

# 테라헤르츠 대역 주파수에서 근거리 무선 통신 응용을 위한 채널 모델 및 무선 링크 성능 분석

## Channel Model and Wireless Link Performance Analysis for Short-Range Wireless Communication Applications in the Terahertz Frequency

정 태 진

Tae-Jin Chung

### 요 약

본 논문에서는 현재 주목을 받고 있는 테라헤르츠 대역의 주파수에서 근거리 무선 통신 응용을 위한 채널 모델과 무선 링크의 성능 분석에 대하여 서술한다. 10 Gbps 이상의 전송 속도를 실현하기 위해서는 주파수 대역폭이 기존의 밀리미터파에서 사용하는 주파수 대역폭보다 더 넓은 대역폭이 필요하며, 이 대역폭을 얻기 위해서는 테라헤르츠 주파수 대역으로 자연적으로 옮겨가지 않을 수 없다. ITU-R P.676-7 모델을 이용하여 테라헤르츠 대역의 대기 전파 감쇠 특성 분석 결과, 중심 주파수 220, 300, 350 GHz에서 약 68, 48, 45 GHz의 주파수 대역폭이 가능하며, 스펙트럼 효율이 1 이하인 변조 방식으로도 10 Gbps 이상의 데이터 속도를 얻을 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 간략화 PDP 모델을 이용하여 실내 공간의 건물 재질에 따른 지연 특성을 분석하였다. 실내 공간의 크기 6 m(L)×5 m(W)×2.5 m(H)에서 콘크리트 벽의 경우 TE 편파에서 RMS 지연 확산은 9.23 ns였다. 이 결과는 참고문헌의 Ray-Tracing 시뮬레이션에서 얻은 10 ns 이내에 근접한다. 옥내 무선 링크 성능 분석 결과, 수신기의 감도는 BPSK 변조 방식을 사용하는 경우 대역폭 5~50 GHz에 대하여 -56~-46 dBm이고, 안테나 이득은 10 m 링크에서 26.6~31.6 dBi였다. AWGN 채널과 LOS 환경을 가정할 때 송신기 출력 -15 dBm에서 캐리어 주파수 220, 300, 350 GHz일 때 최대 달성 가능한 데이터 속도는 각각 30, 16, 12 Gbps였다. 이 결과는 BPSK 변조 방식을 사용하여 1 m 링크에서 얻은 결과이다. BER은  $10^{-12}$ 으로 가정하였고, 송신기 출력을 증가시키면 더욱 높은 데이터 속도를 얻을 수 있다.

### Abstract

In this paper, channel model and wireless link performance analysis for the short-range wireless communication system applications in the terahertz frequency which is currently interested in many countries will be described. In order to realize high data rates above 10 Gbps, the more wide bandwidths will be required than the currently available bandwidths of millimeter-wave frequencies, therefore, the carrier frequencies will be pushed to THz range to obtain larger bandwidths. From the THz atmospheric propagation characteristics based on ITU-R P.676-7, the available bandwidths were calculated to be 68, 48 and 45 GHz at the center frequencies of 220, 300 and 350 GHz, respectively. With these larger bandwidths, it was shown from the simulation that higher data rate above 10 Gbps can be achieved using lower order modulation schemes which have spectral efficiency of below 1. The indoor propagation delay spread

「본 연구는 지식경제부 및 방송통신위원회의 정보통신 산업원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음[2009-F-037-01. 테라헤르츠 대역 전파환경 및 무선 전송 플랫폼 기술연구]

한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 20090611-056

· 수정완료일자 : 2009년 8월 31일

characteristics were analyzed using a simplified PDP model with respect to building materials. The RMS delay spread was calculated to be 9.23 ns in a room size of 6 m(L)×5 m(W)×2.5 m(H) for the concrete plaster with TE polarization, which is a similar result of below 10 ns from the Ray-Tracing simulation in the reference paper. The indoor wireless link performance analysis results showed that receiver sensitivity was  $-56 \sim -46$  dBm over bandwidth of 5~50 GHz and antenna gain was calculated to be 26.6~31.6 dBi at link distance of 10 m under the BPSK modulation scheme. The maximum achievable data rates were estimated to be 30, 16 and 12 Gbps at the carrier frequencies of 220, 300 and 350 GHz, respectively, under the AWGN and LOS conditions, where it was assumed that the output power of the transmitter is  $-15$  dBm and link distance of 1 m with BER of  $10^{-12}$ . If the output power of transmitter is increased, the more higher data rate can be achieved than the above results.

Key words : THz Communication, THz Atmospheric Propagation, THz Frequency Windows, Indoor Channel Model, THz Link Budget Analysis

## I. 서 론

테라헤르츠(THz:  $10^{12}$  Hz)파는 전자파 스펙트럼에서 밀리미터파 대역과 원적외선(far infra-red) 대역 사이에 존재하는 100 GHz에서 10 THz 대역의 전자파 스펙트럼으로서, 소자 및 부품 등 관련 기술이 미개발되거나 개발 중인 미개척 주파수 대역이다. 테라헤르츠 대역의 전자파는 수증기( $H_2O$ ) 등 대기의 수분에 강하게 흡수되며, 플라스틱, 나무, 종이, 옷감 등 비 이온화 물질은 투과하고 금속에는 반사하는 특성을 가지고 있다<sup>[1]</sup>.

지난 30년간을 관찰해 본 결과, 무선 데이터 속도의 지수적 성장을 감안하면 무선의 전송 용량은 매 1.5년마다 2배씩 증가해 왔으며, 현재 시점에서 10년 이내에 약 15 Gbps의 데이터 속도가 필요할 것으로 판단되며, 초고속 통신 기술의 발전으로 데이터 전송 속도는 유선 통신 시스템의 용량에 접근할 것이다<sup>[2]</sup>.

대표적인 응용 분야로는 10 Gbit Ethernet(10 GbE)과 초고속 데이터 전송을 위한 광 화이버 네트워크의 무선 확장, HDTV 및 미래 Ultra-HDTV의 비압축(uncompressed) 고품질 비디오 신호의 무선 전송을 들 수 있다. 일본은 Ultra-HDTV를 2015년 방송 표준으로 제정한다는 계획을 발표하였다<sup>[3]</sup>. 이 Ultra-HDTV는 33메가 픽셀(7,680×4,320)의 해상도를 가지며, 비압축 비디오 스트림 전송을 위하여 24 Gbps의 전송 속도가 요구된다.

미래 무선 통신 시스템의 기가 비트급 전송 속도는 초광대역(ultra-broadband)의 주파수 대역폭을 요구하는 다양한 분야에 응용될 것으로 기대된다. 기

존의 Bluetooth, WLAN, WPAN 및 UWB 시스템은 수 MHz에서 수 GHz 사이의 주파수 대역폭을 사용한다. 따라서, 이들은 미래의 요구사항을 만족하는 충분히 높은 데이터 속도를 제공할 수 없으며, 향후 무선 근거리 통신 네트워크는 조만간 테라헤르츠 주파수 대역으로 이동할 것으로 예측된다. 테라헤르츠 대역은 기존의 밀리미터파에서 가용한 통신 대역폭보다 훨씬 넓은 대역폭을 제공해 줄 수 있어 아주 매력적이다. 300 GHz 이상의 주파수는 현재 FCC에서 조정되고 있지 않다.

테라헤르츠 대역의 주파수를 이용한 최초의 무선 전송 실험은 2004년 독일의 Braunschweig 대학에서 수행되었다<sup>[4]</sup>. 오디오 CD 플레이어의 전기 신호를 테라헤르츠 빔으로 인코딩하여 최대 1 m 거리까지 전송하여 FM 음악 방송을 들을 수 있었다. 본 무선 전송 실험을 계기로 동 대학의 테라헤르츠 통신실험실(TCL)에서는 10 Gbps급 이상의 전송 속도 실험을 위하여 연구를 수행하고 있다<sup>[5]</sup>. HDTV 등 디지털 비디오 신호 전송을 목표로 옥내 통신 응용을 위한 주요 부품 및 채널 모델 등에 대한 연구가 주로 추진되고 있다. 300 GHz 대역에서 아날로그 비디오 신호 전송 실험을 수행하여 10 m 거리에서 DVD 플레이어의 아날로그 비디오 신호를 PC 내장 표준 TV 카드로 전송된 영상을 재현하였다<sup>[6]</sup>.

일본의 NTT는 2005년 낮은 테라헤르츠 대역의 주파수인 125 GHz 대역을 이용하여 옥외에서 10 Gbps HDTV 비디오 신호 전송 시연을 하였고, 전송 거리는 200 m였다<sup>[7]~[9]</sup>.

IEEE 802.15 WPAN THz-IG에서는 2008년 IGthz

(interest group)를 결성하여 테라헤르츠 대역에서 무선 통신의 가능성(feasibility)을 탐구하는 연구에 착수하였다<sup>[10]</sup>.

테라헤르츠 대역의 단거리(~10 m) 무선 통신 시스템에 대한 연구는 현재 Braunschweig 대학을 중심으로 독일이 가장 활발한 연구 결과를 보이고 있다<sup>[11]~[16]</sup>.

또한, 독일의 Fraunhofer IAF에서는 200 GHz 이상에서 동작하는 LNA, Mixer 등 RF 핵심 MMIC를 개발하고 있다<sup>[17],[18]</sup>. 현재의 기술 수준을 고려해 볼 때 G-대역(140~220 GHz) 및 H-대역(220~325 GHz)의 RF MMIC 핵심 부품은 5년 이내에 상용화될 것으로 기대되며, 이를 이용한 초고속(10 Gbps급 이상) 무선 전송 시스템이 개발될 것으로 생각된다.

본 논문에서는 100~1,000 GHz 범위에 대한 테라헤르츠 대역의 전파 특성, 주파수 윈도우 및 가용 대역폭을 ITU-R P.676-7(2007) 모델<sup>[19]</sup>을 이용하여 도출하였고, 220 GHz 대역에서 10 Gbps급 무선 전송을 위한 옥내 채널 모델 및 무선 링크의 성능을 분석하였다. 본 논문의 II장에서는, 테라헤르츠 대역의 자유 공간 손실, 강우 감쇠, 대기 흡수(H<sub>2</sub>O, O<sub>2</sub>)에 의한 감쇠 등의 전파 특성을 분석하여 주파수 윈도우와 가용 대역폭을 도출하였다. III장에서는 옥내 환경에서 실내 공간의 크기와 실내 공간을 구성하는 벽면, 가구 등의 재질에 따른 PDP(Power Delay Profile) 모델을 구하고 이로부터 다중 경로에 의한 RMS 지연 확산(delay spread)을 예측하였다. IV장에서는 현재 가용한 RF 송수신 핵심 부품의 성능 파라미터를 고려하여 안테나 이득, 수신기의 감도, 신호 대 잡음비(SNR), 변조 방식, 달성 가능한 데이터 전송 속도(Gbps), BER 등 시스템 레벨의 무선 링크 성능을 분석하였고, V장에서는 결론을 기술하였다.

## II. 주파수 윈도우 및 가용 대역폭

테라헤르츠 대역의 전파는 대기에 존재하는 산소(O<sub>2</sub>)와 수증기(H<sub>2</sub>O)에 의해 주로 흡수되어 특정 주파수에서 감쇠량이 대단히 크게 나타난다. 그림 1은 ITU-R P.676-7 모델을 이용하여 해발 고도에서 지구의 평균 대기 상태 즉, 대기압이 1,013 hPa, 온도 15 °C, 수증기 밀도 7.5 g/m<sup>3</sup>에서 1~1,000 GHz의 주파

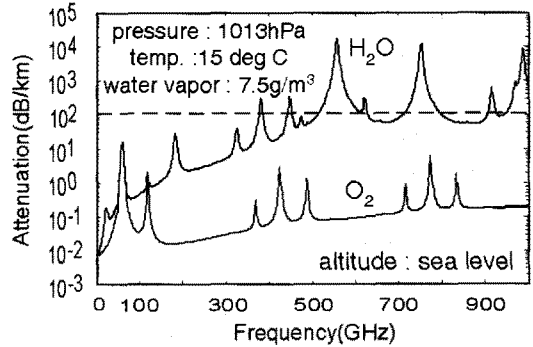


그림 1. 지구 평균 대기 상태에서 산소 및 수증기에 의한 대기 감쇠

Fig. 1. Atmospheric attenuation due to oxygen and water vapor under the global average atmospheric condition.

수에 따른(1 GHz 간격) 산소와 수증기에 의한 감쇠량[dB/km]을 나타낸 것이다. 산소에 의한 감쇠가 가장 크게 발생하는 주파수는 60 GHz 대역으로 감쇠량은 약 15.5 dB/km이고, 그 이외의 피크 감쇠량은 수증기에 의한 감쇠량보다 무시할 정도로 낮다. 건조한 대기(dry air)에서는 수증기 밀도는 제로이고, 주로 O<sub>2</sub> 및 기타 가스에 의한 감쇠가 발생한다. 대기 감쇠는 수증기와 산소에 의한 감쇠의 합으로 dB/km 단위로 표현된다. 그림 1에서 점선은 주파수 윈도우로서 의미가 있는 0.1 dB/m의 기준선을 나타낸다. 테라헤르츠 대역에서 무선 통신을 위한 주파수 윈도우는 감쇠량이 큰 피크 사이의 낮은 감쇠 특성을 보이는 주파수 대역에 존재한다. 도파관 주파수 대역을 기준으로 주파수 윈도우와 가용한 대역폭을 표 1에 정리하였고, 가용대역폭 계산은 대역 내에서 최대 및 최소 감쇠량의 차이가 30 dB/km 이하를 기준으로 하였다<sup>[12]</sup>.

표 1에서와 같이 테라헤르츠 대역의 각 주파수 윈도우에서 40 GHz 이상의 가용 대역폭을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이는 FCC가 기존의 E-대역(60/70/80/90 GHz)에서 지정한 총 대역폭 20 GHz보다 2배 이상의 대역폭에 해당한다. 그림 2는 그림 1에 근거하여 테라헤르츠 대역의 통신 시스템에서 유망한 주파수 대역으로 고려하고 있는 주요 대역 별 상세한 감쇠 특성을 나타낸다.

옥외 응용 시스템인 경우, 테라헤르츠 대역은 강우

표 1. 주파수 윈도우 및 가용 대역폭  
Table 1. Frequency window and available bandwidth.

도파관 대역	주파수 범위 [GHz]	가용 대역폭 [GHz]	중심 주파수 [GHz]	감쇠량 [dB/km]
WR-8	90~140	50	115	1.05
WR-6	110~170	60	140	0.92
WR-5	140~220	36	156.5	1.31
		28	206	2.46
WR-4	170~260	68	226	4.46
WR-3	220~325	90	265	3.38
		48	299	4.90
WR-2	325~500	45	347.5	9.40
		46	412	17.10
WR1.5	500~750	66	665	56.4
WR-1	750~1,000	85	851	52.5

에 의한 감쇠가 크게 발생하여 무선 링크의 가용도 (availability)를 저하시키는 요인으로 작용한다. 그림 3은 ITU-R P.838-3<sup>[20]</sup>의 모델을 이용하여 수평 편파의 경우 주파수의 함수로 시간당 강우량(mm/hr)에

대한 감쇠 특성(dB/km)을 나타낸 것이다. x-축과 y-축은 각각 로그 스케일이고, 맨 아래의 곡선은 시간당 강우량이 0.25 mm/h일 때이고, 강우량이 증가할수록 감쇠량도 증가한다. 수직 편파의 경우, 수평 편파와 거의 같은 감쇠특성을 보인다.

전자파는 자유 공간(Free Space)를 전파하면서 전파 경로의 거리에 따라 손실이 발생한다. 자유 공간의 손실은 Friis 공식<sup>[21]</sup>을 이용하여 식 (1)으로 계산할 수 있다.

$$L_{fs} = 32.45 + 20 \log d_m + 20 \log f_c \quad (1)$$

여기서,  $d_m$ 은 송신기와 수신기간의 거리(m)이며,  $f_c$ 는 캐리어 주파수(GHz)이다. 자유 공간의 거리에 따른 감쇠량은 대기 감쇠(공기, 수증기) 및 강우 감쇠보다 대단히 커서 근거리 통신인 경우, 자유 공간 손실로만 감쇠량을 예측해도 무방하다. 그림 4는 주파수의 함수로 거리에 따라 자유 공간 손실을 나타낸 것이다. 식 (1)에서 알 수 있듯이 캐리어 주파수 및 송신기와 수신기간의 거리가 2배 증가하면 감쇠량은 6 dB씩 증가한다. 표 2는 10 m 거리를 기준으로

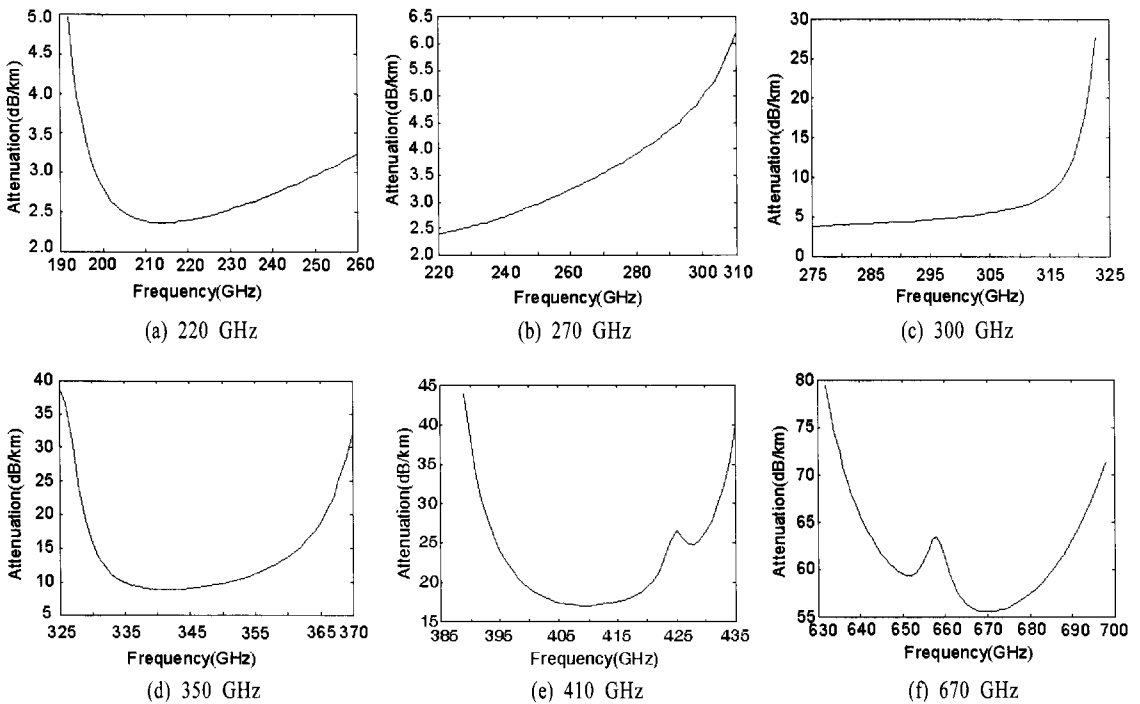


그림 2. 대역별 감쇠 특성

Fig. 2. Attenuation characteristics in the THz frequency band.

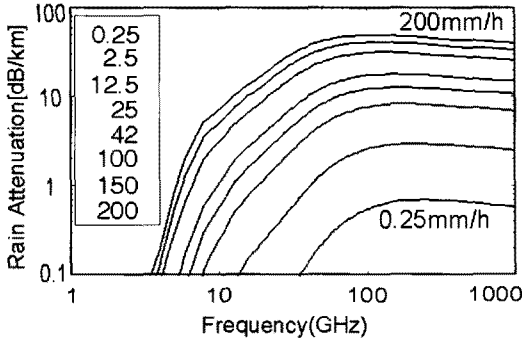


그림 3. 주파수에 따른 강우 감쇠량  
Fig. 3. Rain attenuation vs frequencies.

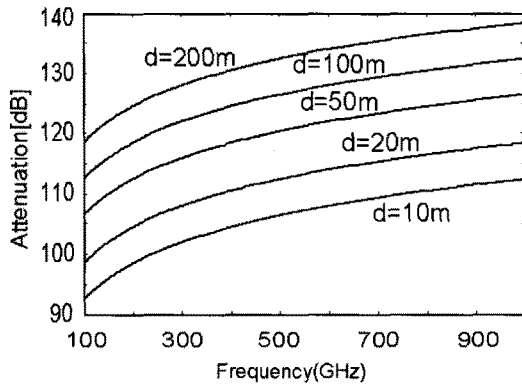


그림 4. 주파수 및 거리에 따른 자유 공간 손실  
Fig. 4. Free space loss vs distance & frequency.

표 2. 주요 THz 주파수 대역에서 총 감쇠량  
Table 2. Total attenuation in the concerned THz frequency bands.

중심 주파수 [GHz]	대기가스 감쇠 [dB/km]	강우감쇠 (42 mm/hr) [dB/km]	자유 공간 손실 [dB]@10 m	총감쇠 [dB] @10 m
125	0.89	17.70	94.4	94.6
220	2.40	17.47	99.3	99.7
300	4.97	16.92	102.0	102.2
350	9.77	16.63	103.3	103.6
410	17.01	16.35	104.7	105.0
670	55.55	15.56	109.0	109.7
850	52.56	15.18	111.0	111.7

주요 주파수 대역에서의 총 감쇠량을 계산한 것이다.

여기서, 강우 감쇠는 ITU-R P.837-3<sup>[22]</sup>의 강우 지역에서 우리나라가 속한 K-지역의 99.99% 가용율(availability)에서 평균 강우량 42 mm/hr를 적용하였다.

### Ⅲ. 옥내 전파(Propagation) 채널 모델

THz 대역에서의 채널 모델은 기존의 낮은 밀리미터파 대역의 다중 경로 NLOS(Non-Line-Of-Sight) 환경과는 달리 고지향성 안테나를 사용하는 LOS 환경이다. 다중 경로에 의한 전파는 실내 공간의 벽면, 천정, 바닥 및 가구 등에 의한 반사로 인해 LOS 신호에 비해 크기가 아주 작아서 채널 모델링에서 의미 있는 다중 경로(significant multipath)로 작용하지 못할 것이다.

고지향성 안테나의 3 dB 빔 폭이 15° 이하이면 다중 경로 성분은 송신기의 전파 방향과 같은 방향으로부터 수신기에 도달한다<sup>[23]</sup>. 이 경우 다중 경로는 송신기와 수신기의 빔 폭내에서 LOS와 평행한 오프셋 위치의 물체에 의해 한 번 반사된 파(single reflection)와 LOS 경로와 수직인 옥내의 두 벽면 중 적어도 하나의 벽면이 도체인 경우 두 번 반사된 파(double reflection)에 의한 것뿐이다.

참고문헌 [24]은 캐리어 주파수 400 GHz를 사용하여 6 m×5 m×2.5 m 크기의 실내 공간에서 유전체 미러로 도포된 피코 셀(Pico-cell) 내에서의 채널 특성을 관찰하기 위하여 Ray-Tracing 시뮬레이션을 하였다. 이 논문에서는 LOS 경로와 한 번 반사된 경로 및 두 번 반사된 경로만을 가정하였다. 여기서 사용한 반사파는 일반적인 다중 경로 개념과는 달리 옥내 환경에서 사람의 이동에 의해 LOS 경로를 차단하는 경우, 우회 경로로서 이용하기 위한 방법으로 “Directed NLOS” 개념이다. 즉, 반사파를 이용한 LOS 통신을 하는 것으로서 반사 계수가 1에 가까운 전방향 유전체 미러(omni-directional dielectric mirror)를 사용하여 옥내 벽면에 의한 반사파의 반사율을 미러가 없는 경우에 비해 상당히 증대시키는 효과를 보였다.

THz 대역의 옥내 전파 채널 모델은 자유 공간 경로 손실과 PDP(Power Delay Profile)로부터 구할 수 있다. 여기서 중요한 파라미터는 평균 지연 및 RMS 지연 확산(delay spread)이다. RMS 지연 확산은 ISI (Inter-Symbol Interference)에 크게 영향을 미쳐 통신 시스템의 BER 성능을 좌우한다. 본 장에서는 간략화 PDP 모델을 이용하여 220 GHz, 300 GHz, 350 GHz에서 실내 공간의 크기 및 건물의 재질에 따른 채널

특성을 기술한다. 참고문헌 [12]의 결과와 비교하기 위하여 실내 공간의 크기는 6 m(L)×5 m(W)×2.5 m(H)를 사용하였다.

### 3-1 간략화 PDP 모델

옥내의 채널 모델은 일반적으로 Site-general 모델과 Site-specific 모델로 구분된다<sup>[25]</sup>. Site-Specific 모델은 실내의 기하학적 구조 및 건물 재질, 가구 배치 등에 대한 상세한 정보를 필요로 하며, UTD(Uniform Theory of Diffraction)이나 ray-tracing 기법을 사용한다. 본 논문에서는 site-general 모델로서 간략화 PDP 모델<sup>[26]</sup>을 사용하여 채널의 지연 특성을 예측하였다.

PDP 모델은 지연시간과 반사파의 LOS파에 대한 상대적인 크기로 표현된다. 다중 경로에 의한 지연시간은 주파수에 무관하고, 실내 공간의 크기에 따라 달라지며, 반사파의 크기는 건물 재질의 파워 반사계수 및 반사파의 경로 길이에 따라 변하는데 반사계수는 캐리어 주파수의 함수이므로 PDP 모델은 주파수의 함수로 표현될 수 있다.

간략화 모델에서는 실내 공간의 특성 시간(characteristic time)  $t_c$ 를 식 (2)와 같이 정의한다<sup>[26]</sup>.

$$t_c = \frac{8V}{cS} \quad (2)$$

여기서,  $S$ 는 실내 공간의 표면적,  $V$ 는 체적,  $c$ 는 전자파의 전파 속도( $3 \times 10^8$  m/s)이다. LOS 파가 수신기에 도달한 시간을 기준으로 지연시간  $\tau=0$ 에서  $PDP_0=1$ 로 정규화하면( $n=0$ ),  $n \neq 0$ 일 때 PDP는 식 (3)과 같이 간략화할 수 있다<sup>[26]</sup>.

$$PDP_n = \frac{1}{4} \frac{\gamma^n}{n^2}, \quad \tau_n = \frac{t_c}{2} (2n-1) \quad (3)$$

여기서,  $n$ 은 반사 횟수이고,  $\gamma$ 는 평균 파워 반사계수이다. 식 (3)으로부터 알 수 있듯이 간략화 PDP 모델에서 지연시간  $\tau$ 는 실내 공간의 크기에 따른 특성 시간  $t_c$ 로 결정되며, 신호의 크기는 반사 횟수  $n$ 과 반사계수  $\gamma$ 로 결정된다. 실내 공간의 크기에 따른 PDP 모델을 구하기 위하여,  $\gamma$ 는 TE 편파를 사용하는 경우 콘크리트 벽(plaster)의 평균 반사손실  $RL=5.7$  dB<sup>[12]</sup>를 이용하여  $RL = -20 \log|\gamma|$ 의 관계식으로부터  $\gamma=0.52$ 을 구하였다. 실내 공간의 크기 6 m

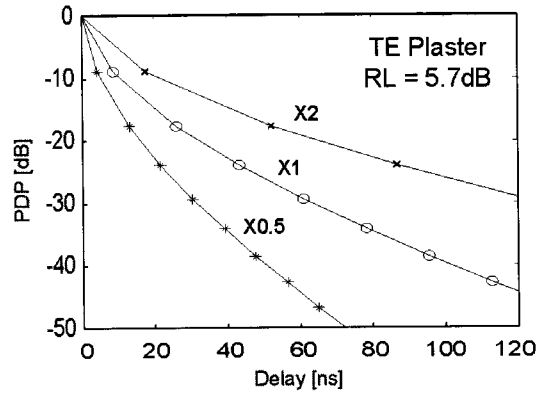


그림 5. 실내 공간의 크기에 따른 PDP 특성, (1) X1 (6 m×5 m×2.5 m), (2) X2(12 m×10 m×5.0 m), (3) X0.5(3 m×2.5 m×1.25 m)

Fig. 5. PDP characteristics for indoor room size, (1) X1 (6 m×5 m×2.5 m), (2) X2(12 m×10 m×5.0 m), (3) X0.5(3 m×2.5 m×1.25 m).

(L)×5 m (W)×2.5 m(H)(X1)를 기준으로, 이 크기보다 두 배의 크기(X2) 및 1/2 크기(X0.5)에 대하여 PDP를 구한 결과를 그림 5에 나타내었다.

그림 5와 같이 실내 공간이 좁을수록 PDP는 빠른 감쇠를 보인다. 첫 번째 반사파의 지연시간은  $t_c/2$ 이다. PDP로부터 RMS 지연시간  $\tau_{rms}$ 는 식 (4)로부터 구할 수 있다<sup>[27]</sup>. 실내 공간의 크기에 따른 특성 시간  $t_c$ , 첫 번째 반사파의 도달 시간  $\tau_1$ , 평균 Excess 지연시간  $TD$ , RMS 지연시간  $\tau_{rms}$ 는 표 3에 나타내었으며, 반사 횟수는  $n=5$ 까지 적용하였다. 참고문헌 [12]에서 실내 공간 X1에 대한 Ray-Tracing 시뮬레이션 결과 RMS 지연시간은 10 ns 이하였고, 10 ns에서 CDF(Cumulative Distribution Function)는 0.9였다. 간략화 PDP 특성에서 구한 RMS 지연시간은 9.23 ns로서 참고문헌 [12]의 Ray-Tracing 결과에 근접한다.

표 3. 실내 공간 크기에 따른 지연 확산(TE plaster 평균 반사 손실  $RL=5.7$  dB,  $n=5$ )

Table 3. Delay spread with indoor room size(TE plaster average reflection loss  $RL=5.7$  dB,  $n=5$ ).

Room size(m <sup>3</sup> )	$t_c$	$\tau_1$	TD	$\tau_{rms}$
6×5×2.5 <sup>[12]</sup>	17.4	8.7	12.07	9.23
12×10×5.0	34.8	17.4	24.14	18.46
3×2.5×1.25	8.7	4.35	6.04	4.62

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (\tau_k - TD)^2 \cdot P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^N P(\tau_k)}} \quad (4)$$

여기서,  $TD$ 는 평균 Excess 지연으로 식 (5)<sup>[27]</sup>로 표현된다.

$$TD = \frac{\sum_{k=1}^N \tau_k \cdot P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^N P(\tau_k)} \quad (5)$$

실내 공간을 구성하는 시멘트 벽(plaster), 유리(glass), 목재(wood) 등 대표적인 건물의 재질에 따른 PDP 특성은 그림 6과 같고, 평균 반사손실  $RL$ (dB)이 클수록 PDP의 신호 레벨이 낮아진다. 여기서, 건물 재질에 따른  $RL$ 의 값은 참고문헌 [12]에서 사용한 값을 이용하였고, 표 4에 요약하였다. TE 편파에서 보다 TM 편파에서  $RL$  값은 크다.

표 4에 나타난 반사손실 값은 테라헤르츠의 넓은 주파수 대역(100~1,000 GHz)에서 거의 일정하고 주파수의 의존도가 뚜렷하지 않다. 즉, 건물 재질의 표면(surface)이 광학적으로 매끈하다(smooth)고 가정했을 때의 결과이다.

PDP 특성의 캐리어 주파수에 따른 의존성을 구하기 위해서는 건물 재질의 흡수 계수  $\alpha$ (absorption coefficient)와 굴절 지수  $n_R$ (refractive index)를 알아야 한다<sup>[28]~[30]</sup>. 흡수 계수  $\alpha$ 는 주파수가 증가함에 따라 증가하며, 굴절 지수  $n_{RI}$ 은 넓은 THz 대역에 걸쳐 재질에 따라 일정한 값을 갖는다. 이 두 파라미터로부터 TE 및 TM 편파에 대한 반사계수  $r_{TE}$ ,  $r_{TM}$ 은 Fresnel 식으로부터 구해진다<sup>[29]</sup>.

$$r_{TE} = \frac{Z \cos \theta_i - Z_0 \cos \theta_t}{Z \cos \theta_i + Z_0 \cos \theta_t} \quad (6)$$

표 4. 건물 재질에 따른 평균 반사 손실,  $RL$ (dB)<sup>[12]</sup>  
Table 4. Average reflection loss for the building materials,  $RL$ (dB)<sup>[12]</sup>.

	TE	TM	Max@TE	Max@TM
Glass	4.6	11.1	7.2	35.1
Wood	11.7	18.4	17.5	42.5
Plaster	5.7	12.5	8.9	36.7

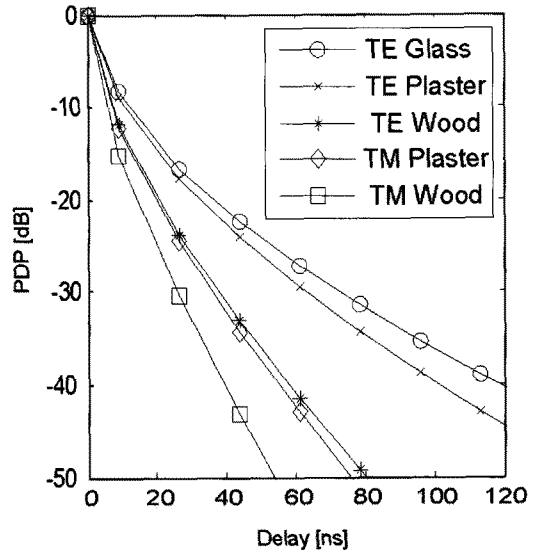


그림 6. 실내 공간의 건물 재질에 따른 PDP  
Fig. 6. PDP for the building materials of indoor room.

$$r_{TM} = \frac{Z \cos \theta_i - Z_0 \cos \theta_t}{Z \cos \theta_i + Z_0 \cos \theta_t} \quad (7)$$

여기서,  $\theta_i$ 는 입사 및 반사각이고,  $\theta_t$ 는 굴절각으로  $\theta_t = \arcsin(\sin \theta_i) \cdot Z / Z_0$ 로 표현된다.  $Z_0$ 는 자유 공간 전파 임피던스로서 377  $\Omega$ 이고,  $Z$ 는 반사물질의 전파 임피던스로 식 (8)로 표현된다.

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 (n_{RI}^2 - (\frac{\alpha c}{4\pi f_c})^2 - j(\frac{2n_{RI}\alpha c}{4\pi f_c}))}} \quad (8)$$

여기서,  $\mu_0$ 와  $\epsilon_0$ 는 자유 공간의 유자율(permeability)과 유전율(permittivity)이고,  $c$ 는 전파의 속도,  $f_c$ 는 캐리어 주파수를 나타낸다. 표 5는 참고문헌 [29]의 그래프로부터 얻은 흡수계수  $\alpha$ 와 굴절지수  $n_{RI}$ 을 나타낸다. 이 두 파라미터는 THz-TDS(Time Domain Spectroscopy) 시스템으로 측정하여 구하였다<sup>[31]</sup>. 식 (6)과 식 (7)로 구한 반사계수  $r_{TE}$ ,  $r_{TM}$ 은 주파수 의존성이 거의 없는 매끈한 표면(smooth surface)에 대한 값을 나타내기 때문에 주파수 의존성이 강한 거친 표면(rough surface)에 대한 반사계수를 구하기 위해서는 Rayleigh Roughness factor를 사용하여 변형된 Fresnel 식을 적용해야 한다<sup>[14]</sup>.

Rayleigh Roughness factor는 식 (9)로 정의된다<sup>[14]</sup>.

표 5. 빌딩 재질에 따른 흡수 계수( $\alpha$ ) 및 굴절지수( $n_{RI}$ )

Table 5. Absorption coefficient( $\alpha$ ) and refractive index( $n_{RI}$ ) of building materials.

Carrier frequency (GHz)	Absorption coefficient( $\alpha$ ) [ $\text{cm}^{-1}$ ]			
	White paint	Wood	Glass	Plaster
220	3.0	2.95	5.2	4.2
300	5.0	3.5	9.6	8.25
350	7.0	4.2	12.5	12.5
Refractive index( $n_{RI}$ )	2.09	1.4	2.6	2.1

주 1:  $n_{RI}$ 은 주파수 범위에 대하여 일정.

$$\rho = e^{-\frac{g}{2}} \quad (9)$$

여기서,

$$g = \left( \frac{4\pi\sigma_s \cdot \cos\theta_i}{\lambda} \right)^2 \quad (10)$$

이고,  $\sigma_s$ 는 표면 거칠기의 표준편차(mm)이고,  $\theta_i$ 는 입사 및 반사각,  $\lambda$ 는 입사파 캐리어 주파수의 파장이다. 이로부터 주파수 의존성이 강한 반사계수  $r_{TE}$ ,  $r_{TM}$ 은 식 (11)로 구한다. 표 6은 각 샘플에 대한 표준편차  $\sigma_s$ 이다<sup>[14]</sup>.

$$r_{TE}' = \rho \cdot r_{TE} \quad r_{TM}' = \rho \cdot r_{TM} \quad (11)$$

표 7은 TE 편파에 대하여 입사각 25°와 60°에서 주파수에 따른 반사계수  $r_{TE}'$ 를 계산한 결과이다. 여기서, 반사계수  $r_{TE}'$ 는 주파수에 대하여 일정하며, 참고문헌 [14]의 결과를 이용하였다.

표 7의 반사계수를 이용하여 TE 편파에서 실내 공간의 벽이 벽지(wallpaper)인 경우 25° 입사각일 때 220 GHz, 300 GHz, 350 GHz의 캐리어 주파수에 대한 PDP는 그림 7에 나타내었다. 220 GHz에서 smooth 표면과 Rough 표면의 비교 결과를 보였는데 rough 표면에서 PDP 감쇠가 더 크게 나타났다. 이미 예측

표 6. 샘플에 따른 표준편차  $\sigma_s$  값<sup>[14]</sup>  
Table 6. Standard deviation  $\sigma_s$  of samples<sup>[14]</sup>.

Sample	Wallpaper	Plaster 1	Plaster 2
$\sigma_s$ [mm]	0.13	0.05	0.15

표 7. 주파수에 따른 반사계수

Table 7. Reflection coefficients with frequencies.

$f_c$ (GHz)	$r_{TE}'(25^\circ/60^\circ)$		
	Wallpaper	Plaster 1	Plaster 2
220	0.13/0.35	0.33/0.55	0.16/0.44
300	0.08/0.30	0.31/0.53	0.08/0.36
350	0.05/0.27	0.29/0.52	0.05/0.31
$r_{TE}(25^\circ)$	0.24	0.36	0.35
$r_{TE}(60^\circ)$	0.42	0.56	0.56

한 바와 같이 캐리어 주파수가 높으면 PDP의 감쇠가 증가하며, PDP 특성은 주파수 의존성이 대단히 크다고 볼 수 있다.

### 3-2 Ricean 페이딩 채널 및 BER 성능

PDP 특성으로부터 구한 RMS 지연시간  $\tau_{rms}$  값( $\sim 10$  ns)은 Gbps급 이상의 데이터 전송 속도를 갖는 디지털 통신 시스템에서의 심볼 주기  $T_s$ 보다 훨씬 큰 값을 갖기 때문에 ISI(Inter-Symbol Interference)가 심각하게 발생하여 BER 성능에 크게 영향을 미친다. 예를 들어, 데이터 전송 속도가 10 Gbps이면 심볼 주기  $T_s=0.1$  ns이다. 일반적으로 심볼 주기와 RMS 지연시간과의 관계는  $T_s \geq 10 \tau_{rms}$ 이어야 한다<sup>[13]</sup>.

THz 대역의 채널 특성은 고지향성 안테나를 사용하는 LOS 환경이어야 하므로 다중 경로에 의한 지

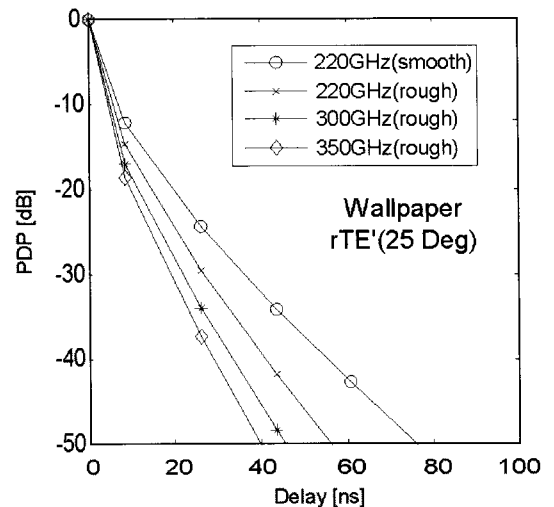


그림 7. 주파수에 따른 PDP 특성

Fig. 7. PDP characteristics with frequencies.



연시간이 존재하지 않아서 ISI 문제도 발생하지 않는다. 그러나, 다중 경로는 실내 공간의 벽면에 반사된 전파는 산란(scattering)에 의해서 LOS에서도 발생하기 때문에 이를 채널 모델링시 고려할 필요가 있다.

그리고, 지연 확산(delay spread)이 심볼 주기보다 큰 다중 경로 환경에서는 PSK 변조 방식을 사용하는 경우 BER은 RMS 지연 확산에 의존하지 않고 원하는 전파(undesired wave)에 대한 원하는 전파(desired wave)의 수신 전력 비율에 의존한다. 신호 전력의 크기가 다중 경로 성분보다 아주 큰 하나의 LOS파와 여러 다중 경로 성분으로 구성된 채널에서는 이러한 경향이 두드러진다<sup>[28]</sup>. 하나의 Direct LOS 경로와 많은 다중 경로로 구성된 전파 경로를 갖는 페이딩 채널은 Ricean 분포로 모델링할 수 있다<sup>[32]</sup>. 본 장에서는 Ricean PDF(Probability Density Function)를 이용하여 LOS파의 크기와 다중 경로에 의한 파의 크기 비율 즉, K-factor에 따른 BER 성능을 분석하였다.

Ricean PDF는 식 (12)로 표현된다<sup>[33]</sup>.

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), \quad (12)$$

$A \geq 0, r \geq 0$

여기서,  $\sigma^2$ 는 수신된 총 반사 전력 즉, 다중 경로 신호의 분산(variance)이고,  $A$ 는 LOS 또는 Dominant 성분의 크기,  $I_0$ 는 0차 변형 Bessel 함수이다. Ricean factor  $K$ 는 다중 경로 전력( $\sigma^2$ )에 대한 Dominant 성분 전력( $A^2/2$ )의 비율  $K=A^2/2\sigma^2$ 로 표현된다.  $K=0$ 일 때 Ricean 분포는 Rayleigh 분포가 된다. Ricean 페이딩 채널에서 K-factor와 BER의 관계는 식 (13)과 같이 간단한 형태로 표현할 수 있다<sup>[34],[35]</sup>.

$$P_2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \frac{\sin^2 \phi}{\sin^2 \phi + g_m \bar{\gamma}_b} \right) \cdot \exp\left[ \frac{-K g_m \bar{\gamma}_b}{\sin^2 \phi + g_m \bar{\gamma}_b} \right] d\phi \quad (13)$$

여기서,  $\gamma_b = \alpha^2 E_b / N_o$ ,  $K = A^2 / 2\sigma^2$ ,  $\bar{\gamma}_b = 2\sigma^2 E_b / N_o$ 이다.  $g_m$ 는 변조 방식에 의해 결정되는 상수로서 BFSK와 BPSK의 경우 각각  $g_m=0.5$ 와  $g_m=1.0$ 이다. 그림 8은 BPSK 변조 방식에 대하여 식 (13)을 이용하여 K-factor에 따른 BER 값을 계산한 것이다. BER=

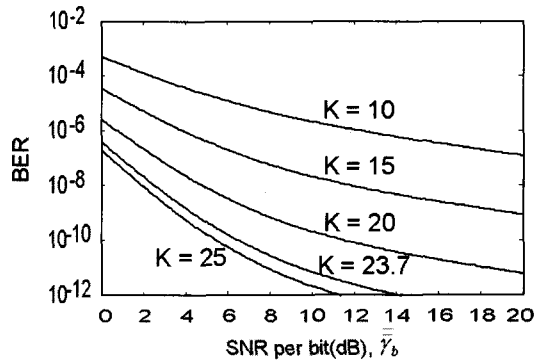


그림 8. Ricean K-factor에 따른 BPSK BER 성능  
Fig. 8. BER performances for BPSK modulation with Ricean K-factor.

$10^{-12}$ 를 목표로 하는 시스템에서,  $K=23.7(13.7 \text{ dB})$ 일 때  $\bar{\gamma}_b = 14 \text{ dB}$ 이다. 여기서 LOS 신호의 크기  $A=1$ 이라고 하면,  $(E_b / N_o)_{dB} = (\bar{\gamma}_b)_{dB} + K_{dB}$ 의 관계가 있다. 따라서,  $K$  값은 또한  $E_b/N_o$ 의 관점에서 페이딩 마진으로도 볼 수 있으며, 페이딩이 없는 환경에서  $(E_b / N_o)_{dB} = 14 + 13.7 = 27.7 \text{ dB}$ 에 해당한다. 결론적으로, 목표로 하는 BER 성능을 만족하기 위하여 링크 버짓 설계시 변조 방식에 따라 요구되는  $(E_b/N_o)_{dB}$  값에 부가하여 페이딩 마진을 더하여야 한다. 본 예에서는 페이딩 마진이 13.7 dB이다. 간략화 PDP 모델에서 평균 반사계수  $\gamma$ 의 값이 적을수록  $K$  값은 증가하며 이에 따라 증가된 페이딩 마진이 요구된다.

#### IV. 무선 링크 성능 분석

테라헤르츠 대역의 무선 통신 링크는 예를 들면, 300 GHz의 중심 주파수와 10 m 거리에서 102 dB 정도의 자유 공간 손실이 발생하기 때문에 이를 보상하기 위해서는 고지향성 안테나를 사용하는 LOS 환경이 되어야 한다. 전송거리가 2배 증가하면 자유 공간 손실은 6 dB 증가하고, 전송거리가 10배 증가하면 20 dB 증가하기 때문에 옥외 통신의 경우, 강우에 대한 감쇠도 고려해야 하므로 테라헤르츠 대역에서의 통신은 10 m 정도의 단거리 옥내 통신에 적합하며, 옥외 통신 시스템 응용에는 현 단계에서 기술적으로 해결해야 할 문제가 많이 남아 있다.

본 장에서는 RF 송수신 핵심 부품의 현 성능 수준을 고려하여 안테나 이득, 수신기 잡음지수 및 수신 감도(sensitivity), 변조 방식에 따른 BER 성능 등을

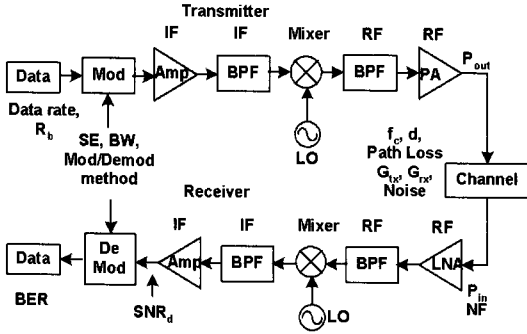


그림 9. 테라헤르츠 대역 무선 링크 성능 분석 모델 다이어그램

Fig. 9. THz wireless link performance analysis model diagram.

시스템 레벨에서 분석하였다. 그림 9는 테라헤르츠 대역의 무선 링크 성능 분석을 위한 모델 다이어그램이며, 송신부, 채널, 수신부의 파라미터는 다음과 같이 정의된다.

- 송신기 파라미터
  - 데이터 전송 속도(data rate),  $R_b$
  - 변조 블록: 스펙트럼 효율(SE), 대역폭(BW), 변조 방식(ASK, BPSK 등)
  - 송신 출력:  $P_{out}$ [dBm]
- 채널 파라미터
  - 반송파 주파수( $f_c$ ), 전송거리( $d$ )
  - 경로 손실( $L$ ): 자유 공간 손실+가스흡수 손실( $L_{gas}$ )+강우 감쇠(옥외의 경우)
  - 채널 잡음: AWGN
  - 송수신 안테나 이득( $G_{tx}$ ,  $G_{rx}$ )
- 수신기 파라미터
  - 수신 입력 전력( $P_{in}$ ) 및 수신기 감도( $P_{rx}$ ), 잡음지수(NF)
  - 신호 대 잡음비( $SNR_d$ ) 및 BER
  - 채널 코딩에 따른 SNR 성능 개선

4.1 수신기 감도(Receiver Sensitivity)

수신기 감도는 주어진 BER 성능을 만족하는 최저 입력 전력 레벨로서, 식 (14)와 같이 표현된다.

$$P_{rx} = -174 + 10 \log(BW) + NF + SNR_d \quad (14)$$

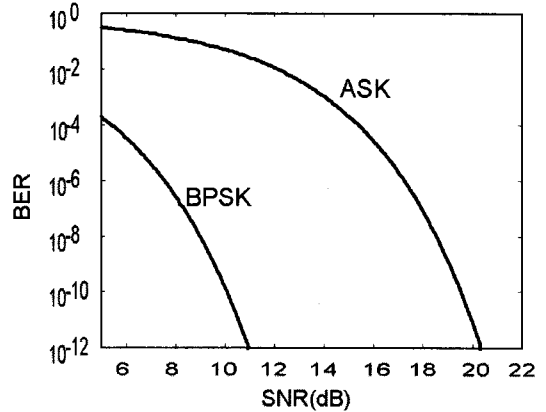


그림 10. 변조 방식(ASK, BPSK)에 따른 SNR 대비 BER 특성

Fig. 10. BER characteristics versus SNR for modulation type(ASK, BPSK).

$SNR_d$ 는 변조 방식에 따른 BER(Bit Error Rate)값에 의해 결정되며,  $BER=10^{-12}$ 일 때 ASK 변조에서는  $SNR_d=20.2$  dB이고, BPSK 변조에서는  $SNR_d=10.9$  dB이다(그림 10). 그림 10의 BER 계산은 ASK의 경우는 식 (15)<sup>[36]</sup>, BPSK의 경우는 식 (16)<sup>[37]</sup>을 사용하였고,  $E_b/N_0$ 와 SNR의 변환은 식 (17)<sup>[38]</sup>을 사용하였다.

$$BER_{ask} = 0.5 \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot SNR}}\right) \cdot e^{-\frac{SNR}{4}} \quad (15)$$

$$BER_{bpsk} = 0.5 \cdot \text{erfc}(\sqrt{E_b / N_0}) \quad (16)$$

$$SNR(dB) = E_b / N_0(dB) + 10 \log(R_b / BW) \quad (17)$$

여기서, 변조 방식에 따른  $R_b$ 와 BW의 관계는 표 8과 같다<sup>[38]</sup>.

수신기의 감도는 식 (14)에 의해 계산하였고, 그 결과는 그림 11과 같다. 여기서, 수신기의 잡음지수(NF)는 10 dB, BW=5~50 GHz,  $BER=10^{-12}$ 로 가정하였다.

표 8. 변조 방식에 따른  $R_b$ 와 BW 관계<sup>[52]</sup>  
Table 8. Relationship between  $R_b$  and BW for modulation types<sup>[52]</sup>.

변조 방식	BW(Null-to-Null)
QPSK, DQPSK	$1.0 \times R_b$
MSK	$1.5 \times R_b$
BPSK, DBPSK, OFSK	$2.0 \times R_b$

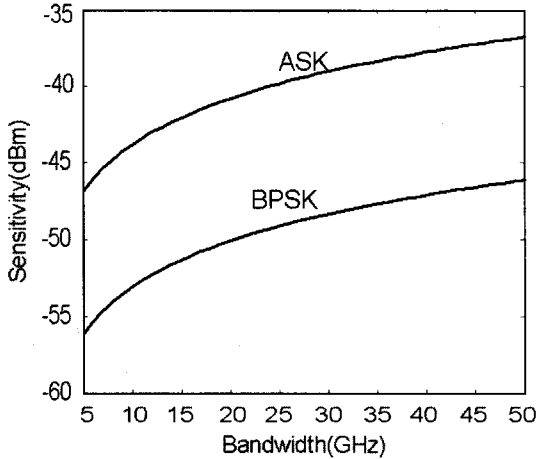


그림 11. 대역폭에 따른 수신기 감도  
Fig. 11. Receiver sensitivity vs bandwidth.

BPSK의 경우, 대역폭에 따라 수신 감도는 -56 ~ -46 dBm이고, ASK의 경우는 -46.8 ~ -36.8 dBm이다. BPSK 변조 방식을 사용하면 ASK 방식보다 수신 감도는 9.2 dB 낮아진다. 이는 동일한 BER 값에 대하여 BPSK 방식은 ASK 방식보다 9.2 dB 낮은 SNR값이 요구되기 때문이다.

#### 4-2 안테나 이득

안테나 이득은 식 (18)과 같이 링크 버짓 관계식으로 부터 계산된다.

$$P_{in} = P_{out} + G_{tx} + G_{rx} - L_t - LM \quad (18)$$

여기서, 링크 마진  $LM$ (dB)은 전파가 자유 공간을 전송될 때 신호의 페이딩 영향 및 시스템에서 고려하지 못한 기타 손실을 고려하기 위한 것이다.  $L_t$ 는 캐리어 주파수와 거리의 함수이고,  $G_{tx}=G_{rx}$ 라 가정하였으며, 안테나 이득 계산에 사용된 파라미터는 아래와 같다.

- 캐리어 주파수( $f_c$ ): 220 GHz
- 변조 방식: ASK(SNR=20.2 dB), BPSK(SNR=10.9 dB) @ BER= $10^{-12}$
- $L_{gas}$ : 2.4 dB/km
- 출력 전력( $P_{out}$ ): 1 mW(0 dBm)
- 전송 거리( $d$ ): 1 m, 3 m, 5 m, 10 m(옥내 통신)
- Link Margin: 10 dB

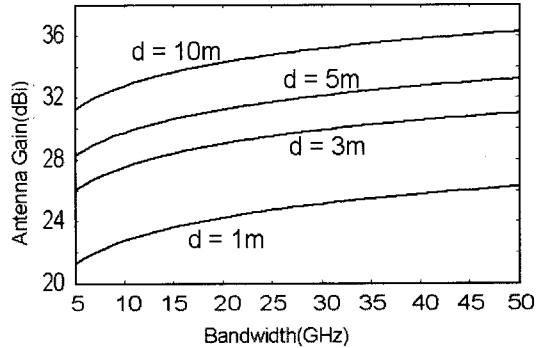


그림 12. 대역폭에 따른 안테나 이득(ASK)  
Fig. 12. Antenna gain vs bandwidth(ASK).

ASK 변조 방식인 경우, 대역폭(5~50 GHz)에 따른 안테나 이득은 그림 12와 같다.

안테나 이득은 ASK의 경우, 10 m 링크에서 대역폭에 따라 31.3~36.3 dBi, BPSK의 경우는 26.6~31.6 dBi 범위이다. BW=20 GHz에서 ASK 변조 방식인 경우 10 m 링크에서 안테나 이득은 34.3 dB, BPSK의 경우 안테나 이득은 29.6 dB이다. 따라서, 옥내의 10 m 무선 링크에 사용하기 위해서는 35 dBi 정도의 안테나 이득이면 충분하다. BW=20 GHz,  $G_{tx}=G_{rx}=35$  dB일 때 수신 전력에 대한 BER 성능은 그림 13과 같다. NF=10 dB에서 수신기의 열잡음 전력  $N_f = -61$  dBm이다. BER= $10^{-12}$ 에서 ASK 변조 방식인 경우, 수신 전력은 -41 dBm, BPSK의 경우는

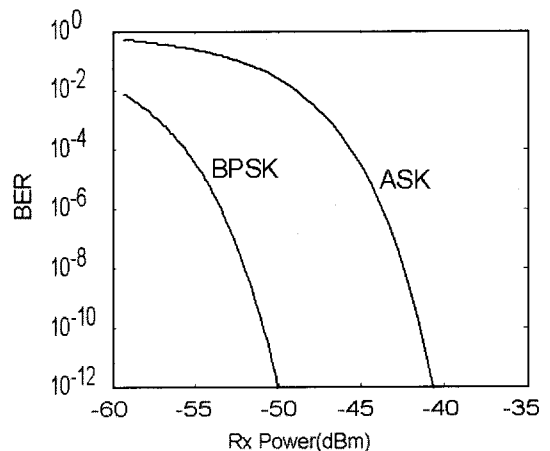


그림 13. 수신 전력에 대한 BER 성능(BW=20 GHz, NF=10 dB,  $G_{tx}=G_{rx}=35$  dBi)

Fig. 13. BER performances versus received power(BW=20 GHz, NF=10 dB,  $G_{tx}=G_{rx}=35$  dBi).

-50 dBm이다.

4-3 데이터 속도(Data Rate)

육내 통신 환경에서 전파의 다중 경로에 의한 지연 확산(delay spread)은 심볼간 간섭(ISI)을 발생시켜 달성 가능한 데이터 속도에 크게 영향을 미친다. 그러나 테라헤르츠 대역에서의 통신은 고지향성 안테나를 사용하는 LOS 환경으로 가정할 수 있으므로 ISI가 없다고 보고 본 장에서는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널 모델을 가정하여 송신기와 수신기간의 거리 1~10m에서 변조 방식에 따른 최대 달성 가능한 데이터 속도를 예측하였다. 송신기와 수신기는 LOS를 유지한다. Uncoded BER은  $10^{-12}$ 으로 가정하였다.

데이터 속도는 다음과 같은 방법으로 계산하였다. 먼저, 송신기와 수신기간의 거리에 따른 수신기 입력 전력  $P_{in}$ 을 계산한다. 송신기의 출력 전력  $P_{out} = -15$  dBm, 송신기 및 수신기의 안테나 이득은 각각 30 dBi, 수신기 잡음지수(NF)는 10 dB, 링크 마진은 10 dB로 가정한다. 그림 14는 220, 300, 350 GHz의 캐리어 주파수에서 거리에 따른 수신 전력을 나타낸다.

다음에, AWGN 채널 모델에서 요구되는  $E_b/N_o$ 에 대한 잡음전력  $N$ 은 열잡음 모델식  $N=k_B T B_c$ 으로부터 구하였다. 여기서,  $k_B$ 는 Boltzmann 상수,  $T$ 는 절대 온도(K),  $B_c$ 는 신호의 대역폭이다. 변조 방식으로는 ASK, 2FSK, BPSK, QPSK를 고려하였으며, BER= $10^{-12}$ 에서 각 변조 방식의  $E_b/N_o$ 의 값과 스펙트럼 효율

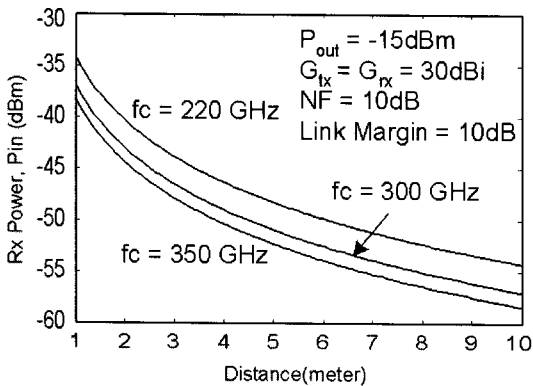


그림 14. 거리에 따른 수신 전력  
Fig. 14. Received power vs distance.

표 9. 변조 방식에 따른  $E_b/N_o$  및 SE 값(BER= $10^{-12}$ )  
Table 9.  $E_b/N_o$  and SE for modulation types(BER= $10^{-12}$ ).

	ASK	2FSK	BPSK	QPSK
$E_b/N_o$ (dB)	20.2	16.9	13.9	13.9
SE(bps/Hz)	0.5	1/3	0.8	1.6

(SE)는 표 9에 요약하였다.

BPSK와 QPSK의 경우, Raised Cosine filter의 roll-off은  $\alpha_o=0.25$ 를 사용하였다. 이 경우 스펙트럼 효율 SE는  $SE=m/(1+\alpha_o)$ 로 계산된다. 여기서,  $m$ 은 심볼 당 비트의 수를 가리킨다. QPSK는 심볼당 2 비트를 사용하므로  $\alpha_o=0.25$ 에서 SE=1.6 bps/Hz가 된다.

잡음전력  $N$ 은 식 (19)로부터 계산하였고, 이로부터 신호 대역폭  $B_c$ 는  $B_c = \frac{10^{N/10}}{k_B T}$ 로부터 구한 다음, 데이터 속도  $R_b$ 는 스펙트럼 효율 SE에 신호 대역폭  $B_c$ 를 곱하여 계산하였다.

$$N = P_{in} - NF - (E_b / N_o)_{BER} - LM \quad (19)$$

그림 15는 캐리어 주파수  $f_c=220$  GHz에서 입력 전력  $P_{in}$ 에 따른 데이터 속도를 나타낸다. 본 시뮬레이션 환경에서 캐리어 주파수와 변조 방식에 따른 달성 가능한 최대 데이터 속도는 표 10에 요약하였으

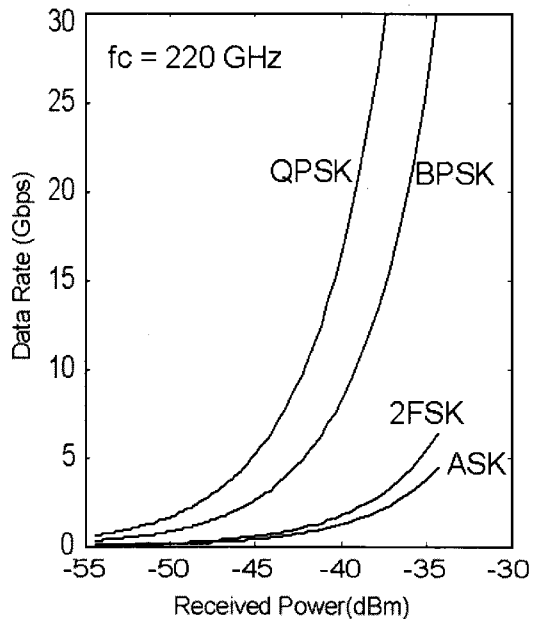


그림 15. 변조 방식에 따른 데이터 속도  
Fig. 15. Data rate for modulation types.

표 10. 변조 방식에 따른 최대 데이터 속도  
Table 10. Maximum data rate for modulation types.

Carrier Freq. (GHz)	Data Rate(Gbps)			
	ASK	2FSK	BPSK	QPSK
220	4.4	6.3	30	60
300	2.4	3.4	16	32
350	1.7	2.5	12	24

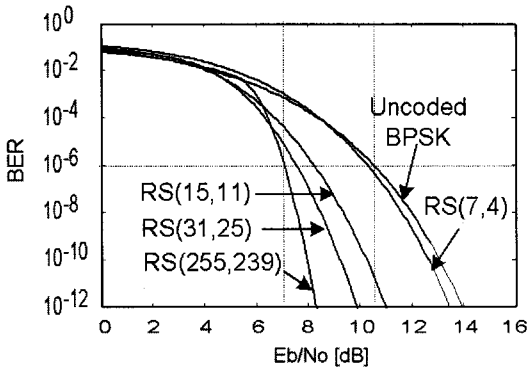


그림 16. 오류 정정 비트 수에 따른 코딩 이득  
Fig. 16. Coding gain vs number of error corrected bits.

며, 송신기와 수신기의 거리가 1 m에서 얻은 결과이다.

테라헤르츠 대역의 통신 시스템은 전파 신호의 감쇠가 밀리미터 대역보다 심하여 높은 신호대 잡음비( $E_b/N_o$ )를 유지하기가 비교적 용이하지 않기 때문에 초고속 전송 속도에서 높은 BER 성능을 얻기 위해서는 기존의 WPAN/WLAN 시스템과 같이 채널 코딩이 필요하다.

그림 16은 uncoded BPSK 변조 방식 대비 오류 정정 비트 수에 따른 코딩 이득을 나타낸다. 그림은 reed solomon 코드에서 복조 방식으로 hard limit를 사용할 때의 경우로서, 오류 정정 비트 수  $t=8$ 인 RS (255,239)는 uncoded BPSK에 비하여 코딩 이득 (coding gain)은  $BER=10^{-12}$ 에서 5.6 dB이다. 따라서, 링크 버짓 설계시 uncoded BER 값의  $E_b/N_o$ 를 기준으로 하여 채널 코딩에 의한 코딩 이득을 고려하여야 한다.

### V. 결 론

THz 대역의 대기 전파 특성을 ITU 모델을 이용하

여 면밀히 분석하였고, 무선 통신 응용을 위한 대기 흡수가 낮은 주파수 윈도우와 가용 대역폭을 도출하였다. THz 대역의 가용 대역폭은 약 40 GHz 이상이며, 이 대역폭으로 스펙트럼 효율이 낮은 변조 방식으로 10 Gbps 이상의 데이터 속도를 얻을 수 있다.

옥내 근거리 무선 전송을 위하여 간략화 PDP 모델로부터 건물의 재질에 따른 채널 특성을 분석하였다. 실내 공간의 크기가 6 m×5 m×2.5 m에서 RMS 지연 확산은 9.23 ns였다.

THz 실내 통신은 기본적으로 고지향성 안테나를 사용하는 LOS 환경이나 LOS에서도 전파의 산란에 의해 다중 경로가 발생하므로 Ricean 페이딩 채널 모델을 가정하여 K-factor에 따른 BER 성능의 열화를 분석하였다. 시스템 레벨의 링크 성능 분석시 다중 경로에 의한 페이딩 마진을 적어도 10 dB 이상을 고려해야 함을 시뮬레이션 결과로 보였다.

링크 성능 분석을 통하여 안테나 이득은 30 dBi 정도가 필요하며, 변조 방식 BPSK를 사용할 때 최대 달성 가능한 데이터 속도는 송신기 출력을 -15 dBm으로 가정하면 1 m 링크에서 220, 300, 350 GHz의 경우 각각 30, 16, 12 Gbps였다. THz 대역에서는 스펙트럼 효율이 높은 변조 방식보다는 대역폭이 충분히 넓으므로 간단한 변조 방식을 사용하는 편이 기저대역 모델의 복잡도를 줄일 수 있다. 따라서, BPSK 변조 방식이 보다 유망하다고 판단된다.

### 참 고 문 헌

- [1] Peter H. Siegel, "Terahertz technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 910-928, Mar. 2002.
- [2] S. Cherry, "Edholm's law of bandwidth", *IEEE Spectrum*, 41, 7, p. 50, Jul. 2004.
- [3] <http://www.engadget.com/2008/01/14/33-megapixel-super-hi-vision-ultra-hdtv-could-be-on-the-air-in/>
- [4] T. Kleine-Ostmann et al., "Audio signal transmission over THz communication channel using semiconductor modulator", *Electronics Letters*, vol. 40 no. 2, Jan. 2004.
- [5] [www.tcl.tu-bs.de](http://www.tcl.tu-bs.de)
- [6] C. Jastrow et al., "300 GHz transmission system",

- Electronics Letters*, vol. 44 no. 3, Jan. 2008.
- [7] Akihiko Hirata et al., "120-GHz wireless link using photonic techniques", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 10, pp. 2145-2153, Oct. 2003.
- [8] Akihiko Hirata et al., "High-directivity photonic emitter using photodiode module integrated with HEMT amplifier for 10-Gbit/s wireless link", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 8, pp. 1843-1850, Aug. 2004.
- [9] Akihiko Hirata et al., "120-GHz-band millimeter-wave photonic wireless link for 10-Gb/s data transmission", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 1937-1944, May 2006.
- [10] <http://iee802.org/15/pub/1Gthz.html>
- [11] Radoslaw Piesiewicz et al., "Short-range ultra-broadband terahertz concepts and perspective", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 6, pp. 24-39, Dec. 2007.
- [12] Radoslaw Piesiewicz et al., "THz channel characterization for future wireless gigabit indoor communication systems", *Terahertz and Gigahertz Electronics and Photonics IV, Proceedings of SPIE*, vol. 5727, pp. 166-176.
- [13] Radoslaw Piesiewicz et al., "Scattering analysis for the modeling of THz communication systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 3002-3009, Nov. 2007.
- [14] Christian Jansen et al., "The impact of reflections from stratified building materials on the wave propagation in future indoor terahertz communication systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1413-1419, May 2008.
- [15] Radoslaw Piesiewicz et al., "Performance analysis of future multigigabit wireless communication systems at THz frequencies with highly directive antennas in realistic indoor environments", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 14, no. 2, pp. 421-430, Mar./Apr. 2008.
- [16] Thomas Kurner et al., "An integrated simulation environment for the investigation of future THz communication systems: Extended version", *Simulation*, vol. 84, no. 2/3, pp. 123-130.
- [17] A. Tessmann et al., "Metamorphic MMICs for operation beyond 200 GHz", *EuMA Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference*, Amsterdam, Netherlands, pp. 210-213, Oct. 2008.
- [18] Arnulf Leuther et al., "50 nm MHEMT technology for G- and H-Band MMICs", *2007 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials Conference Proceedings TuA2-4 19th IPRM 14-18, Matsue, Japan*, pp. 24-27, May 2007.
- [19] *Recommendation ITU-R P.676-7*, "Attenuation by atmospheric gases", 2007.
- [20] *Recommendation ITU-R P.838-3*, "Specific attenuation model for rain for use in prediction methods", 2005.
- [21] Simon R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, John Wiley & Sons, Ltd., p. 93.
- [22] *ITU-R Recommendations*, "Characteristics of precipitation for propagation modeling", *ITU-R*, Geneva, p. 837-3, 2001.
- [23] Peter F. Driessen, "Gigabit/s indoor wireless systems with directional antenna", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 8, pp. 1034-1043, Aug. 1996.
- [24] Radoslaw Piesiewicz et al., "Ray-tracing simulations to determine indoor channel characteristics in THz Pico cells coated with dielectric mirrors", *Joint 29<sup>th</sup> International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 12<sup>th</sup> International Conference on Terahertz Electronics*, pp. 539-540, 2004.
- [25] *Recommendation ITU-R P.1238-5*, "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz", 2007.
- [26] Christopher L. Holloway et al., "A simplified model for predicting the power delay profile cha-

- acteristics of an indoor radio propagation channel", *NTIA Report 98-353*, US Department of Commerce, Aug. 1988.
- [27] *Recommendation ITU-R P.1407-3*, "Multipath propagation and parameterization of its characteristics", 2007.
- [28] Christian Jansen et al., "The impact of reflections from stratified building materials on the wave propagation in future indoor terahertz communication systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1413-1419, May 2008.
- [29] R. Piesiewicz et al., "Terahertz characterisation of building materials", *Electronics Letters*, 1st, vol. 41 no. 18, Sep. 2005.
- [30] R. Piesiewicz et al., "Properties of building and plastic materials in the THz range", *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*(2007) 28, DOI 10.1007/s10762-007-9217-9, Springer, pp. 363-371, 2007.
- [31] Lionel Duvillaret et al., "A reliable method for extraction of material parameters in terahertz time-domain spectroscopy", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 739-746, Sep. 1996.
- [32] R. M. Emrick, J. L. Volakis, "Antenna requirements for short range high speed wireless systems operating at millimeter-wave frequencies, microwave symposium digest, *IEEE MTT-S International*, pp. 974-977, 2006.
- [33] John S. Seybold, *Introduction to RF Propagation*, John Wiley & Sons Inc., p. 315, 2005.
- [34] Chan-Ping Lim et al., "Indoor propagation models based on rigorous methods for site-specific multipath environments", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1718-1725, Jun. 2006.
- [35] Mohamed-Slim Alouini et al., "A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 9, pp. 1324-1334, Sep. 1999.
- [36] John Anthes, "OOK, ASK and FSK modulation in the presence of an interfering signal", *RF Monolithics, Inc.*, Dallas, Texas, Technical Report.
- [37] Simon Haykin, *Communication Systems*, 4<sup>th</sup> Edition, John Willey & Sons, Inc.
- [38] Intersil Application note, AN9804-1, "Tutorial on Basic Link Budget Analysis", Jun. 1998.

## 정 태 진



1979년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)

1979년 3월~1983년 2월: 국방과학연구소 연구원

1983년 3월~1984년 7월: 대우중공업(주) 대리

1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

2004년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1984년 9월~2009년 8월 현재: 한국전자통신연구원 책임연구원

[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 RF/IF 시스템 설계, 통신 시스템 기저대역(BB) 모델 설계