

Technologie i systemy terahercowe dla 6G

Aby sprostać zapotrzebowaniu na ekstremalną szybkość transmisji rzędu terabitów na sekundę, przewidywaną w systemie 6G, dostępne zasoby widmowe w pasmach fal milimetrowych poniżej 100 GHz są nadal ograniczone, a komunikacja bezprzewodowa musi wykorzystywać obfite widmo w paśmie terahercowym (THz). Odnosi się to do zakresu widma od 0,1 do 10 THz lub od 300 GHz do 3 THz, a czasami od 100 GHz do 3 THz, jak w tej książce. ITU-R zidentyfikował już otwarte widmo między 275 a 450 GHz dla usług mobilnych i stacjonarnych, torując drogę do wdrażania komutacji THz. Oprócz komunikacji THz, pasmo THz jest również stosowane do innych konkretnych zastosowań, takich jak obrazowanie, wykrywanie i pozycjonowanie, które mają osiągnąć synergię z komunikacją THz w nadchodzącym systemie 6G. Pomimo dużego potencjału, transmisja bezprzewodowa w paśmie THz cierpi na wyjątkowo gorsze kanały podniesione przez wysokie straty ścieżki wolnej przestrzeni, absorpcję atmosferyczną, tłumienie opadów deszczu, blokowanie i wysokie wahania Dopplera. Aby przezwyciężyć tak wysokie straty propagacyjne, komunikacja THz w dużym stopniu opiera się na transmisji kierunkowej, którą umożliwiają zaawansowane technologie, takie jak formowanie wiązki w układzie podrzędnym w ultramasywnym systemie MIMO lub układy anten soczewkowych. Ta część skupi się na kluczowych aspektach komunikacji THz, składających się z:

- Konieczności wykorzystania pasma terahercowego w erze 6G.
- Regulacji radiowej pasma terahercowego i najnowocześniejszej identyfikacji widma w zakresie częstotliwości od 275 do 450 GHz.
- Potencjalnych przypadków użycia komunikacji THz w przyszłych sieciach mobilnych i bezprzewodowych.
- Zastosowań technologii THz w obrazowaniu, wykrywaniu i pozycjonowaniu.
- Wyzwania związane z transmisją THz, w tym wysokie straty rozprzestrzeniania się w wolnej przestrzeni, absorpcja gazów atmosferycznych, tłumienie opadów deszczu, blokowanie i wysokie fluktuacje Dopplera.
- Zasada formowania wiązki metodą array-of-subarrays w ultramasywnym systemie MIMO.
- Zasada działania anteny soczewkowej i transmisji THz MIMO opartej na antenach soczewkowych.
- Wprowadzenie pierwszego na świecie standardu komunikacji THz, tj. IEEE 802.15.3d, działającego w paśmie 252–322 GHz

Potencjał pasma terahercowego

Ograniczenie widma

Przez ostatnie dekady byliśmy świadkami jednego kluczowego trendu w komunikacji mobilnej, tj. systemu komórkowego nowej generacji wykorzystującego szerszą szerokość pasma sygnału w celu realizacji wyższej szybkości transmisji danych niż jego poprzednik. Początkowo szerokość pasma sygnału systemów analogowych 1G wynosiła zaledwie około 30 kHz, co jest już wystarczające do przenoszenia sygnału głosowego użytkownika telefonu komórkowego. W tym czasie projektanci systemów naturalnie wybierali pasma niskiej częstotliwości o korzystnych charakterystykach propagacji i penetracji dla komunikacji mobilnej. W związku z tym sieci komórkowe do czasu systemu 4G działały w konwencjonalnych pasmach częstotliwości poniżej 6 GHz, które są obecnie określane jako pasmo sub-6 GHz. Aby obsługiwać szczytową szybkość 20 Gb/s, maksymalna szerokość pasma systemu 5G została rozszerzona do 1 GHz, co wymusiło konieczność wykorzystania wyższych

częstotliwości. Z jednej strony, całkowita ilość widma przydzielonego usługom IMT w wielu regionach jest zwykle mniejsza niż 1 GHz, podczas gdy określenie dużego, ciągłego widma poniżej 6 GHz jest niemożliwe. Z drugiej strony, istnieją ogromne zasoby widmowe o wyższych częstotliwościach, które były już wykorzystywane w szerokiej gamie aplikacji niekomórkowych (APP), takich jak komunikacja satelitarna, teledetekcja, radioastronomia, radar, aby wymienić tylko kilka. Dzięki postępowi w technologii antenowej i komponentach częstotliwości radiowych, pasmo fal milimetrowych, wcześniej uważane za nieodpowiednie dla komunikacji mobilnej ze względu na niekorzystne cechy propagacji, staje się technologicznie użyteczne. W rezultacie 5G stało się pierwszym komercyjnym systemem komórkowym wykorzystującym pasma wysokiej częstotliwości. Na Światowej Konferencji Radiowej (WRC) Międzynarodowego Związku Telekomunikacyjnego (ITU)-15, wyznaczono punkt programu w celu zidentyfikowania pasm wysokiej częstotliwości powyżej 24 GHz dla usług mobilnych IMT-2020. Na podstawie badań przeprowadzonych przez ITU-R po konferencji WRC-15, konferencja WRC-19 wykazała, że aplikacje o bardzo niskim opóźnieniu i bardzo dużej przepustowości wymagają większych, ciągłych bloków widma. W rezultacie, w sumie 13,5 GHz widma składające się z zestawu pasm wysokiej częstotliwości, jak następuje, zostały przydzielone do wdrożenia komunikacji 5G mmWave:

- 24,25–27,5 GHz
- 37–43,5 GHz
- 45,5–47 GHz
- 47,2–48,2 GHz
- 66–71 GHz

Tymczasem 3GPP określiło odpowiednie widmo dla 5G NR, które zostało podzielone na dwa zakresy częstotliwości:

- FR1: Pierwszy zakres częstotliwości, obejmujący pasma częstotliwości sub-6 GHz od 450 MHz do 6 GHz
- FR2: Drugi zakres częstotliwości, obejmujący 24,25 GHz do 52,6 GHz.

Początkowe wdrożenia mmWave są spodziewane w 28 GHz (pasmo 3GPP NR n257 i n261) i 39 GHz (3GPP n260), a następnie w 26 GHz (3GPP n258), jak określono w Tabeli 1.

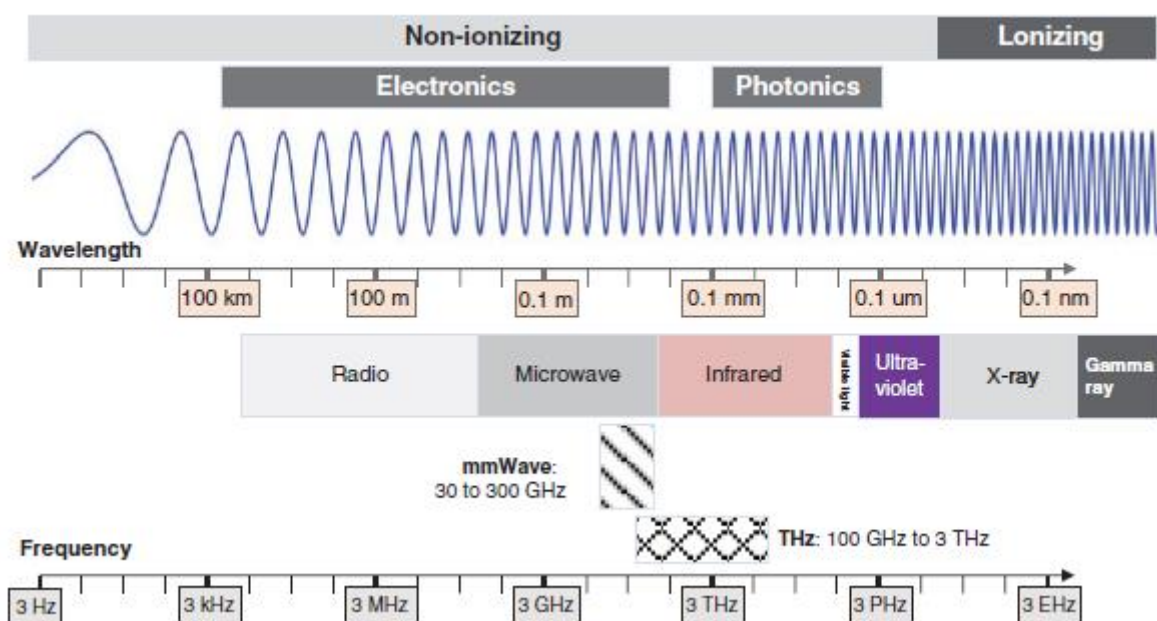
NR band	Frequency range [GHz]	Duplex mode	Regions
n257	26.5–29.5	TDD	Asia, Americas
n258	24.25–27.5	TDD	Asia, Europe
n259	39.5–43.5	TDD	Global
n260	37.0–40.0	TDD	Americas
n261	27.5–28.35	TDD	Americas

Z tej perspektywy być może najważniejszą cechą 5G z poprzednich generacji systemów mobilnych jest APP pasm fal milimetrowych, które tymczasowo usunęło niedobór widma w systemach komunikacji mobilnej 4G. Pomimo obecnej obfitości w nadmiarowość widmową, pasma mmWave niekoniecznie są wystarczające, aby poradzić sobie ze wzrastającym tchórzostwem w zakresie przepustowości przez kolejną dekadę. Proliferacja nowych aplikacji, takich jak rzeczywistość wirtualna, rzeczywistość rozszerzona, dostarczanie wideo w ultrawysokiej rozdzielczości, Internet rzeczy, Przemysł 4.0,

połączone i automatyczne pojazdy oraz bezprzewodowy backhaul, a także pojawienie się przełomowych przypadków użycia, które nie zostały jeszcze pomyślane, np. komunikacja typu holograficznego, w pełni immersyjne gry, Internet dotykowy i Internet inteligencji narzucają zapotrzebowanie na ekstremalne prędkości transmisji danych i znacznie bardziej rygorystyczne wymagania dotyczące jakości usług niż te, które mogą zaoferować sieci 5G. Przewiduje się, że system 6G będzie musiał obsługiwać bezprzewodowe łącza bezprzewodowe o przepustowości terabitów na sekundę (Tbps), aby zaspokoić zapotrzebowanie na technologię informacyjną i komunikacyjną w 2030 r. i później.

Potrzeba wykorzystania pasma terahercowego

Całe widmo elektromagnetyczne zilustrowano na rysunku, natomiast główne cechy poszczególnych pasm wyjaśniono w tabeli 2.



Band	Wavelength	Frequency	Origin	Applications
Electric power	$>10^5$ m	<100 Hz	Vibrating atoms or molecules over macroscopic distances	Electric energy transmission
Radio	>1 m	3 Hz to 300 MHz	Vibrating atoms or molecules over macroscopic distances	Radio/TV broadcasting, communications, satellite, navigation, radiolocation, radio astronomy, radar, remote sensing
Microwave	1 mm to 1 m	300 MHz to 300 GHz	Vibrating atoms or molecules	Communications, navigation, satellite, radar, radio astronomy, heating, remote sensing, and spectroscopy
Infrared	$0.75 \mu\text{m}$ to 1 mm	300 GHz to 400 THz	Vibrating atoms or electron transition	Communications, night vision, thermography, spectroscopy, astronomy, heating, tracking, hyperspectral imaging, meteorology, and climatology
Visible light	$0.38 - 0.76 \mu\text{m}$	400 - 790 THz	Vibrating atoms or electron transition	Lighting, heating, power generation, biological systems, and spectroscopy
Ultraviolet	10 nm to $0.38 \mu\text{m}$	790 THz to 30 PHz	Vibrating atoms or electron transition	Photography, electrical and electronics industry, semiconductor manufacturing, material science, biology-related uses, analytic uses, and fluorescent dye uses
X-ray	10 pm to 10 nm	30 PHz to 30 EHz	Electron transition and braking	Medicine, projectional radiograph, computed tomography, fluoroscopy, and radiotherapy
Gamma ray	<10 pm	>30 EHz	Nuclear transition	Medicine (radiotherapy), industry (sterilization and disinfection), and the nuclear industry

W porównaniu z innymi pasmami pasmo THz przyciągnęło większą uwagę ze strony środowiska akademickiego i przemysłu w ciągu ostatnich lat. Powody można podsumować następująco:

- Pasma częstotliwości radiowych i mikrofalowych nie są w stanie obsługiwać komunikacji terabitowej. Dzięki doskonałym cechom propagacji przy częstotliwościach poniżej 6 GHz, zaawansowane technologie transmisji, np. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) i Non-Orthogonal Multiple-Access (NOMA), modulacja wyższego rzędu, taka jak modulacja amplitudy kwadraturowej 1024 (QAM) i radykalne schematy multipleksowania przestrzennego w masywnych systemach MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), zostały wynalezione w celu osiągnięcia bardzo wysokiej wydajności widmowej. Jednak niedobór dostępnej przepustowości ogranicza osiągalną szybkość transmisji. Na przykład system LTE-A osiągnął szczytową szybkość transmisji danych 1 Gb/s przy użyciu schematu MIMO osiem na cztery w zagregowanym paśmie 100 MHz. Zakładając, że pasmo sub-6 GHz ostatecznie określa pasmo 1 GHz dla usługi IMT, docelowe łącza Terabitowe mogą być osiągnięte tylko za pomocą technologii transmisji bezprzewodowej o ekstremalnej wydajności widmowej 100 bps/Hz, co jest niewykonalne w przewidywalnej przyszłości.
- Dostępne widmo mmWave jest nadal ograniczone do obsługi transmisji Terabitowej. Na dzień dzisiejszy w globalnych pasmach komórkowych mmWave do 100 GHz dostępne są łącznie 13,5 GHz zasobów widmowych. W takiej szerokości pasma, prędkości transmisji rzędu 1 Tbps mogą być osiągnięte tylko przy użyciu schematów transmisji o wydajności widmowej zbliżonej do 100 bps/Hz, co wymaga wierności symboli, która nie jest możliwa przy użyciu obecnie znanych technik modulacji cyfrowej lub komponentów transceivera. Dostępna szerokość pasma przy częstotliwości mmWave jest nadal ograniczona w stosunku do tak ekstremalnego celu, skutecznie narzucając górną granicę prędkości transmisji danych. Dlatego komunikacja Terabitowa będzie się rozwijać przy częstotliwościach powyżej 100 GHz, gdzie dostępne widmo jest niezwykle obfite.
- Dzisiejsze technologie sprzętowe ograniczają pasma optyczne do obsługi łączy Terabitowych. Pomimo ogromnego dostępnego widma w pasmach optycznych przy częstotliwościach podczerwieni, światła widzialnego i ultrafioletu, kilka kwestii ogranicza praktyczność komunikacji bezprzewodowej optycznej (OWC). Ograniczenie niskiej mocy transmisji ze względu na bezpieczeństwo oczu, skutki kilku

rodzajów tłumienia atmosferycznego na propagację sygnału (np. mgła, deszcz, kurz lub zanieczyszczenie), wysokie straty odbicia rozproszonego i wpływ braku wyrównania między nadajnikiem i odbiornikiem ograniczają zarówno osiągalne szybkości transmisji danych, jak i zasięg transmisji systemów OWC [Akyildiza i in., 2014]. Na przykład system komunikacji w podczerwieni (IR), który obsługuje łącza bezprzewodowe 10 Gb/s w propagacji w linii wzroku (LOS) dla bezprzewodowej sieci lokalnej (WLAN) i wewnętrzny system komunikacji optycznej w wolnej przestrzeni, który obsługuje łącze 1 Gb/s przy częstotliwościach światła widzialnego, stały się już rzeczywistością. Ponadto dziesięć lat temu pomyślnie zademonstrowano dalekosiężny system komunikacji optycznej w wolnej przestrzeni, osiągający imponującą szybkość transmisji 1,28 Tb/s. Jednak dzieje się tak tylko w przypadku ścieżek LOS, podczas gdy znacznie niższe szybkości transmisji danych występują w rozproszonych środowiskach bez linii wzroku (NLOS). Sygnały optyczne o dużej pojemności generowane przez typowy sprzęt do komunikacji światłowodowej zostały wstrzyknięte do optycznego front-endu o dużej objętości 12 cm × 12 cm × 20 cm i wadze prawie 1 kg. Wszystkie te ograniczenia ograniczają wykonalność tego podejścia optycznego na dużą skalę do osobistej i mobilnej komunikacji bezprzewodowej.

- Ekstremalnie wysokie pasma nie nadają się do komunikacji bezprzewodowej. Promieniowanie jonizujące, w tym ultrafioletowe, rentgenowskie i gamma, jest niebezpieczne, ponieważ wiadomo, że ma wystarczająco wysoką energię cząstek, aby wytrącić elektrony i tworzyć wolne rodniki, które mogą prowadzić do raka. Promieniowanie jonizujące zostało zastosowane w wielu dziedzinach, w tym radioterapii, fotografii, produkcji półprzewodników, nauce o materiałach, pomiarze grubości metali, astronomii, medycynie nuklearnej, sterylizacji sprzętu medycznego i pasteryzacji niektórych produktów spożywczych i przypraw. Negatywne skutki zdrowotne promieniowania jonizującego mogą być nieistotne, jeśli jest stosowane ostrożnie, ale nadal nie nadaje się ono do komunikacji osobistej. W przeciwieństwie do promieniowania jonizującego, promieniowanie mmWave i THz jest niejonizujące, ponieważ energia fotonu nie jest wystarczająca (0,1–12,4 meV, co jest o ponad trzy rzędy wielkości słabsze od poziomów energii fotonu jonizującego), aby uwolnić elektron z atomu lub cząsteczki, gdzie zwykle do jonizacji wymagane jest 12 eV. Ponieważ promieniowanie jonizujące nie jest określone jako problem w pasmach mmWave i THz, ogrzewanie może być jedynym głównym ryzykiem nowotworu.

Termin teraherc pojawił się po raz pierwszy w latach 70. XX wieku, kiedy to był używany do opisu pokrycia częstotliwości linii widmowej interferometru Michelsona lub do opisu pokrycia częstotliwości detektorów diodowych z punktem styku [Siegel, 2002]. Spektroskopiści znacznie wcześniej ukuli ten termin dla częstotliwości emisji, które spadły poniżej dalekiej podczerwieni (IR). Daleka podczerwień wskazuje na najniższą częstotliwość części promieniowania podczerwonego o długości fali od 15 mikrometrów (μm) do 1 milimetra (mm), co odpowiada zakresowi częstotliwości od około 300 GHz do 20 THz. Fala milimetrowa odnosi się do pasma częstotliwości od 30 do 300 GHz, co odpowiada zakresowi długości fal sygnału od 1 do 10 mm. Granica między daleką podczerwień a THz oraz granica między mmWave a THz są nadal dość niewyraźne. Zwykła definicja pasma THz odnosi się do fal elektromagnetycznych, które wypełniają zakres długości fal od 100 do 1000 μm lub pasmo częstotliwości od 300 GHz do 3 THz. Istnieje inna definicja o znacznie szerszym zakresie, obejmująca całe pasmo od 0,1 do 10 THz. Różnica w używaniu częstotliwości (THz) i długości fali (mmWave) do nazewnictwa pozostawia niejednoznaczność zakresu od 100 do 300 GHz, który jest również określany jako sub-THz lub sub-mmWave przez niektórych badaczy. Przewiduje się, że 5G koncentruje się głównie na pasmach częstotliwości poniżej 100 GHz, podczas gdy 6G przekroczy ten punkt częstotliwości. Dlatego też lubimy definiować pasmo THz jako zakres częstotliwości od 100 GHz do 3 THz na potrzeby dyskusji w tej książce. Pasma THz oferuje znacznie większe zasoby widmowe, od kilkudziesięciu GHz do kilku THz w zależności od odległości transmisji. W rezultacie dostępna szerokość pasma jest o rząd wielkości wyższa od pasm mmWave, podczas gdy częstotliwość działania jest co najmniej o rząd

wielkości niższa od pasm optycznych. Otwiera to możliwość komunikacji Terabitowej z perspektywy widma. Ponadto technologia wymagana do uczynienia komunikacji THz rzeczywistością szybko się rozwija, a rozwój nowych architektur transceiverów i anten zbudowanych na nowych materiałach o niezwykłych właściwościach w końcu pokonuje jedno ze znaczących wyzwań. Wysoka częstotliwość umożliwia zastosowanie niewielkich rozmiarów anteny na bardzo zwartym poziomie. Przewiduje się zatem, że w jednej stacji bazowej można umieścić ponad tysiąc anten, aby zapewnić jednocześnie wiele superwąskich wiązek i pokonać wysokie straty propagacyjne. Sprawia to, że komunikacja THz jest wzorcowym uzupełnieniem konwencjonalnych sieci działających na niskich częstotliwościach w określonych przypadkach użycia, takich jak komunikacja wewnętrzna i bezprzewodowa sieć szkieletowa, a także konkurencyjną opcją dla przyszłych aplikacji cyberfizycznych (PHY) o ekstremalnych wymaganiach wydajnościowych. Istnieje wiele barier technicznych, które utrudniają osiągnięcie potencjału bezprzewodowej komunikacji THz, ale społeczność badawcza już teraz koncentruje się na rozwiązywaniu tych problemów za pomocą innowacyjnych rozwiązań. Wykorzystanie pasm THz do dostępu i łączności backhaul wiąże się z koniecznością ponownego przemyślenia niektórych konwencjonalnych mechanizmów transmisji i sieci. Podobnie jak w przypadku fal milimetrowych, sygnały THz cierpią na dużą utratę sygnału i znaczne tłumienie atmosferyczne specyficzne dla częstotliwości, co nakłada znaczne ograniczenia na odległość transmisji. Duże układy anten będą niezbędnym składnikiem systemu komunikacji THz, aby osiągnąć wysokie zyski mocy, kompensując duże straty propagacyjne. Ultraszerokopasmowa i wysoce kierunkowa natura łączy bezprzewodowych THz nakłada wyzwania pod względem anten ultraszerokopasmowych, front-endu częstotliwości radiowej, modelowania kanałów, projektowania przebiegów, pojedynczego przetwarzania, kształtowania wiązki, modulacji, kodowania i ograniczeń sprzętowych. Podstawowa różnica zakłóceń spowodowanych wiązkami ołówkowymi wymaga dokładnej charakterystyki i szczegółowego modelowania zakłóceń. W przypadku propagacji i modelowania kanałów należy wziąć pod uwagę odbite i rozproszone składowe sygnały LOS i NLOS, a także inherentny szum molekularny, zaburzenia wyrównania i prawdopodobieństwo zablokowania. Protokoły kontroli dostępu do medium i zarządzania zasobami radiowymi muszą działać z wiązkami ołówkowymi i dlatego muszą opierać się na radykalnie nowych zasadach. Szybkie procedury przekazywania muszą uwzględniać czas wymagany do wykrywania, synchronizacji, lokalizacji i funkcji śledzenia w przypadku transmisji opartej na wiązce.

Regulacja widma w paśmie terahercowym

Oprócz wszystkich tych wyzwań technicznych, realizacja komunikacji THz nadal musi zająć się kwestiami regulacji widma. Agencje regulacyjne, takie jak ITU i Federal Communications Commission (FCC), zabiegają o komentarze w celu uregulowania częstotliwości powyżej 100 GHz do użytku punkt-punkt, usług nadawczych i innych bezprzewodowych aplikacji transmisyjnych. Aby uniknąć szkodliwych zakłóceń dla Earth Exploration Satellite Service (EESS) i radioastronomii działających w paśmie od 275 do 1000 GHz, Światowa Konferencja Radiokomunikacyjna ITU-R 2015 zainicjowała działanie o nazwie Studies towards an identification for use by administrations for land-mobile and fixed services APPs działających w zakresie częstotliwości 275–450 GHz. Badanie współdzielenia zidentyfikowało EESS jako usługę o znaczeniu krytycznym ze względu na jej cechy operacyjne. Natomiast radioastronomia, z jej dużymi antenami, zwykle zlokalizowanymi w odległym miejscu i skierowanymi w niebo, może być chroniona przez proste zastosowanie minimalnej odległości do urządzeń komunikacyjnych THz. Na konferencji WRC-19 dodano nowy przypis do przepisów radiowych, umożliwiającą otwarcie widma między 275 a 450 GHz na potrzeby lądowych usług mobilnych i stałych. Wraz z już przydzielonym widmem poniżej 275 GHz, w sumie 160 GHz widmo, zawierające dwa duże, sąsiadujące pasma widma o szerokości 44 GHz (tj. od 252 do 296 GHz) i szerokości 94 GHz, jak pokazano w tabeli 3,

Frequency (GHz)	Bandwidth (GHz)	Radio regulations
252 ~ 275	23	Land mobile and fixed services on a co-primary basis.
275 ~ 296	21	The use for land mobile and fixed services, coexisting with EESS without specific conditions to protect EESS.
306 ~ 313	7	
318 ~ 333	15	
356 ~ 450	94	
296 ~ 306	10	The spectrum of 38 GHz only for the use of land mobile and fixed services under specific conditions.
313 ~ 318	5	
333 ~ 356	23	

jest dostępne dla komunikacji THz bez szczególnych warunków niezbędnych do ochrony EESS. Ponadto istnieją trzy pasma częstotliwości o łącznej szerokości 38 GHz, które mogą być stosowane wyłącznie w przypadku lądowych usług mobilnych i stałych, gdy zostaną określone szczególne warunki zapewniające ochronę pasywnych aplikacji zgodnie z rezolucją 731 WRC-19, która dotyczy rozważenia współdzielenia i kompatybilności sąsiedniego pasma między usługami pasywnymi i aktywnymi. mmWave Coalition, grupa innowacyjnych firm i uniwersytetów zjednoczonych w celu usunięcia barier regulacyjnych dla technologii wykorzystujących częstotliwości od 95 do 275 GHz w USA, złożyła w styczniu 2019 r. uwagi do FCC i National Telecommunications and Information Administration (NTIA) w celu opracowania zrównoważonej strategii widma i wezwała NTIA do ułatwienia dostępu do widma powyżej 95 GHz. W marcu 2019 r. FCC ogłosiła, że otwiera możliwość korzystania z częstotliwości od 95 GHz do 3 THz w Stanach Zjednoczonych, udostępniła 21,2 GHz widma do użytku bez licencji i zezwoliła na eksperymentalne licencjonowanie dla 6G i wyższych, jak pokazano w tabeli 4.

Frequency band (GHz)	Contiguous bandwidth (GHz)
116–123	7
174.8–182	7.2
185–190	5
244–246	2
Total	21.2

Ponadto w 2017 r. IEEE powołało grupę zadaniową IEEE 802.15.3d, która zajęła się globalnym użytkowaniem Wi-Fi w częstotliwościach od 252 do 325 GHz. W ten sposób opracowano pierwszy bezprzewodowy standard THz o nominalnej przepustowości danych 100 Gb/s i szerokości kanału od 2,16 do 69,12 GHz.

Zastosowania terahercowe

Ogromna ilość zasobów widmowych i ultraszeroka przepustowość zapewniana przez pasmo częstotliwości THz umożliwiają różnorodne aplikacje bezprzewodowe, które wymagają ultrawysokiej prędkości transmisji, np. komunikacja typu holograficznego, wirtualna rzeczywistość wysokiej rozdzielczości, w pełni immersyjne wrażenia, dostarczanie wideo ultrawysokiej rozdzielczości, przetwarzanie bezprzewodowe, ekstremalnie szybki mobilny Internet, autonomiczne prowadzenie

pojazdów, zdalne sterowanie, prysznic informacyjny, Internet dotykowy i szybka łączność bezprzewodowa w centrach danych. Zapewnia również nowy stopień swobody w projektowaniu systemów mobilnych. Na przykład wykorzystanie łączy THz do bezprzewodowego przesyłu danych między stacjami bazowymi, co może umożliwić elastyczną i ultragęstą architekturę, przyspieszyć wdrażanie sieci i zmniejszyć koszty pozyskiwania lokalizacji, instalacji i konserwacji. Ze względu na bardzo małe długości fal sygnałów THz wymiary anteny są niewielkie. Otwiera możliwość opracowania mnóstwa nowych aplikacji, takich jak komunikacja nanoskalowa dla urządzeń nanoskalowych lub nanomaszyn, komunikacja na chipie, Internet Nano-Things (IoNT) i sieć wewnątrzustrojowa. Może być również łączona z biokompatybilnymi i energooszczędnymi nanourządzeniami, aby realizować komunikację molekularną za pomocą sygnałów chemicznych. Oprócz transmisji bezprzewodowej działającej w paśmie THz istnieją aplikacje THz bez komunikacji, które prawdopodobnie zostaną zintegrowane z sieciami 6G i nie tylko. Na przykład istnieje potencjał wykorzystania szczególnych cech PHY sygnałów THz w celu zapewnienia wysokiej rozdzielczości wykrywania otaczającego środowiska PHY, co jest obiecujące dla efektywnego wdrażania zharmonizowanej komunikacji i wykrywania. Niektóre z tych aplikacji można już przewidzieć, takie jak bezprzewodowe poznanie, wykrywanie, obrazowanie i pozycjonowanie, podczas gdy inne niewątpliwie pojawią się w miarę postępu technologii.

Komunikacja bezprzewodowa terahercowa

Terabitowy punkt dostępowy

Rosnąca liczba użytkowników mobilnych lub stacjonarnych o ekstremalnym zapotrzebowaniu na przepustowość w gęstych środowiskach miejskich lub w szczególnych miejscach, takich jak obiekty przemysłowe, wymaga wdrożenia ultragęstych sieci. Pasma THz może zapewnić obfite zasoby widmowe i ultraszeroką przepustowość dla małych komórek, ze stosunkowo krótkim zasięgiem i wysoką częstością występowania ścieżek LOS, aby oferować łącza komunikacyjne terabitowe. Te małe komórki obejmują użytkowników statycznych i mobilnych, zarówno w scenariuszach wewnętrznych, jak i zewnętrznych. Konkretnie aplikacje to dostarczanie wideo w ultrawysokiej rozdzielczości, prysznic informacji przy wejściu, wysokiej jakości rzeczywistość wirtualna lub komunikacja typu holograficznego. W połączeniu z konwencjonalnymi sieciami komórkowymi działającymi w pasmach niskiej częstotliwości, heterogeniczna sieć składająca się z warstwy makrostacji bazowej i warstwy małych komórek może umożliwić bezproblemową łączność i pełną przejrzystość na szerokim obszarze i globalnym roamingu, spełniając ekstremalne wymagania dotyczące wydajności dla sieci komórkowych nowej generacji. Ponadto, wysoce kierunkowe łącza THz mogą być używane do zapewnienia ultraszybkiej bezprzewodowej transmisji danych do małych komórek, aby znacznie skrócić czas i wydatki na pozyskiwanie lokalizacji, instalację i konserwację.

Terabitowa bezprzewodowa sieć lokalna

Pasma THz umożliwia wdrożenie komunikacji terabitowej w bezprzewodowej sieci lokalnej. Może zapewnić doskonałą jakość doświadczenia, taką jak sieci optyczne, umożliwiając bezproblemowe połączenie między ultraszybkimi sieciami przewodowymi a osobistymi urządzeniami bezprzewodowymi, takimi jak smartfony, tablety, laptopy i urządzenia elektroniczne do noszenia, bez różnicy prędkości/opóźnienia między łączami bezprzewodowymi i przewodowymi. Ułatwi to korzystanie z aplikacji intensywnie wykorzystujących przepustowość przez użytkowników statycznych i przenośnych, głównie w scenariuszach wewnętrznych. Niektóre konkretne aplikacje to wirtualna rzeczywistość wysokiej rozdzielczości, usługi typu holograficznego, w pełni immersyjne gry lub ultraszybka bezprzewodowa dystrybucja danych w centrach danych. Ułatwia również wdrażanie sieci przemysłowych w celu połączenia ze sobą ogromnej liczby czujników i siłowników w fabryce lub sieci

kampusowych, co pozwala zapewnić dużą przepustowość danych, niskie opóźnienia i wysoką niezawodność sprzętu i maszyn, takich jak automatycznie prowadzone pojazdy (AGV) w centrum logistycznym.

Łącze terabitowe Device-To-Device

Łączność THz jest dobrym kandydatem do zapewnienia terabitowych bezpośrednich łączy między urządzeniami w pobliżu. Scenariusz wykorzystania łączy Device-To-Device (D2D) może mieć miejsce wewnątrz pomieszczeń, na przykład w biurze lub domu, gdzie zestaw urządzeń osobistych lub komercyjnych jest połączonych ze sobą w celu utworzenia sieci ad hoc, zwanej Wireless Personal Area Networks. Konkretnie aplikacje obejmują kioski multimedialne i ultraszybki transfer danych między urządzeniami osobistymi. Na przykład przesłanie równoważnej zawartości dysku Blue-ray na wyświetlacz o dużej rozdzielczości może zająć mniej niż sekundę przy użyciu łącza Tbps, zwiększając szybkość transmisji danych istniejących technologii, takich jak Wi-Fi Direct, Apple Airplay lub Miracast. Obiecującą aplikacją byłby interfejs mózg-komputer (BCI), w którym komunikacja THz może być stosowana do przesyłania ogromnej ilości zebranych danych fal mózgowych do komputera, który przetwarza dane. W wizji komputerowej komunikacja THz może również odgrywać zasadniczą rolę w przesyłaniu zebranego wideo o wysokiej rozdzielczości na platformę, na której działa oprogramowanie analityczne oparte na uczeniu maszynowym. Łącza Terabit D2D mogą być również stosowane w środowisku zewnętrznym do komunikacji Vehicle-to-X, zapewniając łączność o wysokiej przepustowości i niskim opóźnieniu między pojazdami lub między pojazdami a otaczającą infrastrukturą.

Bezpieczna komunikacja bezprzewodowa

Transmisja sygnału na częstotliwościach THz cierpi na znaczną utratę ścieżki, ponieważ zebrana moc promieniowania jest proporcjonalna do apertury anteny, która jest niewielka dla tak wysokich częstotliwości. Tymczasem komunikacja THz musi podlegać poważniejszemu tłumieniu atmosferycznemu niż mikrofałe i fale milimetrowe. W związku z tym konieczne staje się użycie bardzo dużych tablic antenowych z setkami, a nawet tysiącami elementów zarówno w nadajniku, jak i odbiorniku, aby zrekomensować takie straty propagacji i penetracji oraz osiągnąć rozsądną odległość komunikacyjną. Wysoce kierunkowa wiązka skupiająca energię promieniowania w bardzo wąskim, niemal ostrym kierunku może drastycznie zwiększyć trudność podsłuchiwania. Podsłuchujący musi umieścić swój odbiornik w bezpośrednim łączy dwóch komunikujących się stron. Może to zablokować komunikację i spowodować, że dwie komunikujące się strony nawiążą nowe połączenie w innym kierunku. Ponadto komunikacja THz przyjmuje ultraszeroką szerokość pasma sygnału, w której techniki rozproszonego widma mogą znacznie złagodzić zakłócenia wąskopasmowe i powszechne ataki zakłócające. Stąd komunikacja THz może być uważana za bezpieczną transmisję, umożliwiającą ultraszerokopasmowe bezpieczne łącza komunikacyjne w krytycznych scenariuszach, takich jak wojsko i obronność.

Terabitowy bezprzewodowy backhaul

Połączenia światłowodowe mogą zapewnić wysoką przepustowość danych i niezawodność, ale instalacja jest zwykle czasochłonna i kosztowna, ponieważ należy poczekać na zaplanowane przebudowy dróg. Czasami trudno jest wdrożyć publiczną sieć optyczną operatora komórkowego w niektórych budynkach lub określonych obszarach ze względu na sprzeciw właścicieli nieruchomości. Jednak sieć komórkowa nowej generacji jest przewidywana jako wysoce heterogeniczna, składająca się z makrostacji bazowych, małych komórek, przekaźników, węzłów bezkomórkowych, rozproszonych anten, rozproszonych jednostek pasma podstawowego, zdalnych jednostek częstotliwości radiowej (RFU), jednostek przydrożnych i inteligentnych powierzchni odbijających, z których wszystkie

wymagają wysokoprzepustowej łączności backhaul lub fronthaul. Wysoce kierunkowe łącza THz mogą być używane do dostarczania ultraszybkich bezprzewodowych łączy backhaul lub fronthaul do małych komórek w celu połączenia takich elementów sieciowych. Znacznie skróci to czas i wydatki na pozyskiwanie lokalizacji, instalację i konserwację. Ponadto zapewnia nowy stopień swobody w projektowaniu architektury sieciowej i mechanizmów komunikacyjnych. Ponadto użytkownicy mobilni lub stacjonarni na obszarach wiejskich lub odległych cierpią obecnie z powodu gorszego zasięgu i niskiej jakości usług. Jeśli nie można zagwarantować opłacalnego i elastycznego rozwiązania, wzrośnie przepaść cyfrowa między obszarami wiejskimi a dużymi miastami. Jako bezprzewodowe rozszerzenie łączy backhaul światłowodu, łącza bezprzewodowe THz mogą dobrze działać jako niezbędny element konstrukcyjny gwarantujący uniwersalną usługę telekomunikacyjną z wysokiej jakości, wszechobecnymi połączeniami wszędzie. W takich scenariuszach, oprócz ekstremalnych szybkości transmisji, krytycznym parametrem jest zasięg transmisji, który powinien wynosić kilkaset metrów lub nawet rzędu kilometrów.

Terahercowa nanokomunikacja

Jak wiemy, minimalny rozmiar anteny używanej do przesyłania sygnałów terahercowych może być rzędu mikrometrów. Intuicyjnie umożliwi to bezprzewodowe połączenie między nanomaszynami lub nanomaszynami przy użyciu nanoanteny dla bardzo małego, specyficznego sprzętu, który wykonuje określone zadania w nanoskali, takiego jak biosensor wstrzyknięty do ludzkiego naczynia krwionośnego. Każdy element nanomaszyny ma rozmiar do kilkuset nanometrów sześciennych, a rozmiar całego urządzenia wynosi co najwyżej kilka mikrometrów sześciennych. Nie chodzi o to, że nanomaszyny są opracowywane do komunikacji w paśmie THz, ale niewielki rozmiar i kompaktowe właściwości transceiverów i anten nanoskalowych ułatwiają nanomaszynom przesyłanie zebranych danych objętościowych. Po pozbyciu się ograniczeń linii przewodowych lub światłowodów, te nanomaszyny są elastyczne w ruchu i mogą wchodzić w bardziej ekstremalne obszary, takie jak ludzkie ciało lub miejsce biochemiczne o wysokich temperaturach. Kilka konkretnych przypadków użycia nanokomunikacji THz zostało przedstawionych przez Akyildiza i innych, tj.

- **Monitorowanie zdrowia:** Sód, glukoza i inne jony we krwi, cholesterol, biomarkery nowotworowe lub obecność różnych czynników zakaźnych można wykryć przy użyciu nanosensorów biologicznych wstrzykniętych do ludzkiego ciała lub osadzonych pod skórą. Zestaw biosensorów rozmieszczonych w ciele lub wokół niego, obejmujący sieć czujników ciała, może zbierać istotne dane PHY lub biochemiczne związane ze zdrowiem człowieka. Za pośrednictwem interfejsu bezprzewodowego te dane sensoryczne mogą być dostarczane do aplikacji opieki zdrowotnej działającej na osobistym smartfonie lub specjalistycznym sprzęcie medycznym w celu monitorowania w czasie rzeczywistym lub wysyłane do chmury dostawcy opieki zdrowotnej w celu profesjonalnej analizy za pomocą określonych inteligentnych narzędzi i długoterminowego zapisu historycznego.
- **Obrona nuklearna, biologiczna i chemiczna:** Nanosensory chemiczne i biologiczne są w stanie wykrywać szkodliwe substancje chemiczne i zagrożenia biologiczne w sposób rozproszony. Jedną z głównych zalet stosowania nanoczujników zamiast klasycznych czujników makroskalowych lub mikroskalowych jest to, że kompozyt chemiczny można wykryć w stężeniu tak niskim jak jedna cząsteczka i znacznie szybciej niż w przypadku klasycznych czujników. Biorąc pod uwagę, że te czujniki wymagają bezpośredniego kontaktu z cząsteczkami, niezbędna staje się bezprzewodowa sieć czujników łącząca ogromną liczbę nanoczujników. Bezprzewodowa nanokomunikacja THz będzie w stanie połączyć informacje o składzie molekularnym powietrza, wody lub gleby w określonym miejscu ze sprzętem monitorującym o dużej przepustowości i niskim opóźnieniu.

- **IoNT:** Wykorzystanie nanokomunikacji THz do łączenia maszyn, urządzeń i czujników w skali nano z istniejącymi sieciami bezprzewodowymi i Internetem tworzy prawdziwie cybernetyczny system fizyczny, który można nazwać IoNT. IoNT umożliwia przełomowe aplikacje, które zmienią sposób pracy lub życia człowieka. Na przykład w inteligentnym biurze lub inteligentnym domu nanotransceiver i nanoantena mogą być osadzone w każdym obiekcie, aby umożliwić im stałe połączenie z Internetem. W rezultacie użytkownik może bez wysiłku śledzić wszystkie swoje sprawy zawodowe i osobiste.

- **Komunikacja na chipie:** komunikacja THz może zapewnić wydajne i skalowalne podejście do połączeń międzyrdzeniowych w sieciach bezprzewodowych na chipie, wykorzystujących planarne układy nanoantenowe do tworzenia ultraszybkich łącz. To nowatorskie podejście prawdopodobnie spełni rygorystyczne wymagania scenariusza na chipie o ograniczonym obszarze i intensywnej komunikacji dzięki dużej przepustowości, niskim opóźnieniom i niskim narzutom. Co ważniejsze, wykorzystanie komunikacji THz opartej na grafenie zapewniłoby inherentne możliwości komunikacji multicast i broadcast na poziomie rdzenia. Komunikacja THz zapewnia nowy stopień swobody w projektowaniu chipów, co może przynieść nowy sposób na poprawę wydajności sprzętu.

Zastosowania terahercowe niezwiązane z komunikacją

Wykrywanie terahercowe

Przy wysokich częstotliwościach rozdzielczość przestrzenna propagowanego sygnału staje się znacznie dokładniejsza dzięki małym długościom fal, umożliwiając tym samym różnicowanie przestrzenne o wysokiej rozdzielczości przy częstotliwościach THz. Techniki wykrywania THz wykorzystują małe długości fal rzędu mikrometrów i rezonanse selektywne częstotliwościowo różnych materiałów w mierzonym środowisku, aby uzyskać unikalne informacje na podstawie obserwowanej sygnatury sygnału. Sygnały THz mogą przenikać przez różne nieprzewodzące materiały, takie jak tworzywa sztuczne, tkaniny, papier, drewno i ceramika. Jednak sygnałom THz znacznie trudniej jest przenikać przez materiały metalowe, podczas gdy woda silnie tłumi ich moc promieniowania. Różne grubości, gęstości lub składy chemiczne różnych materiałów zwiększają szczególną siłę i zmiany fazowe sygnałów THz, umożliwiając dokładną identyfikację obiektów PHY. Ponadto wykrywanie THz może wykorzystywać ogromne szerokości pasma kanału powyżej 100 GHz i możliwość implementacji anten o bardzo wysokim wzmocnieniu w małym rozmiarze PHY. Ponadto energie fotonów THz są o kilka rzędów wielkości słabsze od energii promieni rentgenowskich, co pozwala na bezpieczne interakcje z ludzkim ciałem w aplikacjach do wykrywania medycznego i kontroli bezpieczeństwa. Możliwe stanie się generowanie obrazów przestrzeni PHY poprzez systematyczne monitorowanie odebranych sygnatur sygnału pod szerokim zakresem różnych kątów. Ponieważ sterowanie wiązką można wdrożyć w czasie rzeczywistym, a odległości propagacji radiowej są krótkie (np. kilka metrów w pomieszczeniu), co prowadzi do czasów propagacji krótszych niż 10 ns, możliwe będzie zmierzenie właściwości pomieszczenia, biura lub złożonego środowiska w ciągu kilku sekund lub krócej. Ta możliwość otwiera nowy stopień swobody bezprzewodowych aplikacji, który umożliwia przyszłym urządzeniom bezprzewodowym przeprowadzanie bezprzewodowego wykrywania rzeczywistości i zbieranie mapy lub widoku dowolnego miejsca, co prowadzi do szczegółowych trójwymiarowych map tworzonych w locie i udostępnianych w chmurze. Ponadto, ponieważ niektóre materiały i gazy mają pochłanianie drgań przy określonych częstotliwościach w całym paśmie THz, możliwe staje się wykrywanie obecności niektórych przedmiotów na podstawie spektroskopii skanowania częstotliwości. Na przykład obecność niektórych substancji chemicznych lub alergenów w żywności, wodzie i powietrzu lub inne wady w otaczającym środowisku można wykryć na podstawie spektroskopii. Wykrywanie THz umożliwi nowe aplikacje, takie jak zminiaturyzowane radary do wykrywania gestów i bezdotykowe smartfony, spektrometry do wykrywania materiałów wybuchowych i wykrywania gazów, skanowanie ciała w celu zapewnienia bezpieczeństwa THz, wykrywanie jakości powietrza, osobiste monitorowanie

zdrowia i bezprzewodowa synchronizacja. Poprzez tworzenie map w czasie rzeczywistym dowolnego środowiska możliwe będzie przewidywanie charakterystyki kanału na urządzeniu mobilnym, pomoc w ustawianiu anten kierunkowych, zapewnianie lokalizacji w locie i dostosowywanie parametrów transmisji bezprzewodowej. Ta możliwość może być również przekazywana do chmury w celu umożliwienia zbierania danych w czasie rzeczywistym w celu mapowania i wykrywania świata, co może być wykorzystywane w komercyjnych aplikacjach do transportu, zakupów i innych zastosowań detalicznych.

Obrazowanie terahercowe

Wykorzystywanie promieniowania THz do tworzenia obrazów, nazywane obrazowaniem terahercowym, ma wiele szczególnych zalet technicznych w porównaniu z mikrofalami i światłem widzialnym. Obrazowanie THz wykazuje wysoką rozdzielczość przestrzenną dzięki mniejszym długościom fal i ultraszerokim szerokościom pasma przy użyciu sprzętu o umiarkowanej wielkości niż obrazowanie przy użyciu niskich częstotliwości. W porównaniu z podczerwienią i światłem widzialnym fale THz mają lepszą wydajność penetracji, dzięki czemu powszechne materiały są stosunkowo przezroczyste przed sprzętem do obrazowania THz. Istnieje wiele aplikacji do kontroli bezpieczeństwa, takich jak sprawdzanie paczek pocztowych pod kątem ukrytych przedmiotów, co umożliwia obrazowanie THz przez koperty, paczki, paczki i małe torby w celu identyfikacji potencjalnie niebezpiecznych przedmiotów. W oparciu o właściwość, że promieniowanie THz jest niejonizujące, a zatem żadne znane ryzyko dla zdrowia komórek biologicznych, z wyjątkiem ogrzewania, uzasadniło jego APP w ciele człowieka, gdzie promieniowanie jonizujące, tj. promieniowanie ultrafioletowe, rentgenowskie i promienie gamma, będzie powodować wysokie ryzyko dla zdrowia. Dlatego obrazowanie THz nadaje się do wykrywania z dystansu przedmiotów, takich jak broń palna, bomby i pasy wybuchowe ukryte pod ubraniami na lotniskach, dworcach kolejowych i przejściach granicznych. Fale THz można stosować do budowy systemu pomiaru grubości specjalnie zaprojektowanego do określania grubości poszczególnych warstw w systemach wielowarstwowych na podłożach metalowych i niemetalowych z dokładnością rzędu mikrometrów. Aplikacje, takie jak kontrola bezpieczeństwa i obrazowanie medyczne, wykorzystują możliwości penetracji fal THz, podczas gdy odbicie lub rozpraszanie traktowano jako niepożądany składnik. Fale THz mogą odbijać się od większości materiałów budowlanych, aby uzyskać pośrednie obrazowanie scen ukrytych za okluzją, która jest nieprzezroczysta w widzialnym spektrum, podobnie jak używanie płaskiej powierzchni otwartych drzwi jako lustro do obserwowania wnętrza pokoju. Fale światła widzialnego i podczerwone mają bardzo krótkie długości fal i jeśli powierzchnia nie zostanie starannie wypolerowana, światło jest rozpraszane niemal we wszystkich kierunkach, co prowadzi do niejednoznaczności obrazu. Tymczasem niższe częstotliwości charakteryzują się dłuższymi falami, co ogranicza możliwość identyfikacji pojedynczego obiektu lub wykrywania ruchu, a nie szczegółowych obrazów przesłoniętej sceny. W przeciwieństwie do mikrofal, które mają tylko silne odbicie lustrzane i fal optycznych, które wykazują jedynie rozproszone rozpraszanie, promieniowanie THz ma zarówno odbicie lustrzane, jak i rozproszone rozpraszanie na większości powierzchni budynków. Silny składnik lustrzany zamienia powierzchnie w coś zbliżonego do „luster elektrycznych”, umożliwiając w ten sposób obrazowanie obiektów wokół przeszkód, przy jednoczesnym zachowaniu spójności przestrzennej (wąskie wiązki) i wysokiej rozdzielczości przestrzennej. Stąd fale THz znajdują się w unikalnej pozycji w widmie elektromagnetycznym, charakteryzując się mniejszymi długościami fal, podczas gdy chropowatość powierzchni większości materiałów budowlanych zapewni wystarczające odbicie lustrzane i rozpraszanie dyfuzyjne. Dlatego fale THz mogą rozszerzyć widzenie ludzkie i komputerowe, aby widzieć zza rogów i oglądać obiekty NLOS, umożliwiając unikalne możliwości w zakresie ratownictwa i nadzoru, autonomicznej nawigacji i lokalizacji. Powierzchnia budynku (np. ściana, podłoga i drzwi) zazwyczaj zachowuje się jak lustro pierwszego rzędu (np. idealne reflektory energii THz), umożliwiając w ten

sposób obrazowania THz widzenie za rogami i za ścianami, jeśli istnieją wystarczające ścieżki odbicia lub rozpraszania. Obrazowanie THz NLOS wykorzystuje radar z syntetyczną aperturą propagacji wstecznej (SAR) do generowania trójwymiarowej sceny poprzez obliczanie czasu przelotu sygnałów rozproszonych wstecznie wielodroźnie. Natomiast długość fali optycznej jest mniejsza niż chropowatość powierzchni większości powierzchni. Tak więc optyczne obrazowanie NLOS wymaga złożonego sprzętu i kosztownych obliczeniowo algorytmów rekonstrukcji, jednocześnie wykazując krótkie odległości obrazowania. Ponadto obrazowanie THz jest bardziej skuteczne niż obrazowanie oparte na świetle widzialnym lub podczerwieni, takie jak detekcja światła i pomiar odległości (LIDAR), ze względu na jego odporność na warunki atmosferyczne i światło otoczenia. Warto zauważyć, że chociaż LIDAR może zapewnić wyższą rozdzielczość, LIDAR nie może działać w złą pogodę, gdy jest mgliście, pada deszcz, śnieg lub zachmurzenie. Jednakże obrazowanie THz może być używane do wspomagania jazdy lub latania w złej pogodzie, a także w wojsku i bezpieczeństwie narodowym. Radary o wysokiej rozdzielczości wideo, które działają z częstotliwością kilkuset gigaherców, będą wystarczające, aby zapewnić jakość obrazu podobną do telewizyjnej i będą uzupełniać radary o niższych częstotliwościach, które zapewniają wykrywanie dalekiego zasięgu, ale o słabej rozdzielczości. Systemy obrazowania dwuczęstotliwościowego umożliwią jazdę lub latanie w gęstej mgle lub deszczu.

Pozycjonowanie terahercowe

Przewiduje się, że sieć komórkowa nowej generacji będzie oferować bardzo dokładne pozycjonowanie i lokalizację zarówno w pomieszczeniach, jak i na zewnątrz, oprócz usług komunikacyjnych, których nie zapewniają Global Navigation Satellite System (GNSS) i konwencjonalne techniki lokalizacji oparte na wielu komórkach, wykorzystujące pasma niskiej częstotliwości. Wykorzystanie obrazowania THz do lokalizacji ma wyjątkowe zalety w porównaniu z innymi metodami. Obrazowanie THz może lokalizować użytkowników w obszarach NLOS, nawet jeśli ich ścieżki podróży do stacji bazowej doświadczają więcej niż jednego odbicia (np. wielokrotnych odbić). Urządzenia wykorzystujące obrazowanie THz i komunikację THz prawdopodobnie zapewnią również lokalizację na poziomie centymetra w dowolnym miejscu. Techniki lokalizacji o wysokiej częstotliwości opierają się na koncepcji jednoczesnej lokalizacji i mapowania (SLAM), w której dokładność poprawia się poprzez zbieranie obrazów o wysokiej rozdzielczości otoczenia, podczas gdy wspomniane wcześniej obrazowanie THz może zapewnić takie obrazy o wysokiej rozdzielczości. Techniki oparte na SLAM składają się z trzech głównych kroków: obrazowania otaczającego środowiska, szacowania zasięgów dla użytkownika i łączenia obrazów z szacowanymi zasięgami. Na przykład, poziom dokładności poniżej centymetra można osiągnąć poprzez konstruowanie trójwymiarowych obrazów środowiska przy użyciu sygnałów o częstotliwości od 200 do 300 GHz i projekcję informacji o kącie i czasie przybycia od użytkownika w celu oszacowania lokalizacji. Ponieważ SLAM zajmuje się stosunkowo wolno poruszającymi się obiektami, jest wystarczająco dużo czasu na przetworzenie pomiarów THz o wysokiej rozdzielczości. Takie pomiary mogą zawierać informacje o czujnikach, co skutkuje złożonymi modelami stanu obejmującymi szczegółową lokalizację, rozmiar i orientację obiektów docelowych, a także ich właściwości elektromagnetyczne i typy materiałów.

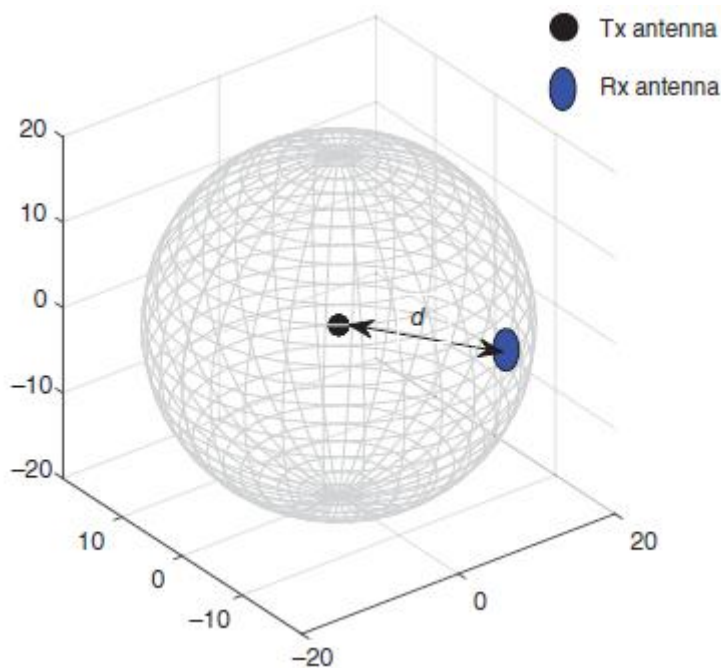
Wyzwania komunikacji terahercowej

Pomimo dużego potencjału istnieją pewne bariery utrudniające osiągnięcie korzyści z bezprzewodowej komunikacji THz. Podobnie jak w przypadku mmWave, sygnały terahercowe cierpią na dużą stratę propagacji, co nakłada znaczne ograniczenie na odległość transmisji. Apertura anteny komunikacji THz jest stosunkowo mała ze względu na jej niewielką długość fali, co prowadzi do słabej zdolności do przechwytywania mocy promieniowania. Prowadzi to do faktu, że wyższa częstotliwość ma znacznie większą stratę ścieżki w wolnej przestrzeni. W przeciwieństwie do niskich częstotliwości, w których komunikacja bezprzewodowa nigdy nie bierze pod uwagę absorpcji atmosferycznej, cząsteczki pary

wodnej i tlenu nakładają znaczne tłumienie w zakresie od kilkuset dB do maksymalnie około 20 000 dB na kilometr. Oprócz absorpcji gazowej z cząsteczek wody, krople wody w stanie ciekłym, zarówno w postaci zawieszonych cząstek w chmurach, jak i spadających deszczem hydrometeorów, mogą osłabiać siłę sygnału, ponieważ ich wymiary są porównywalne z długością fali sygnałów o wysokiej częstotliwości. Ze względu na kurczenie się długości fali w paśmie THz, rozmiar otaczających obiektów PHY staje się stosunkowo wystarczająco duży, aby rozproszyć sygnał, a zwykłe powierzchnie stają się zbyt szorstkie, aby uzyskać odbicie lustrzane. W konsekwencji transmisja THz w dużym stopniu zależy od dostępności łącza LOS. Niemniej jednak bezpośrednia ścieżka między nadajnikiem a odbiornikiem może być łatwo zablokowana przez budynki, meble, pojazdy, liście, a nawet ludzi, co prowadzi do spadku mocy sygnału lub nawet awarii. Na koniec, kanał bezprzewodowy w paśmie THz fluktuuje szybciej niż w pasmach mikrofalowych i mmWave, ponieważ ta sama prędkość powoduje większe przesunięcie Dopplera.

Duża strata ścieżki w wolnej przestrzeni

Gdy fala elektromagnetyczna rozchodzi się w wolnej przestrzeni, energia stale rozprzestrzenia się na stale zwiększającej się powierzchni, gdy rozchodzi się od idealnego radiatora, który jest pojedynczym punktem. Promieniowanie z tej izotropowej anteny generuje falę kulistą, jak pokazano na rysunku.



Prawo zachowania energii mówi nam, że moc zawarta na powierzchni kuli o dowolnym promieniu d pozostaje stała i równa się efektywnej mocy promieniowania izotropowego (EIRP) nadajnika P_{EIRP} . Gęstość strumienia mocy, mierzona w jednostkach watów na metr kwadratowy, jest podawana przez EIRP podzielone przez powierzchnię kuli o promieniu d , tj. $P_{EIRP}/4\pi d^2$. Ponieważ energia przechwycona przez odbiornik jest proporcjonalna do powierzchni jego anteny oznaczonej jako A_r , odbierana moc wynosi

$$P_r = \left(\frac{P_{EIRP}}{4\pi d^2} \right) A_r \quad (1)$$

EIRP nadajnika reprezentuje maksymalną moc w danym kierunku w porównaniu z anteną izotropową, która emituje moc z jednostkowym wzmocnieniem we wszystkich kierunkach. Stąd EIRP jest iloczynem mocy nadawanej P_t i wzmocnienia anteny nadawczej G_t , tj.

$$P_{\text{EIRP}} = P_t G_t \quad (2)$$

Tymczasem zysk anteny odbiorczej można określić na podstawie jej efektywnej apertury i częstotliwości roboczej, tj.

$$G_r = \eta A_r \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) \quad (3)$$

gdzie λ oznacza długość fali częstotliwości roboczej, a η oznacza maksymalną wydajność anteny. Z równania (3) mamy

$$A_r = G_r \left(\frac{\lambda^2}{4\pi\eta} \right) \quad (4)$$

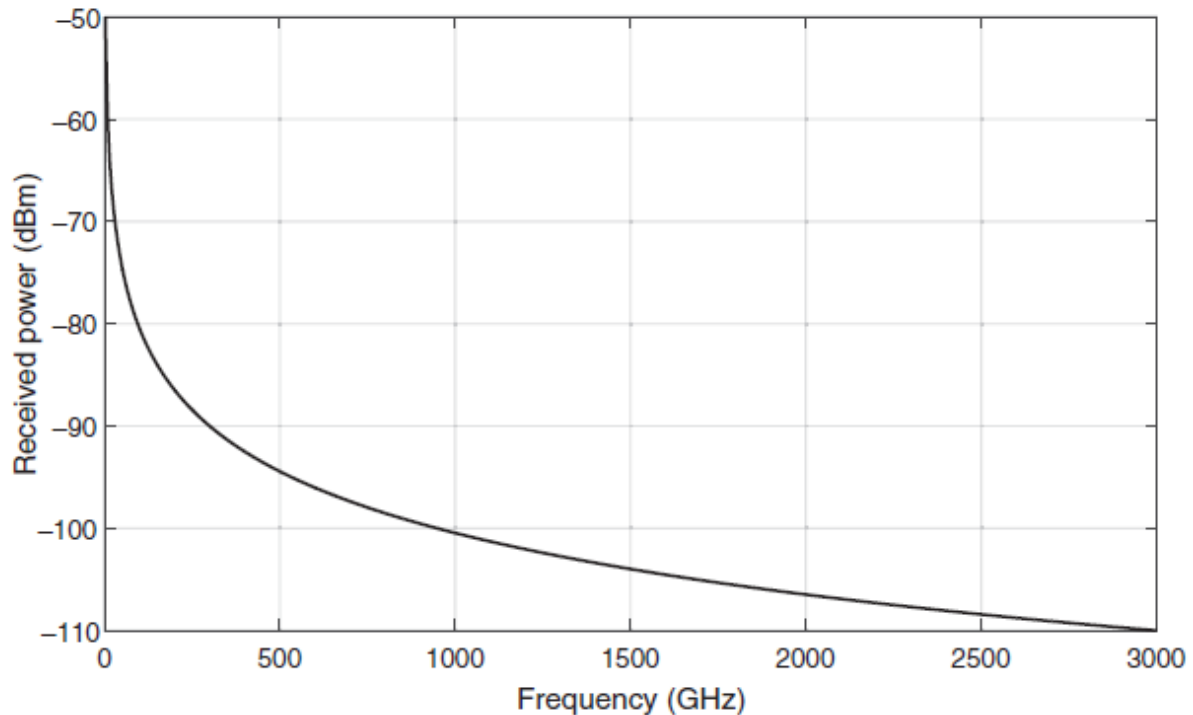
Podstawiając równania (2) i (4) do równania (1), otrzymujemy równanie wolnej przestrzeni Friisa

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2 \eta} \quad (5)$$

gdzie P_t i P_r to moc nadawana i odbierana w absolutnych jednostkach liniowych (zwykle watach lub miliwatach), odpowiednio, podczas gdy G_t i G_r oznaczają liniowe wzmocnienia anten nadawczych i odbiorczych w stosunku do anteny izotropowej o wzmocnieniu jednostkowym (0 dB). W komunikacji bezprzewodowej typowe jest wyrażanie tłumienia propagacji za pomocą wartości decybeli, ponieważ zakres mocy sygnału zmienia się dynamicznie o kilka rzędów wielkości na stosunkowo niewielkich odległościach. Przepisz równanie (5) na skalę logarytmiczną:

$$P_r|_{\text{dBm}} = 10 \lg \left(\frac{P_t G_t G_r}{\eta} \right) + 20 \lg \left(\frac{\lambda_0}{4\pi d} \right) + 20 \lg \left(\frac{\lambda}{\lambda_0} \right) \quad (6)$$

gdzie l_{dBm} oznacza, że wartość jest w jednostkach decybeli-miliwatów, a my piszemy λ_0 , aby przedstawić długość fali odniesienia. Z powyższego równania można wywnioskować, że moc odbierana jest proporcjonalna do kwadratu długości fali, co oznacza, że moc odbierana w wolnej przestrzeni zanika o 20 dB na dekadę wraz ze zmniejszaniem się długości fali. Należy zauważyć, że zjawisko polegające na tym, że moc odbierana wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości, wynika z zależności efektywnej powierzchni (lub apertury) anteny odbiorczej od długości fali, patrz równanie (3). W konsekwencji transmisja bezprzewodowa na częstotliwościach terahercowych cierpi z powodu znacznie większych strat ścieżki w wolnej przestrzeni z powodu małych długości fal w porównaniu z pasmami mikrofalowymi i milimetrowymi. Aby zapewnić konkretny obraz, rysunek przedstawia przykład ilustrujący szybkość zaniku mocy odbieranej jako funkcję częstotliwości w zakresie od 3 do 3000 GHz, gdzie przyjmuje się, że moc odbierana na częstotliwości 3 GHz wynosi -50 dBm.



Moc spada o 20 dB na dekadę wraz ze wzrostem częstotliwości, tj. -70 dBm przy 30 GHz, -90 dBm przy 300 GHz i -110 dBm przy 3 THz.

Tłumienie atmosferyczne

Tradycyjne systemy komunikacji komórkowej działające w pasmach niskiej częstotliwości nie uwzględniały wpływu atmosferycznego podczas obliczania budżetu łącza. Jednak wszystkie fale elektromagnetyczne cierpią z powodu większego lub mniejszego tłumienia atmosferycznego z powodu pochłaniania cząsteczek gazowych, takich jak tlen i para wodna. Efekt ten znacznie się nasila przy pewnych wysokich częstotliwościach w pasmach milimetrowych i terahercowych. W warunkach czystego powietrza bez skroplonej wody w chmurach lub deszczu, pochłanianie gazów naturalnych jest dominującym efektem atmosferycznym zaniku siły propagacji fal elektromagnetycznych. Skład gazowy atmosfery, jako mieszanina różnych gatunków, jest określany głównie przez tlen cząsteczkowy i azot. Dlatego pochłanianie cząsteczek tlenu odgrywa główną rolę w tłumieniu atmosferycznym. Para wodna zawieszona w powietrzu jest składnikiem gazowym aminowym, ale zasługuje na szczególną uwagę, ponieważ jej obecność silnie wpływa na propagację promieniowania elektromagnetycznego. Jest to szczególnie główny czynnik tłumienia gazowego, dominujący w większości pasm fal milimetrowych i terahercowych, z wyjątkiem kilku określonych obszarów widmowych, w których absorpcja tlenu jest bardziej widoczna. Tłumienie gazowe powstaje w wyniku interakcji między tlenem lub cząsteczkami wody a falami elektromagnetycznymi. Przy częstotliwościach fal milimetrowych i terahercowych, promieniowanie padające powoduje przejścia obrotowe i wibracyjne w cząsteczkach słonecznych. Procesy te mają naturę kwantową, tj. ruchy cząsteczkowe zachodzą przy określonych częstotliwościach. Dlatego też, w zależności od swojej wewnętrznej struktury cząsteczkowej, składnik gazowy ma swoje szczególne linie absorpcji widmowej, składające się z częstotliwości centralnej, intensywności linii definiującej głębokość poziomu absorpcji i różnych parametrów widmowych. Linie absorpcji widmowej dla tlenu i pary wodnej podano odpowiednio w tabelach 5 i 6.

f_i	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
50.474214	0.975	9.651	6.690	0.0	2.566	6.850
50.987745	2.529	8.653	7.170	0.0	2.246	6.800
51.503360	6.193	7.709	7.640	0.0	1.947	6.729
52.021429	14.320	6.819	8.110	0.0	1.667	6.640
52.542418	31.240	5.983	8.580	0.0	1.388	6.526
53.066934	64.290	5.201	9.060	0.0	1.349	6.206
53.595775	124.600	4.474	9.550	0.0	2.227	5.085
54.130025	227.300	3.800	9.960	0.0	3.170	3.750
54.671180	389.700	3.182	10.370	0.0	3.558	2.654
55.221384	627.100	2.618	10.890	0.0	2.560	2.952
55.783815	945.300	2.109	11.340	0.0	-1.172	6.135
56.264774	543.400	0.014	17.030	0.0	3.525	-0.978
56.363399	1331.800	1.654	11.890	0.0	-2.378	6.547
56.968211	1746.600	1.255	12.230	0.0	-3.545	6.451
57.612486	2120.100	0.910	12.620	0.0	-5.416	6.056
58.323877	2363.700	0.621	12.950	0.0	-1.932	0.436
58.446588	1442.100	0.083	14.910	0.0	6.768	-1.273
59.164204	2379.900	0.387	13.530	0.0	-6.561	2.309
59.590983	2090.700	0.207	14.080	0.0	6.957	-0.776
60.306056	2103.400	0.207	14.150	0.0	-6.395	0.699
60.434778	2438.000	0.386	13.390	0.0	6.342	-2.825
61.150562	2479.500	0.621	12.920	0.0	1.014	-0.584
61.800158	2275.900	0.910	12.630	0.0	5.014	-6.619
62.411220	1915.400	1.255	12.170	0.0	3.029	-6.759
62.486253	1503.000	0.083	15.130	0.0	-4.499	0.844
62.997984	1490.200	1.654	11.740	0.0	1.856	-6.675
63.568526	1078.000	2.108	11.340	0.0	0.658	-6.139
64.127775	728.700	2.617	10.880	0.0	-3.036	-2.895
64.678910	461.300	3.181	10.380	0.0	-3.968	-2.590
65.224078	274.000	3.800	9.960	0.0	-3.528	-3.680
65.764779	153.000	4.473	9.550	0.0	-2.548	-5.002
66.302096	80.400	5.200	9.060	0.0	-1.660	-6.091
66.836834	39.800	5.982	8.580	0.0	-1.680	-6.393
67.369601	18.560	6.818	8.110	0.0	-1.956	-6.475
67.900868	8.172	7.708	7.640	0.0	-2.216	-6.545
68.431006	3.397	8.652	7.170	0.0	-2.492	-6.600
68.960312	1.334	9.650	6.690	0.0	-2.773	-6.650
118.750334	940.300	0.010	16.640	0.0	-0.439	0.079

f_j	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6
22.23508	0.1079	2.144	26.38	0.76	5.087	1
67.80396	0.0011	8.732	28.58	0.69	4.93	0.82
119.99594	0.0007	8.353	29.48	0.7	4.78	0.79
183.310087	2.273	0.668	29.06	0.77	5.022	0.85
321.22563	0.047	6.179	24.04	0.67	4.398	0.54
325.152888	1.514	1.541	28.23	0.64	4.893	0.74
336.227764	0.001	9.825	26.93	0.69	4.74	0.61
380.197353	11.67	1.048	28.11	0.54	5.063	0.89
390.134508	0.0045	7.347	21.52	0.63	4.81	0.55
437.346667	0.0632	5.048	18.45	0.6	4.23	0.48
439.150807	0.9098	3.595	20.07	0.63	4.483	0.52
443.018343	0.192	5.048	15.55	0.6	5.083	0.5
448.001085	10.41	1.405	25.64	0.66	5.028	0.67
470.888999	0.3254	3.597	21.34	0.66	4.506	0.65
474.689092	1.26	2.379	23.2	0.65	4.804	0.64
488.490108	0.2529	2.852	25.86	0.69	5.201	0.72
503.568532	0.0372	6.731	16.12	0.61	3.98	0.43
504.482692	0.0124	6.731	16.12	0.61	4.01	0.45
547.67644	0.9785	0.158	26	0.7	4.5	1
552.02096	0.184	0.158	26	0.7	4.5	1
556.935985	497	0.159	30.86	0.69	4.552	1
620.700807	5.015	2.391	24.38	0.71	4.856	0.68
645.766085	0.0067	8.633	18	0.6	4	0.5
658.00528	0.2732	7.816	32.1	0.69	4.14	1
752.033113	243.4	0.396	30.86	0.68	4.352	0.84
841.051732	0.0134	8.177	15.9	0.33	5.76	0.45
859.965698	0.1325	8.055	30.6	0.68	4.09	0.84
899.303175	0.0547	7.914	29.85	0.68	4.53	0.9
902.611085	0.0386	8.429	28.65	0.7	5.1	0.95
906.205957	0.1836	5.11	24.08	0.7	4.7	0.53
916.171582	8.4	1.441	26.73	0.7	5.15	0.78
923.112692	0.0079	10.293	29	0.7	5	0.8
970.315022	9.009	1.919	25.5	0.64	4.94	0.67
987.926764	134.6	0.257	29.85	0.68	4.55	0.9
1780	17506	0.952	196.3	2	24.15	5

Bardziej szczegółowe badanie tłumienia atmosferycznego, takiego jak wpływ mniejszych składników gazowych, jest często przeprowadzane w radioastronomii i teledetekcji ze względu na charakterystykę obserwowanych sygnałów. Jednak z perspektywy komunikacji bezprzewodowej tłumienie spowodowane przez niektóre dodatkowe gatunki molekularne, np. gatunki izotopowe tlenu, gatunki tlenu wzbudzone wibracyjnie, ozon stratosferyczny, gatunki izotopowe ozonu, gatunki ozonu wzbudzone wibracyjnie, różnorodne tlenki azotu, węgla i siarki, jest zwykle pomijalne, ponieważ reprezentuje małe wartości w porównaniu z parą wodną i tlenem. W odpowiedzi na potrzebę społeczności komunikacyjnej, aby modelować charakterystyki tłumienia gazów atmosferycznych, ITU-R przeprowadził badanie i dostarczył procedurę matematyczną w celu ustalenia tego konkretnego tłumienia. Jak wykazano w ITU-R P.676 [2019], tłumienie atmosferyczne w zakresie częstotliwości od 1 do 1000 GHz można dokładnie oszacować przy dowolnym ciśnieniu powietrza, temperaturze i wilgotności jako sumę poszczególnych linii widmowych tlenu i pary wodnej, wraz z niewielkimi dodatkowymi czynnikami dla nierezonansowego widma Debye'a tlenu poniżej 10 GHz, absorpcji azotu wywołanej ciśnieniem powyżej 100 GHz i mokrego kontinuum, aby uwzględnić nadmiar absorpcji z pary wodnej. Całkowite tłumienie gazowe γ , w decybelach na kilometr, jest wyrażone jako łączny efekt

$$\gamma = \gamma_o + \gamma_w, \quad (7)$$

gdzie γ_w jest tłumieniem spowodowanym przez parą wodną, a γ_o jest tłumieniem spowodowanym przez tlen. To ostatnie wynika z wpływu linii widmowych tlenu oraz bardzo małego kontinuum

powstającego z azotu indukowanego ciśnieniem i nierezonansowego widma Debye'a tlenu i można je określić za pomocą

$$\gamma_o = 0.182f \sum_i S_i F_i(f) + Y(f). \quad (8)$$

gdzie f przedstawia częstotliwość, S_i jest siłą i -tej linii tlenowej, a F_i oznacza współczynnik kształtu tej linii tlenowej. Siła linii jest podana przez

$$S_i = a_1 \times 10^{-7} P \theta^3 e^{a_2(1-\theta)} \quad (9)$$

gdzie P oznacza ciśnienie suchego powietrza w jednostce hektopaskala (hPa), θ jest stałą $\theta = 300/T$ z temperaturą T w skali Kelvina. Drugi element równania (8) oznacza continuum suchego powietrza wynikające z tłumienia azotu wywołanego ciśnieniem powyżej 100 GHz i nierezonansowego widma Debye'a tlenu poniżej 10 GHz. Continuum suche jest zależne od częstotliwości, jak podano w

$$Y(f) = \theta^2 P f \left\{ \frac{6.14 \times 10^{-5}}{\omega \left[1 + \left(\frac{f}{\omega} \right)^2 \right]} + \frac{1.4 \times 10^{-12} P \theta^{\frac{3}{2}}}{1 + 1.9 \times 10^{-5} f^{\frac{3}{2}}} \right\}, \quad (10)$$

gdzie ω oznacza parametr szerokości widma Debye'a, tj.

$$\omega = 5.6 \times 10^{-4} (P + E) \theta^{0.8} \quad (11)$$

a E oznacza ciśnienie parcjale pary wodnej, które jest uzyskiwane z gęstości pary wodnej ρ i temperatury T w postaci

$$E = \frac{\rho T}{216.7}. \quad (12)$$

Tymczasem współczynnik kształtu w równaniu (8) jest funkcją f , która jest dana wzorem

$$F_i(f) = \frac{f}{f_i} \left[\frac{\Delta f_o - \delta(f_i - f)}{(f_i - f)^2 + \Delta f_o^2} + \frac{\Delta f_o - \delta(f_i + f)}{(f_i + f)^2 + \Delta f_o^2} \right] \quad (13)$$

gdzie f_i oznacza częstotliwość linii widmowych tlenu, jak podano w tabeli 5, δ jest współczynnikiem korelacji wynikającym z efektu interferencji w liniach tlenowych

$$\delta = 10^{-4} \times (a_5 + a_6 \theta) (P + E) \theta^{0.8} \quad (14)$$

a Δf_o oznacza szerokość linii widmowej, tj.

$$\Delta f_o = a_3 \times 10^{-4} [P \theta^{(0.8-a_4)} + 1.1E\theta] \quad (15)$$

który należy zmodyfikować, aby uwzględnić podział Zeemana linii tlenowych, zgodnie z

$$\Delta f_o = \sqrt{\Delta f_o^2 + 2.25 \times 10^{-6}}. \quad (16)$$

Specyficzne tłumienie spowodowane parą wodną w równaniu (7) oblicza się ze wzoru

$$\gamma_w = 0.182f \sum_j T_j K_j(f), \quad (17)$$

gdzie T_j jest wytrzymałością j-tej linii pary wodnej, a K_j jest współczynnikiem kształtu dla tej linii pary wodnej. Wytrzymałość linii jest podana przez

$$T_j = b_1 \times 10^{-1} E \theta^{3.5} e^{b_2(1-\theta)}, \quad (18)$$

a współczynnik kształtu jest równy

$$K_j(f) = \frac{f}{f_j} \left[\frac{\Delta f_w}{(f_j - f)^2 + \Delta f_w^2} + \frac{\Delta f_w}{(f_j + f)^2 + \Delta f_w^2} \right], \quad (19)$$

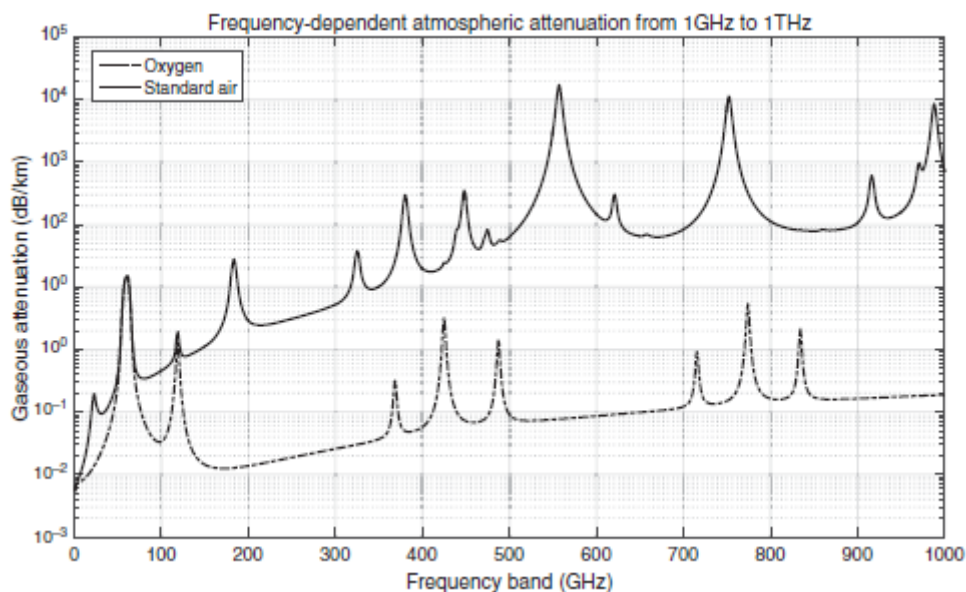
gdzie f_j oznacza częstotliwości linii pary wodnej, jak podano w tabeli 6, a Δf_w oznacza szerokość linii widmowej, tj.

$$\Delta f_w = b_3 \times 10^{-4} (P \theta^{b_4} + b_5 E \theta^{b_6}), \quad (20)$$

który należy zmodyfikować, aby uwzględnić poszerzenie linii pary wodnej spowodowane efektem Dopplera, zgodnie z

$$\Delta f_w = 0.535 \Delta f_w + \sqrt{0.217 \Delta f_w^2 + \frac{2.1316 \times 10^{-12} f_j^2}{\theta}}. \quad (21)$$

Wynikowe tłumienie atmosferyczne jako funkcja częstotliwości jest zilustrowane na rysunku , obejmującym zakres widma od 1 do 1000 GHz.



Absorpcja cząsteczek tlenu, oznaczona jako Tlen na rysunku, jest obliczana przy ciśnieniu powietrza 1013,25 hPa i temperaturze 15°C, przy założeniu, że powietrze jest idealnie suche z gęstością pary wodnej 0 g/m³. Absorpcja tlenu tworzy dwa piki przy częstotliwościach skupionych wokół 60 i 118,7 GHz, ponieważ wiele linii absorpcji tlenu łączy się tam. Używamy również Standardowego Powietrza, aby pokazać standardowe warunki atmosferyczne na poziomie morza (przy ciśnieniu powietrza 1013,25 hPa, temperaturze 15°C i gęstości pary wodnej 7,5 g/m³). Poza tymi dwoma oknami częstotliwości (tj. 60 i 118,7 GHz), absorpcja pary wodnej odgrywa dominującą rolę w tłumieniu atmosferycznym w pasmach całych mmWave i THz. Przy wysokich częstotliwościach tłumienie atmosferyczne staje się znacznie duże, odpowiadając za szczyt około 20 000 dB/km przy częstotliwościach około 560 GHz. Innymi słowy, tylko krótka odległość transmisji 10 m powoduje stratę mocy około 200 dB, co jest wartością zdecydowanie zbyt wysoką dla wdrożenia komunikacji bezprzewodowej. Natomiast tłumienie atmosferyczne w paśmie sub-6 GHz jest rzędu wielkości około 0,01 dB/km, co jest wartością nieistotną. Do tej pory jesteśmy w stanie zidentyfikować wiele okien o niskiej absorpcji dla komunikacji bezprzewodowej, pomiędzy następującymi zakresami częstotliwości:

- 30–50 GHz
- 70–110 GHz
- 130–170 GHz
- 200–310 GHz
- 330–370 GHz
- 390–440 GHz
- 625–725 GHz
- 780–910 GHz

Na przykład pasmo częstotliwości skupione wokół 150 GHz zostało już zastosowane w eksperymentalnych łączach stałych typu punkt-punkt o odległości transmisji około 1 km, gdzie tłumienie atmosferyczne wynosi rzędu wielkości około 1 dB w standardowych warunkach atmosferycznych. Ponadto przełomowa praca w Niemczech osiągnęła 40 Gb/s bezprzewodowej transmisji danych wraz z odległością 1 dB przy 240 GHz z tłumieniem atmosferycznym około 3 dB. W paśmie THz tłumienie atmosferyczne rozciąga się od 10 dB przy 350 GHz do około 80 dB przy 840 GHz. W przypadku komunikacji bezprzewodowej krótkiego zasięgu, małych komórek o ograniczonym zasięgu i nanokomunikacji takie tłumienie jest dopuszczalne i może być kompensowane przez technologie takie jak formowanie wiązek.

Efekty pogodowe

Oprócz absorpcji gazowej, pogoda jest również ważnym czynnikiem tłumienia atmosferycznego, ponieważ wymiary PHY kropeł deszczu, gradu i płatków śniegu są tego samego rzędu długości fal nośnych przy wysokich częstotliwościach. Badania w latach 70. i 80. XX wieku skupiające się na charakterystyce pogodowej łącz komunikacji satelitarnej dostarczyły wielu informacji na temat propagacji fal milimetrowych i THz w różnych warunkach pogodowych. Wyniki wykazały, że krople wody w stanie ciekłym, w przeciwieństwie do cząsteczek wody narzucających tłumienie gazowe, zarówno w postaci zawieszonych cząstek w chmurach, jak i deszczowych hydrometeorów, zasługują na szczególną uwagę w miarę wzrostu częstotliwości [Crane, 1980]. Z jednej strony chmura, która jest agregatem maleńkich kropelek wody (powyżej 0 °C) lub kryształków lodu (-40°C i -20°C) powoduje utratę energii na falach elektromagnetycznych przechodzących przez nią w troposferze na różnych

wysokościach. Z drugiej strony, krople wody w postaci deszczu, mgły, gradu i śniegu powodują nadmierne niepożądane straty sygnału na ścieżkach propagacji fal milimetrowych i terahercowych przez dolną atmosferę. Wymiary cząstek wody w chmurach wahają się od minimum około 1–30 μm , podczas gdy rozmiar kryształków lodu waha się od 0,1 do 1 mm. Krople deszczu są spłaszczonymi sferoidami o promieniach do kilkudziesięciu milimetrów lub ogólnie idealnymi kulami o promieniach poniżej 1 mm. Rozmiar kropli wody jest porównywalny z długościami fal o częstotliwościach mmWave (1–10 mm) i długościami fal w paśmie THz (0,1–1 mm). W konsekwencji krople wody tłumią energię fal elektromagnetycznych w tych pasmach poprzez absorpcję i rozpraszanie. Z perspektywy sieci naziemnych tłumienie chmur nie stanowi problemu, ponieważ prawdopodobieństwo przejścia sygnału przez chmurę jest stosunkowo bardzo niskie. Analiza efektów pogodowych w tej książce skupi się na tłumieniu spowodowanym opadami deszczu. Tłumienie deszczu jest funkcją odległości, szybkości opadów i średniego wymiaru kropli deszczu, które można oszacować za pomocą modeli tłumienia, takich jak [ITU-R P.838, 2005]. Takie tłumienie można traktować jako dodatkową stratę, która jest po prostu dodawana do strat ścieżki wolnej przestrzeni i absorpcji gazowej. Pomiar przy 28 GHz wykazał, że intensywne opady deszczu o szybkości opadów większej niż 25 mm/h powodują tłumienie około 7 dB/km. Ekstremalne tłumienie do 50 dB/km występuje przy określonej częstotliwości 120 GHz i ekstremalnej szybkości opadów 100–150 mm/h. Jako regułę można przyjąć, że deszcz powoduje nadmierne tłumienie wynoszące około 10–20 dB na dystansie 1 km w paśmie THz. W ITR-R udostępniono procedurę przybliżania tego konkretnego tłumienia w kategoriach natężenia deszczu R w milimetrach na godzinę (mm/h) przy użyciu równania o niskim poborze mocy

$$\gamma_R = k(f)R^{\alpha(f)}. \quad (22)$$

Dwa współczynniki zależne od częstotliwości, k i α , które zostały opracowane na podstawie dopasowania krzywej do współczynników o niskiej mocy uzyskanych z obliczeń rozpraszania, są określane jako funkcja częstotliwości f w jednostce GHz, tj.

$$k = 10 \left\{ \sum_{j=1}^4 \left(a_j \exp \left[- \left(\frac{\lg(f) - b_j}{c_j} \right)^2 \right] \right) + m_k \lg(f) + n_k \right\}, \quad (23)$$

i

$$\alpha = \sum_{i=1}^5 \left(a_i \exp \left[- \left(\frac{\lg(f) - b_i}{c_i} \right)^2 \right] \right) + m_\alpha \lg(f) + n_\alpha. \quad (24)$$

W równaniu (23) k może być stałą dla polaryzacji poziomej k_H lub stałą dla polaryzacji pionowej k_V , a w równaniu (24) α może być wartościami polaryzacji poziomej α_H lub polaryzacji pionowej α_V , które podano w tabeli 7.

	j	a_j	b_j	c_j	m_k	n_k
k_H	1	-5.3398	-0.1001	1.1310	-0.1896	0.7115
	2	-0.3535	1.2697	0.4540		
	3	-0.2379	0.8604	0.1535		
	4	-0.9416	0.6455	0.1682		
k_V	1	-3.8060	0.5693	0.8106	-0.1640	0.6330
	2	-3.4497	-0.2291	0.5106		
	3	-0.3990	0.7304	0.1190		
	4	0.5017	1.0732	0.2720		
	i	a_i	b_i	c_i	m_α	n_α
α_H	1	-0.1432	1.8244	-0.5519	0.6785	-1.9554
	2	0.2959	0.7756	0.1982		
	3	0.3218	0.6377	0.1316		
	4	-5.3761	-0.9623	1.4783		
	5	16.1721	-3.2998	3.4399		
α_V	1	-0.0777	2.3384	-0.7628	-0.0537	0.8343
	2	0.5673	0.9555	0.5404		
	3	-0.2024	1.1452	0.2681		
	4	-48.2991	0.7917	0.1162		
	5	48.5833	0.7915	0.1165		

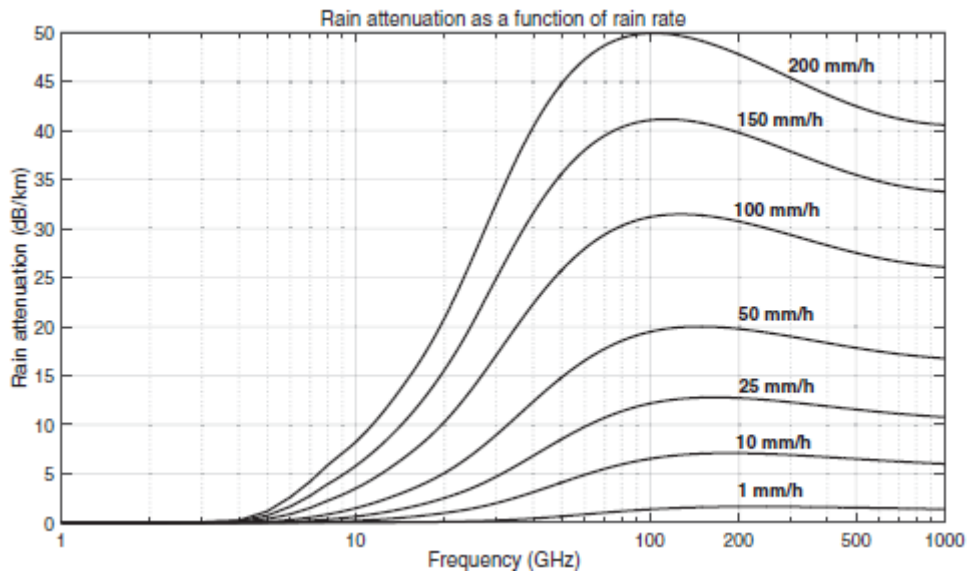
W przypadku polaryzacji liniowej i kołowej oraz dla wszystkich geometrii ścieżek k i α można obliczyć za pomocą

$$k = \frac{[k_H + k_V + (k_H - k_V)\cos^2(\theta)\cos(2\tau)]}{2}, \quad (25)$$

i

$$\alpha = \frac{[k_H\alpha_H + k_V\alpha_V + (k_H\alpha_H - k_V\alpha_V)\cos^2(\theta)\cos(2\tau)]}{2k}, \quad (26)$$

gdzie θ oznacza kąt elewacji ścieżki, a τ jest kątem nachylenia polaryzacji. Wynikowe tłumienie deszczu wyprowadzone z tego modelu ITU-R jest zilustrowane na rysunku,



w kategoriach częstotliwości w zakresie od 1 do 1000 GHz i natężenia deszczu od lekkiego deszczu (1 mm/h) do silnego deszczu (200 mm/h). Należy zauważyć, że na tym rysunku zakładamy $\theta = 90^\circ$ dla łączy bezprzewodowych w sieciach naziemnych. Oprócz modelu ITU-R istnieją inne modele, takie jak uproszczony model podany przez Smulders i Correia , tj.

$$\lambda_{[\text{dB/km}]}(f_{[\text{GHz}]}, R) = k(f)R^{\alpha(f)}, \quad (27)$$

gdzie

$$k(f) = 10^{1.203 \lg(f) - 2.290} \quad (28)$$

i

$$\alpha(f) = 1.703 - 0.493 \lg(f). \quad (29)$$

Z perspektywy komunikacji satelitarnej tłumienie pogodowe sprawia, że transmisja bezprzewodowa jest niepewna, jeśli nie bezużyteczna, ze względu na dużą odległość łączy satelitarnego. Jednak naziemna komunikacja mobilna THz z małymi rozmiarami komórek jest wykonalna (biorąc pod uwagę maksymalną stratę kilku decybeli w odległości 100 m), szczególnie gdy stosuje się duże układy antenowe w celu skompensowania takiej nadmiernej straty.

Blokada

Ze względu na kurczenie się długości fali w paśmie THz, rozmiar otaczających obiektów PHY staje się stosunkowo wystarczająco duży, aby rozproszyć sygnał, a zwykłe powierzchnie stają się zbyt szorstkie, aby uzyskać odbicie lustrzane. W konsekwencji transmisja THz w dużym stopniu zależy od dostępności łączy LOS. Niemniej jednak bezpośrednia ścieżka między nadajnikiem a odbiornikiem może zostać łatwo zablokowana przez obiekty lub ludzi pomiędzy nimi. Sygnały terahercowe i ich odpowiedniki mmWave są bardzo podatne na blokady powodowane przez budynki, meble, pojazdy, liście, a nawet ludzi, w porównaniu z sygnałami o niższych częstotliwościach. Pojedyncza blokada może prowadzić do utraty mocy o kilkadziesiąt dB. Na przykład obecność roślinności może powodować utratę liści pod względem głębokości roślinności. Tłumienie 17, 22 i 25 dB obserwuje się odpowiednio przy 28, 60 i 90 GHz. Ponadto obecność ludzi ma głębszy wpływ ze względu na dynamiczny ruch ludzi. Zanikanie

sygnałów THz przypisywane blokadzie własnego ciała zmienia się nieustannie z zakresem dynamiki do 35 dB. Blokady te mogą drastycznie osłabić siłę sygnału, a nawet doprowadzić do całkowitego zaniku zasilania. Dlatego konieczne jest wyjaśnienie cech blokady i znalezienie skutecznych rozwiązań, aby uniknąć blokady lub szybko odzyskać połączenie, gdy łącze zostanie zablokowane. Modelowanie statystyczne można zastosować w celu ilościowego określenia wpływu blokady, np. modelując blokadę własnego ciała za pomocą modelu Boole'a, w którym człowiek jest przetwarzany jako trójwymiarowy cylinder, którego centra tworzą dwuwymiarowy (2D) proces punktów Poissona (PPP). W środowiskach wewnętrznych blokada własnego ciała była również modelowana jako 2D okręgi o stałym promieniu r , których centra tworzą PPP. Model prawdopodobieństwa LOS zakłada, że łącze o odległości d będzie LOS z prawdopodobieństwem $p_L(d)$ i NLOS w przeciwnym razie. Wyrażenia $p_L(d)$ są zwykle uzyskiwane empirycznie dla różnych ustawień. Prawdopodobieństwo LOS dla związku LOS z blokadą własnego ciała można oszacować za pomocą metody Tripathi .

$$p_L = 1 - e^{-\mu(nd + \pi r^2)} \quad (30)$$

gdzie μ oznacza gęstość blokad, a d jest odległością 2D w metrach. W przypadku scenariusza makrokomórki miejskiej zdefiniowanego w 3GPP prawdopodobieństwo LOS wynosi

$$p_L(d) = \min\left(\frac{d_1}{d}, 1\right) \left(1 - e^{-\frac{d}{d_2}}\right) + e^{-\frac{d}{d_2}}, \quad (31)$$

gdzie d_1 i d_2 to parametry dopasowania, odpowiednio równe 18 i 63 m. Ten sam model można zastosować również w scenariuszu mikrokomórki miejskiej, gdzie $d_2 = 36$ m. Istnieją pewne różnice w wyrażeniach prawdopodobieństwa LOS w różnych kampaniach pomiaru kanału i środowiskach. Na przykład model prawdopodobieństwa LOS opracowany przez NYU to

$$p_L(d) = \left(\min\left(\frac{d_1}{d}, 1\right) \left(1 - e^{-\frac{d}{d_2}}\right) + e^{-\frac{d}{d_2}}\right)^2, \quad (32)$$

gdzie parametry dopasowania $d_1 = 20$ m i $d_2 = 160$ m, odpowiednio. W sieci komórkowej z losowymi prostokątnymi blokadami, gdzie blokady są modelowane jako proces Boole'a, prawdopodobieństwo LOS jest podane przez

$$p_L(d) = e^{-\beta d}, \quad (33)$$

z

$$\beta = \frac{2\mu(E[W] + E[L])}{\pi}, \quad (34)$$

gdzie L i W to długość i szerokość typowej prostokątnej blokady.

Duża fluktuacja kanału

Gdy stacja ruchoma porusza się z prędkością v wzdłuż ścieżki, która ma kąt przestrzenny θ z propagacją sygnału, powoduje to różnicę w długościach ścieżki, tj. $\Delta d = v \Delta t \cos \theta$. Ze względu na różnicę w odległościach propagacji występuje zmiana fazy

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta d}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t \cos \theta}{\lambda}, \quad (35)$$

i dlatego przesunięcie Dopplera

$$f_d = \frac{\Delta \phi}{2\pi \Delta t} = \frac{v \cos \theta}{\lambda}. \quad (36)$$

Otrzymany sygnał zostanie poszerzony w dziedzinie częstotliwości w zakresie od $f_c + v/\lambda$, gdy stacja ruchoma porusza się dokładnie w kierunku nadajnika, do $f_c - v/\lambda$, gdy stacja ruchoma porusza się dokładnie od nadajnika. Następnie rozproszenie Dopplera

$$D_s = 2f_m \quad (37)$$

jest zdefiniowany jako miara poszerzenia widmowego spowodowanego przez względny ruch, gdzie $f_m = v/\lambda$ oznacza maksymalne przesunięcie Dopplera. Przesyłając sygnał sinusoidalny $\cos 2\pi f_c t$, przesunięcie Dopplera powoduje zmianę fazy na każdej ścieżce, np. $2\pi f_d \tau_i(t)$ na ścieżce i , a zatem zmianę fazy znacząco w przedziale czasowym $\Delta \tau = 1/2f_d$. Gdy składowe wielodrogowe łączą się w odbiorniku, takie zmiany fazy wpływają na ich konstruktywną i destruktywną interferencję. Dzieje się to w przedziale czasowym

$$T_c = \frac{1}{4D_s} = \frac{1}{8f_m}, \quad (38)$$

który jest nazywany czasem koherencji, aby scharakteryzować czas trwania, w którym odpowiedź kanału może być uważana za niezmienną. Jest to dość przybliżona relacja i istnieją inne definicje, takie jak

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m}, \quad (39)$$

lub

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m}. \quad (40)$$

Niezależnie od różnorodności definicji, kluczową wiedzą, którą należy rozpoznać, jest to, że spójność czasowa jest określana głównie przez rozproszenie Dopplera w relacji wzajemnej, tj. im większe rozproszenie Dopplera, tym mniejsza spójność czasowa. W zależności od tego, jak szybko zmienia się przesyłany sygnał pasma podstawowego w stosunku do szybkości zanikania kanału, kanały bezprzewodowe można podzielić na powolne zanikanie i szybkie zanikanie. W powolnym zanikaniu okres symbolu jest znacznie mniejszy niż czas koherencji

$$T_s \ll T_c \quad (41)$$

Możemy założyć, że kanał jest stały w wielu okresach symboli w dziedzinie czasu, a rozproszenie Dopplera może być pomijalne w porównaniu z szerokością pasma sygnału. W szybkim zanikaniu, gdzie

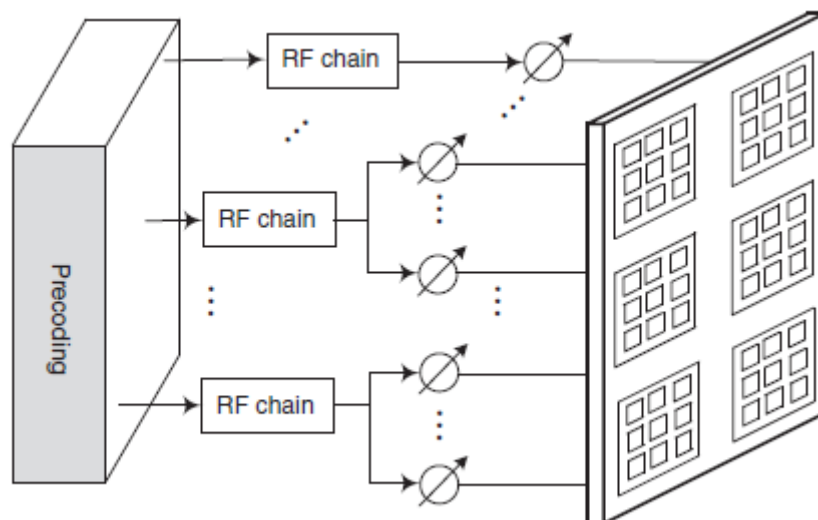
$$T_s > T_c \quad (42)$$

gdzie odpowiedź kanału zmienia się w pojedynczym okresie symbolu, podczas gdy dyspersja częstotliwości spowodowana rozproszeniem Dopplera jest znaczna. Z równania (36) wiemy, że efekt Dopplera zwiększa się wraz ze zmniejszaniem się długości fali. W konsekwencji kanał THz wykazuje bardziej znaczące wahania w porównaniu z bezprzewodowymi kanałami mikrofalowymi, a nawet kanałami mmWave. Gdy nadajnik oddala się od odbiornika ze stałą prędkością 1 m/s, generuje przesunięcie Dopplera o około 200 Hz w paśmie fal milimetrowych 60 GHz. Wartość ta wzrośnie do 2000 Hz w paśmie terahercowym 600 GHz. Przy projektowaniu transceivera THz należy uwzględnić wpływ tak dużych przesunięć Dopplera.

Formowanie wiązki za pomocą macierzy podtablic

W porównaniu ze swoimi odpowiednikami mmWave, sygnały terahercowe cierpią na poważniejszą stratę rozprzestrzeniania się w wolnej przestrzeni, ponieważ uzyskana moc jest proporcjonalna do apertury anteny odbiorczej. Ponadto tłumienie atmosferyczne staje się znacznie poważniejsze w paśmie terahercowym, ponieważ absorpcja pary wodnej i cząsteczek tlenu jest znacząca. Konkretnie, tłumienie może osiągnąć setki dB na kilometr, podczas gdy mmWave wynosi zaledwie kilkadziesiąt dB na kilometr. Ponadto, ze względu na niewielkie długości fal w paśmie terahercowym, straty odbicia i rozpraszania wzdłuż ścieżki propagacji są bardziej znaczące niż w przypadku mmWave. Zatem transmisja sygnału terahercowego ma mniej ścieżek i jest rzadsza niż mmWave w domenie kątowej. W związku z tym komunikacja terahercowa jest dominująca w LOS, gdzie moc nadawania koncentruje się na ścieżce LOS, a luka mocy między ścieżkami LOS i NLOS staje się większa. Przy większej stracie odbicia i mniejszej liczbie promieni, ogólny kątowy rozrzut sygnałów terahercowych jest mały. Na przykład maksymalny kątowy rozrzut wynoszący 40° został zaobserwowany w środowiskach wewnętrznych w paśmie terahercowym, podczas gdy do 120° w scenariuszach wewnętrznych przy częstotliwościach mmWave 60 GHz. Aby przezwyciężyć tę dużą stratę propagacji, technika kształtowania wiązki jest niezbędna do zastosowania w systemach komunikacji terahercowej. Dzięki małym długościom fal, duża liczba elementów antenowych może być ściśle upakowana w małym urządzeniu, aby generować duże wzmocnienia mocy. W pełni cyfrowe kształtowanie wiązki tworzy pożądaną wiązkę poprzez proste pomnożenie przesyłanego sygnału przez wektor ważenia w paśmie podstawowym. Prowadzi to jednak do nieoptymalnego zużycia energii i kosztów sprzętowych dla transceivera wyposażonego w duży układ antenowy. Dlatego też inna forma techniczna, która może obniżyć złożoność implementacji, zwana analogowym kształtowaniem wiązki, była szeroko badana w komunikacji mmWave. Dzięki zastosowaniu analogowych przesuwników fazowych do dopasowania faz sygnałów, analogowe formowanie wiązki wymaga tylko jednego łańcucha częstotliwości radiowych (RF) do sterowania wiązką, co prowadzi do niskich kosztów sprzętu i zużycia energii. Jednak ponieważ obwód analogowy może tylko częściowo dostosować fazy sygnałów, trudno jest odpowiednio dostosować wiązkę do konkretnych warunków kanału, co prowadzi do znacznej utraty wydajności. Ponadto w pełni analogowa architektura może obsługiwać tylko transmisję pojedynczego strumienia, która nie może osiągnąć wzmocnienia multipleksowania w celu poprawy wydajności widmowej. Biorąc pod uwagę ograniczenia sprzętowe, hybrydowa architektura cyfrowo-analogowa jest najlepszym wyborem dla terahercowych systemów antenowych na dużą skalę, a nie w pełni cyfrowa lub w pełni analogowa architektura z perspektywy kompromisu wydajności i złożoności. Kluczowym pomysłem jest podzielenie konwencjonalnego przetwarzania pasma podstawowego na dwie części: przetwarzanie sygnału analogowego o dużej wielkości (realizowane przez obwód analogowy) i przetwarzanie sygnału cyfrowego o zmniejszonych wymiarach (wymagające tylko kilku łańcuchów RF). Ponieważ liczba efektywnych rozpraszaczy przy częstotliwościach mmWave i THz jest często niewielka, liczba strumieni danych jest na ogół znacznie mniejsza niż liczba anten. W konsekwencji hybrydowe formowanie wiązki może znacznie zmniejszyć wymaganą liczbę łańcuchów RF, co skutkuje prostym sprzętem i niskim zużyciem energii. W architekturze hybrydowej elementy antenowe można połączyć z łańcuchami RF

na dwa typowe sposoby, tj. w pełni połączone (FC) i Array-of-Subarrays (AoSA). W strukturze FC sygnał łańcucha RF promieniuje nad wszystkimi elementami antenowymi za pośrednictwem indywidualnej grupy przesuwników fazowych i odpowiadających im łączników sygnału. Natomiast w przypadku struktury AoSA łańcuch RF w unikalny sposób napędza rozłączny podzbiór anten, z których każda jest przyłączona do wyłącznego przesuwnika fazowego. W konsekwencji elementy antenowe są współdzielone między różnymi łańcuchami RF w przypadku w pełni połączonej struktury, podczas gdy Antenna Subarray (AS) jest dostępna tylko dla jednego określonego łańcucha RF w przypadku struktury array-of-subarrays. W szczególności w przypadku struktury FC typowy łańcuch RF powinien mieć zdolność do napędzania całej dużej macierzy antenowej, co jest agresywne pod względem mocy, biorąc pod uwagę ograniczoną moc generowaną przez źródła terahercowe i może również skutkować wysokimi stratami. Ponadto użycie dużej liczby przesuwników fazowych i łączników zwiększy zużycie energii. Jednak przetwarzanie sygnału jest wykonywane na poziomie podmacierzy przy użyciu odpowiedniej liczby anten dla struktury AoSA. Dlatego przy mniejszej liczbie przesuwników fazowych złożoność sprzętu, zużycie energii i utrata mocy sygnału mogą zostać drastycznie zmniejszone. Ponadto wzmocnienie mocy, wzmocnienie multipleksowania i wzmocnienie różnorodności przestrzennej można wspólnie uzyskać poprzez współpracę z prekodowaniem w paśmie podstawowym, jak pokazano na rysunku.



Rozważmy trójwymiarowy ultramasywny system MIMO, który integruje bardzo dużą liczbę plazmonicznych nano-anten w bardzo kompaktowej obudowie przy użyciu nanomateriałów, takich jak grafen. Tablica antenowa składa się z aktywnych elementów grafenowych na wspólnej metalicznej warstwie uziemiającej, z warstwą dielektryczną pomiędzy nimi. Załóżmy, że tablica po stronie nadajnika i odbiornika składa się odpowiednio z podtablic $M_t \times N_t$ i $M_r \times N_r$, a każda podtablica składa się z elementów antenowych $Q \times Q$. W konsekwencji wynikową konfigurację można przedstawić jako system MIMO $M_t N_t Q^2 \times M_r N_r Q^2$ poprzez wektoryzację 2D indeksów anteny po każdej stronie. Taki podwójnie masywny system MIMO różni się od konwencjonalnego masywnego MIMO, który stosuje tablicę wielkoskalową z ogromną liczbą elementów tylko po stronie stacji bazowej, aby obsługiwać wielu użytkowników za pomocą jednej lub kilku anten. Transmisja sygnału THz jest LOS-ominant ze względu na ograniczone odbicie oraz pomijalne rozproszenia i dyfrakcyjne składniki. W konsekwencji transmisję Los pojedynczej nośnej w kanale o płaskiej częstotliwości można modelować w następujący sposób

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}_r^H \mathbf{H} \mathbf{W}_t^H \mathbf{x} + \mathbf{W}_r^H \mathbf{n}, \quad (43)$$

gdzie $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_s}]^T$ jest wektorem symboli niosącym informację, $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ oznacza odebrany wektor symboli, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_r N_r \times M_t N_t}$ wyraża macierz kanału, $\mathbf{W}_t \in \mathbb{C}^{N_s \times M_t N_t}$ i $\mathbf{W}_r \in \mathbb{C}^{M_r N_r \times N_s}$ oznaczają odpowiednio macierze prekodowania i łączenia, a $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M_r N_r \times 1}$ jest wektorem szumu addytywnego. Zakłada się, że każde Stowarzyszenie Standardów (SA) tworzy pojedynczy wzór wiązki, a zatem odpowiedź kanału między SA (m_t, n_t) i (m_r, n_r) jest definiowana jako

$$h_{(m_r, n_r, m_t, n_t)} = \mathbf{a}_r^H(\phi_r, \theta_r) G_r \alpha_{(m_r, n_r, m_t, n_t)} G_t \mathbf{a}_t^H(\phi_t, \theta_t), \quad (44)$$

dla $1 \leq m_t \leq M_t$, $1 \leq m_r \leq M_r$, $1 \leq n_t \leq N_t$ i $1 \leq n_r \leq N_r$, gdzie α jest wzmocnieniem ścieżki LOS, G_t i G_r są wzmocnieniami anteny nadawczej i odbiorczej wzoru Friis Free-Space podanego w równaniu (5), \mathbf{a}_t i \mathbf{a}_r oznaczają wektory sterujące nadawczego i odbiorczego SA, ϕ jest kątem azymutu, a θ jest kątem elewacji ścieżki propagacji. Pomijając wpływ wzajemnego sprzężenia między elementami anteny, idealny wektor sterujący nadawczego SA można wyrazić wzorem

$$\mathbf{a}_0(\phi_t, \theta_t) = \frac{1}{Q} [e^{j\Phi_{1,1}}, \dots, e^{j\Phi_{1,Q}}, e^{j\Phi_{2,1}}, \dots, e^{j\Phi_{Q,1}}, \dots, e^{j\Phi_{Q,Q}}]^T \quad (45)$$

gdzie $\Phi_{p,q}$ odpowiada różnicy faz elementu anteny (p, q) , zgodnie z definicją

$$\begin{aligned} \Phi_{(p,q)}(\phi_t, \theta_t) &= \psi_x^{(p,q)} \frac{2\pi}{\lambda} \cos \phi_t \sin \theta_t \\ &+ \psi_y^{(p,q)} \frac{2\pi}{\lambda} \sin \phi_t \sin \theta_t + \psi_z^{(p,q)} \frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta_t, \end{aligned} \quad (46)$$

gdzie $\psi^{(p,q)}_x$, $\psi^{(p,q)}_y$ i $\psi^{(p,q)}_z$ są współrzędnymi położenia elementów w przestrzeni trójwymiarowej. Po stronie odbiornika, $\mathbf{a}_0(\phi_r, \theta_r)$ może być zdefiniowane w podobny sposób. Załóżmy, że pożądana wiązka

dla nadawczego SA ma kąt odejścia oznaczony przez $(\hat{\phi}_t, \hat{\theta}_t)$, optymalny wektor ważenia jest określany przez

$$\mathbf{w}_t = \mathbf{a}_t(\hat{\phi}_t, \hat{\theta}_t), \quad (47)$$

który otrzymuje się przez podstawienie $(\hat{\phi}_t, \hat{\theta}_t)$ do równania (46), tj.

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{(p,q)}(\hat{\phi}_t, \hat{\theta}_t) &= \psi_x^{(p,q)} \frac{2\pi}{\lambda} \cos \hat{\phi}_t \sin \hat{\theta}_t \\ &+ \psi_y^{(p,q)} \frac{2\pi}{\lambda} \sin \hat{\phi}_t \sin \hat{\theta}_t + \psi_z^{(p,q)} \frac{2\pi}{\lambda} \cos \hat{\theta}_t. \end{aligned} \quad (48)$$

Otrzymany wzór wiązki można następnie wyrazić wzorem

$$\begin{aligned} g_t(\phi, \theta) &= \mathbf{w}_t^H \mathbf{a}_t(\phi, \theta) \\ &= \frac{1}{\sqrt{M_t N_t}} \sum_{m_r=1}^{M_t} \sum_{n_r=1}^{N_t} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} [\Phi_{(p,q)}(\phi_t, \theta_t) - \hat{\Phi}_{(p,q)}(\hat{\phi}_t, \hat{\theta}_t)]} \end{aligned}$$

co oznacza, że maksymalny zysk mocy $M_t N_t$ występuje w pożądanym kierunku $(\hat{\phi}_t, \hat{\theta}_t)$. Podobnie wektor ważenia dla SA odbioru jest podany przez $\mathbf{w}_r = \mathbf{a}_r(\hat{\phi}_r, \hat{\theta}_r)$ z kątami nadejścia $(\hat{\phi}_r, \hat{\theta}_r)$,

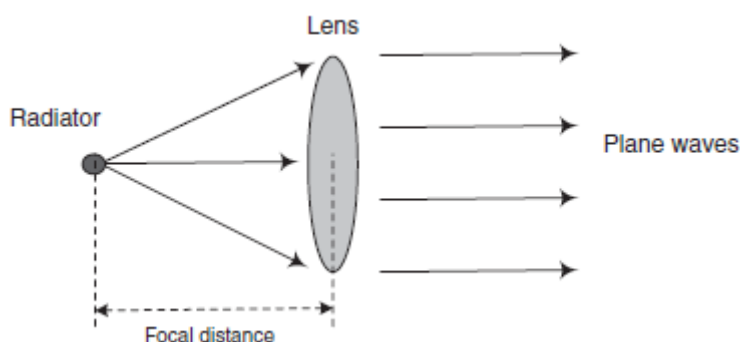
, co skutkuje maksymalnym zyskiem mocy $M_r N_r$ pod kątem nadejścia ścieżki LOS $(\hat{\phi}_r, \hat{\theta}_r)$.

Antena soczewkowa

Antena komunikacji THz musi być wysoce kierunkowa, aby złagodzić poważne tłumienie propagacji spowodowane utratą ścieżki w wolnej przestrzeni, absorpcją atmosferyczną i tłumieniem opadów deszczu. Prosty sposób jest zastosowanie dużej macierzy antenowej w celu wygenerowania wysokiego wzmocnienia formowania wiązki w celu skompensowania takiej straty. Chociaż hybrydowa architektura cyfrowo-analogowa może obniżyć wymaganą liczbę łańcuchów RF, złożoność sprzętu i zużycie energii hybrydowego formowania wiązki nadal stanowią wyzwanie ze względu na potrzebę dużej liczby analogowych komponentów RF (np. analogowych przesuwników fazowych). Niektóre badania wykazały, że moc pobierana przez przesuwniki fazowe (i ich wzmacniacze o zmiennym wzmocnieniu) staje się krytyczna. Problem ten pogłębia się w architekturze hybrydowej, ponieważ liczba analogowych przesuwników fazowych może być wielokrotnością liczby łańcuchów RF i anten. Komunikacja wysokoczęstotliwościowa jest pozbawiona przełomowej technologii antenowej. Dlatego obiecujące, niedrogi rozwiązanie dla wysokich częstotliwości i wysoce kierunkowych anten zwane anteną soczewkową przyciąga uwagę badaczy.

Załamanie fal radiowych

Antena soczewkowa to szczególna antena, która wykorzystuje ukształtowany kawałek materiału radioprzepuszczalnego, aby zginać i koncentrować fale elektromagnetyczne przez załamanie, tak jak soczewka optyczna robi to w przypadku światła widzialnego. Zazwyczaj składa się z emitera emitującego fale radiowe i kawałka materiału dielektrycznego lub kompozytowego przed emitерem jako soczewki skupiającej, aby zmusić fale radiowe do wąskiej wiązki. Odwrotnie, soczewka kieruje przychodzące fale radiowe do podajnika w antenie odbiorczej, zamieniając indukowane fale elektromagnetyczne na prądy elektryczne. Aby wygenerować wąskie wiązki, soczewka musi być znacznie większa niż długość fali fal elektromagnetycznych. Dlatego antena soczewkowa jest bardziej odpowiednia do komunikacji mmWave i THz, z małymi długościami fal. Podobnie jak soczewka optyczna, fale radiowe mają inną prędkość w materiale soczewki niż w wolnej przestrzeni, tak że zmienna grubość soczewki opóźnia fale przechodzące przez nią o różne wartości, zmieniając kształt czoła fali i kierunek fal, jak pokazano na rysunku.

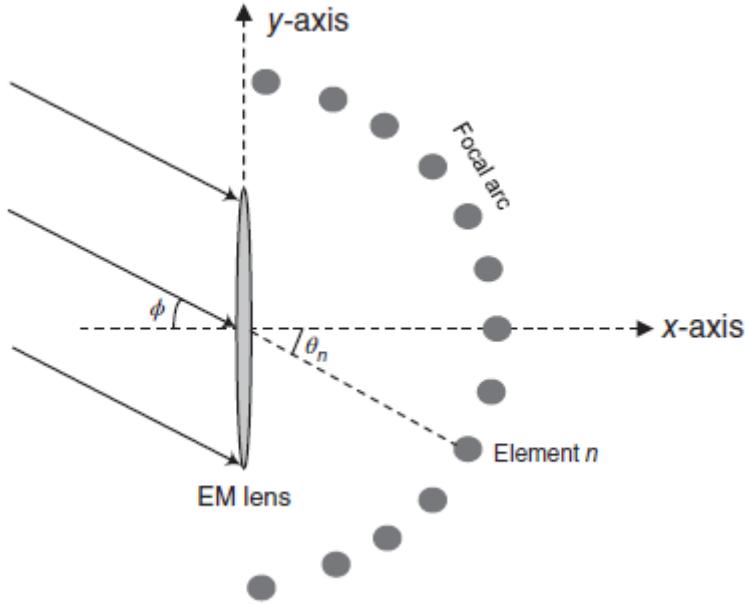


Pierwsze eksperymenty z wykorzystaniem soczewek do załamania i skupiania fal radiowych miały miejsce podczas najwcześniejszych badań nad falami radiowymi w latach 90. XIX wieku (odnosząc się do Wikipedii). James Clerk Maxwell przewidział istnienie fal elektromagnetycznych w 1873 roku i zaproponował wniosek, że światło widzialne składa się z fal elektromagnetycznych o małych długościach fal. W 1887 roku Heinrich Hertz pomyślnie udowodnił istnienie fal elektromagnetycznych,

odkrywając fale radiowe. Wcześni naukowcy uważali fale radiowe za formę niewidzialnego światła. Aby zweryfikować teorię Maxwella, że światło jest falami elektromagnetycznymi, badacze ci skupili się na powielaniu klasycznych eksperymentów optycznych z falami radiowymi o krótkiej długości fali, dyfraktując je za pomocą różnych soczewek. Hertz jako pierwszy zademonstrował zjawisko załamania fal radiowych przy częstotliwości 450 MHz za pomocą pryzmatu. Eksperymenty te potwierdziły, że zarówno światło widzialne, jak i fale radiowe składają się z fal elektromagnetycznych przewidzianych przez Maxwella, różniących się jedynie częstotliwością. Wykonalność koncentracji fal radiowych poprzez wtłoczenie ich w wąską wiązkę jako fal świetlnych w soczewce optycznej przyciągnęła zainteresowanie wielu badaczy w tamtym czasie. W 1889 roku Oliver Lodge i James L. Howard próbowali załamać fale 300 MHz za pomocą soczewek cylindrycznych, ale nie udało im się znaleźć efektu ogniskowania, ponieważ sprzęt był mniejszy od długości fali. W 1894 roku Lodge pomyślnie skupił fale radiowe na 4 GHz za pomocą soczewki szklanej. W tym samym roku indyjski fizyk Jagadish Chandra Bose skonstruował anteny soczewkowe w swoich eksperymentach mikrofalowych w zakresie 6–60 GHz, używając cylindrycznej soczewki siarkowej do kolimacji wiązki mikrofalowej i opatentował antenę odbiorczą składającą się ze szklanej soczewki skupiającej mikrofałe na detektorze kryształowym. W 1894 roku Augusto Righi skupił fale radiowe na 12 GHz za pomocą soczewek 32 cm w swoich eksperymentach mikrofalowych na Uniwersytecie Bolońskim. Rozwój nowoczesnych anten soczewkowych nastąpił podczas znacznej ekspansji badań nad technologią mikrofalową w okresie II wojny światowej w celu opracowania radaru wojskowego. W 1946 roku R. K. Luneberg wynalazł słynną soczewkę Luneberga, która znalazła zastosowanie jako reflektor radarowy, czasami mocowany do myśliwców stealth, aby ułatwić ich wykrycie podczas operacji szkoleniowych lub ukryć ich prawdziwy sygnał elektromagnetyczny.

Soczewkowa antena macierzowa

Oprócz anten soczewkowych opracowano zaawansowaną strukturę antenową zwaną soczewkową anteną macierzową. Soczewka soczewkowa antenowa zazwyczaj składa się z dwóch głównych komponentów: soczewki elektromagnetycznej (EM) i macierzy z elementami antenowymi umieszczonymi w obszarze ogniskowym soczewki. Soczewki EM mogą być implementowane na różne sposoby, np. materiały dielektryczne, linie transmisyjne o zmiennej długości oraz okresowe struktury indukcyjne i pojemnościowe. Pomimo różnych implementacji, funkcją soczewek EM jest zapewnienie zmiennego przesunięcia fazowego dla fal elektromagnetycznych pod różnymi kątami. Innymi słowy, soczewkowa antena macierzowa może kierować sygnały emitowane z różnych anten nadawczych do różnych wiązek o wystarczająco oddzielonych kątach wyjścia. Odwrotnie, soczewkowa antena macierzowa w odbiorniku może koncentrować sygnały padające z wystarczająco oddzielonych kierunków do różnych anten odbiorczych. Tę macierz można zastosować w systemach Massive MIMO w celu uzyskania znacznych zysków wydajnościowych oraz niższych kosztów i złożoności w porównaniu z konwencjonalną macierzą. Bez utraty ogólności, patrz Zeng i Zhang, rozważana jest tylko płaszczyzna azymutu poprzez umieszczenie płaskiej soczewki EM o rozmiarze $D_y \times D_z$ i pomijalnej grubości, wyśrodkowanej w punkcie początkowym na płaszczyźnie y - z . Elementy anteny znajdują się na łuku ogniskowym soczewki w płaszczyźnie azymutu, jak pokazano na rysunku .



Współrzędna typowego elementu n , gdzie $n \in \{0, \pm 1, \dots, \pm(N-1)/2\}$ i N oznacza całkowitą liczbę elementów anteny (przyjmując, że jest nieparzysta), może być wyrażona przez $x_n = F \cos \theta_n$, $y_n = -F \sin \theta_n$ i $z_n = 0$ przy ogniskowej soczewki F i kącie n -tego elementu względem osi x $\theta_n \in [\pi/2, \pi/2]$. Odstęp między elementami jest krytyczny, tzn. elementy są umieszczone na łuku ogniskowym tak, aby $\bar{\theta}_n = \sin \theta_n$ były równomiernie rozmieszczone w przedziale $[-1, 1]$ jako

$$\bar{\theta}_n = \frac{n}{\bar{D}}, \quad (50)$$

gdzie $\bar{D} = D_y/\lambda$ jest wymiarem soczewki w płaszczyźnie azymutu znormalizowanym przez długość fali nośnej λ . Jeśli fala płaska dociera pod kątem padania ϕ , sygnał uderzający w środek soczewki wynosi $r_0(\phi)$, a otrzymany sygnał n -tego elementu wynosi $r_n(\phi)$. Wektor odpowiedzi tablicy można podać za pomocą

$$\mathbf{a}(\phi) = [a_1(\phi), a_2(\phi), \dots, a_N(\phi)]^T, \quad (51)$$

z odpowiedzią elementu

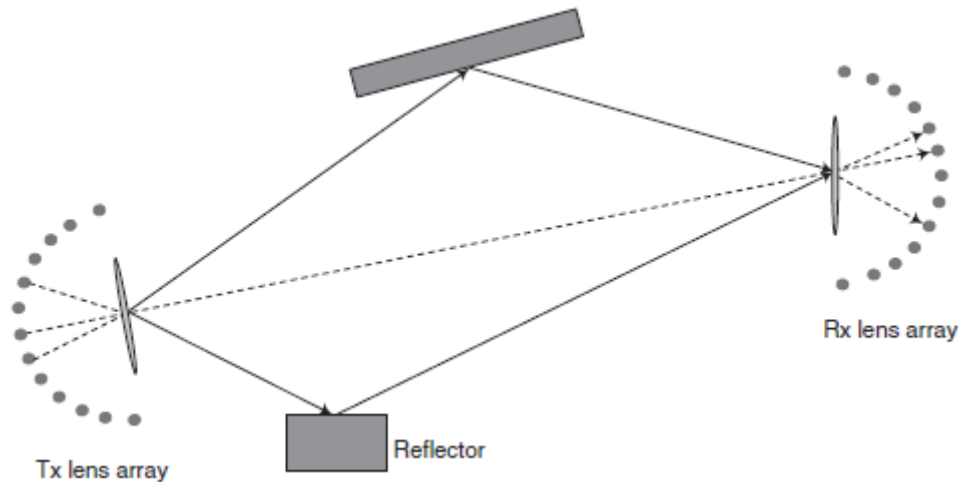
$$a_n(\phi) = \frac{r_n(\phi)}{r_0(\phi)}. \quad (52)$$

Jeżeli układ anten soczewkowych jest krytyczny, jak określono w równaniu (50), wektor odpowiedzi układu można podać za pomocą

$$a_n(\phi) \approx e^{-j\Phi_0} \sqrt{A} \text{sinc}(n - \bar{D}\bar{\phi}), \quad (53)$$

gdzie $A = D_x D_y / \lambda^2$ jest znormalizowaną aperturą, Φ_0 jest wspólnym przesunięciem fazowym od apertury soczewki do matrycy, a $\bar{\phi} = \sin \phi \in [-1, 1]$ jest określane jako częstotliwość przestrzenna odpowiadająca ϕ . W odróżnieniu od konwencjonalnych matryc, których odpowiedzi są określane przez różnicę faz w różnych elementach, matryca anteny soczewkowej wykazuje odpowiedź funkcji sinc z

zależną od kąta zdolnością ogniskowania. Mówiąc konkretnie, moc sygnału o kącie padania ϕ może zostać powiększona około A razy przez element znajdujący się w bliskim sąsiedztwie punktu ogniskowego $\bar{D}\bar{\phi}$, podczas gdy jest ona prawie pomijalna dla elementów znajdujących się daleko od punktu ogniskowego. W konsekwencji dwa sygnały docierające pod dwoma wystarczająco różnymi kątami można skutecznie rozdzielić, wybierając różne elementy. Rysunek ilustruje system MIMO wyposażony w antenę soczewkową z elementami Q i N odpowiednio po stronie nadajnika i odbiornika.



W środowisku wielościeżkowym odpowiedź impulsową kanału można modelować jako

$$\mathbf{H} = \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_r(\phi_{r,l}) \mathbf{a}_t^H(\phi_{t,l}) \delta(t - \tau_l), \quad (54)$$

gdzie \mathbf{H} jest macierzą $N \times Q$ z typowym wpisem $h_{nq}(t)$ oznaczającym odpowiedź impulsową kanału od elementu nadawczego q do elementu odbiorczego n , L jest całkowitą liczbą możliwych do rozdzielania ścieżek sygnału, α_l i τ_l są zespolonymi wartościami wzmocnienia i opóźnienia dla l -tej ścieżki, $\phi_{t,l}$ i $\phi_{r,l}$ wyrażają odpowiednio kąt wyjścia i kąt przyścia dla l -tej ścieżki, a \mathbf{a}_t i \mathbf{a}_r oznaczają wektory odpowiedzi dla układów anten soczewkowych odpowiednio przy nadajniku i odbiorniku.

Studium przypadku – IEEE 802.15.3d

Jedną z najważniejszych nowości wprowadzonych przez 5G NR jest zastosowanie pasma mmWave w komunikacji mobilnej. 3GPP zidentyfikowało kilka pasm mmWave w zakresie częstotliwości od 24,25 do 52,6 GHz podczas definiowania zakresu częstotliwości 2 (FR2) dla początkowego wdrożenia sieci NR. Tymczasem IEEE ratyfikowało wykorzystanie kierunkowej komunikacji mmWave na częstotliwości 60 GHz, początkowo w standardzie IEEE 802.15.3c do dostarczania wideo wysokiej rozdzielczości, a następnie w IEEE 802.11ad do sieci WLAN o przepustowości wielu gigabitów na sekundę. Następca IEEE 802.11ad, nazwany IEEE 802.11ay, ma na celu osiągnięcie szybkości transmisji ponad 100 Gb/s poprzez wykorzystanie wielostrumieniowego MIMO, większej przepustowości kanału i modulacji wyższego rzędu w tym zwolnionym z licencji paśmie mmWave. Oczekuje się, że przyszłe systemy 6G osiągną znacznie wyższe szybkości transmisji danych, gdzie komunikacja bezprzewodowa na częstotliwościach powyżej 100 GHz, w szczególności komunikacja w paśmie THz i komunikacja w świetle widzialnym (VLC), oba zapewniające ciągłe widmo dziesiątek, setek, a nawet tysięcy gigaherców, są obiecujące. Główni gracze ze świata akademickiego, przemysłu, organów

normalizacyjnych i agencji regulacyjnych aktywnie badali wykonalność takiej komunikacji przez ostatnie dziesięciolecie. Wysiłki na rzecz VLC doprowadziły do ustanowienia IEEE 802.15.7, którego celem jest określenie warstw PHY i kontroli dostępu do medium dla potencjalnych OWC. Pierwsza próba zbudowania bezprzewodowego systemu komunikacyjnego na częstotliwościach THz rozpoczęła się w 2008 r. wraz z założeniem Terahertz Interest Group (IGThz) pod parasolem IEEE 802.15. W maju 2014 r. utworzono Task Group 3d w celu standaryzacji przełączanego systemu komunikacji typu punkt-punkt działającego na częstotliwościach od 60 GHz do niższych pasm THz. Wstępne wyniki tej grupy obejmowały cztery dokumenty pomocnicze, tj. APP Requirements Document, Technical Requirements Document, Channel Modeling Document i Evaluation Criteria Document. We wrześniu 2014 r. podzielono ją na dwa oddzielne zespoły: Task Group 3d, który skupiał się na działaniach w pasmach częstotliwości niższych THz, oraz Task Group 3e, który pracował nad opracowaniem poprawki dla łączy komunikacyjnych bliskiego zasięgu o przepustowości 60 Gb/s. Podczas spotkania w marcu 2016 r. zatwierdzono dokumenty pomocnicze dla IEEE 802.15.3d i ogłoszono nabór wniosków. Na podstawie przeglądu propozycji i dwóch głosowań sponsorów, IEEE 802.15.3d-2017 zostało ratyfikowane przez IEEE SA Standards Board we wrześniu 2017 r. IEEE 802.15.3d-2017 to poprawka do IEEE 802.15.3-2016, która określa alternatywną warstwę PHY w dolnym paśmie częstotliwości THz, między 252 a 325 GHz, dla przełączanych połączeń punkt-punkt, wraz z niezbędnymi modyfikacjami na warstwie kontroli dostępu do medium (MAC) w celu obsługi tej warstwy PHY [IEEE 802.15.3d-2017, 2017]. Ta poprawka opiera się na nowym paradygmacie zwanym pairnet, wprowadzonym w IEEE 802.15.3e-2017 i dziedziczy odpowiadające mu zmiany MAC zdefiniowane tam. Niektóre z kluczowych cech są następujące:

- Zaprojektowany dla szczytowej szybkości ponad 100 Gb/s.
- Efektywny zasięg od kilkudziesięciu centymetrów do kilkuset metrów.
- Praca w paśmie częstotliwości THz od 252 do 325 GHz.
- Wykorzystanie ośmiu pasm między 2,16 a 69,12 GHz.
- Struktura sieci par obsługująca komunikację wewnątrzurzędzeniową, komunikację bliskiego zasięgu, bezprzewodowe centra danych i bezprzewodową sieć szkieletową.
- Dwie opcje PHY (tj. pojedyncza nośna i kluczowanie włącz-wyłącz (OOK)) w celu uzyskania trybów ultrawysokiej prędkości lub niskiej złożoności.

Scenariusze użycia IEEE 802.15.3d

Scenariusze wdrożenia IEEE 802.15.3d są ograniczone do bezprzewodowych połączeń typu punkt-punkt między urządzeniami stacjonarnymi lub quasi-statycznymi, co pozwala na niską złożoność projektowania i wdrażania systemu. W porównaniu z komunikacją mobilną i sieciami WLAN (w szczególności IEEE 802.11ad i IEEE 802.11ay), niektóre procedury, takie jak wielokrotny dostęp, początkowy dostęp, przydział zasobów i łagodzenie zakłóceń, można złagodzić lub pominąć, aby uprościć pierwsze wysiłki standaryzacyjne dla komunikacji bezprzewodowej THz. Pomimo oferowania tylko łączy typu punkt-punkt, IEEE 802.15.3d może odgrywać szczególną rolę w różnych aplikacjach, takich jak

- Komunikacja bliskiego zasięgu: IEEE 802.15.3d ma na celu oferowanie szybkiej wymiany danych dla komunikacji bliskiego zasięgu z dwoma przypadkami użycia, tj. komunikacją urządzenie-urządzenie i pobieraniem z kiosku. Obecnie przesyłanie plików o dużej objętości za pomocą sieci WLAN zajmuje dużo czasu, co pogarsza jakość obsługi użytkownika. Komunikacja THz oferuje najwyższe prędkości transmisji danych, o rząd wielkości wyższe niż istniejąca i powstająca transmisja bezprzewodowa

bliskiego zasięgu w pasmach mikrofalowych lub mmWave. Co godne uwagi, czas pobierania filmu wysokiej rozdzielczości o objętości 1 GB zostaje skrócony z około 10 sekund w przypadku IEEE 802.11ac do mniej niż 0,1 sekundy w przypadku IEEE 802.15.3d. Usługa pobierania z kiosku umożliwia terminalom mobilnym natychmiastową synchronizację z dostawcami treści lub chmurami pamięci masowej. Bezprzewodowe połączenie między terminalem mobilnym a terminalem kioskowym nie jest zapewniane ani przez konwencjonalny system komórkowy, ani przez lokalną sieć bezprzewodową o zasięgu co najmniej kilkudziesięciu metrów, ale przez bezkontaktową komunikację bezprzewodową, której zasięg transmisji wynosi zaledwie kilka centymetrów lub mniej. Terminale kioskowe są zazwyczaj zlokalizowane w miejscach publicznych, takich jak dworce kolejowe, lotniska, centra handlowe, sklepy całodobowe, metro, biblioteki i parki publiczne. Gdy użytkownik dotyka terminala kioskowego terminalem mobilnym, pliki danych są przesyłane do sieci lub pobierane na terminal w bardzo krótkim czasie. Ponadto aplikacje D2D bliskiego zasięgu, takie jak wymiana plików, umożliwiają szybki transfer dużych ilości danych multimedialnych (zdjęcia, wideo itp.) między dwoma urządzeniami elektronicznymi, takimi jak smartfony, tablety, laptopy, aparaty cyfrowe i drukarki. Użytkownik może przesłać dowolny plik danych z jednego terminala do drugiego za pomocą jednego dotknięcia. Na przykład uczniowie mogą udostępniać muzykę znajomym, po prostu dotykając smartfonem odtwarzacza muzyki. Turysta może uzyskać cyfrowe wideo używane do wprowadzania miejsc turystycznych, po prostu umieszczając smartfon w pobliżu punktu informacji turystycznej lub przy wejściu do muzeum. Urządzenia używane w aplikacjach D2D w bliskiej odległości mogą być również bezprzewodowymi urządzeniami pamięci masowej, takimi jak bezprzewodowa pamięć flash, bezprzewodowy dysk SSD, karty do gier i inteligentne plakaty, które są stosowane do przechowywania dużych ilości danych.

- Bezprzewodowe łącza backhaul i fronthaul: Jednym z trendów w sieciach bezprzewodowych jest wykorzystanie ultragłęstego rozmieszczenia małych komórek w celu zwiększenia pojemności systemu na obszarach zaludnionych. Wymaga to szybkiego połączenia backhaul między tymi małymi stacjami bazowymi a siecią rdzeniową. Gdy mała komórka jest wyposażona w kilka zdalnych głowic radiowych (RRH), łącze komunikacyjne zwane fronthaul jest obowiązkowe w celu połączenia każdego RRH z jednostką pasma podstawowego (BBU). W scentralizowanej sieci dostępu radiowego (C-RAN), w której pula BBU kontroluje szereg rozproszonych RFU, potrzebna jest również niezawodna i szybka sieć fronthaul. Najnowsze wyniki badań wykraczające poza 5G lub 6G jeszcze bardziej zmierzają w kierunku bardziej skomplikowanych i heterogenicznych sieci, narzucając większe zapotrzebowanie na backhauling i fronthauling. Na przykład podział funkcjonalny omawiany w ramach stowarzyszenia 3GPP i Open Radio Access Network (O-RAN) dodatkowo dzieli sieć dostępu radiowego na różne węzły funkcjonalne zwane Centralized Unit (CU), Distributed Unit (DU) lub Radio Unit (RU). Wdrożenie CU, DU i RU jest wysoce elastyczne i skalowalne, wymagając bardziej zaawansowanych podejść do połączeń niż kiedykolwiek. Ostatnio gorąco dyskutowano o architekturze 6G zwanej bezkomórkowym massive MIMO, która jest potencjalna, ale stanowi wyzwanie w zakresie połączenia jednostki centralnej z ogromną liczbą rozproszonych anten. W architekturze bezkomórkowej ogromne ilości danych składające się z danych przesyłanych i natychmiastowych informacji o stanie kanału muszą być wymieniane w czasie rzeczywistym. Tutaj masowe wykorzystanie połączeń światłowodowych do łączy backhaul i fronthaul jest czasochłonne i kosztowne w pozyskiwaniu lokalizacji, instalacji i konserwacji. Dlatego niedawno zaproponowano alternatywę bezprzewodową, taką jak Integrated Access and Backhaul (IAB), aby uzupełnić łącza optyczne w tak wymagających konfiguracjach. W tych scenariuszach IEEE 802.15.3d może oferować komunikację typu punkt-punkt z wysokimi szybkościami transmisji danych i wyłączeniem zakłóceń. Obsługuje szybkość transmisji danych ponad 100 Gb/s, rząd wielkości znacznie wyższą niż najnowocześniejsze technologie mmWave, co znacznie upraszcza okablowanie.

- Wymiana kabli w centrach danych: Wraz z rozprzestrzenianiem się technologii informatycznych i sztucznej inteligencji, wiele podstawowych usług świadczenia i krytycznego przechowywania danych stało się bardziej zależnych od centrów danych, co doprowadziło do gwałtownego wzrostu liczby centrów danych w ciągu ostatniej dekady. Węzły obliczeniowe i pamięci masowej w centrach danych są zwykle połączone za pomocą szybkiego Ethernetu za pomocą światłowodu. Jednak okablowanie przewodowe jest czasochłonne i drogie w instalacji i konserwacji, marnuje dużo miejsca i wpływa na system chłodzenia, ponieważ niektóre strumienie powietrza zostają zablokowane. Ponadto jest słabe z perspektywy elastyczności i skalowalności, ponieważ nie jest łatwe do rekonfiguracji. Obecnie aktywnie badane jest alternatywne rozwiązanie, sugerujące wykorzystanie szybkich łączy bezprzewodowych typu punkt-punkt podczas łączenia ze sobą szaf. Takie podejście umożliwia bardziej elastyczną konstrukcję centrum danych, a także zmniejsza ilość okablowania, co skutkuje opłacalnym wdrożeniem i eksploatacją. IEEE 802.15.3d ma na celu zapewnienie tej „międzyszafowej” łączności, uzupełniając w ten sposób światłowody w określonych wdrożeniach.

- Komunikacja wewnątrzurządzeniowa: Pierwszy pomysł wykorzystania łączy bezprzewodowych do komunikacji wewnątrzurządzeniowej został zaproponowany już w 2001 r. przez Changa i innych, którzy zidentyfikowali dwa główne wyzwania: brak wydajnych przetworników cyfrowo-analogowych umożliwiających wiele poziomów kwantyzacji przy dużych prędkościach próbkowania oraz brak przydzielonych dużych szerokości pasma umożliwiających prostą modulację z być może dwoma poziomami kwantyzacji. Pasma częstotliwości THz może oferować obfite widmo, rozwiązując te dwa problemy, umożliwiając stosowanie prostych schematów modulacji, takich jak OOK. Mówiąc konkretnie, urządzenia konsumenckie i komponenty elektroniczne wewnątrz pojedynczego urządzenia mogą być połączone za pomocą IEEE 802.15.3d. Obecnie nowoczesne komputery są już wyposażone w kilka szybkich łączy przewodowych, takich jak magistrala między jednostką centralną (CPU) a pamięcią o swobodnym dostępie oraz między chipsetem a interfejsem sieciowym. Ponadto w powstających masywnych procesorach wielordzeniowych wykorzystywane są wysoce złożone rozwiązania do łączenia rdzeni obliczeniowych i współdzielonej pamięci podręcznej. Szybki wzrost wymiany danych wewnątrz komputerów stanowi wyzwanie dla ich konstrukcji. Na przykład nowoczesne płyty główne mają już 12 warstw, podczas gdy powstające „sieci na chipie” dla przyszłych procesorów zajmują ponad 30% przestrzeni procesora i poboru mocy. W tym przypadku IEEE 802.15.3d zapewnia możliwą alternatywę, umożliwiając szybkie łącza danych między krytycznymi komponentami, jednocześnie upraszczając projekt układu .

Warstwa fizyczna

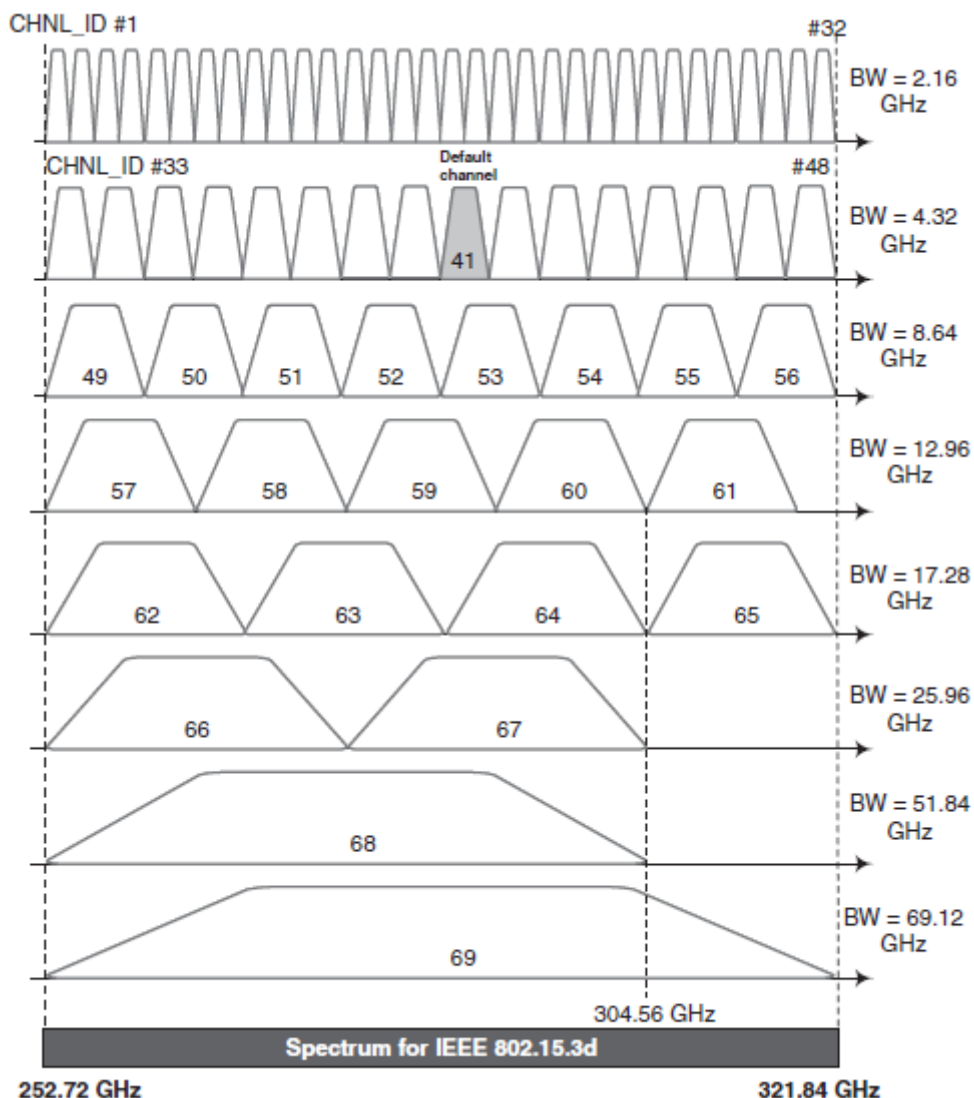
Warstwa THz PHY jest przeznaczona do przełączanej transmisji bezprzewodowej typu punkt-punkt, działającej w paśmie częstotliwości od 252 do 322 GHz. Obsługuje elastyczność widma z ośmioma różnymi szerokościami kanałów w zakresie od 2,16 do 69,12 GHz, aby osiągnąć szczytową szybkość transmisji danych ponad 100 Gb/s z możliwością powrotu do niższych szybkości transmisji danych na żądanie. Określono następujące dwa tryby PHY:

- Tryb THz Single Carrier (THz-SC) dla ekstremalnie wysokich szybkości transmisji danych. W zależności od kombinacji modulacji, szerokości pasma i kodowania kanału, obsługiwany jest szeroki zakres szybkości, gdzie teoretyczna maksymalna szybkość transmisji danych może osiągnąć około 300 Gb/s. THz-SC PHY obsługuje sześć schematów modulacji: binarne kluczowanie przesunięcia fazowego (BPSK), kwadraturowe kluczowanie przesunięcia fazowego (QPSK), 8-fazowe kluczowanie przesunięcia fazowego (PSK), 8-amplitudowe kluczowanie przesunięcia fazowego (APSK), 16-QAM i 64-QAM. Posiada dwa tryby kodowania Forward Error Correction (FEC), tj. kody Low-Density Parity-Check (LDPC) o szybkości 14/15 i 11/15.

- Tryb THz On-Off Keying (THz-OOK) dla ekonomicznych urządzeń, które wymagają niskiej złożoności i prostej konstrukcji. THz-OOK PHY obsługuje pojedynczy schemat modulacji, tj. OOK, i trzy schematy FEC. Kod Reeda Solomona (RS) jest obowiązkowy i umożliwia proste dekodowanie bez informacji o decyzjach miękkich. Kody LDPC o stawkach 14/15 i 11/15 są opcjonalne i wymagają informacji niezbędnych do podjęcia decyzji.

Kanałowanie

IEEE 802.15.3d działa w zakresie częstotliwości THz pomiędzy 252,72 GHz a 321,84 GHz, co daje łącznie 69,12 GHz dostępnego widma. W zależności od zastosowania i możliwości sprzętowych, cały zakres częstotliwości może być przypisany do pojedynczego ultraszerokiego kanału lub do wielkości kanałów o mniejszych szerokościach pasma. Standard określa osiem różnych szerokości pasma kanału, z których minimalna wynosi 2,16 GHz, a pozostałe są całkowitymi wielokrotnościami 2,16 GHz, aż do 69,12 GHz. Jak pokazano na rysunku, kanałowanie można pogrupować w osiem zestawów pod względem szerokości pasma.



Na przykład pierwszy zestaw dzieli całkowite widmo na 32 kanały ortogonalne o szerokości pasma 2,16 GHz. Jeśli szerokość pasma podwaja się do 4,32 GHz, widmo to może pomieścić 16 kanałów

ortogonalnych. Szerokość pasma nadal się powiększa, aż całe spektrum 69,12 GHz zostanie przydzielone do jednego kanału. W rezultacie istnieje 69 nakładających się kanałów zróżnicowanych według identyfikatora kanału (CHNL_ID) od 1 do 69. Kanał (CHNL_ID = 41) zaczynający się od 287,28 do 291,6 GHz o szerokości pasma 4,32 GHz jest zdefiniowany jako domyślny dla działania systemu IEEE 802.15.3d. Słowo kontrolne phyCurrentChannel w nagłówku PHY zawiera CHNL_ID bieżącego kanału. Zgodnie z decyzją podjętą na Światowej Konferencji Radiowej 2019 (WRC-2019), wszystkie wyżej wymienione kanały są globalnie dostępne dla komunikacji THz, jeśli wymagane są szczególne warunki ochrony radioastronomii i satelitarnej usługi eksploracji Ziemi. Warunki te nie określają wprost żadnych ograniczeń mocy nadawczej i w praktyce mają zastosowanie głównie do wąskich obszarów otaczających naziemne stacje radioastronomiczne.

Modulacja

Po zakodowaniu i rozproszeniu kanału, bity informacji i kontroli należy wprowadzić do modulatora w celu mapowania konstelacji. Tryb THz-SCPHY wykorzystuje sześć różnych schematów modulacji, aby obsługiwać adaptacyjny schemat modulacji i kodowania (MCS) pod względem jakości kanałów bezprzewodowych. Mówiąc konkretnie, zakodowane i przeplatane binarne dane szeregowe b_i , gdzie $i = 0, 1, 2, \dots$, są modulowane przy użyciu $\pi/2$ -BPSK, $\pi/2$ -QPSK, $\pi/2$ -8PSK, $\pi/2$ -8APSK, 16QAM lub 64QAM w trybie pojedynczej nośnej, w zależności od wybranego MCS. Binarny strumień szeregowy jest dzielony na grupy z 1, 2, 3, 4 lub 6 bitami i konwertowany na liczby zespolone reprezentujące punkty konstelacji $\pi/2$ -BPSK, $\pi/2$ -QPSK, $\pi/2$ -8PSK, $\pi/2$ -8APSK, 16QAM lub 64QAM, zgodnie z mapowaniem kodowanym Grayem. Przekazywany symbol c_k jest tworzony przez pomnożenie wartości mapowanego punktu konstelacji ($I_k + jQ_k$) przez współczynnik normalizacji K , tj.

$$c_k = (I_k + jQ_k) \times K, \quad (55)$$

gdzie I_k i Q_k odpowiadają składowym w fazie i kwadraturze, odpowiednio, a j jest jednostką urojoną. Celem współczynnika normalizacji jest zagwarantowanie tej samej średniej mocy dla różnych schematów modulacji. W praktycznych implementacjach przybliżona wartość normalizacji może być używana, o ile urządzenie spełnia wymagania dokładności modulacji. Współczynniki normalizacji dla $\pi/2$ -BPSK, $\pi/2$ -QPSK, $\pi/2$ -8PSK, $\pi/2$ -8APSK, 6QAM i 64QAM wynoszą odpowiednio 1, 1, 1, $\sqrt{2}/\sqrt{11}$, $1/\sqrt{10}$ i $1/\sqrt{42}$. Natomiast tryb THz-OOK przyjmuje najprostszy schemat modulacji zwany OOK w celu uzyskania niskiej złożoności i niskiego zużycia energii. Ta PHY jest zaprojektowana dla szybkości transmisji danych pomiędzy 1,3 Gb/s przy użyciu pojedynczego kanału o szerokości pasma 2,16 GHz, a maksymalnie 52,6 Gb/s przy użyciu szerokości pasma 69,12 GHz, obejmując zakres transmisji kilkudziesięciu centymetrów. Modulacja OOK jest rodzajem dwupunktowego mapowania konstelacji poprzez reprezentowanie binarnego „1” przy obecności sygnału i binarnego „0” przy jego braku. Różnica między BPSK i OOK polega na tym, że pierwszy może być reprezentowany przez dwa dowolne punkty konstelacji, podczas gdy punkty konstelacji drugiego są ustalone na 0 i 1. W rezultacie współczynnik normalizacji OOK wynosi $\sqrt{2}$, a nie 1.

Korekcja błędów do przodu

Standard IEEE 802.15.3d określa dwa typy kodów FEC dla THz-SC PHY, tj. kod o szybkości 14/15 LDPC(1440,1344) i kod o szybkości 11/15 LDPC(1440,1056). THz-OOKPHY obsługuje trzy schematy FEC, gdzie kod (240,224)-RS jest obowiązkowy, podczas gdy kody LDPC (1440,1344) i LDPC (1440,1056) są opcjonalne. Wymagany współczynnik błędów to współczynnik błędów ramki (FER) mniejszy niż 10^{-7} przy długości ładunku ramki wynoszącej 214 oktetów, co odpowiada współczynnikowi błędów bitowych (BER) wynoszącemu 10^{-12} . Pomiar współczynnika błędów przeprowadza się w interfejsie punktu dostępu do usługi PHY (SAP) przez kanał szumu gaussowskiego białego (AWGN) po

zastosowaniu wszelkich metod korekcji błędów (z wyłączeniem retransmisji). Kod blokowy Reeda-Solomona RS(240,224) jest używany do kodowania ładunku ramki High Rate Close Proximity (HRCP)-OOK. RS(n+16,n), skrócona wersja RS(240,224), gdzie n jest liczbą oktetów w nagłówku ramki, jest stosowana do kodowania nagłówka ramki HRCP-OOK. Wielomian generatora jest podany przez

$$g(x) = \prod_{k=1}^{16} (x + a^k), \quad (56)$$

gdzie $a = 0x02$ jest pierwiastkiem binarnego wielomianu pierwotnego $p(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8$. Blok oktetów informacyjnych $m = m_{223}, m_{222}, \dots, m_0$ jest kodowany do słowa kodowego $c = (m_{223}, m_{222}, \dots, m_0, r_{15}, r_{14}, \dots, r_0)$ przez obliczenie reszty wielomianu

$$r(x) = \sum_{k=0}^{15} r_k x^k = x^{16} m(x) \bmod g(x), \quad (57)$$

gdzie $m(x)$ jest wielomianem informacyjnym

$$m(x) = \sum_{k=0}^{223} m_k x^k \quad (58)$$

$r_k (k = 0, 1, \dots, 15)$ i $m_k (k = 0, 1, \dots, 223)$ są elementami GF(28). Więcej szczegółów na temat enkodera RS i jego konfiguracji można znaleźć w IEEE 802.15.3e-2017

Kod kontroli parzystości o niskiej gęstości

Kody LDPC są systematyczne. Innymi słowy, koder LDPC buduje słowo kodowe

$$\mathbf{c} = (i_0, i_1, \dots, i_{k-1}, p_0, p_1, \dots, p_{1440-k-1}) \quad (59)$$

dodając 1440 – k bitów parzystości ($p_0, p_1, \dots, p_{1440-k-1}$) na końcu bloku informacyjnego $\mathbf{i} = (i_0, i_1, \dots, i_{k-1})$. W standardzie IEEE 802.15.3d długość bloków informacyjnych może wynosić albo $k = 1056$ dla kodów LDPC o szybkości 11/15, albo $k = 1344$ dla kodów LDPC o szybkości 14/15. Słowo kodowe musi spełniać

$$H\mathbf{c}^T = \mathbf{0}, \quad (60)$$

gdzie H reprezentuje macierz kontroli parzystości o wymiarze $(1440 - k) \times 1440$. Każdy wpis tej macierzy oznaczony jako $h_{i,j}$, gdzie $0 \leq i < 1440 - k$ i $0 \leq j < 1440$, jest równy 1 lub 0. Tabela 5.8 zawiera parametry dwóch kodów LDPC określonych w IEEE 802.15.3d, w tym współczynniki kodowania, długości bloków informacyjnych, długości parzystości i wpisy macierzy, których wartości wynoszą 1 w pierwszych 15 kolumnach macierzy kontroli parzystości.

Parameter	Value	
Code rate	11/15	14/15
Codeword length (bits)	1440	1440
Information-block length, k (bits)	1056	1344
Parity length (bits)	384	96
Matrix entries with the value of 1	$h_{4,0}, h_{96,0}, h_{193,0}$ $h_{34,1}, h_{135,1}, h_{320,1}$ $h_{70,2}, h_{270,2}, h_{352,2}$ $h_{104,3}, h_{287,3}, h_{306,3}$ $h_{31,4}, h_{150,4}, h_{234,4}$ $h_{91,5}, h_{159,5}, h_{364,5}$ $h_{45,6}, h_{286,6}, h_{302,6}$ $h_{126,7}, h_{239,7}, h_{371,7}$ $h_{17,8}, h_{158,8}, h_{272,8}$ $h_{28,9}, h_{178,9}, h_{336,9}$ $h_{60,10}, h_{214,10}, h_{369,10}$ $h_{145,11}, h_{219,11}, h_{372,11}$ $h_{7,12}, h_{173,12}, h_{245,12}$ $h_{19,13}, h_{140,13}, h_{373,13}$ $h_{6,14}, h_{238,14}, h_{363,14}$	$h_{0,0}, h_{1,0}, h_{4,0}$ $h_{32,1}, h_{34,1}, h_{39,1}$ $h_{64,2}, h_{70,2}, h_{78,2}$ $h_{8,3}, h_{18,3}, h_{95,3}$ $h_{31,4}, h_{42,4}, h_{54,4}$ $h_{63,5}, h_{76,5}, h_{91,5}$ $h_{14,6}, h_{45,6}, h_{94,6}$ $h_{30,7}, h_{47,7}, h_{83,7}$ $h_{17,8}, h_{62,8}, h_{80,8}$ $h_{28,9}, h_{48,9}, h_{82,9}$ $h_{22,10}, h_{60,10}, h_{81,10}$ $h_{27,11}, h_{49,11}, h_{84,11}$ $h_{7,12}, h_{53,12}, h_{77,12}$ $h_{19,13}, h_{44,13}, h_{85,13}$ $h_{6,14}, h_{46,14}, h_{75,14}$

W przypadku innych kolumn $j \geq 15$ wpisy macierzy można określić za pomocą następującego równania.

$$h_{i,j} = h_{\left[\text{mod} \left(i + \left\lfloor \frac{i}{15} \right\rfloor, 96 \right), \text{mod} (j, 15) \right]}, \quad (61)$$

gdzie $\lfloor x \rfloor$ oznacza funkcję podłogową, która daje największą liczbę całkowitą mniejszą lub równą x , a $\text{mod} (x, y)$ jest funkcją modulo zdefiniowaną jako $x - n \times y$, gdzie n jest najbliższą liczbą całkowitą mniejszą lub równą x/y . Każdy kod LDPC jest kodem quasi-cyklicznym, tak że każde przesunięcie cykliczne słowa kodowego o 15 symboli daje inne słowo kodowe.

Kontrola dostępu do medium

W przeciwieństwie do standardów komunikacji komórkowej i standardów WLAN rodziny IEEE 802.11, IEEE 802.15.3d obsługuje tylko komunikację typu punkt-punkt. Niemniej jednak jego połączenie bezprzewodowe można porównywać w porównaniu ze stałą komunikacją typu punkt-punkt. Standard ten podąża za warstwą MAC określoną w IEEE 802.15.3e, która wykorzystuje prosty paradygmat sieciowy łączący nie więcej niż dwa urządzenia, określane jako pairnet. Chociaż transmisja typu punkt-punkt ogranicza zakres możliwych przypadków użycia, upraszcza procedury MAC, takie jak wielokrotny dostęp, początkowy dostęp, przydział zasobów i łagodzenie zakłóceń. Pairnet składa się z maksymalnie dwóch urządzeń, tj. Pairnet Coordinator (PRC) i Pairnet Device (PRDEV), o typowym zasięgu transmisji 10 cm lub mniejszym w przypadku aplikacji bliskiego zasięgu, a zasięg wynosi do kilkuset metrów w innych przypadkach. Urządzenie, które może służyć jako PRC, ustanawia pairnet, inicjując pole Sequence Number i pole Last Received Sequence Number, a następnie wysyłając ramkę sygnału radiowego w domyślnym kanale (tj. kanale o CHNL_ID = 41). Po skonfigurowaniu połączenia pairnet transmisja sygnału radiowego jest wyłączana. Po zakończeniu procesu komunikacji PRC lub PRDEV

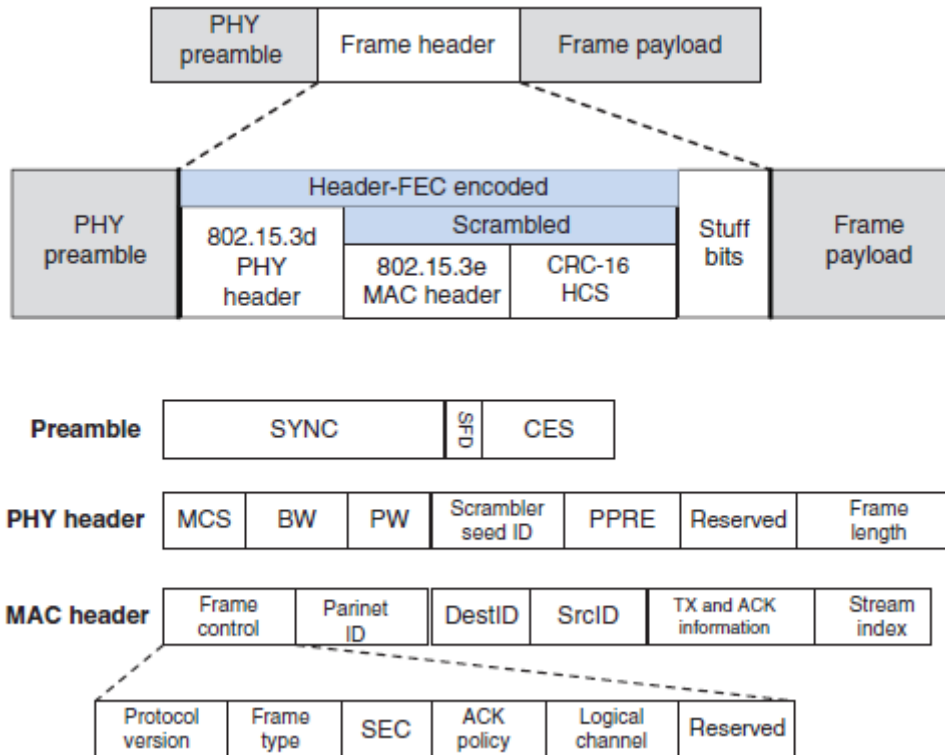
kończy pairnet, wysyłając polecenie Disassociation Request. Następnie PRC ponownie aktywuje transmisję sygnału radiowego, aby przygotować się do utworzenia nowej pairnet. Proces komunikacji jest podzielony na dwa okresy:

1. Okres konfiguracji pairnet (PSP)
2. Okres skojarzenia pairnet (PAP)

Podczas PSP PRC tworzy pairnet i okresowo rozpoczyna wysyłanie sygnałów radiowych z niezbędnymi parametrami sieciowymi. Na przykład ramka sygnału radiowego zawiera informacje o liczbie i czasie trwania slotów dostępu, które mogą być używane przez urządzenie chcące dołączyć do pairnet. Ponadto sygnał radiowy wysyłany na początku każdej superramki zawiera sygnały czasowe niezbędne do synchronizacji PRDEV z zegarem PRC. Gdy urządzenie obsługujące PRC tworzy sieć parową, typ sieci parowej zależy od obsługiwanych trybów PHY. Na przykład, jeśli PRC obsługuje tylko tryb THz-SC, rozpocznie sieć parową THz-SC, w której ramka sygnału radiowego jest wysyłana w trybie THz-SC. Ten sam proces jest stosowany w przypadku trybu THz-OOK. Jeśli PRC obsługuje oba tryby THz PHY, może wybrać typ sieci parowej. Umożliwia połączenie z każdego typu urządzenia poprzez transmisję zarówno ramki sygnału radiowego trybu THz-SC, jak i ramki sygnału radiowego trybu THz-OOK. Inne urządzenie gotowe do dołączenia do sieci parowej odpowiada na sygnał radiowy, wysyłając żądanie stowarzyszenia na początku jednego ze zdefiniowanych slotów dostępu. Po pomyślnym odebraniu żądania stowarzyszenia PRC zatrzymuje transmisję sygnału radiowego i wysyła odpowiedź stowarzyszenia do PRDEV, kończąc PSP. Oprócz konfiguracji pairnet, konfiguracje protokołu wyższej warstwy, takie jak Internet Protocol (IP) lub Object Exchange (OBEX), mogą być wykonywane podczas PSP. Te dodatki są obsługiwane, ponieważ zarówno ramki poleceń Association Request, jak i Association Response mają pola do przenoszenia informacji protokołu wyższej warstwy. Czarująca natura połączenia typu punkt-punkt oznacza, że połączenie pairnet może zostać zakończone, a nowa pairnet może zostać ustanowiona z innym urządzeniem. Po pomyślnym odebraniu Association Response, rzeczywista wymiana danych rozpoczyna się w drugim okresie. Zarówno PRC, jak i PRDEV przesyłają ramki danych i opcjonalne potwierdzenia w tym okresie. Ramki są rozdzielone zdefiniowaną krótką przestrzenią międzyramkową (SIFS). Gdy którykolwiek z węzłów chce zakończyć komunikację, wysyła żądanie rozłączenia. PRC może również zakończyć PAP, jeśli nie otrzymano żadnej wiadomości od PRDEV w zdefiniowanym czasie oczekiwania. Jeśli PRDEV nie chce zakończyć komunikacji, ale nie ma rzeczywistych danych, może przestać żądanie sondy, aby ponownie uruchomić licznik czasu oczekiwania PRC. Za każdym razem, gdy PAP się zakończy (zarówno poprzez żądanie rozłączenia, jak i po upływie limitu czasu), PRC przełącza się z powrotem na PSP, kontynuuje transmisję sygnałów i czeka na nowe połączenia.

Struktura ramki

Struktura ramki IEEE 802.15.3d THz składa się z trzech głównych części: preambuły PHY, nagłówka ramki i ładunku ramki, jak pokazano na rysunku .



Preambuła

Preambuła PHY jest dodawana na początku ramki, aby pomóc odbiornikowi w ustawieniu automatycznej kontroli wzmocnienia, wykrywaniu ramki, akwizycji czasu, szacowaniu przesunięcia częstotliwości, synchronizacji ramki i szacowaniu kanału. Istnieją dwa typy preambuły PHY, tj. długa preambuła PHY i krótka preambuła. Długa preambuła PHY jest używana podczas PSP, a krótka preambuła PHY jest stosowana podczas PAP. Struktura preambuły jest pokazana w x i składa się z trzech pól: synchronizacji ramki (SYNC), ogranicznika początkowej ramki (SFD) i sekwencji szacowania kanału. Pole SYNC jest używane do wykrywania ramki i wykorzystuje powtórzenie sekwencji Golay o długości 128 bitów. Pole SYNC dla długiej preambuły jest 28-krotnym powtórzeniem sekwencji Golay, a pole SYNC dla krótkiej preambuły jest 14-krotnym powtórzeniem. Funkcją pola SFC jest ustalenie czasu ramki, realizowanego przez inwersję znaku oryginalnej sekwencji Golay. Pole CES jest 1408-bitową sekwencją zbudowaną z sekwencji Golay i sekwencji komplementarnej Golay. Preambuła jest przesyłana z szybkością chipu 1,76 giga-próbek na sekundę. Stąd czas trwania SFD wynosi 0,07 μ s, podczas gdy CES wynosi 0,8 μ s. Czas trwania SYNC dla długiej i krótkiej preambuły wynosi odpowiednio 2,01 i 1,02 μ s, co daje dwie długości całej preambuły, tj. 2,91 i 1,89 μ s.

Nagłówek PHY

Nagłówek ramki, składający się z nagłówka PHY i nagłówka MAC, jest dodawany na końcu preambuły PHY w celu przekazania informacji systemowych niezbędnych do zdekodowania ramki w odbiorniku. Jak pokazano na rysunku, nagłówek PHY składa się z następujących pól: MCS, Bandwidth (BW), PilotWord (PW), Scrambler Seed ID, Pilot Preamble (PPRE), Reserved i Frame Length, które są krótko wyjaśnione w następujący sposób:

- Pole MCS wykorzystuje cztery bity do identyfikacji dwunastu kombinacji MCS z sześciu schematów modulacji (tj. BPSK, QPSK, 8PSK, 8APSK, 16QAM i 64QAM) i dwóch typów kodowania (tj. 11/15-LDPC i 14/15-LDPC).

- Pole BW wykorzystuje trzy bity do przenoszenia indeksu ośmiu typów szerokości pasma IEEE 802.15.3d, w zakresie od 2,16 do 69,12 GHz.
- Pole PW powinno być ustawione na jeden, jeśli słowo pilota jest używane w ramce i powinno być ustawione na zero w przeciwnym razie.
- Poza preambułą PHY i nagłówkiem PHY, inne części, w tym nagłówek MAC, sekwencja kontroli nagłówka (HCS) i treść ramki, muszą zostać zaszyfrowane przez moduł 2, dodając dane z wyjściem generatora pseudolosowych sekwencji bitów. Wektor inicjalizacji jest określany na podstawie pola identyfikatora Scramblera zawartego w nagłówku PHY odebranej ramki.
- PPRE to opcjonalna funkcja, która pozwala urządzeniu okresowo dostosowywać algorytmy odbiornika. Jest ona wstawiana do zaszyfrowanej, zakodowanej, rozproszonej i zmodulowanej treści ramki MAC z interwałem 1024, 2048 lub 4096 bloków. Podobnie jak preambuła PHY, PPRE będzie połączeniem SYNC, SFD i CES z modulacją $\pi/2$ -BPSK.
- Pole długości ramki musi być liczbą całkowitą bez znaku równą liczbie oktetów w treści ramki MAC zwykłej ramki, z wyłączeniem sekwencji sprawdzania ramki. Maksymalna dozwolona długość ramki wynosi 2 099 200 oktetów, wliczając treść ramki MAC, ale nie preambułę PHY, nagłówek bazowy (nagłówek PHY, nagłówek MAC i HCS) ani bity wypełniające.

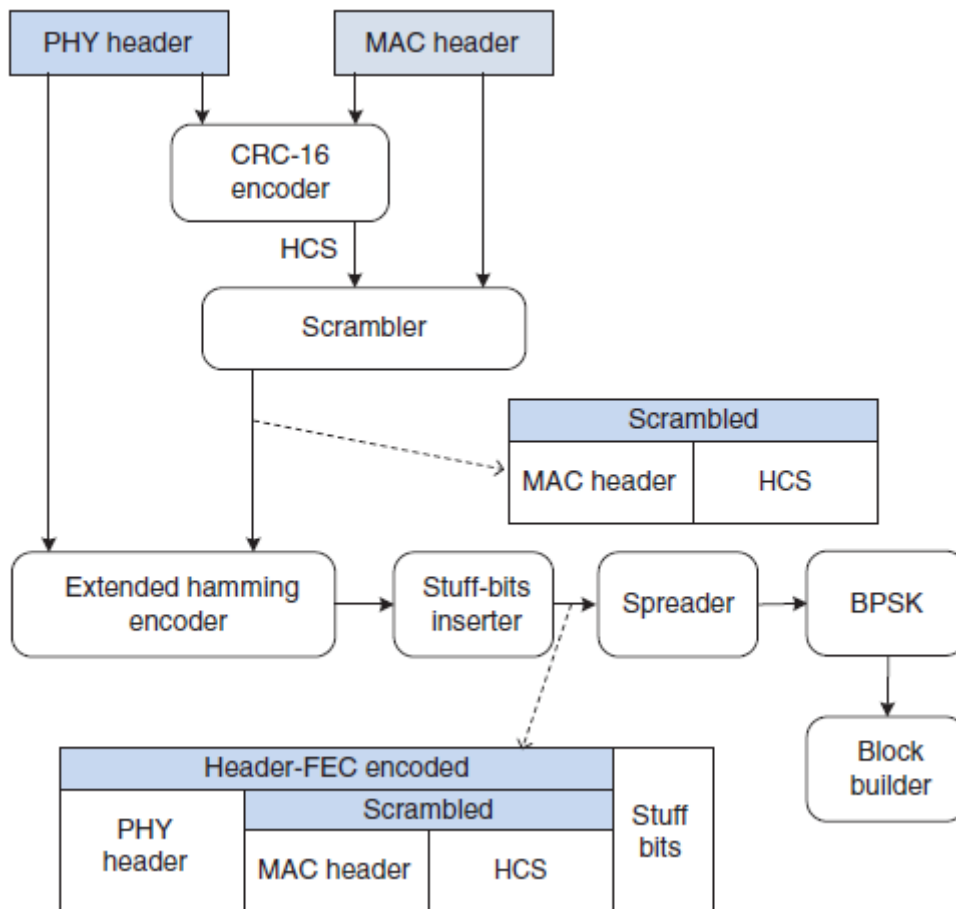
Nagłówek MAC

Nagłówek MAC składa się z następujących pól: Frame Control, Pairnet Identity, Destination Identity (DestID), Source Identity (SrcID), Transmission (TX) and Acknowledgement (ACK) Information oraz Stream Index, jak pokazano na rysunku, które są krótko przedstawione w następujący sposób:

- Frame Control ma długość 2 oktetów, które są dalej podzielone na sześć części, tj. Protocol Version, Frame Type, Security (SEC), ACK Policy, Logical Channel i Reserved. Pole Protocol Version jest niezmiennie pod względem rozmiaru i umiejscowienia we wszystkich rewizjach standardów IEEE 802.15.3, gdzie jego wartość jest liczbą binarną 0 dla piconetu i 1 dla parinetu. Wersja protokołu zostanie zwiększona tylko wtedy, gdy istnieje zasadnicza niezgodność między nową rewizją a poprzednią rewizją standardu. Urządzenie, które odbiera ramkę z wyższym poziomem rewizji niż obsługiwany, może odrzucić ramkę bez żadnego wskazania. Pole typu ramki używa trzech bitów do klasyfikowania ramki sygnału, ramki danych, ramki poleceń i ramki danych wieloprotokołowych, podczas gdy niektóre są zarezerwowane dla dalszych rewizji. Pole SEC powinno być ustawione na jeden, gdy ładunek ramki jest chroniony przy użyciu klucza określonego przez identyfikator zabezpieczeń, a w przeciwnym razie na zero. Pole ACKPolicy jest stosowane w celu wskazania typu procedury potwierdzenia, którą adresowany odbiorca musi wykonać. Pole kanału logicznego jest dostępne do użytku przez użytkowników protokołu wyższej warstwy.
- Identyfikator sieci parowej to unikalny identyfikator sieci parowej, który zwykle pozostaje stały podczas instancji sieci parowej i może być trwały dla wielu kolejnych instancji sieci parowych przez ten sam PRC.
- W ramce MAC znajdują się dwa pola służące do wskazania urządzenia źródłowego i urządzenia docelowego. Identyfikator urządzenia jest przypisywany przez PRC w ramce sygnału przed skojarzeniem urządzenia i jest unikalny w obrębie sieci parowej.

Proces konstrukcji nagłówka ramki

Nagłówki ramki należy wstawić na końcu preambuły PHY, przekazując informacje w nagłówkach PHY i MAC niezbędne do pomyślnego zdekodowania ramki. Szczegółowy proces konstrukcji nagłówka ramki pokazano na rysunku, tj.



• Utwórz nagłówek ramki bazowej w następujący sposób:

1. Utwórz nagłówek PHY na podstawie informacji dostarczonych przez MAC.
2. Oblicz HCS na podstawie kombinacji nagłówka PHY i nagłówka MAC. Określono kod wykrywania błędów na podstawie sekwencji Cyclic Redundancy Check o długości szesnastu bitów (CRC-16).
3. Dołącz HCS do nagłówka MAC.
4. Zamieszaj kombinację nagłówka MAC i HCS.
5. Zakoduj połączenie nagłówka PHY, zaszyfrowanego nagłówka MAC i zaszyfrowanego HCS w połączone słowa kodowe rozszerzonego kodu Hamminga (EH), aby zwiększyć odporność nagłówka ramki. Dla każdej czterobitowej sekwencji wejściowej koder EH generuje cztery bity parzystości i tworzy ośmiobitowe słowo kodowe.
6. Utwórz nagłówek ramki bazowej, łącząc zakodowany nagłówek PHY, zakodowany i zaszyfrowany nagłówek MAC, zakodowany i zaszyfrowany HCS oraz bity wypełniające nagłówek.

• Aby zwiększyć odporność nagłówka ramki, zastosowano rozpraszanie kodowania ze współczynnikiem rozpraszania 4 przy użyciu pseudolosowej sekwencji binarnej (PRBS) generowanej przez rejestr przesuwany ze sprzężeniem zwrotnym liniowym (LFSR). W przypadku IEEE 802.15.3 wejście binarne 0 jest rozpraszane do 1010, a 1 do 0101.

- Modułuj nagłówek ramki przy użyciu $\pi/2$ -BPSK.
- Zbuduj bloki z wynikowego nagłówka ramki, wstawiając słowa pilota. W przypadku słowa pilota o długości 0 długość danych wynosi 64 symbole, podczas gdy dla słowa pilota o długości 8 jest 56 symboli danych.

Podsumowanie

Obecne zasoby widmowe dostępne w pasmach mikrofalowych i milimetrowych nadal stanowią wyzwanie dla obsługi implementacji szybkości transmisji terabitów na sekundę przewidywanej przez nadchodzące sieci komórkowe 6G. W związku z tym społeczność komunikacji bezprzewodowej musi wykorzystać jeszcze wyższe częstotliwości w paśmie terahercowym. Oczekuje się, że technologia komunikacji THz odegra kluczową rolę w systemie 6G, zapewniając małe komórki Tbps, bezprzewodowy backhauling i fronthauling, łączność urządzenie-urządzenie w bliskiej odległości, komunikację wewnątrzurządzeniową, a nawet sieciowanie na chipie. Ponadto funkcjonalności, takie jak obrazowanie, wykrywanie i pozycjonowanie, umożliwione przez szczególne cechy sygnałów terahercowych, można zintegrować z komunikacją THz, aby osiągnąć dużą synergię w różnych przypadkach użycia 6G i scenariuszach wdrożenia. Chociaż badania nad komunikacją THz są jeszcze w powijakach, ITU-R zidentyfikował już otwarte spektrum między 275 a 450 GHz dla lądowych usług mobilnych i stacjonarnych, usuwając barierę wdrażania komunikacji THz z perspektywy regulacji widma. Jednak największym wyzwaniem dla osiągnięcia korzyści z bezprzewodowej komunikacji THz jest ograniczenie zasięgu transmisji ze względu na znaczną stratę propagacji wynikającą z dużej utraty ścieżki w wolnej przestrzeni, absorpcji gazów atmosferycznych, tłumienia opadów deszczu i blokowania. Z drugiej strony, niewielka długość fali fal terahercowych ułatwia wykorzystanie ultramasywnego układu anten MIMO, gdzie nowe schematy, takie jak formowanie wiązki za pomocą układu podukładów, są obiecujące. Ponadto anteny soczewkowe, które zapewniają niedrogie rozwiązanie do generowania wiązek o wysokiej kierunkowości, również wykazują duży potencjał w komunikacji THz. Jako pierwszy na świecie standard bezprzewodowy działający w paśmie terahercowym, IEEE 802.15.3 może dostarczyć wielu wskazówek dla przyszłych systemów komunikacji mobilnej THz. Jest on jednak ograniczony tylko do łączy typu punkt-punkt, a zatem istnieje duża luka do wypełnienia poprzez eksplorację nowych schematów, takich jak wielokrotny dostęp, początkowy dostęp, alokacja zasobów radiowych, łagodzenie zakłóceń w celu zbudowania mobilnego systemu opartego na THz.