확히 위상이 일치하여 보강 간섭을 일으키므로 송신 전력의 크기가 커진다. 반대로 $\Delta\phi = 2n\pi$ 일 때는 상쇄간섭을 일으키므로 수신 전력의 크기가 급감한다.

고전적인 two-ray 모델에서는 만약 송수신단에서 전방향 (omni-directional) 안테나를 사용하여 경로별 안테나 이득이 같다면 이론적으로 $\Delta\phi = 2n\pi$ 이 되는 지점에서는 수신 전력이 0에 근접하게 된다. 다만 제안되는 밀리미터파 장거리 송수신용 two-ray 모델에서는 각 경로의 전파에 FSPL뿐 아니라 AL이 다르게 적용

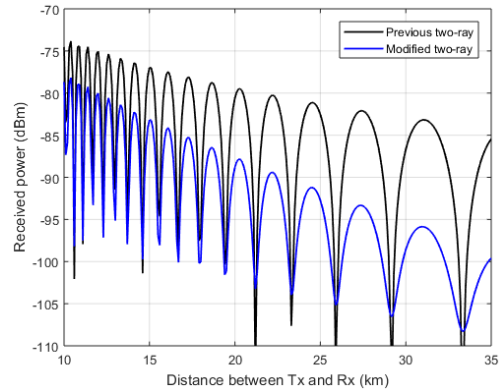


그림 6. $G_{LoS} = G_{Ref} = 10$ dB, $P_t = 60$ dBm 일 때 수정된 two-ray 모델에 기반하여 예측된 거리에 따른 수신 신호의 전력
Fig. 6. Received signal power based on modified two-ray model with regard to distance when $G_{LoS} = G_{Ref} = 10$ dB, $P_t = 60$ dBm

$$r(t) = Re \left\{ \frac{c}{4\pi f} \left[\frac{\sqrt{G_{LoS}} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)d}{10}}}{d} u(t) e^{-\frac{j2\pi df}{c}} + \frac{\zeta \sqrt{G_{Ref}} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)(x_1 + x_2)}{10}}}{x_1 + x_2} u(t - \tau) e^{-\frac{j2\pi(x_1 + x_2)f}{c}} \right] e^{j2\pi ft} \right\} \quad (10)$$

$$P_r = P_t \left(\frac{c}{4\pi f} \right)^2 \left| \frac{\sqrt{G_{LoS}} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)d}{10}}}{d} + \frac{\zeta \sqrt{G_{Ref}} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)(x_1 + x_2)}{10}}}{x_1 + x_2} e^{-j\Delta\phi} \right|^2 \quad (11)$$

되므로 완벽하게 상쇄 간섭이 발생하진 않는다. 그러나 수신 전력의 감소가 발생하는 것은 분명하므로, $\Delta\phi = 2n\pi$ 이 되는 지점을 피하는 것이 필수적이다.

그림 6은 밀리미터파 장거리 송수신용으로 수정된 two-ray 모델 기반 수신 전력을 예측하여 그린 것이다. 주파수에 따라 서로 다른 지점에서 오르내림을 확인할 수 있다.

IV. 장거리 송수신을 위한 밀리미터파 송수신기 설계

본 절에서는 II장과 III장에서 제안된 밀리미터파 장거리 송수신용 LoS 모델과 two-ray 모델에 기반하여 밀리미터파 장거리 송수신기의 설계 시 고려해야할 점에 대해 다룬다. 먼저 밀리미터파 장거리 송수신시에는 LoS 경로를 확보하는 것이 필수이므로, 식 (1)의 LoS 경로와 지표면 사이의 수직거리 h_0 가 0보다 크도록 송수신 거리 d 에 따라 적절한 송수신기의 높이 h_t 와 h_r 를 결정하여 설계하는 것이 중요하다. 두 번째로 고려해야할 점은 주파수 대역이다. 밀리미터파는 30~300GHz 대역으로 정의되나 현실적으로 100GHz 미만의 주파수 대역을 활용한다고 가정하면, 장거리 송수신용으로 적합한 대역은 31-36GHz 대역과 71-76GHz 대역 정도이다. 그림 3에서 확인할 수 있듯이, 두 대역은 각각 주변의 대역들보다 대기 중 감쇠도가 가장 낮은 편에 속하는 대역이다. II장에서 밝혔

듯이 수십 km급의 장거리 송수신시에는 FSPL의 영향보다도 AL의 영향이 거리에 따라 급격히 커지게 되므로 AL의 관점에서 적절한 주파수 대역을 선택하는 것이 중요하다. 그림 3에서 확인할 수 있듯이 WLAN이나 WPAN 표준에서 사용하는 60GHz 대역은 AL의 영향이 커서 장거리 송수신용으로는 부적합한 대역이다.

세 번째로는 밀리미터파 장거리 송수신 시스템 설계 시 최소로 요구되는 송신 전력이다. 송수신 시스템 설계 시에는 송신기가 어느 정도의 출력 전력을 낼 수 있어야 신뢰도 높은 통신이 가능한가에 대한 연구가 필수적인데, 이 때 활용하는 것이 링크 버짓 (link budget) 계산이다. 특히 밀리미터파 장비의 경우 아직 기술적 한계로 인해 송신기가 높은 출력을 낼 수 없다는 점을 감안하면 밀리미터파 장거리 송수신에서는 링크 버짓 계산을 통한 최소 요구 송신 전력을 구하고 이를 목표 수치로 삼아 밀리미터파 송수신기를 설계하는 것이 필수적이다. 링크 버짓은 다음과 같이 정의된다.

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{P_r}{kT_0R_cFL_{Rx}} \quad (14)$$

k 은 볼츠만 상수, T_0 은 절대온도로 표현된 잡음 온도, R_c 은 복조된 신호의 심볼 레이트, F 은 시스템 잡음 지수 그리고 L_{Rx} 은 수신기 구현 손실이다. 이 때 수신 전력은 II장과 III장에서 예측된 수신 전력인 식 (10)과 (11)을 대입한다. 그러면 LoS 채널 모델과

$$\frac{E_s}{N_0^{(LoS)}} = \frac{P_t \left(\frac{c}{4\pi df} \right)^2 10^{-\frac{d\gamma_{AL}(f)}{10}}}{kT_0R_cFL_{Rx}} \quad (15)$$

$$\frac{E_s}{N_0^{(two-ray)}} = \frac{P_t \left(\frac{c}{4\pi f} \right)^2 \left| \frac{\sqrt{G_{LoS} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)d}{10}}}}{d} + \frac{\zeta \sqrt{G_{Ref} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)(x_1+x_2)}{10}}}}{x_1+x_2} e^{-j\Delta\phi} \right|^2}{kT_0R_cFL_{Rx}} \quad (16)$$

$$P_{\min}^{(LoS)} = \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 10^{\frac{d\gamma_{AL}(f)}{10}} kT_0R_cFL_{Rx} SNR_{\min} R_{\text{target}} \quad (17)$$

$$P_{\min}^{(Ref)} = \frac{\left(\frac{4\pi f}{c} \right)^2 kT_0R_cFL_{Rx} SNR_{\min} R_{\text{target}}}{\left| \frac{\sqrt{G_{LoS} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)d}{10}}}}{d} + \frac{\zeta \sqrt{G_{Ref} 10^{-\frac{\gamma_{AL}(f)(x_1+x_2)}{10}}}}{x_1+x_2} e^{-j\Delta\phi} \right|^2} \quad (18)$$

two-ray 모델에 기반한 링크 버짓은 식 (15)와 식 (16)과 같이 표현된다.

설계할 밀리미터파 장거리 송수신 시스템이 R_{target} 이라는 특정 데이터 송신 속도를 목표로 하고 신뢰도 높은 통신을 위해 최소로 만족해야 하는 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio : SNR)를 SNR_{min} 이라고 하면, 밀리미터파 송신기에 요구되는 최소 송신 전력 P_{min} 은 식 (15)와 (16)을 송신 전력 P_t 에 관하여 정리하여 LoS 모델과 two-ray 모델에서 각각 식 (17)과 (18)과 같이 정의할 수 있다.

일반적인 상황에서의 최소 요구 송신 전력을 예제로 구해보기 위하여, 데이터 통신에서 가장 보편적으로 쓰이는 M-QAM 복조 상황을 가정하면 신호의 심볼 오류 확률 (symbol error rate : SER), p_s 는 아래와 같이 정의된다^[6].

$$p_s = 1 - \left[1 - \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3SNR}{M-1}} \right) \right]^2 \quad (19)$$

$Q(\cdot)$ 은 Q함수를 의미한다. 한 심볼에서 에너지가 비트별로 균일하게 분포하고 그레이 복호가 사용된다고 가정하면, 우리는 비트 오류 확률, p_b 와 p_s 가 아래와 같은 관계에 있다고 가정할 수 있다.

$$p_b \approx p_s / \log_2 M \quad (20)$$

신뢰도 높은 통신을 위한 최소의 p_b 을 p_b^{thr} 라고 하고 이를 식 (19)에 대입하여 에 대한 식으로 바꾸어 풀면, 아래와 같이 p_b^{thr} 을 만족할 수 있는 최소의 SNR_{min} 을 M 에 대한 함수로 유도할 수 있다.

$$SNR_{min} \approx \frac{M-1}{3} \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M}(1 - \sqrt{N p_b^{thr}})}{2(\sqrt{M}-1)} \right) \right]^2 \quad (21)$$

여기에서 $N = \log_2 M$ 이다. 식 (21)에서 유도된 SNR_{min} 을 식 (17)과 (18)에 각각 대입하면, 각 채널 모델별로 최소 요구 송신 전력을 R_{target} 과 p_b^{thr} 에 대한 함수로 예측할 수 있다.

그림 7은 복조 기법에 따라 달라지는 최소 요구 송신 전력을 그린 것이며 그림 8은 주파수 대역별로 달라지는 최소 요구 송신 전력을 나타낸 것이다. 두 그림 모두 표 1의 파라미터 값을 활용하였다. 그림 7을 보면 주어진 상황에서 높은 레벨의 복조를 사용하는

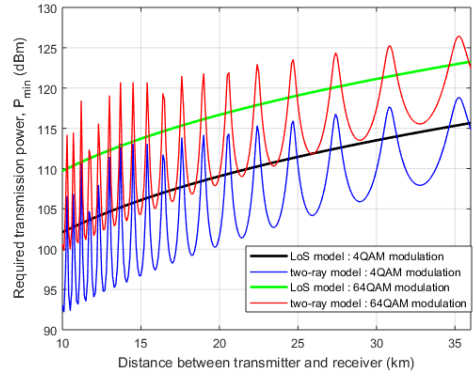


그림 7. $f_c = 74GHz$ 일 때 서로 다른 복조 기술별로 나타낸 거리에 따른 최소 요구 송신 전력
Fig. 7. Required transmission power with regard to distance between transmitter and receiver for different modulation schemes in $f_c = 74GHz$

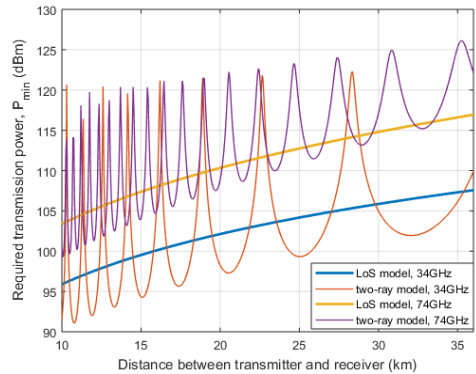


그림 8. 16QAM이 사용될 때 서로 다른 캐리어 주파수에서 나타낸 거리에 따른 최소 요구 송신 전력
Fig. 8. Required transmission power with regard to distance between transmitter and receiver for different carrier frequency when 16QAM modulation is adopted.

표 1. 그림 7과 그림 8에 사용된 파라미터들의 값
Table 1. Value of parameters that are used in Fig. 7 and Fig. 8.

Parameter	Value
G_{LoS}	25dB
G_{Ref}	25dB
k	$1.38 \times 10^{-23} W\% / K$
T_0	293K
F	6dB
L_{Rx}	3dB
R_{target}	10Gbps
p_b^{thr}	10^{-3}

상황이 조금 더 높은 송신 전력을 필요로 하는 것을 알 수 있다. 이는 한 심볼마다 많은 수의 비트를 보낼 수 있다는 이득보다도 p_b^{thr} 을 만족하기 위해 필요한 전력의 증가가 더 크다는 것을 의미한다. 그림 8은 two-ray 모델 활용 시 위상차로 인해 주파수 별로 최소 요구 송신 전력이 최소가 되는 점이 달라진 다는 것을 보여준다.

Two-ray 모델은 두 신호가 상쇄간섭을 일으키는 부분에서는 설계된 시스템의 최소 성능을, 보강간섭을 일으키는 구간에서는 설계된 시스템의 최고 성능을 보여주는 역할을 하게 된다. 따라서 two-ray 모델이 적합하지 않은 상황, 즉 ray의 개수가 상대적으로 많은 환경에서도 본 논문에서 제안하는 수정된 밀리미터파 장거리 통신시스템용 two-ray 모델은 설계된 시스템의 최소 성능과 최대 성능을 예측하는 데에 활용이 가능하다. 따라서 그림 7과 그림 8에서 예측된 최소 요구 조건 송신 전력은 two-ray 모델이 적합하지 않은 상황이라도 밀리미터파 장거리 통신 시스템이 특정 캐리어 주파수에서 목표로 하는 송수신 거리를 갖기 위해 최소로 요구되는 송신 전력으로 고려하는 것이 가능하다.

V. 결 론

본 논문에서는 두 가지 ray-tracing 모델링 방법인 LoS 채널 모델링과 two-ray 채널 모델링을 활용하여 밀리미터파 장거리 송수신 시스템을 위한 무선 채널 모델을 정립하였다. 먼저 장거리 송수신의 특징을 고려하여 지구의 곡률을 감안한 송수신 거리에 따른 송수신기의 안테나 높이에 대한 조건을 유도하였다. 다음으로 밀리미터파의 대기 중 감쇠의 영향을 고려하여 LoS 경로 하나만을 고려하는 LoS 채널 모델을 이용하여 밀리미터파 장거리 송수신에서 거리에 따른 신호의 감쇠를 예측하였다. LoS 경로 뿐 아니라 지표면 및 해수면의 반사와 하나를 고려하는 two-ray 모델을 밀리미터파 장거리 송수신 상황에 적합하도록 수정하였다. 마지막으로 제안된 채널 모델을 적용한 링크 버짓 계산을 통해 주어진 비트 에러 확률과 목표 데이터 전송 속도를 만족하기 위한 최소 요구 송신 전력을 구하였다. 수신 신호의 전력에 관한 제안된 수식을 이용하면 밀리미터파 장거리 송수신 시스템의 기본적인 설계 요구 사항을 예측할 수 있다. 특히 장애물이 거의 없는 대양에서의 통신이나 넓은 평야에서의 통신 및 고도가 높은 두 대의 UAV 간 통신 상황 등에서 비교

적 정확하게 적용될 수 있을 것으로 예상된다. 민간 통신에서 일반적인 상황인 도심 지역이나 교외 지역 등에서는 조금 더 많은 경로를 포함하는 ray-tracing 방법을 활용하고 이를 밀리미터파 장거리 송수신에 적합하도록 수정하여야 할 것이다.

References

- [1] Q. Li, H. S. Mehr, T. Balercia, H. Niu, A. Papathanassiou, and G. Wu, "Millimeter wave channel model and system design considerations," in *Proc. IEEE ICC*, London, UK, May 2015.
- [2] IEEE doc. 802.11-09/0334r8, "Channel model for 60GHz WLAN systems," May 2010.
- [3] G. R. Maccartney, T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73GHz for ultra-dense 5G wireless networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2388-2424, Oct. 2015.
- [4] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, Feb. 2014.
- [5] M. R. Akendiz, Y. Liu, M. K. Samimi, S. Sun, S. Rangan, E. Erkip, and T. S. Rappaport, "Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation," *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 32, no. 6, Jun. 2014.
- [6] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge university, 2005.
- [7] Recommendation ITU-R P.676-11, *Attenuation by atmospheric gases*, 2016.
- [8] T. J. Chung, W. H. Lee, D. Y. Youn, and J. H. Kim, "Terahertz technologies for short-range communication system applications utilizing terahertz carrier frequency," *ETRI Electron. and Telecommun. Trends*, vol. 24, no. 6, Dec. 2009.
- [9] Recommendation ITU-R P.838-33, *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*, 2005.
- [10] J. S. Mandeep "Modified ITU-R rain

attenuation model for equatorial climate,” *IEEE IconSpace*, Penang, Malaysia, Jul. 2011.

- [11] IEEE doc. 802.15-16-0595-03-003d, “Proposal for IEEE802.15.3d PHY,” Nov. 2016.
- [12] M. J. Feuerstein, K. L. Blackard, T. S. Rappaport, S. Y. Seidel, and H. H. Xia, “Path loss, delay spread, and outage models as functions of antenna height for microcellular system design,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 487-498, Aug. 1994.
- [13] Recommendation ITU-R P.1008-1, *Reflection from the surface of the earth*, 1986.

권재홍 (Jae-Hong Kwon)



2014년 8월 : 고려대학교 전기
전자전파공학부 학사
2014년 9월~현재 : 고려대학교
전자전자공학부 석박사통합
과정
<관심분야> 통신공학, 무선통
신

나동현 (Dong-Hyoum Na)



2017년 2월 : 고려대학교 전기
전자전파공학부 학사
2017년 3월~현재 : 고려대학교
전자전자공학부 석박사통합
과정
<관심분야> 통신공학, 무선통
신

고영채 (Young-Chai Ko)



1997년 2월 : 한양대학교 전자
통신 학사
1999년 5월 : University of Min-
nesota, 전기공학 석사
2001년 10월 : Univrsity of Min-
nesota, 전기공학 박사
2001년 3월~2004년 2월 : Texas
Instruments InC., San Diego, CA USA.
2004년 2월~현재 : 고려대학교 전기전자공학부 교수
<관심분야> 통신공학, 무선통신