

## Ulepszona bezprzewodowa komunikacja milimetrowa w 6G

Tradycyjne systemy komórkowe zostały zbudowane na pasmach niskiej częstotliwości, które mają korzystne właściwości propagacyjne, co skutkuje dużym obszarem zasięgu dla komunikacji zewnętrznej i dobrą penetracją budynków dla komunikacji wewnętrznej. Jednak widmo poniżej 6 GHz jest od dawna przepełnione, a dostępne zasoby widmowe dla usług IMT są wysoce ograniczone. Fala milimetrowa (mmWave) odnosi się do pasm widmowych od 30 do 300 GHz, odpowiadających zakresowi długości fal sygnału od 1 do 10 mm. Z jednej strony mmWave zapewnia wysoki potencjał dla komunikacji mobilnej nowej generacji ze względu na obfite zasoby widmowe i ciągłe pasma o dużej objętości. Z drugiej strony właściwości propagacji sygnału mmWave różnią się od właściwości pasm niskiej częstotliwości w pasmach ultrawysokiej częstotliwości i mikrofal. Wysokie straty propagacji i penetracji nakładają wiele wyzwań technicznych na projektowanie systemów komunikacji mmWave. W tym rozdziale skupimy się na charakterystyce propagacji mmWave i kluczowych technologiach transmisji mmWave, składających się z:

- Dużego zaniku propagacji sygnału mmWave, w tym utraty ścieżki w wolnej przestrzeni, tłumienia atmosferycznego, efektów pogodowych i zacielenia.
- Małego zaniku propagacji sygnału mmWave występuje na odległościach rzędu długości fali nośnej, spowodowanych przez konstruktywną i destruktywną superpozycję składowych sygnału wielościeżkowego.
- Modeli kanałów na dużą i małą skalę dla częstotliwości mmWave do 100 GHz.
- Potencjału i wyzwań dla kształtowania wiązki na częstotliwościach mmWave oraz zasad cyfrowego kształtowania wiązki, analogowego kształtowania wiązki i hybrydowego kształtowania wiązki.
- Wyzwań technicznych początkowego dostępu do systemu komunikacji mmWave, schematów synchronizacji i nadawania wielu wiązek oraz znormalizowanych procedur początkowego dostępu dla LTE i NR.
- Wielokierunkowe pokrycie kanałów transmisyjnych w systemach wieloantenowych, obejmujące losowe kształtowanie wiązki i jego udoskonalone schematy.

## Niedobór widma

Poprzednie generacje systemów komórkowych zwykle przyjmowały pasma niskiej częstotliwości od kilkuset megaherców do kilku gigaherców ze względu na korzystne właściwości propagacyjne w tych pasmach. Mówiąc konkretnie, większość systemów pierwszej generacji działała w pasmach częstotliwości około 800 MHz, podczas gdy systemy drugiej generacji wykorzystywały zarówno 900, jak i 1800 MHz, aby obsługiwać większą pojemność systemu. Systemy trzeciej i czwartej generacji dodatkowo rozszerzyły pasma częstotliwości dla usług Międzynarodowej Telekomunikacji Ruchomej (IMT) odpowiednio do 2,1 i 2,6 GHz. Przesyłanie sygnałów radiowych w pasmach niskiej częstotliwości zapewnia niewielką stratę ścieżki wolnej przestrzeni (FSPL), co ułatwia zasięg na dużym obszarze i transmisję na duże odległości przy umiarkowanej mocy promieniowania. Ponadto sygnały te łatwo przenikają przez budynki i wodę. W związku z tym widmo do 6 GHz, a zwłaszcza poniżej 3 GHz, jest pożądanym pasmem częstotliwości dla usług IMT, ponieważ operatorzy sieci komórkowych mogą oferować dobre pokrycie zewnętrzne i wewnętrzne dzięki ekonomicznym sieciom komórkowym. Wraz z rozprzestrzenieniem się mobilnego Internetu, zapotrzebowanie na więcej zasobów widmowych w celu zaspokojenia eksplozywnego wzrostu ruchu stało się pilne, podczas gdy znalezienie wystarczającego widma, zwłaszcza przy dużych ciągłych pasmach, w paśmie częstotliwości poniżej 6 GHz jest bardzo trudne. Z jednej strony zasoby widmowe w tych pasmach są dość ograniczone w



sprawia, że implementacja elementów RF i antenowych, przetwarzanie sygnału pasma podstawowego i powiązany protokół komunikacyjny są znacznie trudniejsze.

### **Charakterystyka propagacji mmWave**

Komunikacja bezprzewodowa odbywa się poprzez promieniowanie fal elektromagnetycznych od nadajnika do odbiornika. Kanał bezprzewodowy jest podatny na szумы, zakłócenia i różne upośledzenia kanału, podczas gdy takie upośledzenia dynamicznie zmieniają się wraz z ruchem użytkowników mobilnych. W komunikacji bezprzewodowej mmWave większość obiektów fizycznych w otaczającym środowisku staje się bardzo duża w porównaniu do małych długości fal przy częstotliwościach mmWave. Niektóre efekty propagacji, takie jak odbicie, rozpraszanie i dyfrakcja, wykazują odrębne cechy w porównaniu z pasmami ultrawysokiej częstotliwości (UHF) i superwysokiej częstotliwości (SHF, zwanej również mikrofalami). Ponadto niektóre pomijalne efekty propagacji przy częstotliwościach UHF i mikrofalowych stają się znacznie poważniejsze przy częstotliwościach mmWave, np. absorpcja atmosferyczna spowodowana przez tlen i parę wodną, co wymusza konieczność ponownego przemyślenia medium bezprzewodowego. W tej sekcji scharakteryzujemy kanał mmWave, jego kluczowe cechy fizyczne i problemy modelowania, które można podzielić na dwa typy:

- Zanikanie na dużą skalę występuje na stosunkowo dużych odległościach i składa się ze strat propagacji w wolnej przestrzeni spowodowanych rozproszeniem przesyłanego sygnału, absorpcją atmosferyczną, efektami pogodowymi i zaciemnieniem spowodowanym przeszkodą między nadajnikiem a odbiornikiem, która osłabia moc sygnału poprzez penetrację, odbicie, dyfrakcję i rozpraszanie.
- Zanikanie na małą skalę występuje na bardzo krótkich odległościach rzędu długości fali nośnej. Jest spowodowane konstruktywnym i destrukcyjnym dodawaniem wielu kopii sygnału przesyłanych różnymi ścieżkami między nadajnikiem a odbiornikiem.

### **Efekty propagacji na dużą skalę**

Zanikanie na dużą skalę modeluje makroskopowe właściwości propagacji elektromagnetycznej, w której siła odbieranego sygnału zależy od odległości między nadajnikiem a odbiornikiem. FSPL ze względu na rozproszenie przesyłanego sygnału staje się bardziej znaczące od czasu wzrostu częstotliwości nośnej, podczas gdy charakterystyki odbicia, dyfrakcji i rozpraszania w częstotliwościach mmWave są również inne w porównaniu z pasmami UHF i mikrofalowymi. Sygnał mmWave cierpi na poważniejszą utratę penetracji niż sygnał radiowy o niskiej częstotliwości podczas przechodzenia przez przeszkody, takie jak liście, budynki i przyciemniane ściany szklane. Ponadto komunikacja bezprzewodowa mmWave musi uwzględniać straty atmosferyczne spowodowane pochłanianiem energii przez cząsteczki tlenu i wody oraz wpływem pogody, ponieważ wymiary fizyczne kropli deszczu, gradu i płatków śniegu są tego samego rzędu co długość fali nośnej.

### **Straty propagacji w wolnej przestrzeni**

Na początek przeanalizujemy najprostszy ze wszystkich możliwych scenariuszy transmisji: fale elektromagnetyczne przesyłane przez wolną przestrzeń do odbiornika w odległości  $d$  od nadajnika. Nie ma przeszkód między nadajnikiem a odbiornikiem, a sygnał rozprzestrzenia się wzdłuż linii prostej zwanej linią widzenia (LOS) bez odbicia lub rozproszenia. Zakładając, że antena izotropowa generuje falę sferyczną, która podlega prawu zachowania energii, gdzie moc zawarta na powierzchni kuli o dowolnym promieniu  $d$  jest równa efektywnej mocy promieniowanej izotropowo (EIRP) nadajnika. Gęstość strumienia mocy przesyłanego sygnału, mierzona w jednostkach watów na metr kwadratowy, jest podawana przez EIRP podzielone przez powierzchnię kuli o promieniu  $d$ . Ponieważ moc sygnału

odbieranego przechwycona przez antenę odbiorczą jest proporcjonalna do jej efektywnej powierzchni oznaczonej jako  $A_r$ , mamy

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

Zysk typowej anteny odbiorczej można wyrazić w postaci jej efektywnej powierzchni i częstotliwości roboczej, tj.

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

gdzie  $\lambda$  oznacza długość fali częstotliwości roboczej, a  $\eta$  oznacza maksymalną wydajność anteny, która nie jest większa niż 1 i może być znacznie mniejsza niż 1 w przypadku nieefektywnych anten. Tymczasem EIRP nadajnika jest dana przez iloczyn jego mocy nadawanej  $P_t$  i wzmocnienia anteny nadajnika  $G_t$ , tj.  $P_{\text{EIRP}} = P_t G_t$ . Korzystając z zależności między powierzchnią efektywną a wzmocnieniem anteny podanej w równaniu (2), moc odbieraną w równaniu (1) można zapisać jako

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r}{\eta} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (3)$$

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). Równanie, znane jako wzór FSPL Friisa, jest ważne w dalekim polu elektromagnetycznym anteny. W komunikacji bezprzewodowej typowe jest wyrażanie tłumienia propagacji za pomocą wartości decybeli, ponieważ zakres mocy sygnału dynamicznie zmienia się o kilka rzędów wielkości na stosunkowo niewielkich odległościach. Przepisz równanie (3) w skali logarytmicznej:

$$P_r|_{\text{dBm}} = P_t|_{\text{dBm}} + \underbrace{10 \lg(G_t G_r) + 20 \lg\left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right) - 20 \lg\left(\frac{d}{d_0}\right)}_{\text{Free-space path gain}}, \quad (4)$$

gdzie  $|_{\text{dBm}}$  oznacza jednostki decybeli-miliwatów. Odległość odniesienia  $d_0$  powinna znajdować się w dalekim polu anteny, tak aby efekt bliskiego pola nie wpływał na utratę ścieżki odniesienia. W tradycyjnych systemach komórkowych o dużym zasięgu powszechnie stosuje się odległości odniesienia 1 km lub 100 m, podczas gdy 1 m jest wystarczający dla częstotliwości mmWave. FSPL jest definiowany jako logarytmiczny stosunek mocy nadawania do mocy odbioru bez uwzględniania zysków anteny:

$$PL = 10 \lg \frac{P_t}{P_r} = - \left[ 10 \lg(G_t G_r) + 20 \lg\left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right) - 20 \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \right] \quad (5)$$

Przeciwną liczbę FSPL nazywa się wzmocnieniem ścieżki wolnej przestrzeni, tj.  $P_G = -PL$ , jak wskazano w równaniu (4). Można zauważyć, że odebrana moc zanika odwrotnie proporcjonalnie do kwadratu odległości propagacyjnej i jest również proporcjonalna do kwadratu długości fali nośnej. Jak wiemy,

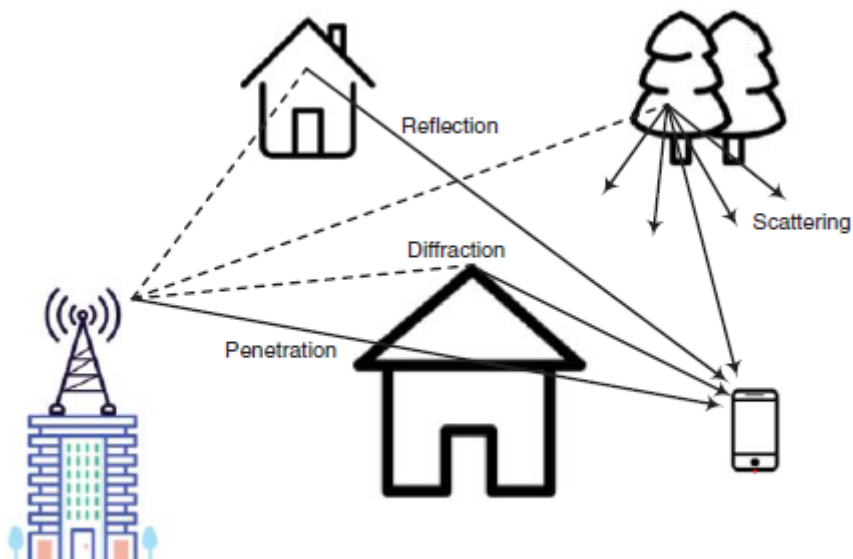
odebrana moc w wolnej przestrzeni zanika o 20 dB na dekadę w odległości ze względu na kwadrat odległości w mianowniku. Należy zauważyć, że zależność mocy odbieranej od długości fali  $\lambda$  wynika z efektywnej powierzchni anteny odbiorczej (patrz równanie (2)]. Oznacza to, że transmisja bezprzewodowa na częstotliwościach mmWave będzie cierpieć z powodu poważnych strat ścieżki z powodu krótszych długości fali w porównaniu z pasmami UHF i mikrofalowymi. Długość fali  $\lambda$  inmi jest odwrotnie proporcjonalna do jej częstotliwości  $f$ , mianowicie  $\lambda = c/f$  przy prędkości światła w wolnej przestrzeni  $c \approx 3 \times 10^8$  m/s. Aby zademonstrować wpływ wyższej częstotliwości, Tabela 1 przedstawia porównanie FSPL na wczesnych pasmach komórkowych 460 MHz, nielicencjonowanym paśmie przemysłowym, naukowym i medycznym (ISM) 2,4 GHz, nielicencjonowanym paśmie krajowej infrastruktury informacyjnej (U-NII) zbliżonym do 5 GHz i typowej częstotliwości mmWave 60 GHz.

	$f_c = 460$ MHz	$f_c = 2.4$ GHz	$f_c = 5$ GHz	$f_c = 60$ GHz
$d = 1$ m	25.7 dB	40 dB	46.4 dB	68 dB
$d = 10$ m	45.7 dB	60 dB	66.4 dB	88 dB
$d = 100$ m	65.7 dB	80 dB	86.4 dB	108 dB
$d = 1$ km	85.7 dB	100 dB	106.4 dB	128 dB

Te proste obliczenia ujawniają, że występuje nadmierna strata propagacji około 20–40 dB w porównaniu ze środowiskiem komunikacyjnym sub-6 GHz.

#### Propagacja i zacienianie NLOS

FSPL nie może prawidłowo odzwierciedlać wszystkich charakterystyk kanałów mmWave, ponieważ środowisko fizyczne naziemnych systemów mobilnych nie podąża za propagacją elektromagnetyczną LOS. Przesyłany sygnał napotka wiele obiektów, które odbijają, uginają lub rozpraszają ten sygnał w typowym scenariuszu miejskim lub wewnętrznym, tworząc propagację bez widoczności (NLOS) między nadajnikiem i odbiornikiem, jak pokazano na rysunku.



Ze względu na różnice w odległościach i ścieżkach propagacji, te dodatkowe kopie przesyłanego sygnału, nazywane sygnałami wielodrogowymi, mają różne tłumienie mocy, różne opóźnienia w czasie i różne przesunięcia częstotliwości i fazy. Połączenie tych sygnałów wielodrogowych w odbiorniku dodatkowo zwiększa zmienność mocy odbieranego sygnału. Odbicie promieniowania

elektromagnetycznego oznacza powrót fal elektromagnetycznych przez gładką powierzchnię. Ogólnie rzecz biorąc, powierzchnia odbijająca jest granicą między dwoma materiałami o różnych właściwościach elektromagnetycznych, takimi jak granica między powietrzem a szkłem, powietrzem a metalem lub powietrzem a wodą. Odbicie jest krytycznym mechanizmem propagacji przy tradycyjnych częstotliwościach UHF i mikrofalowych, aby ominąć blokadę między nadajnikiem a odbiornikiem. Wyniki pomiaru kanału wykazały, że częstotliwości mmWave wykazują lepsze właściwości odbijające w środowiskach wewnętrznych i zewnętrznych niż pasma UHF i mikrofalowe. Ogólne obiekty fizyczne, takie jak ściany budynków, latarnie, drzewa, metalowe kosze na śmieci, a nawet głowy ludzi, mogą być bardzo odbijające sygnały mmWave, generując silne sygnały wielodrogowe poprzez odbijanie się od otaczających obiektów. W elektromagnetyzmie stosuje się metrykę zwaną współczynnikiem odbicia, aby opisać, jak duża część fali elektromagnetycznej jest odbijana przez nieciągłość impedancji w medium transmisyjnym. Jest ona równa stosunkowi amplitudy fali odbitej do fali padającej. Współczynniki odbicia dla obiektów zewnętrznych, takich jak przyciemniane szkło i ściany z żelbetu, przekraczają 0,8. Tabela 2 przedstawia wgląd w współczynniki odbicia dla powszechnych materiałów budowlanych mierzone przy częstotliwości mmWave 28 GHz.

Environment	Material	Incident angle (°)	Reflection coefficient
Outdoor	Tinted glass	10	0.896
	Concrete	10	0.815
		45	0.623
Indoor	Clear glass	10	0.740
		10	0.704
	Dry wall	45	0.628

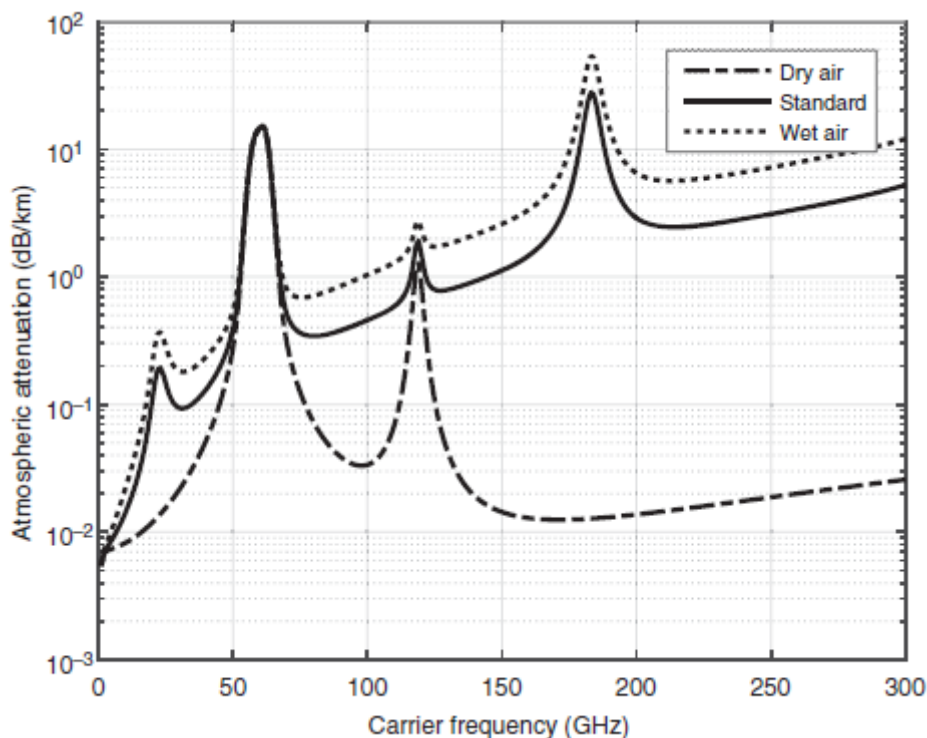
Odbicie fal elektromagnetycznych występuje, gdy powierzchnie odbijające są wystarczająco gładkie, gdzie kąt odbicia jest identyczny z kątem padania. Gdy fala płaska uderza w szorstkie powierzchnie z płaską granicą, która nie jest nieskończenie duża, padające fale elektromagnetyczne odbijają się w wielu losowych kierunkach, a nie w kierunku lustrzanym. Rozpraszanie jest pomijalnym mechanizmem propagacji w pasmach niskich częstotliwości ze względu na jego znaczne tłumienie, np. zanikanie w odniesieniu do odległości z szybkością  $d^4$ . Przy częstotliwościach mmWave wymiary wszystkich obiektów fizycznych, takich jak istoty ludzkie, budynki i latarnie, stają się stosunkowo duże w porównaniu z małymi długościami fal. Oznacza to, że rozproszony sygnał może być tak samo znaczący jak sygnał odbity. Oprócz odbicia i rozproszenia, przesyłany sygnał może również zaginać się wokół obiektu na swojej drodze do odbiornika, co wynika z zakrzywionej powierzchni Ziemi, pagórkowatego lub nierównego terenu i krawędzi budynków. Chociaż dyfrakcja jest również ważnym mechanizmem propagacji pasm niskiej częstotliwości w celu utworzenia ścieżek NLOS, staje się ona najłabsza ze względu na krótsze długości fal przy częstotliwościach mmWave. Jeśli obiekt fizyczny blokuje ścieżkę propagacji LOS przesyłanego sygnału, fala elektromagnetyczna może przenikać przez przeszkody z ceną tłumienia mocy, aby dotrzeć do odbiornika. Wyniki pomiarów przy częstotliwościach mmWave wykazały, że pasma wysokiej częstotliwości cierpią na poważniejsze tłumienie niż pasma UHF i mikrofalowe. W środowiskach zewnętrznych przyciemniane szkło i grube ściany mają straty penetracji wynoszące około 40 i 28 dB przy 28 GHz, co wskazuje, że stacja bazowa rozmieszczona na zewnątrz jest trudna do świadczenia usług użytkownikom wewnętrznym. Jednak większość wewnętrznych przegród i mebli w środowiskach wewnętrznych nie tłumi znacząco sygnałów, gdzie spodziewane są straty penetracji porównywalne z pasmami UHF i mikrofalowymi, np. 2–6 dB. Oznacza to, że sieci wewnętrzne mogą dobrze działać w częstotliwościach mmWave, unikając zakłóceń ze strony sieci

zewnątrznych współkanałowych. Tabela 3 przedstawia straty penetracji dla typowych materiałów budowlanych mierzone przy częstotliwości mmWave 28 GHz.

Environment	Material	Thickness (cm)	Penetration Loss (dB)
Outdoor	Tinted glass	3.8	40.1
	Brick wall	185.4	28.3
Indoor	Clear glass	<1.3	3.9
	Tinted glass	<1.3	24.5
	Partition	38.1	6.8

### Tłumienie atmosferyczne

W tradycyjnych pasmach niskiej częstotliwości używanych do komunikacji komórkowej, wpływ atmosfery nie jest brany pod uwagę podczas obliczania strat propagacji. Jednak wszystkie fale elektromagnetyczne cierpią z powodu tłumienia atmosferycznego z powodu absorpcji cząsteczek gazowych, takich jak tlen i para wodna. Efekt ten jest znacznie wzmocniony przy niektórych częstotliwościach mmWave. Na przykład wiele linii absorpcji tlenu połączyło się przy częstotliwości bliskiej 60 GHz, tworząc pojedyncze, szerokie pasmo absorpcji. Tłumienie atmosferyczne można dokładnie ocenić pod względem ciśnienia powietrza, temperatury i wilgotności jako sumę poszczególnych linii widmowych tlenu i pary wodnej [ITU-R P.676, 2019]. Rysunek ilustruje wpływ absorpcji tlenu, jak wskazano w Dry Air, obliczony przy ciśnieniu powietrza 1013,25 hPa i temperaturze 15 °C, przy założeniu, że powietrze jest idealnie suche z gęstością pary wodnej 0 g/m<sup>3</sup>.



Absorpcja tlenu dominuje w tłumieniu atmosferycznym przy częstotliwości około 60 GHz, co prowadzi do szczytowej straty około 15 dB/km. Pokazujemy również wpływ wilgotności dla standardowych warunków atmosferycznych na poziomie morza (ciśnienie powietrza 1013,25 hPa, temperatura 15°C i gęstość pary wodnej 7,5 g/m<sup>3</sup>). Poza kilkoma pasmami (tj. 60 i 120 GHz) absorpcja wody odgrywa

dominującą rolę w generowaniu tłumienia atmosferycznego. Jeśli wilgotność wzrasta, tłumienie atmosferyczne staje się znacznie większe, odpowiadając za szczyt około 50 dB/km przy częstotliwościach około 180 GHz. Natomiast takie tłumienie atmosferyczne w pasmach sub-6 GHz jest rzędu 0,01 dB/km, co jest nieistotne. Oprócz absorpcji molekularnej, pogoda jest również ważnym czynnikiem tłumienia atmosferycznego, ponieważ rozmiary fizyczne kropeł deszczu, gradu i płatków śniegu są rzędu długości fal nośnych przy częstotliwościach mmWave. Wyniki badań w latach 70. i 80., które koncentrowały się na cechach pogodowych w łączach komunikacji satelitarnej, dostarczyły wiedzy na temat propagacji mmWave w różnych warunkach pogodowych. Deszcz, mgła, grad i śnieg powodują nadmierne niepożądane straty sygnału na ścieżkach propagacji fal milimetrowych przez dolną atmosferę. Na przykładzie opadów deszczu można stwierdzić, że tłumienie jest funkcją odległości, szybkości opadów deszczu i średniego wymiaru kropeł deszczu, co można oszacować za pomocą modeli tłumienia deszczu. Takie tłumienie można traktować jako dodatkową stratę ścieżki, która jest po prostu dodawana do straty ścieżki spowodowanej stratą propagacji w wolnej przestrzeni i absorpcją atmosferyczną. Pomiar przy 28 GHz wykazały, 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 deszczu wynoszącej 100–150 mm/h. Z perspektywy komunikacji satelitarnej tłumienie pogodowe sprawia, że bezprzewodowa transmisja mmWave jest zawodna, jeśli nie bezużyteczna, ze względu na duży zasięg łącza satelitarnego. Jednakże naziemna komunikacja mobilna mmWave z małymi rozmiarami komórek jest możliwa (biorąc pod uwagę maksymalną stratę kilku decybeli w odległości 100 m), szczególnie gdy w celu skompensowania takiej straty propagacyjnej zastosuje się duże układy antenowe.

### **Efekty propagacji na małą skalę**

Gdy nadajnik wysyła sygnał sinusoidalny  $x(t) = \cos 2\pi ft$ , odebrany sygnał w odbiorniku jest sumą wielu kopii tego transmitowanego sygnału, które dotarły z różnych ścieżek propagacji z powodu odbicia, rozproszenia i efektów dyfrakcji obiektów fizycznych w otaczającym środowisku. Odebrany sygnał można zapisać jako

$$y(t) = \sum_{l=1}^{L(t)} a_l(f, t) \cos 2\pi f (t - \tau_l(f, t)). \quad (6)$$

gdzie  $a_l(f, t)$  i  $\tau_l(f, t)$  oznaczają tłumienie i opóźnienie propagacji na ścieżce  $l$  w czasie  $t$ , odpowiednio, a  $L(t)$  jest liczbą rozróżnialnych składowych wielościeżkowych. Tłumienie i opóźnienia są głównie określone przez odległość od nadajnika do reflektora i od reflektora do odbiornika. Te dwa parametry zwykle zmieniają się powoli w zależności od częstotliwości, a szerokość pasma transmisji jest znacznie mniejsza niż częstotliwość nośna. Dlatego też rozsądne jest założenie, że tłumienie i opóźnienia na każdej ścieżce propagacji są niezależne od częstotliwości. Zatem równanie (6) można zapisać jako

$$y(t) = \sum_{l=1}^{L(t)} a_l(t) \cos 2\pi f (t - \tau_l(t)) \quad (7)$$

Kanał zanikania wielodrogowego można modelować jako liniowy układ zmienny w czasie, opisany odpowiedzią  $h(\tau, t)$  w czasie  $t$  na impuls wejściowy w czasie  $t - \tau$ . Z równania (7) można łatwo uzyskać odpowiedź impulsową



$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^{L(t)} a_l(t) \delta(t - \tau_l(t)). \quad (8)$$

Podstawowym warunkiem transmisji bezprzewodowej jest istnienie tylko jednej ścieżki propagacji bez tłumienia i zerowego opóźnienia, mianowicie  $h(\tau, t) = \delta(t - \tau)$ . W szczególnym przypadku, gdy nadajnik, odbiornik i rozpraszacze są nieruchome, kanał ma liniową, niezmienną w czasie odpowiedź impulsową:

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^L a_l \delta(\tau - \tau_l). \quad (9)$$

Dodatkowo możemy uzyskać odpowiedź częstotliwościową dla zmiennej w czasie odpowiedzi impulsowej poprzez transformatę Fouriera, tj.

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-2\pi j f \tau} d\tau = \sum_{l=1}^{L(t)} a_l(t) e^{-2\pi j f \tau_l(t)} \quad (10)$$

Praktyczna komunikacja bezprzewodowa to transmisja w paśmie przepustowym, która jest realizowana w paśmie o częstotliwości nośnej  $f_c$ . Jednak większość przetwarzania sygnału w komunikacji bezprzewodowej, takiego jak kodowanie kanału, modulacja, wykrywanie, synchronizacja i szacowanie, jest zwykle implementowana w paśmie podstawowym. Z perspektywy projektowania systemu ma sens uzyskanie złożonego równoważnego modelu pasma podstawowego w następujący sposób

$$h_b(\tau, t) = \sum_{l=1}^{L(t)} a_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) e^{-2\pi j f_c \tau_l(t)}. \quad (11)$$

W przeciwieństwie do tradycyjnych pasm UHF i mikrofalowych, łącza transmisyjne mmWave cierpią na większe straty propagacji w wolnej przestrzeni, większe straty penetracji i nadmierne straty z powodu tłumienia atmosferycznego i efektów pogodowych. Takie efekty propagacji na dużą skalę w częstotliwościach mmWave mogą być odbite na tłumieniu ścieżki  $a_l(t)$  bez modyfikowania modeli kanału podanych w równaniach (8) lub (11). Ponadto, ze względu na kurczenie się długości fali, sygnały mmWave doświadczają silniejszego odbicia, które występuje na obiektach znacznie większych niż długość fali i bogatszego rozpraszania, które występuje na obiektach o podobnych wymiarach długości fali. W konsekwencji liczba możliwych do rozdzielenia składowych wielodrogowych  $L$  staje się znacząca, ale wzory wymienione wcześniej nadal mogą ją poprawnie modelować.

### Rozproszenie opóźnienia i szerokość pasma koherencji

Gdy impuls sygnału przechodzi przez kanał wielodrogowy, odebrany sygnał pojawi się jako ciąg impulsów, przy czym każdy impuls odpowiada ścieżce bezpośredniej lub ścieżce NLOS. Ważną cechą propagacji radiowej jest rozproszenie opóźnienia wielodrogowego lub dyspersja czasowa podniesiona z odrębnego czasu przybycia różnych ścieżek propagacji. Zakładając, że  $\tau_1(t)$  w modelu kanału wielodrogowego podanym przez równanie (11) oznacza czas propagacji pierwszego przybywającego składnika wielodrogowego, minimalne opóźnienie nadmiarowe jest równe  $\tau_1(t)$ , jako opóźnienie odniesienia równe zero. Tymczasem czas propagacji ostatniego przybywającego składnika wielodrogowego wynosi  $\tau_L(t)$ . Rozproszenie opóźnienia wielodrogowego można po prostu zmierzyć różnicą czasu przybycia między najkrótszą i najdłuższą możliwą do rozwiązania ścieżką, zwaną również maksymalnym opóźnieniem nadmiarowym, w kategoriach

$$T_d := \tau_L(t) - \tau_1(t). \quad (12)$$

Profil opóźnienia mocy (PDP) podaje intensywność sygnału odebranego przez kanał wielościeżkowy jako funkcję opóźnienia wielościeżkowego  $\tau$ , mamy

$$S(\tau) = \mathbb{E} [|h(t, \tau)|^2]. \quad (13)$$

Średnie i średnie kwadratowe (RMS) opóźnienie rozrzutu można obliczyć za pomocą wzoru:

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^{+\infty} \tau S(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} S(\tau) d\tau} \quad (14)$$

i

$$T_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\tau - \mu_\tau)^2 S(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} S(\tau) d\tau}}. \quad (15)$$

Odpowiedź impulsowa kanału bezprzewodowego zmienia się zarówno w czasie, jak i częstotliwości, a rozproszenie opóźnienia określa, jak szybko zmienia się ona w częstotliwości. Przypominając, że odpowiedź częstotliwościowa podana w równaniu (10), istnieje różnica faz  $2\pi f (\tau_i - \tau_j)$  między składowymi wielościeżkowymi  $i$  i  $j$ . Biorąc pod uwagę maksymalną różnicę faz między wszystkimi ścieżkami jako  $2\pi f T_d$ , wielkość ogólnej odpowiedzi częstotliwościowej zmienia się znacząco, gdy różnica faz wzrasta lub maleje o wartość  $\pi$ . Tak więc szerokość pasma koherencji, która wskazuje szybkość zanikania kanałów bezprzewodowych w dziedzinie częstotliwości, jest zdefiniowana jako

$$B_c := \frac{1}{2T_d}. \quad (16)$$

W transmisji wąskopasmowej szerokość pasma przesyłanego sygnału jest zwykle znacznie mniejsza niż szerokość pasma koherencji, tj.  $B \ll B_c$ . Zatem zanikanie w całej szerokości pasma jest silnie skorelowane, nazywane zanikaniem płaskim częstotliwościowo. W tym przypadku rozproszenie opóźnienia jest znacznie mniejsze niż okres symbolu  $T_s = 1/B$ , a zatem pojedyncze dotknięcie wystarcza do przedstawienia filtra kanałowego. Przeciwnie, jeśli szerokość pasma sygnału  $B \gg B_c$ , dwa punkty częstotliwości oddzielone o więcej niż szerokość pasma koherencji wykazują mniej więcej niezależną odpowiedź. Zatem komunikacja szerokopasmowa cierpi na zanikanie selektywne częstotliwościowo i interferencję między symbolami (ISI). Opóźnienie wielodrożne rozprzestrzenia się na wiele symboli, a filtr kanałowy można przedstawić za pomocą wielu dotknięć, a nie jednego dotknięcia. W komunikacji bezprzewodowej mechanizmy łagodzenia ISI odgrywają kluczową rolę w projektowaniu formatowania sygnału szerokopasmowego i struktury odbiornika. Tradycyjne stacje bazowe makro o rozmiarze komórki kilku kilometrów najprawdopodobniej będą miały odległości ścieżek różniące się o więcej niż 300–600 m, co powoduje opóźnienia rzędu 1 lub 2  $\mu$ s. Odpowiada to szerokości pasma koherencji znacznie mniejszej niż 1 MHz. Ze względu na ograniczenie znacznych strat propagacji na dużą skalę stacje bazowe działające na częstotliwościach mmWave nadają się do zapewniania zasięgu małych komórek w środowiskach wewnętrznych i zewnętrznych. W miarę jak komórki stają się mniejsze, rozprzestrzenianie się opóźnień maleje. Liczne kampanie pomiarowe wykazały, że rozprzestrzenianie się opóźnień wielościeżkowych sygnałów mmWave przy typowym małym zasięgu mieści się w zakresie

od 10 do 100 ns. Gdy stosuje się masywne układy antenowe w celu generowania bardzo wąskich wiązek w celu skoncentrowania energii promieniowania na małym obszarze, oczekuje się mniejszych rozprzestrzeniań się opóźnień wielościeżkowych. Wnosi to większą szerokość pasma koherencji, co z kolei ułatwia projektowanie bezprzewodowej transmisji mmWave.

### Rozproszenie Dopplera i czas koherencji

Inną podstawową cechą kanału wielodrogowego jest jego zmienność w skali czasowej, wynikająca z ruchu nadajnika, odbiornika lub otaczających obiektów. Jeśli sygnały są stale przesyłane z ruchomego nadajnika lub odbiornika się porusza, zaobserwujemy zmiany w liczbie możliwych do rozróżnienia ścieżek, a także tłumienie i opóźnienie propagacji na każdej ścieżce, co prowadzi do zmiennej w czasie odpowiedzi kanału. Rozważmy stację ruchomą poruszającą się ze stałą prędkością  $v$ , wzdłuż trasy, która ma kąt przestrzenny  $\theta$  między kierunkiem propagacji sygnału a kierunkiem ruchu. W przedziale czasowym  $\Delta t$  stacja ruchoma porusza się z jednego punktu do drugiego w odległości  $v \Delta t$ . Powoduje to różnicę długości ścieżek, tj.  $\Delta d = v \Delta t \cos \theta$ , pokonywanych przez fale elektromagnetyczne od nadajnika do odbiornika. Ze względu na różnicę odległości propagacji, zmiana fazy odbieranego sygnału jest

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta d}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t \cos \theta}{\lambda}, \quad (17)$$

i dlatego zmiana częstotliwości, zwana przesunięciem Dopplera, jest podana wzorem

$$f_d = \frac{\Delta \phi}{2\pi \Delta t} = \frac{v \cos \theta}{\lambda} \quad (18)$$

Jak wiemy, sygnały docierają w różnych kierunkach w środowisku propagacji wielodrogowej. Jeśli stacja ruchoma porusza się w kierunku padających fal elektromagnetycznych, mianowicie  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ , przesunięcie Dopplera jest dodatnie  $f_d > 0$ . Przeciwnie, przesunięcie Dopplera jest ujemne  $f_d < 0$ , gdy stacja ruchoma oddala się od kierunku padających fal elektromagnetycznych, tj.  $90^\circ < \theta < 270^\circ$ . Załóżmy, że przesyłamy sygnał sinusoidalny  $\cos 2\pi f_c t$ , odebrany sygnał zostanie poszerzony w dziedzinie częstotliwości w zakresie od  $f_c + v/\lambda$ , gdy stacja ruchoma porusza się dokładnie w kierunku nadajnika, gdy  $\theta = 0^\circ$  do  $f_c - v/\lambda$ , gdy stacja ruchoma oddala się dokładnie od nadajnika, gdy  $\theta = 180^\circ$ . Następnie rozprzestrzenianie się Dopplera

$$D_s = 2f_m \quad (19)$$

jest zdefiniowany jako miara poszerzenia widmowego spowodowanego przez względny ruch, gdzie  $f_m = v/\lambda$  oznacza maksymalne przesunięcie Dopplera. Biorąc pod uwagę efekt przesunięcia Dopplera, odpowiedź częstotliwościowa kanału bezprzewodowego podana w równaniu (10) może zostać zapisana jako

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-2\pi j f \tau} d\tau = \sum_{l=1}^{L(t)} a_l(t) e^{-2\pi j (f + f_d) \tau_l(t)} \quad (20)$$

Możemy zobaczyć, że przesunięcie Dopplera powoduje zmianę fazy na każdej ścieżce, np.  $2\pi f_d \tau_l(t)$  na ścieżce  $l$ , a zatem zmiana fazy jest istotna w przedziale czasowym  $\Delta \tau = 1/2f_d$ . Gdy składowe wielościeżkowe łączą się w odbiorniku, takie zmiany fazy wpływają na ich konstruktywną i destruktywną interferencję. Dzieje się to w przedziale czasowym

$$T_c = \frac{1}{4D_s} = \frac{1}{8f_m}, \quad (21)$$

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 różne definicje tego parametru. Czas koherencji wynosi około

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (22)$$

jeśli jest zdefiniowany jako czas, w którym funkcja korelacji czasowej jest większa niż 0,5. W przypadku zaniku Rayleigha równanie (22) jest zbyt restrykcyjne. Popularną regułą praktyczną dla komunikacji cyfrowej jest zdefiniowanie czasu koherencji jako średniej geometrycznej  $1/f_m$  i równania (22), znanego również jako model Clarke'a, tj.

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m}. \quad T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (23)$$

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

$$T_s \ll T_c. \quad (24)$$

Możemy założyć, że kanał jest stały w wielu okresach symboli w domenie czasu, a rozproszenie Dopplera może być pomijalne w porównaniu z szerokością pasma sygnału. W przypadku szybkiego zanikania, gdzie

$$T_s > T_c \quad (25)$$

gdzie odpowiedź kanału zmienia się w pojedynczym okresie symbolu, podczas gdy dyspersja częstotliwości spowodowana rozprzestrzenianiem się Dopplera jest znaczna. Z równania (18) wiemy, że efekt Dopplera zwiększa się wraz ze zmniejszaniem się długości fali. W konsekwencji kanał mmWave wykazuje bardziej znaczącą zmienność czasową w porównaniu z kanałami bezprzewodowymi UHF lub mikrofalowymi. Efekt ten został zademonstrowany w Tharek i McGeehan, gdzie nadajnik oddalający się od odbiornika ze stałą prędkością 1 m/s generował przesunięcie Dopplera o około 200 Hz w paśmie fal milimetrowych 60 GHz. Teoretycznie dla pojazdów o prędkości 120 km/h i częstotliwości nośnej 60 GHz maksymalne przesunięcie Dopplera wynosi około 6667 Hz. W przypadku większych prędkości, takich jak prędkość pociągu dużych prędkości lub samolotu, oraz wyższych pasm częstotliwości powyżej 60 GHz, charakter zmienności w czasie będzie ekstremalny. W tradycyjnej komunikacji bezprzewodowej w pasmach niskiej częstotliwości nadajnik jest w stanie adaptacyjnie wybierać swoje parametry, takie jak moc nadawania, rozmiar konstelacji, szybkość kodowania, antena nadawcza i wzór wstępnego kodowania, aby osiągnąć doskonałą wydajność dzięki znajomości informacji o stanie kanału (CSI). CSI jest zwykle uzyskiwane przez oszacowanie odebranych sygnałów odniesienia w odbiorniku, a następnie przekazywane z powrotem do nadajnika w systemie FDD (Frequency-Division Duplexing). Ze

względu na opóźnienie sprzężenia zwrotnego ma tendencję do stawania się przestarzałym przy szybkich zmianach kanału. Powszechnie uznano, że przestarzały CSI powoduje przytłaczające pogorszenie wydajności w szerokiej gamie systemów bezprzewodowych, takich jak masywne MIMO, harmonogramowanie dla wielu użytkowników, wyrównanie zakłóceń, kształtowanie wiązki, wybór anteny nadawczej, różnorodność anten nadawczych w zamkniętej pętli, przekazywanie oportunistyczne, skoordynowany wielopunktowy, ortogonalne multipleksowanie z podziałem częstotliwości, zarządzanie zasobami i bezpieczeństwo warstwy fizycznej. Stąd efekt Dopplera stanowi duże wyzwanie dla projektowania warstwy fizycznej i kontroli zasobów radiowych przy częstotliwościach mmWave, ponieważ kanał zmienia się bardziej dramatycznie, a uzyskanie dokładnego CSI jest znacznie trudniejsze. Aby zapewnić czytelnikom wgląd w charakterystykę kanałów mmWave, Tabela 4 przedstawia porównanie kluczowych parametrów między kanałami mikrofalowymi i milimetrowymi.

Parameter	Symbol	Representative values	
		Microwave	mmWave
Carrier frequency	$f_c$	1 GHz	60 GHz
Signal bandwidth	$B$	1 MHz	1 GHz
Cell size	$d$	1 km	50 m
Delay spread	$T_d$	1 $\mu$ s	50 ns
Coherence bandwidth	$B_c = 1/2T_d$	500 kHz	10 MHz
Velocity	$v$	20 m/s	1 m/s
Doppler spread	$D_s$	133 Hz	400 Hz
Coherence time	$T_c = 1/4D_s$	1.9 ms	0.625 ms

### Rozprzestrzenianie kątowe

Oprócz dziedziny czasu i częstotliwości, zastosowanie technik wieloantenowych narzuca konieczność zbadania stopnia swobody, jaki daje dziedzina kątowa. W przypadku typowej propagacji naziemnej fale elektromagnetyczne docierają do odbiornika pod różnymi kątami, jak pokazano na rysunku 4.4. Bez utraty ogólności rysunek ten skupia się tylko na płaszczyźnie azymutalnej, ale pomija kierunek elewacji. Kąt odejścia (AoD) dla ścieżki LOS względem szerokiej strony układu anten stacji bazowej jest oznaczony jako  $\phi_{LOS}$ , podczas gdy kąt przybycia (AoA) dla ścieżki LOS względem szerokiej strony układu anten stacji mobilnej jest oznaczony jako  $\varphi_{LOS}$ . Bezwzględne AoD i AoA dla tej odbijającej ścieżki są oznaczone odpowiednio jako  $\phi_m$  i  $\varphi_m$ . Podobnie, bezwzględne AoD i AoA dla n-tej ścieżki odbicia są oznaczone odpowiednio przez  $\phi_n$  i  $\varphi_n$ . Zakładając, że m-ta i n-ta ścieżka oznaczają maksymalny i minimalny kąt propagacji sygnału od nadajnika do odbiornika, natychmiastowe rozproszenie kątowe dla AoD można zdefiniować jako

$$\phi_{AS-AoD} = \phi_m + \phi_n, \quad (26)$$

a natychmiastowe rozproszenie kątowe dla AoA wynosi

$$\varphi_{AS-AoA} = \varphi_m + \varphi_n. \quad (27)$$

Ogólnie rzecz biorąc, rozproszenie kątowe w stacji bazowej makro, która ma wyraźną przestrzeń propagacji, jest mniejsze niż w stacji mobilnej otoczonej wieloma obiektami fizycznymi. Natychmiastowe rozproszenie kątowe jest deterministyczne, ale nie może właściwie scharakteryzować zmieniającego się w czasie środowiska wielodrożnego. Dlatego też ma sens zbadanie modelu statystycznego uśredniającego chwilowe parametry czasowo lub przestrzennie. Rozkład mocy wielodrożnej względem domeny kątowej jest wygodnie opisany przez widmo kątowe mocy (PAS) oznaczone jako  $p(\theta)$ , gdzie  $\theta \in [0, 2\pi]$  jest kątem azymutu. PAS uzyskuje się przez przestrzenne uśrednienie chwilowych profili mocy azymutu dla kilkudziesięciu długości fal w zakresie, w którym utrzymywane są te same składowe wielodrożne w celu stłumienia zmian spowodowanych szybkim zanikaniem. Można je modelować albo za pomocą rozkładów Gaussa o średniej zerowej, albo rozkładów Laplace'a o średniej zerowej, podanych przez

$$p(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\theta^2}} \exp\left(-\frac{\theta^2}{2\sigma_\theta^2}\right), \quad (28)$$

i

$$p(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma_\theta^2}} \exp\left(-\left|\frac{\sqrt{2}\theta}{\sigma_\theta}\right|\right), \quad (29)$$

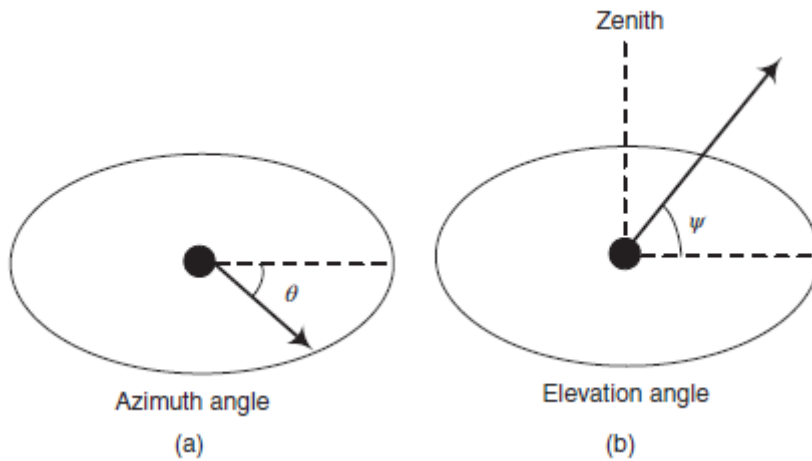
odpowiednio, ze standardowym odchyleniem  $\sigma_\theta$ . Średni AoD w nadajniku lub średni AoA w odbiorniku (w kierunku poziomym) można obliczyć za pomocą

$$\mu_\theta = \frac{\int_0^{2\pi} \theta p(\theta) d\theta}{\int_0^{2\pi} p(\theta) d\theta}, \quad (30)$$

Aby porównać różne kanały wielodrogowe i opracować ogólne wytyczne projektowe dla systemów bezprzewodowych, można zdefiniować statystyczny parametr kanału zwany rozproszeniem kątowym RMS jako pierwiastek kwadratowy drugiego momentu centralnego, tj.

$$\theta_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_0^{2\pi} (\theta - \mu_\theta)^2 p(\theta) d\theta}{\int_0^{2\pi} p(\theta) d\theta}}. \quad (31)$$

Rozproszenie kątowe reprezentuje bogactwo środowiska wielodrożnego, które określa skuteczność różnorodności przestrzennej i multipleksowania przestrzennego. Różne kampanie pomiarowe kanałów ujawniły, że rozkład PAS przy częstotliwościach mmWave jest zazwyczaj modelowany jako superpozycja klastrów, powszechnie stosowanych w kanałach częstotliwości mikrofalowych. Definicja rozproszenia kątowego jest bezpośrednio rozszerzona na kąt elewacji, jak pokazano na rysunku .



Założmy, że PAS kąta elewacji wynosi  $p(\psi)$ , średni AoD lub AoA w kierunku pionowym jest podany przez

$$\mu_\psi = \frac{\int_0^{2\pi} \psi p(\psi) d\psi}{\int_0^{2\pi} p(\psi) d\psi}, \quad (32)$$

a rozrzut kątowy RMS wynosi

$$\psi_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_0^{2\pi} (\psi - \mu_\psi)^2 p(\psi) d\psi}{\int_0^{2\pi} p(\psi) d\psi}} \quad (33)$$

### Modele kanałów milimetrowych

Warunkiem wstępnym zaprojektowania mobilnego systemu komunikacyjnego jest niezawodny i dokładny model kanału dla pasma częstotliwości roboczej, umożliwiający badaczom i inżynierom ocenę wydajności konkurencyjnych technik transmisji radiowej i sterowania medium bez konieczności samodzielnego wykonywania kosztownych i czasochłonnych pomiarów terenowych. W ciągu ostatnich dziesięcioleci społeczność bezprzewodowa opracowała dużą liczbę statystycznych i empirycznych modeli kanałów, dopasowując krzywe lub wyrażenia analityczne do zmierzonych danych uzyskanych z rzeczywistych pomiarów terenowych. Ta metoda domyślnie uwzględnia wszystkie efekty propagacji, zarówno znane, jak i nieznanne, i dlatego dobrze działa. Jednak większość tych modeli koncentruje się na pasmach częstotliwości sub-6 GHz dla tradycyjnych systemów bezprzewodowych. Ponieważ długość fali sygnałów mmWave jest znacznie krótsza niż sygnałów mikrofalowych poniżej 6 GHz, oczekuje się, że parametry modeli kanałów mmWave będą dość różne. Dlatego też niezbędne jest opracowanie modeli kanałów mmWave do celów badawczych, rozwojowych, oceny wydajności i standaryzacji. W ciągu ostatniej dekady przemysł i instytucje badawcze przeprowadziły obszerne kampanie pomiaru kanałów obejmujące potencjalne pasma mmWave do 100 GHz w różnych scenariuszach wdrożenia. Tabela 5 podsumowuje główne wysiłki w zakresie pomiarów i modelowania kanałów mmWave.

Model	Frequency	Description
METIS	2–60 GHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>Identified 5G requirements (e.g. wide frequency range, high bandwidth, massive MIMO, three-dimensional (3D) and accurate polarization modeling)</li> <li>Provided different channel model methodologies (map-based model, stochastic model, or hybrid model)</li> </ul>
MiWEBA	60 GHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>Addressed various challenges: shadowing, spatial consistency, environment dynamics, spherical wave modeling, dual mobility Doppler model, ratio between diffuse and specular reflections, and polarization</li> <li>Proposed quasi-deterministic channel model</li> </ul>
NYU	28/38/60/73 GHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>Extensive urban measurements on both indoor and outdoor</li> <li>LOS, NLOS, and blockage modeling</li> <li>Wideband PDPs</li> <li>Physics-based path loss modeling</li> </ul>
802.11ad	60 GHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>Conducted ray-tracing methodology on indoor channels</li> <li>Intra-cluster parameters in terms of ray excess delay and ray power distribution</li> <li>Human blockage models in terms of blockage probability and blockage attenuation</li> </ul>
mmMAGIC	6–100 GHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>Extensive channel measurements bringing together major vendors, European operators, research institutions, and universities</li> <li>Advanced channel models for rigorous validation and feasibility analysis of the proposed concepts and system, as well as for usage in regulatory and standardization</li> </ul>
QuaDRiGa	10/28/60/82 GHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>Fully fledged 3D geometry-based stochastic channel model</li> <li>Quasi-deterministic multi-link tracking of user movement in changing environments</li> <li>Massive MIMO modeling enabled by a new multi-bounce scattering approach and spherical wave propagation</li> </ul>
3GPP	6–100 GHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>An extension of well-accepted 3GPP Spatial Channel Model (SCM) and 3D SCM models</li> <li>Unified modeling for a wide range of frequency bands from 6 to 100 GHz</li> <li>Support various scenarios: Rural Macro (RMa), Urban Macro (UMa), Urban Micro (UMi), Indoor Hotspot (InH), and Indoor Factory (InF)</li> </ul>

## Zanikanie na dużą skalę

Teoretyczne i empiryczne modele propagacji wskazują, że średnia moc dowolnego odebranego sygnału zmniejszała się wraz z odległością między nadajnikiem a odbiornikiem w skali logarytmicznej. Uogólniając model propagacji w wolnej przestrzeni, mamy

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^n, \quad (34)$$

gdzie wykładnik strat ścieżki  $n$  wskazuje szybkość, z jaką strata ścieżki wzrasta wraz z odległością. Wartość  $n$  zależy od konkretnego środowiska propagacji, np.  $n = 2$  w wolnej przestrzeni i  $n = 4$  dla dwupromieniowego odbicia od podłoża. Szczególne straty propagacji przy częstotliwościach mmWave, takie jak tłumienie atmosferyczne i efekty pogodowe, można odzwierciedlić w takim modelu, uzyskując wyższą wartość  $n$ . Dlatego strata ścieżki

$$PL(d) \propto \left( \frac{d}{d_0} \right)^n \quad (35)$$

lub



$$PL(d) = PL_{d_0} + 10n \lg \left( \frac{d}{d_0} \right), \quad (36)$$

gdzie strata ścieżki odniesienia jest obliczana ze wzoru (patrz równanie (5))

$$PL_{d_0} = - \left[ 10 \lg (G_t G_r) + 20 \lg \left( \frac{\lambda}{4\pi d_0} \right) \right] \quad (37)$$

W szczególności różnica między stratą propagacji mikrofalowej a stratą propagacji mmWave jest zawarta przede wszystkim w różnicy propagacji pierwszego metra. Powyższe równanie nie uwzględnia zanikania cienia w oparciu o fakt, że otaczające środowisko może być odrębne w dwóch różnych lokalizacjach o tej samej odległości między nadajnikiem a odbiornikiem. Jest ono podniesione z losowej zmienności spowodowanej blokadą przez obiekty fizyczne wzdłuż ścieżki sygnału, odbijające powierzchnie i rozpraszające obiekty. Ta losowość jest dobrze opisana przez rozkład logarytmiczno-normalny. Następnie otrzymujemy model odległości odniesienia bliskiej wolnej przestrzeni, aby scharakteryzować efekt propagacji na dużą skalę, tj.

$$PL(d) = PL_{d_0} + 10n \lg \left( \frac{d}{d_0} \right) + \chi_\sigma, \quad (38)$$

gdzie  $\chi_\sigma$  (w dB) jest zmienną losową o rozkładzie Gaussa z zerową średnią i odchyleniem standardowym  $\sigma$  (również w dB), tj.  $\chi_\sigma \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ . Istnieje modyfikacja modelu odniesienia wolnej przestrzeni, używanego głównie w modelowaniu kanałów 3GPP. Ma on podobne wyrażenie matematyczne, ale stosuje zmienny odcinek, w którym zmierzone dane są dopasowywane do krzywej najmniejszych kwadratów przy użyciu dowolnego punktu dźwigni. To podejście zapewnia nieco mniejsze standardowe wyprowadzenie zmierzonych danych, ale daje model, który nie ma żadnej podstawy fizycznej. Model zmiennego odcinka, zwany również modelem  $(\alpha, \beta)$ , jest dany przez

$$PL(d) = \alpha + 10\beta \lg(d) + \chi_\sigma. \quad (39)$$

### Modele kanałów 3GPP

Na podstawie wyników rozległych kampanii pomiarowych i modelowania kanałów ze środowiska akademickiego i przemysłu, 3GPP opracowało modele kanałów dla częstotliwości od 6 do 100 GHz. Biorąc pod uwagę powszechną akceptację modeli SCM i SCM-Extended opracowanych przez 3GPP oraz jego dominującą rolę w standaryzacji systemów 5G i wyższych niż 5G, ma sens wprowadzenie modeli kanałów mmWave z 3GPP. Na 69. spotkaniu 3GPP Technology Specification Group (TSG) Radio Access Network (RAN) we wrześniu 2015 r. zatwierdzono pozycję badania Study Item on Channel Model for Frequency Spectrum Above 6 GHz. Ta pozycja badania zidentyfikowała status i oczekiwania dotyczące informacji na temat wysokich częstotliwości (np. przydział widma, scenariusze zainteresowania i pomiary) oraz modelowanie kanałów dla częstotliwości do 100 GHz. Dostosowany do wcześniejszych modeli sub-6 GHz, takich jak model 3D SCM (3GPP TR 36.873) lub IMT-Advanced (ITU-R M.2135), nowy model obsługuje porównania w różnych pasmach częstotliwości. Następnie na 81. spotkaniu 3GPP TSG RAN ustanowiono Studium pozycji badania dotyczące modelowania kanałów dla scenariuszy przemysłowych w pomieszczeniach. Wyniki tych dwóch pozycji badania zostały opublikowane w raporcie technicznym [3GPP TR38.900, 2018]. Ten model kanału jest stosowalny do oceny wydajności łącza i systemu w następujących warunkach:

- W przypadku symulacji na poziomie systemu obsługiwane scenariusze to miejski kanion uliczny mikrokomórki, miejska makrokomórka, biuro wewnętrzne, wiejska makrokomórka i fabryka wewnętrzna (InF).
- Szerokość pasma jest obsługiwana do 10% częstotliwości środkowej, ale nie większa niż 2 GHz.
- Obsługiwana jest mobilność jednego lub obu końców łącza.
- W przypadku modelu stochastycznego spójność przestrzenna jest obsługiwana przez korelację parametrów wielkoskalowych i małoskalowych, a także LOS i NLOS.
- Obsługa dużych zestawów antenowych opiera się na założeniu dalekiego pola i stacjonarnym kanale w całym rozmiarze zestawu.

### Scenariusz Urban Micro

W przypadku mikro miejskiego model Urban Micro (UMi) opisuje scenariusz, w którym stacje bazowe są zamontowane poniżej poziomów dachów otaczających budynków. Ma on na celu uchwycenie rzeczywistych scenariuszy, takich jak miasto lub plac stacji. Model w dużym stopniu zależy od tego, czy istnieje bezpośrednia ścieżka, gdzie model NLOS jest podany przez

$$PL_{UMi-NLOS} = 32.4 + 20 \lg(f_c) + 31.9 \lg(d_{3D}) + \chi_\sigma, \quad (40)$$

gdzie  $f_c$  jest częstotliwością nośną, zanikanie cienia ma standardowe wyprowadzenie  $\sigma = 8,2$  dB,  $d_{3D}$  oznacza odległość 3D między nadajnikiem i odbiornikiem, która jest obliczana ze wzoru

$$d_{3D} = \sqrt{d^2 + (h_{BS} - h_{UE})^2} \quad (41)$$

z tradycyjną odległością  $d$  między nadajnikiem i odbiornikiem stosowaną do pokrycia na dużą skalę, wysokością anteny stacji bazowej  $h_{BS}$  i wysokością anteny sprzętu użytkownika  $h_{UE}$ . Kanał LOS scenariusza mikro miejskiego jest opisany  $d$  przez model dwuzboczowy:

$$PL_{UMi-LOS} = \begin{cases} 32.4 + 20 \lg(f_c) + 21 \lg(d_{3D}) + \chi_\sigma, & 10 \text{ m} \leq d \leq d_{BP} \\ 32.4 + 20 \lg(f_c) + 40 \lg(d_{3D}) - \\ 9.5 \lg \left[ d_{BP}^2 + (h_{BS} - h_{UE})^2 \right] + \chi_\sigma, & d_{BP} \leq d \leq 5 \text{ km} \end{cases} \quad (42)$$

gdzie standardowa derywacja zanikania cienia wynosi  $\sigma = 4$  dB, a  $d_{BP}$  oznacza odległość punktu przerwania. Odległość tę można obliczyć za pomocą

$$d_{BP} = \frac{4(h_{BS} - h_E)(h_{UE} - h_E)f_c}{c}, \quad (43)$$

gdzie  $h_E$  jest efektywną wysokością środowiska, równą  $h_E = 1$  m dla scenariusza mikro miejskiego, a  $c = 3 \times 10^8$  m/s jest prędkością fali elektromagnetycznej w wolnej przestrzeni.

### Scenariusz makro miejski

UrbanMacro (UMa) zapewnia również modelowanie scenariuszy gęsto zaludnionych, takich jak kanion miejski. W przeciwieństwie do modelu UMi, główną różnicą jest to, że jego obszar zasięgu jest większy, tj. odległość między lokalizacjami (ISD) wynosi do 500 m, a nie 200 m w UMi. Ponadto zakłada się, że

stacje bazowe są umieszczone powyżej poziomu dachów otaczających budynków. Kanał NLOS można modelować za pomocą

$$PL_{UMa-NLOS} = 32.4 + 20 \lg(f_c) + 30 \lg(d_{3D}) + \chi_\sigma \quad (44)$$

z  $\sigma = 7,8$  dB. Kanał LOS jest opisany modelem dwuzboczowym jako

$$PL_{UMa-LOS} = \begin{cases} 28 + 20 \lg(f_c) + 22 \lg(d_{3D}) + \chi_\sigma, & 10 \text{ m} \leq d \leq d_{BP} \\ 28 + 20 \lg(f_c) + 40 \lg(d_{3D}) - \\ 9 \lg[d_{BP}^2 + (h_{BS} - h_{UE})^2] + \chi_\sigma, & d_{BP} \leq d \leq 5 \text{ km} \end{cases} \quad (45)$$

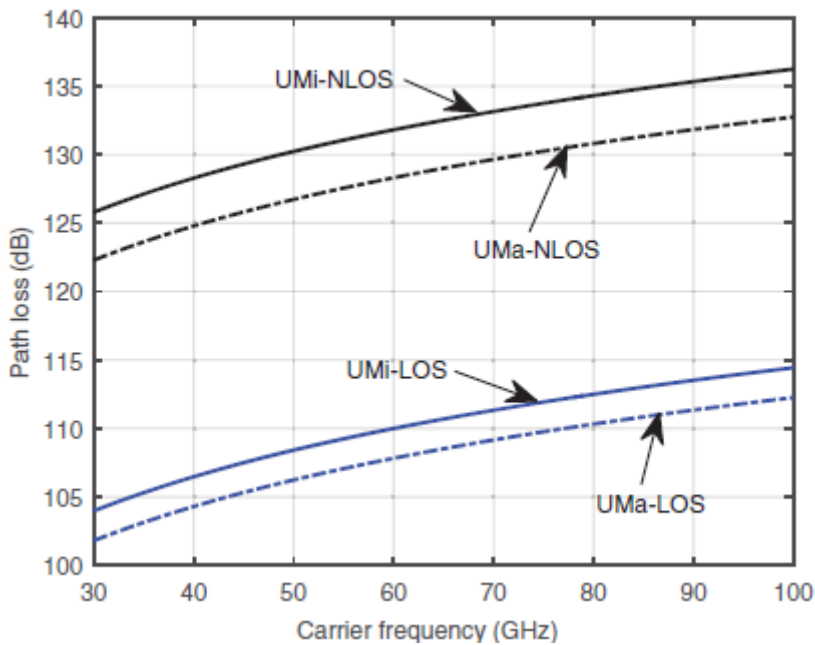
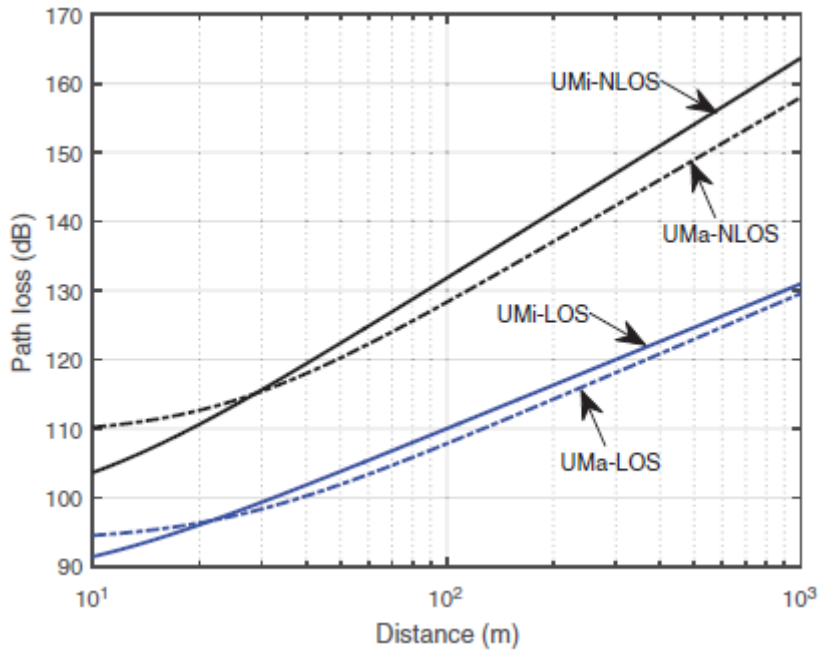
przy  $\sigma = 4$  dB.

### Scenariusz wewnętrzny

Ten scenariusz ma na celu uchwycenie różnych typowych przypadków wdrożeń wewnętrznych, które są podzielone na dwa typy: Hotspot wewnętrzny (InH) lub InF. InH wybiera dwa typowe przypadki, w tym środowiska biurowe i centra handlowe. Typowe środowisko biurowe składa się z otwartych przestrzeni biurowych, biur otoczonych ścianami, otwartych przestrzeni, korytarzy itp. Stacje bazowe są montowane na wysokości 1–3 m na sufitach lub ścianach. Centra handlowe często mają kilka pięter i mogą obejmować otwartą przestrzeń wspólną dla kilku pięter. Stacje bazowe są zwykle instalowane na wysokości około 3 m na ścianach lub sufitach korytarzy i sklepów. Scenariusz InF można dalej podzielić na cztery typy pod względem otaczającego środowiska i wysokości anteny stacji bazowych, tj. InF-DL (gęsty klaster i niska wysokość stacji bazowej), InF-SH (rzadki klaster i wysoka wysokość stacji bazowej), InF-DH (gęsty klaster i wysoka wysokość stacji bazowej) i InF-HH (wysoka wysokość nadajnika i wysoka wysokość odbiornika). Modele scenariuszy wewnętrznych podsumowano w tabeli 6.

Scenario	Path	Path loss	Shadow fading
InH-Office	LOS	$32.4 + 20 \lg(f_c) + 17.3 \lg(d_{3D})$	$\sigma = 3$
	NLOS	$32.4 + 20 \lg(f_c) + 31.9 \lg(d_{3D})$	$\sigma = 8.29$
InH-Mall	LOS	$32.4 + 20 \lg(f_c) + 17.3 \lg(d_{3D})$	$\sigma = 2$
InF	LOS	$PL_{LOS} = 31.84 + 19 \lg(f_c) + 21.5 \lg(d_{3D})$	$\sigma = 4$
	NLOS	$PL_1 = 33 + 20 \lg(f_c) + 25.5 \lg(d_{3D}),$ $PL_{InF-SL} = \max(PL_1, PL_{LOS})$	$\sigma = 5.7$
		$PL_2 = 18.6 + 20 \lg(f_c) + 35.7 \lg(d_{3D}),$ $PL_{InF-DL} = \max(PL_2, PL_{LOS}, PL_{InF-SL})$	$\sigma = 7.2$
		$PL_3 = 32.4 + 20 \lg(f_c) + 23 \lg(d_{3D}),$ $PL_{InF-SH} = \max(PL_3, PL_{LOS})$	$\sigma = 5.9$
	$PL_4 = 33.63 + 20 \lg(f_c) + 21.9 \lg(d_{3D}),$ $PL_{InF-DH} = \max(PL_4, PL_{LOS})$	$\sigma = 4$	

Aby zapewnić czytelnikom konkretny obraz, straty ścieżki scenariuszy UMA i UMi jako funkcji odległości i częstotliwości nośnej zilustrowano odpowiednio na rysunkach .



Należy zauważyć, że 3GPP ma na celu zapewnienie uniwersalnego modelowania obejmującego szeroki zakres pasm mmWave od 6 do 100 GHz. To uogólnienie musi ignorować niektóre szczególne charakterystyki kanału zależne od częstotliwości, takie jak silne tłumienie tlenu przy 60 GHz. Dlatego lepiej jest wprowadzić pewne modyfikacje do modeli 3GPP lub dostosować niektóre dedykowane modele, np. modele kanałów IEEE 802.11ad skupiające się na scenariuszach wewnętrznych 60 Hz dla działania systemów Wi-Fi, gdy projekt systemu, badania lub standaryzacja są prowadzone w określonym paśmie częstotliwości.

### Zanikanie na małą skalę

Ze względu na konstruktywną i destruktywną interferencję wielu składowych sygnału, siła odebranego sygnału zmienia się w czasie w skali długości fali. Zgodnie z centralnym twierdzeniem granicznym

odpowieź impulsowa kanału będzie dobrze modelowana jako proces Gaussa niezależnie od rozkładu poszczególnych składowych, jeśli występuje wystarczająco duże rozproszenie. Gdy nie ma dominującej składowej LOS, obwiednia odebranego sygnału jest rozłożona Rayleigha. Jest ona opisana przez funkcję gęstości prawdopodobieństwa (PDF)

$$p(r) = \frac{r}{\Omega} \exp\left(-\frac{r^2}{2\Omega}\right), \quad r \geq 0. \quad (46)$$

gdzie  $\Omega$  jest średnią mocą odebranego sygnału. Średnia wartość obwiedni rozkładu Rayleigha wynosi

$$\mu_r = E[r] = \int_0^{+\infty} r p(r) dr = \sqrt{\frac{\pi\Omega}{2}} = 1.2533\sqrt{\Omega}, \quad (47)$$

a jego wariancja wynosi

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{+\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\pi\Omega}{2} = 0.4292\Omega. \quad (48)$$

Przy dominującym składniku sygnału, takim jak ścieżka LOS, obwiednia zanikająca na małą skalę wykazuje rozkład Rica:

$$p(r) = \frac{r}{\Omega} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\Omega}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\Omega}\right), \quad \forall (r \geq 0, A \geq 0) \quad (49)$$

gdzie  $A$  oznacza amplitudę szczytową sygnału dominującego, a  $I_0(\cdot)$  jest zmodyfikowaną funkcją Bessela pierwszego rodzaju zerowego rzędu. Rozkład Riciana jest często opisywany parametrem zwanym współczynnikiem  $K$ , który jest definiowany jako stosunek deterministycznej mocy sygnału i wariancji składowych wielościeżkowych:

$$K = \frac{A^2}{2\Omega}. \quad (50)$$

Jeśli  $K \rightarrow 0$ , rozkład Riciana degeneruje się do rozkładu Rayleigha, ponieważ dominująca ścieżka znika. Modele statystyczne, takie jak 3GPP SCM, są używane dla pasm częstotliwości sub-6 GHz o szerokościach pasma do 100 MHz, aby wytworzyć złożone współczynniki do symulacji odpowiedzi impulsowej kanału. Modele te dostarczają istotnych informacji statystycznych, takich jak opóźnienia wielodrogowe, moce klastrów, AoA i AoD, wraz z utratą propagacji na dużą skalę w oparciu o pomiary w świecie rzeczywistym. Chociaż modele te zostały pomyślnie zastosowane do opisu stochastycznej natury kanałów mWave o niskiej częstotliwości i zakładają uproszczone założenie, że wszystkie klastry energii wielodrogowej przemieszczają się blisko siebie zarówno w czasie, jak i przestrzeni. W konsekwencji, modele te są trudne do dokładnego opisanie kanałów mmWave, które mają znacznie szersze szerokości pasma sygnału, np. 800 i 1,5 GHz używane do kampanii pomiarowych odpowiednio 28 i 60 GHz, gdzie wiele klastrów wielodrogowych może dotrzeć w określonym kierunku przestrzennym. Aby prawidłowo modelować kanały mmWave, odpowiedź impulsowa może być reprezentowana jednocześnie w domenie czasowej i przestrzennej. Charakterystyki czasowe są opisywane przez PDP, zawierające informacje statystyczne, takie jak czas przybycia, rozproszenie opóźnienia i poziomy mocy, podczas gdy profil kątowy mocy dostarcza charakterystyk przestrzennych, w tym AoA, AoD i rozproszenie kątowe. Na przykład modele kanałów na małą skalę opracowane podczas standaryzacji IEEE 802.15.3c i IEEE 802.11ad, które koncentrowały się na nielicencjonowanym

paśmie częstotliwości 60 GHz, opierają się na klastrowaniu zarówno w domenie czasu, jak i przestrzeni, jak zaobserwowano w pomiarze. Modele te zostały wyprowadzone przez rozszerzenie standardowego modelu propagacji Saleh–Valenzuela (S-V). Różnica w stosunku do oryginalnego modelu S-V polega na tym, że traktują ścieżkę LOS między nadajnikiem a odbiornikiem oddzielnie. Odrębność ścieżki LOS i jej siła w stosunku do innych składowych wielodrożnych sugerują, że kanał mmWave może być uważany za Rician, gdy ścieżka LOS jest obecna. Gdy ścieżka LOS jest zablokowana, kanał mmWave jest dobrze opisany rozkładem Rayleigha. Odpowiedź impulsowa kanału w złożonym paśmie podstawowym może być podana przez Yonga

$$h(t, \phi) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \alpha_{l,k} \delta(t - T_l - \tau_{l,k}) \delta(\phi - \Phi_l - \phi_{l,k}). \quad (51)$$

gdzie  $L$  oznacza całkowitą liczbę klastrow,  $K_l$  jest liczbą promieni w  $l$ -tym klastrze, parametry międzyklastrowe  $T_l$  i  $\Phi_l$  reprezentują opóźnienie i średnie AoA  $l$ -tego klastra, a parametry wewnątrzklasterowe  $\alpha_{l,k}$ ,  $\tau_{l,k}$  i  $\phi_{l,k}$  oznaczają zespoloną amplitudę, nadmiarowe opóźnienie i względny kąt azymutu  $k$ -tego promienia w  $l$ -tym klastrze. Wykorzystując anteny dyrektywne, na szczycie składowych wielościeżkowych klastra będzie wyraźna silna ścieżka LOS. Tę ścieżkę LOS można uwzględnić, dodając składową LOS do równania (51), jak podano poniżej

$$h(t, \phi) = \beta \delta(t, \phi_{\text{LOS}}) + \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \alpha_{l,k} \delta(t - T_l - \tau_{l,k}) \delta(\phi - \Phi_l - \phi_{l,k}). \quad (52)$$

gdzie  $\beta$  jest wzmocnieniem ścieżki LOS docierającej z zerowym opóźnieniem nadmiarowym od kąta azymutu  $\phi_{\text{LOS}}$ , które są deterministyczne przy użyciu śledzenia promieni lub prostej metody opartej na geometrii. Równanie (52) zawiera tylko kąt azymutu przybycia, ale można je rozszerzyć, aby wskazać kąt azymutu odejścia przy nadajniku i kąty elewacji:

$$\begin{aligned} h(t, \phi, \varphi, \psi, \omega) = & \beta \delta(t, \phi_{\text{LOS}}) + \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \alpha_{l,k} \delta(t - T_l - \tau_{l,k}) \delta(\phi - \Phi_l^{\text{AoA}} - \phi_{l,k}) \\ & \cdot \delta(\varphi - \Phi_l^{\text{AoD}} - \varphi_{l,k}) \\ & \cdot \delta(\psi - \Psi_l^{\text{AoA}} - \psi_{l,k}) \\ & \cdot \delta(\omega - \Psi_l^{\text{AoD}} - \omega_{l,k}), \end{aligned} \quad (53)$$

gdzie  $\varphi$ ,  $\psi$  i  $\omega$  oznaczają odpowiednio kąt azymutu wyjścia, kąt elewacji wejścia i kąt elewacji wyjścia. Pozycja badania 3GPP dotycząca kanałów mmWave dostarczyła modele linii opóźniającej klastra (CDL) dla całego zakresu częstotliwości od 6 do 100 GHz z maksymalną szerokością pasma 2 GHz. Trzy modele CDL, mianowicie CDL-A, CDL-B i CDL-C, zostały skonstruowane w celu przedstawienia trzech różnych profili kanałów dla NLOS, podczas gdy CDL-D i CDL-E są przeznaczone dla LOS. Aby zapewnić konkretny widok, parametry CDL-A są wymienione w Tabeli 7.

Cluster	Delay (ms)	Power (dB)	AoD (°)	AoA (°)	ZoD (°)	ZoA (°)
1	0.0000	-13.4	-178.1	51.3	50.2	125.4
2	0.3819	0	-4.2	-152.7	93.2	91.3
3	0.4025	-2.2	-4.2	-152.7	93.2	91.3
4	0.5868	-4	-4.2	-152.7	93.2	91.3
5	0.4610	-6	90.2	76.6	122	94
6	0.5375	-8.2	90.2	76.6	122	94
7	0.6708	-9.9	90.2	76.6	122	94
8	0.5750	-10.5	121.5	-1.8	150.2	47.1
9	0.7618	-7.5	-81.7	-41.9	55.2	56
10	1.5375	-15.9	158.4	94.2	26.4	30.1
11	1.8978	-6.6	-83	51.9	126.4	58.8
12	2.2242	-16.7	134.8	-115.9	171.6	26
13	2.1718	-12.4	-153	26.6	151.4	49.2
14	2.4942	-15.2	-172	76.6	157.2	143.1
15	2.5119	-10.8	-129.9	-7	47.2	117.4
16	3.0582	-11.3	-136	-23	40.4	122.7
17	4.0810	-12.7	165.4	-47.2	43.3	123.2
18	4.4579	-16.2	148.4	110.4	161.8	32.6
19	4.5695	-18.3	132.7	144.5	10.8	27.2
20	4.7966	-18.9	-118.6	155.3	16.7	15.2
21	5.0066	-16.6	-154.1	102	171.7	146
22	5.3043	-19.9	126.5	-151.8	22.7	150.7
23	9.6586	-29.7	-56.2	55.2	144.9	156.1

Skróty ZoA i ZoD to odpowiednio Zenith AoA i Zenith angle of Departure. Ponadto 3GPP dostarczyło również modele Tapped Delay Line (TDL) do uproszczonych ocen, np. scenariuszy nie-MIMO, przy częstotliwościach mmWave do 100 GHz z maksymalną szerokością pasma 2 GHz. Trzy modele TDL, mianowicie TDL-A, TDL-B i TDL-C, są skonstruowane w celu opisanego trzech różnych profili kanałów dla NLOS, podczas gdy TDL-D i TDL-E są dla LOS. Parametry modelu TDL-A można znaleźć w tabeli .8.

Tap	Normalized delay (ms)	Power (dB)	Fading distribution
1	0.0000	-13.4	Rayleigh
2	0.3819	0	Rayleigh
3	0.4025	-2.2	Rayleigh
4	0.5868	-4	Rayleigh
5	0.4610	-6	Rayleigh
6	0.5375	-8.2	Rayleigh
7	0.6708	-9.9	Rayleigh
8	0.5750	-10.5	Rayleigh
9	0.7618	-7.5	Rayleigh
10	1.5375	-15.9	Rayleigh
11	1.8978	-6.6	Rayleigh
12	2.2242	-16.7	Rayleigh
13	2.1718	-12.4	Rayleigh
14	2.4942	-15.2	Rayleigh
15	2.5119	-10.8	Rayleigh
16	3.0582	-11.3	Rayleigh
17	4.0810	-12.7	Rayleigh
18	4.4579	-16.2	Rayleigh
19	4.5695	-18.3	Rayleigh
20	4.7966	-18.9	Rayleigh
21	5.0066	-16.6	Rayleigh
22	5.3043	-19.9	Rayleigh
23	9.6586	-29.7	Rayleigh

### mmWave Transmission Technologies

Bezprzewodowa komunikacja mmWave jest obiecująca ze względu na obfite zasoby widmowe dostępne w paśmie widmowym od 30 do 300 GHz i duże bloki ciągłego widma, aby przezwyciężyć problem niedoboru przepustowości przy częstotliwościach poniżej 6 GHz. Jednak charakterystyki propagacji przy wysokich częstotliwościach są poważniejsze niż przy niskich częstotliwościach pod względem utraty ścieżki, absorpcji atmosferycznej, tłumienia deszczu, dyfrakcji i blokowania. W rezultacie sygnały mmWave cierpią na większą utratę propagacji i utratę penetracji niż sygnały mikrofalowe. Jest ona stosowana głównie w celu zapewnienia zasięgu lokalnego, a zatem obsługi mniejszej liczby użytkowników w każdej komórce, w przeciwieństwie do konwencjonalnych mikrofalowych systemów komórkowych, które bezproblemowo obejmują dużą liczbę użytkowników na dużym obszarze. Wymagana jest duża tablica antenowa z dziesiątkami lub setkami elementów, aby zapewnić wysokie wzmocnienia mocy, które kompensują izotropową utratę propagacji. Rozmiar anteny transceivera mmWave jest niewielki ze względu na krótką długość fali sygnałów o wysokiej częstotliwości w zakresie 1–10 mm, co ułatwia implementację tablicy na dużą skalę w kompaktowym urządzeniu. Te różnice nakładają różne wyzwania i ograniczenia na projektowanie algorytmów transmisji warstwy fizycznej i protokołów dostępu do medium systemów mmWave. W tej sekcji zostaną przedstawione kluczowe techniki umożliwiające realizację przewidywanych korzyści z



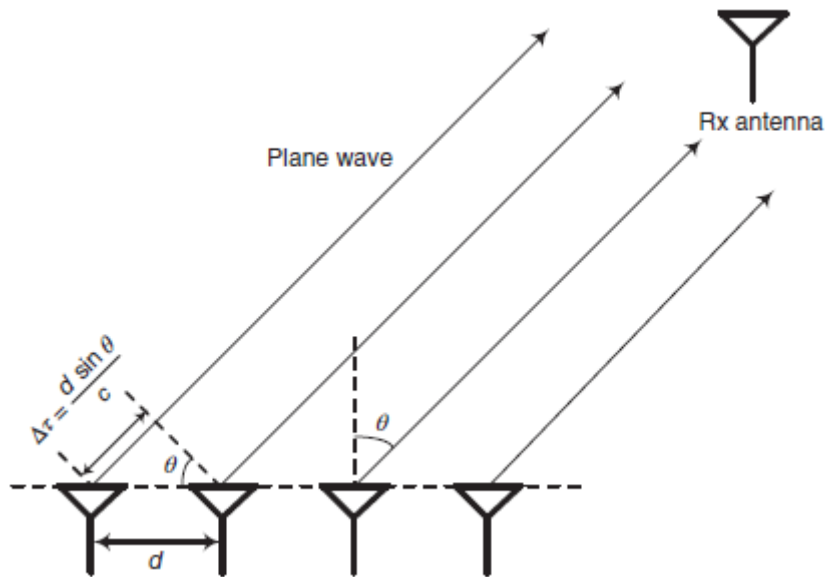
komunikacji mmWave, skupiając się na kształtowaniu wiązki, początkowym dostępie, synchronizacji i transmisji wielu wiązek oraz heterogenicznym wdrażaniu.

### **Kształtowanie wiązki**

Kształtowanie wiązki, znane również jako filtrowanie przestrzenne lub inteligentna antena, ma szeroki zakres zastosowań w takich dziedzinach jak sonar, radar, komunikacja bezprzewodowa, seismologia, akustyka, radioastronomia i biomedycyna. W komunikacji bezprzewodowej kształtowanie wiązki jest stosowane głównie w celu zwiększenia zysków mocy, tłumienia zakłóceń międzykomórkowych lub wieloużytkownikowych i zapewnienia stopnia swobody w domenie przestrzennej zwanego wielodostępem z podziałem przestrzeni (SDMA). Jest ono implementowane poprzez dostosowanie przesunięć fazowych różnych elementów w układzie antenowym, tak aby sygnały pod określonymi kątami podlegały konstruktywnej interferencji, podczas gdy inne podlegały destruktywnej interferencji. Konwencjonalne kształtowanie wiązki jest w pełni cyfrowe, gdzie pożądana wiązka jest formowana przez proste pomnożenie sygnału pasma podstawowego przez wektor ważenia. Jednak cyfrowe kształtowanie wiązki wymaga łańcucha RF dla każdego elementu anteny, co prowadzi do nieopłacalnego zużycia energii i kosztów sprzętu dla transceivera mmWave wyposażonego w układ o dużej skali. Dlatego inna forma techniczna, która może obniżyć złożoność implementacji, zwana analogowym kształtowaniem wiązki, została przyjęta w komunikacji mmWave w pomieszczeniach, takiej jak Bezprzewodowa Sieć Lokalna (WLAN) działająca w paśmie 60 GHz. Dzięki zastosowaniu analogowych przesuwników fazowych do regulacji faz sygnałów, analogowe kształtowanie wiązki wymaga tylko jednego łańcucha RF do sterowania wiązką, co prowadzi do niskich kosztów sprzętu i zużycia energii. Jednak ponieważ obwód analogowy może tylko częściowo regulować 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. Hybrydowe analogowo-cyfrowe kształtowanie wiązki w celu zrównoważenia korzyści w pełni cyfrowego i w pełni analogowego kształtowania wiązki zostało uznane za odpowiednie do transmisji mmWave. Na spotkaniu 3GPP RAN1 w czerwcu 2016 r. uzgodniono, że hybrydowa architektura zostanie przyjęta w systemie 5G. Kluczowym pomysłem jest podzielenie konwencjonalnego przetwarzania pasma podstawowego na dwie części: przetwarzanie sygnału analogowego o dużym rozmiarze (realizowane przez obwód analogowy) i przetwarzanie sygnału cyfrowego o zmniejszonych wymiarach (wymagające tylko kilku łańcuchów RF). Ponieważ liczba efektywnych rozpraszaczy atmmWave jest często niewielka, liczba strumieni danych jest na ogół znacznie mniejsza niż liczba anten. W konsekwencji hybrydowe formowanie wiązki może znacznie zmniejszyć liczbę łańcuchów RF, co skutkuje niższymi kosztami sprzętu i zużyciem energii.

### **Cyfrowe kształtowanie wiązki**

Cyfrowe kształtowanie wiązki, znane również jako inteligentna antena, adaptacyjny układ antenowy lub cyfrowy układ antenowy, to technika wieloantenowa z zaawansowanymi algorytmami przetwarzania sygnału, która identyfikuje parametry przestrzenne, takie jak AoA sygnału i wykorzystuje takie parametry do określenia wektora ważenia, który tworzy wiązkę skupiającą się na kierunku docelowego użytkownika mobilnego. Technologia inteligentnej anteny została zastosowana jako krytyczna cecha TD-SCDMA, wcześniej niż zastosowanie innych technik wieloantenowych, takich jak MIMO w systemach komórkowych. Rozważ układ  $N$  elementów dookólnych, indeksowanych przez  $n = 1, \dots, N$ , emitujących sygnały do jednorodnego medium w dalekim polu nieskorelowanych sinusoidalnych źródeł punktowych o częstotliwości  $f_0$ . Jak pokazano na rysunku 8,



czas potrzebny fali płaskiej propagującej się z n-tego elementu nadawczego do anteny odbiorczej znajdującej się w kierunku wskazanym przez AoD  $\theta$  wynosi

$$\tau_n(\theta) = \frac{\mathbf{r}_n \cdot \mathbf{u}(\theta)}{c}, \quad (54)$$

gdzie  $\mathbf{r}_n$  oznacza wektor położenia n-tego elementu względem punktu odniesienia,  $\mathbf{u}(\theta)$  jest wektorem jednostkowym w kącie  $\theta$ ,  $c$  jest prędkością propagacji czoła fali płaskiej, a  $\cdot$  oznacza iloczyn skalarny. Odbiornik obserwuje sygnał transmitowany przez element odniesienia wyrażony w notacji zespolonej jako

$$s(t)e^{j2\pi f_0 t} \quad (55)$$

gdzie  $s(t)$  oznacza złożony sygnał pasma. Front fali na n-tym elemencie przybywa z różnicą czasu  $\tau_n(\theta)$  w porównaniu z elementem odniesienia. Tak więc sygnał indukowany w antenie odbiorczej przez n-ty element można wyrazić jako

$$s(t)e^{j2\pi f_0 [t - \tau_n(\theta)]}. \quad (56)$$

To wyrażenie opiera się na założeniu wąskiego pasma dla przetwarzania sygnału tablicowego, zakładając, że szerokość pasma sygnału jest wystarczająco wąska, a wymiar tablicy jest wystarczająco mały, tak aby sygnał pasma podstawowego pozostawał niemal stały w przedziale  $\tau_n(\theta)$ , tj. aproksymacja  $s(t) \approx s(t - \tau_n(\theta))$  jest prawdziwa. Całkowity odebrany sygnał indukowany przez wszystkie  $N$  elementów to

$$y(t) = \sum_{n=1}^N s(t)e^{j2\pi f_0 [t - \tau_n(\theta)]} + n(t) \quad (57)$$

gdzie  $n(t)$  oznacza biały szum gaussowski w antenie odbiorczej. Zasada wąskopasmowego kształtowania wiązki polega na narzuceniu przesunięcia fazowego sygnału na każdy element poprzez

multipleksowanie złożonej wagi  $w_n(t)$  z sygnałem pasma podstawowego. W ten sposób odebrany sygnał z kształtowaniem wiązki staje się

$$y(t) = \sum_{n=1}^N w_n^*(t) s(t) e^{j2\pi f_0 [t - \tau_n(\theta)]} + n(t), \quad (58)$$

gdzie indeks górny \* oznacza sprzężenie zespolone. W przypadku jednorodnej tablicy liniowej (ULA) z równym odstępem elementów  $d$  wyrównanym z kierunkiem takim, że pierwszy element znajduje się w początku układu współrzędnych, równanie (54) można zapisać jako

$$\tau_n(\theta) = \frac{d}{c} (n-1) \sin \theta. \quad (59)$$

W kanale z szumem gaussowskim białego addytywnego (AWGN) odebrany sygnał uzyskuje się przez podstawienie (59) do (58), co daje

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=1}^N w_n^*(t) s(t) e^{j2\pi f_0 t} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d \sin \theta} + n(t) \\ &= \left( \sum_{n=1}^N w_n^*(t) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d \sin \theta} \right) s(t) e^{j2\pi f_0 t} + n(t) \\ &= g(\theta, t) s(t) e^{j2\pi f_0 t} + n(t), \end{aligned} \quad (60)$$

gdzie  $g(\theta, t)$  to efekt formowania wiązki, nazywany wzorem wiązki. Definiowanie wektora ważenia

$$\mathbf{w}(t) = [w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)]^T. \quad (61)$$

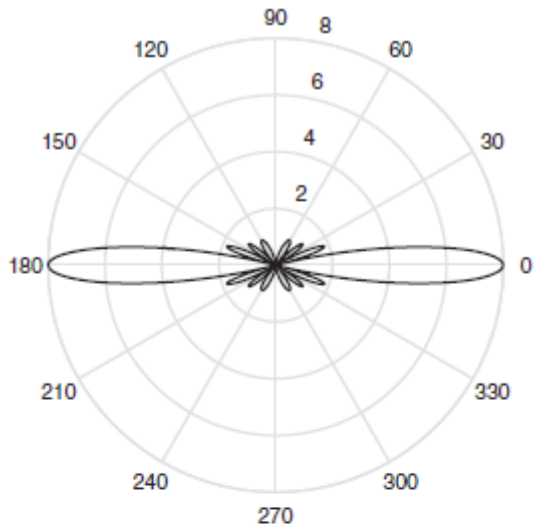
i wektor sterujący ULA

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[ 1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} 2d \sin \theta}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin \theta} \right]^T, \quad (62)$$

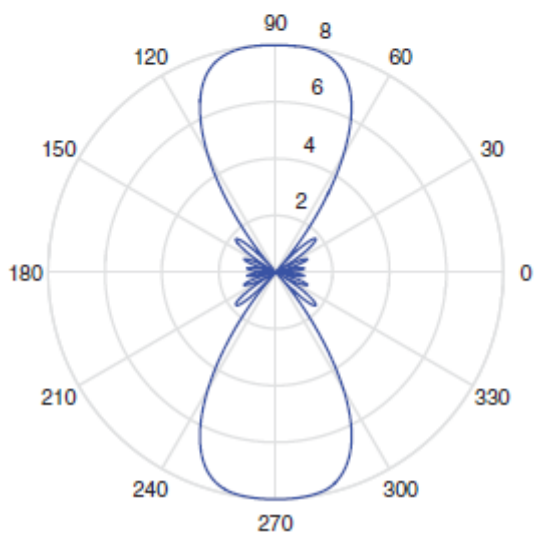
wzór wiązki ULA można obliczyć za pomocą

$$g(\theta, t) = \mathbf{w}^H(t) \mathbf{a}(\theta). \quad (63)$$

gdzie indeksy górne T i H oznaczają transpozycję i sprzężenie zespolone transpozycję wektora lub macierzy, odpowiednio. Rysunek ilustruje dwa uformowane wzory wiązki nad ośmioelementowym ULA.



(a)



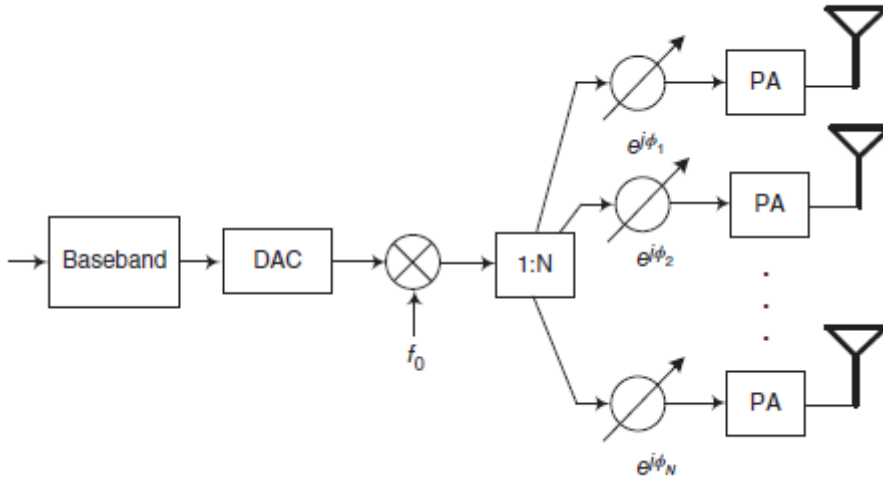
Energia promieniowana może być skoncentrowana w określonym kierunku ze wzmocnieniem mocy równym liczbie elementów anteny. Innymi słowy, ośmioelementowy ULA na tym rysunku przynosi wzmocnienie mocy wynoszące 8 (w 0° i 180° wiązki a, podczas gdy 90° i 270° wiązki b) nad anteną dookólną o tej samej mocy. Poprzez dostosowanie wektora ważenia wiązkę można skierować w dowolnym określonym kierunku pod względem informacji kątowych użytkownika mobilnego, które można oszacować przy użyciu niektórych klasycznych algorytmów, takich jak Multiple Signal Classification (MUSIC) i Estimation of Signal Parameters via Rational Invariance Techniques (ESPRIT) [Gardner, 1988]. Załóżmy, że kąt użytkownika urządzenia mobilnego wynosi  $\theta_0$ , pozwalając

$$\mathbf{w} = \mathbf{a}^*(\theta_0) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_0}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d \sin \theta_0} \right]^T \quad (64)$$

utworzy wiązkę skierowaną pod pożądanym kątem.

**Analogowe kształtowanie wiązki**

W cyfrowym kształtowaniu wiązki każdy element anteny ma swój własny łańcuch RF. Uważa się, że taka architektura jest zbyt energochłonna dla urządzeń mobilnych obsługujących transmisję mmWave. Dlatego analogowe kształtowanie wiązki, w którym wiązka jest formowana w domenie analogowej, a zatem wymaga tylko jednego łańcucha RF od stopnia miksera do cyfrowego pasma podstawowego, jest brane pod uwagę przy początkowej implementacji transceivera mmWave. Jak pokazano na rysunku, sygnał pasma podstawowego jest najpierw przekształcany na sygnał analogowy  $s(t)$ , a następnie konwertowany w górę na sygnał RF  $s(t)e^{j2\pi f_0 t}$ .



Następnie sygnał jest dzielony w rozdzielaczu mocy i podawany do banku analogowych przesuwników fazowych. Transmitowany sygnał w  $n$ -tym elemencie to

$$s(t)e^{j2\pi f_0 t} e^{j\phi_n(t)} \quad (65)$$

z dodanym przesunięciem fazowym  $\phi_n(t)$ . Biorąc pod uwagę różnicę czasu propagacji  $\tau_n(\theta)$ , jak pokazano na rysunku wcześniej, odebrany sygnał indukowany w odbiorniku wynosi wówczas

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=1}^N s(t)e^{j2\pi f_0 [t - \tau_n(\theta)]} e^{j\phi_n(t)} + n(t) \\ &= \left( \sum_{n=1}^N e^{-j2\pi f_0 \tau_n(\theta)} e^{j\phi_n(t)} \right) s(t)e^{j2\pi f_0 t} + n(t) \\ &= g_a(\theta, t) s(t)e^{j2\pi f_0 t} + n(t), \end{aligned} \quad (66)$$

z wygenerowanym wzorem wiązki

$$g_a(\theta, t) = \sum_{n=1}^N e^{-j2\pi f_0 \tau_n(\theta)} e^{j\phi_n(t)}. \quad (67)$$

Porównując równanie (66) z równaniem (60), można stwierdzić, że analogowe formowanie wiązki może generować ten sam efekt, co cyfrowe formowanie wiązki. Jednak analogowe formowanie wiązki może skupiać się tylko na jednym kierunku, co ogranicza jego możliwości multipleksowania. Ze względu na ograniczoną dynamikę i rozdzielczość analogowych przesuwników fazy, występuje również strata

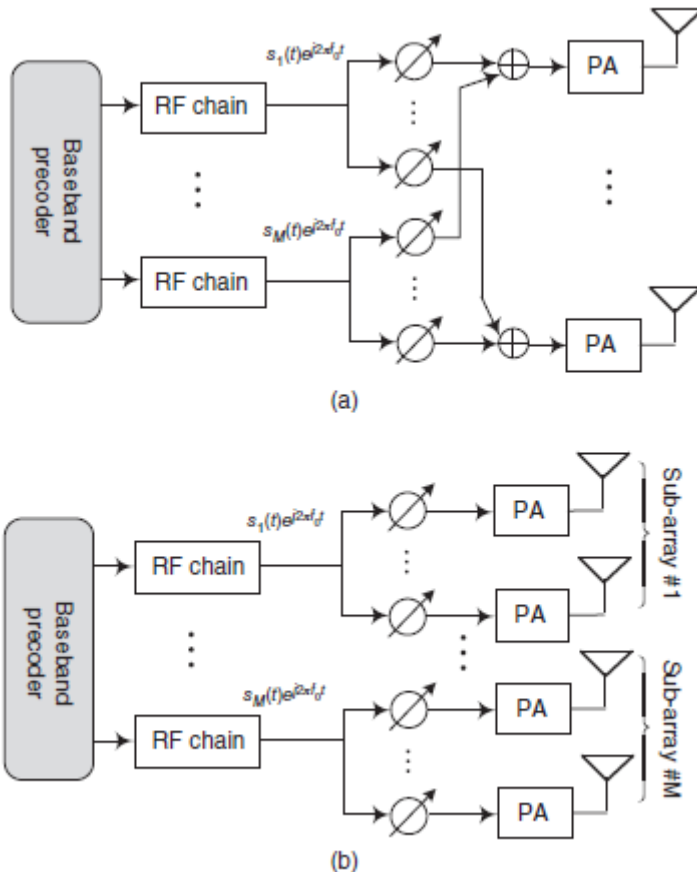
implementacji w porównaniu z cyfrowym formowaniem wiązki z optymalną kontrolą fazy w sygnałach cyfrowych.

### **Hybrydowe formowanie wiązki**

Wdrożenie cyfrowego formowania wiązki w systemie mmWave wyposażonym w duże układy antenowe wymaga ogromnej liczby komponentów sprzętowych, w tym mikserów, przetworników analogowo-cyfrowych, przetworników cyfrowo-analogowych i wzmacniaczy mocy (PA). Podnosi to zaporowe koszty sprzętu i zużycie energii, szczególnie w przypadku terminali mobilnych, a zatem nie jest wykonalne. Ponadto znacznie zwiększony wymiar formowania wiązki powoduje duże obciążenie obliczeniowe procesu sygnału pasma podstawowego. Ograniczenia te zmusiły transmisję mmWave do wybrania analogowego formowania wiązki, które wykorzystuje pojedynczy łańcuch RF. Stąd analogowe formowanie wiązki jest implementowane jako podejście de facto dla systemów mmWave w pomieszczeniach. Jednak obsługuje ono tylko transmisję pojedynczego strumienia i cierpi na utratę wydajności z powodu upośledzenia sprzętu analogowych przesuwników fazowych. Jako kompromis zaproponowano hybrydowe formowanie wiązki jako wydajne podejście do obsługi transmisji wielostrumieniowej z wykorzystaniem tylko kilku łańcuchów RF i sieci przesuwników fazowych. W porównaniu z analogowym formowaniem wiązki, hybrydowe formowanie wiązki obsługuje multipleksowanie przestrzenne i dostęp z podziałem przestrzennym. Ponadto osiąga wydajność widmową porównywalną z cyfrowym formowaniem wiązki przy znacznie niższej złożoności sprzętowej. Dlatego też obiecujące jest przyjęcie go jako struktury transceivera mmWave w systemach poza 5G. Hybrydowe kształtowanie wiązki można wdrożyć przy użyciu różnych struktur sieci obwodów, co prowadzi do różnych projektów przetwarzania sygnałów, różnych ograniczeń sprzętowych i różnej wydajności systemów milimetrowych. Hybrydowe kształtowanie wiązki ma dwie podstawowe struktury:

- W pełni połączone hybrydowe formowanie wiązki

Nadawane dane są najpierw wstępnie kodowane w paśmie podstawowym do strumieni Mdata, a każdy strumień jest przetwarzany przez niezależny łańcuch RF. Każdy łańcuch RF jest połączony ze wszystkimi N antenami za pośrednictwem sieci analogowej, jak pokazano na rysunku .

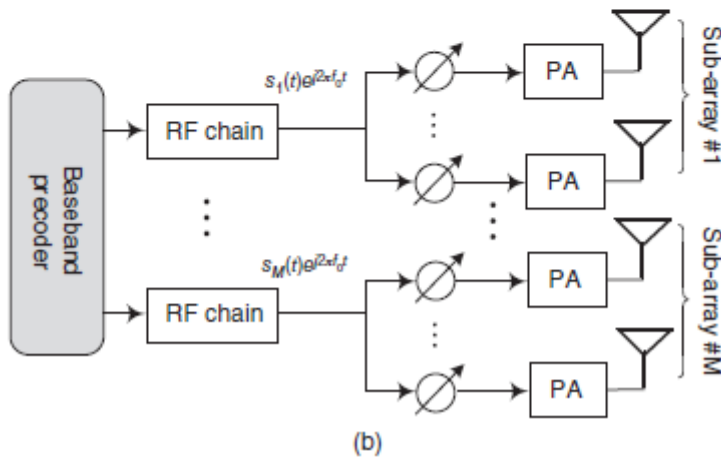
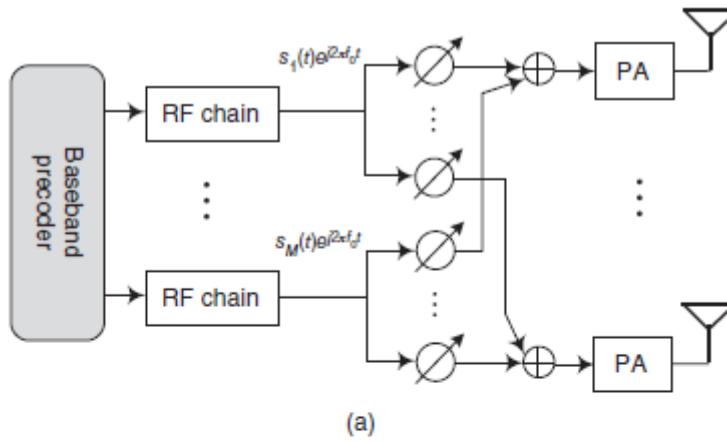


W związku z tym wymagane są łącznie  $MN$  analogowych przesuwników fazowych. Wysoce kierunkową wiązkę można utworzyć, dostosowując fazy przesyłanych sygnałów na wszystkich antenach.

- Częściowo połączone hybrydowe formowanie wiązki

W tej strukturze każdy łańcuch RF jest połączony tylko z podzbiorem wszystkich elementów anteny zwanym podmacierzą. Ze względu na to ograniczenie każdy strumień danych może osiągnąć tylko wzmacnienie mocy równe liczbie elementów w podmacierzy, a kierunkowość wiązki jest proporcjonalnie zmniejszana do liczby podmacierzy. Jednak ta struktura może być preferowana z perspektywy praktyki, ponieważ znacznie zmniejsza złożoność sprzętu poprzez drastyczne zmniejszenie liczby wymaganych analogowych przesuwników fazowych, tj.  $N$ .

Matematycznie wyjście prekodera pasma podstawowego jest oznaczane przez  $s_m(t)$ ,  $1 \leq m \leq M$ , jak pokazano na rysunku



Po przetworniku cyfrowo-analogowym (DAC) i konwersji w górę, m-ty łańcuch RF zasila

$$s_m(t)e^{j2\pi f_0 t}, \quad 1 \leq m \leq M \quad (68)$$

do sieci analogowej. Załóżmy, że przesunięcie fazowe między m-tym łańcuchem RF a n-tą anteną w całkowicie połączonej sieci wynosi  $\phi_{nm}$ , dla wszystkich  $1 \leq n \leq N$  i  $1 \leq m \leq M$ , wyjście tego przesuwnika fazowego wynosi  $s_m(t)e^{j2\pi f_0 t}e^{j\phi_{nm}}$ . W ten sposób sygnał przesyłany przez antenę n jest uzyskiwany przez

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t)e^{j2\pi f_0 t}e^{j\phi_{nm}} \quad (69)$$

Zbuduj macierz wagową jako

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{12}} & \dots & e^{j\phi_{1M}} \\ e^{j\phi_{21}} & e^{j\phi_{22}} & \dots & e^{j\phi_{2M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\phi_{N1}} & e^{j\phi_{N2}} & \dots & e^{j\phi_{NM}} \end{bmatrix} \quad (70)$$

i zdefiniuj

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \quad (71)$$

i



$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T, \quad (72)$$

dający

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{P}\mathbf{s}(t)e^{j2\pi f_0 t}, \quad (73)$$

W kanale AWGN odbiornik obserwuje sygnał indukowany

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=1}^N x_n(t - \tau_n(\theta)) + n(t) \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M s_m(t) e^{j2\pi f_0 [t - \tau_n(\theta)]} e^{j\phi_{nm}} + n(t) \\ &= \left( \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M s_m(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_n(\theta)} e^{j\phi_{nm}} \right) e^{j2\pi f_0 t} + n(t) \\ &= \left( \sum_{m=1}^M s_m(t) \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{w}_m \right) e^{j2\pi f_0 t} + n(t), \end{aligned} \quad (74)$$

gdzie  $\mathbf{a}^T(\theta)$  jest wektorem sterującym tablicy, a  $\mathbf{w}_m = [e^{j\phi_{1m}}, e^{j\phi_{2m}}, \dots, e^{j\phi_{Nm}}]^T$  jest m-tą kolumną macierzy ważenia. Załóżmy, że jest M użytkowników zlokalizowanych pod różnymi kątami  $\theta_m$ ,  $1 \leq m \leq M$ , typowy użytkownik m czeka na pożądany sygnał  $s_m(t)$ . Teoretycznie, jeśli znajdziemy zbiór wektorów ważenia, aby spełnić

$$\begin{cases} \mathbf{a}^T(\theta_{m'}) \mathbf{w}_m = N, & \text{if } m = m' \\ \mathbf{a}^T(\theta_{m'}) \mathbf{w}_m = 0, & \text{if } m \neq m'. \end{cases}$$

Podstawiając równanie (75) do równania (66), otrzymujemy odebrany sygnał użytkownika jako

$$y_m(t) = N s_m(t) e^{j2\pi f_0 t} + n(t).$$

Poprzez konwersję w dół i konwersję analogowo-cyfrową pożądany sygnał  $s_m(t)$  jest pomyślnie dostarczany do użytkownika, osiągając wzmacnienie multipleksowania przestrzennego M i wzmacnienie mocy N dla każdego strumienia danych. W częściowo połączonym analogowym formowaniu wiązki, układ anten jest podzielony na kilka podukładów, a każda antena jest przydzielona tylko do jednego łańcucha RF. Każdy podukład zawiera  $N_s = N/M$  anten (załóżmy, że  $N_s$  jest liczbą całkowitą). W przeciwieństwie do sygnału nadawczego w pełni połączonym analogowym formowaniu wiązki podanego w równaniu (4.69), sygnały nadawcze dla m-tego podukładu są podane przez

$$\mathbf{x}_m(t) = [s_m(t) e^{j2\pi f_0 t} e^{j\phi_{1m}}, \dots, s_m(t) e^{j2\pi f_0 t} e^{j\phi_{N_s m}}]^T. \quad (75)$$

Następnie odebrany sygnał jest

$$\begin{aligned}
y(t) &= \sum_{m=1}^M \sum_{n_s=1}^{N_s} s_m(t) e^{j2\pi f_0 [t - \tau_{(m-1)N_s + n_s}(\theta)]} e^{j\phi_{n_s m}} + n(t) \\
&= \left( \sum_{m=1}^M s_m(t) \sum_{n_s=1}^{N_s} e^{-j2\pi f_0 \tau_{(m-1)N_s + n_s}(\theta)} e^{j\phi_{n_s m}} \right) e^{j2\pi f_0 t} + n(t).
\end{aligned} \tag{76}$$

Oznaczając wektor sterujący podmacierzy m jako

$$\mathbf{a}_m(\theta) = \left[ e^{-j2\pi f_0 \tau_{(m-1)N_s + 1}(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi f_0 \tau_{(m)N_s}(\theta)} \right]^T \tag{77}$$

i odpowiadający mu wektor ważenia

$$\mathbf{w}_m = \left[ e^{j\phi_{1m}}, \dots, e^{j\phi_{N_s m}} \right]^T \tag{78}$$

Równanie (76) można zapisać w postaci

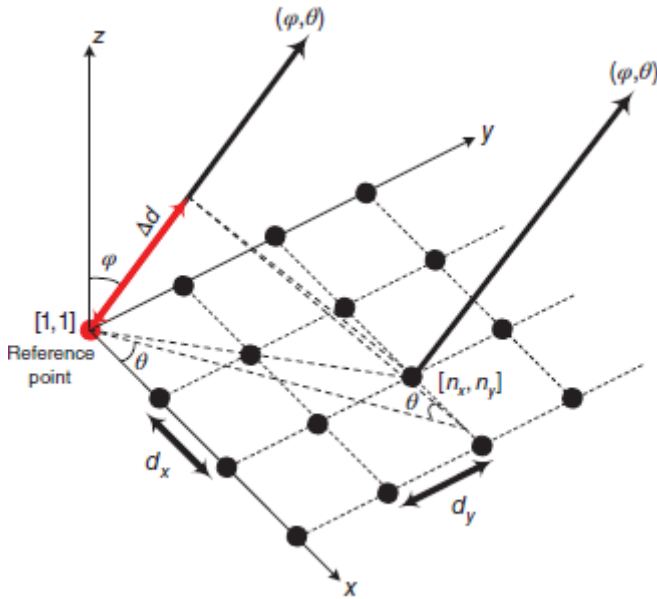
$$\begin{aligned}
y(t) &= \left( \sum_{m=1}^M \mathbf{a}_m^T(\theta) \mathbf{w}_m s_m(t) \right) e^{j2\pi f_0 t} + n(t) \\
&= \sum_{m=1}^M g_m(\theta, t) s_m(t) e^{j2\pi f_0 t} + n(t),
\end{aligned} \tag{79}$$

gdzie  $g_m(\theta, t)$  wskazuje wzór wiązki generowany przez m-tą podtablicę. Jak widać z równania (79), częściowo połączone formowanie wiązki analogowej generuje M wiązek, ale każda wiązka ma wzmocnienie mocy tylko  $N_s$ , czyli jest M razy mniejsze niż wzmocnienie w pełni połączonego formowania wiązki analogowej.

### Formowanie wiązki 3D

Wspomniane schematy formowania wiązki skupiają się na generowaniu i sterowaniu wzorem wiązki w płaszczyźnie poziomej, znanej również jako dwuwymiarowe (2D) formowanie wiązki, podczas gdy domena pionowa nie jest wykorzystywana. W przeciwieństwie do takiego formowania wiązki 2D, formowanie wiązki 3D dostosowuje wzór wiązki zarówno w płaszczyznach elewacji, jak i azymutu, aby zapewnić więcej stopni swobody. Większa przepustowość użytkownika, mniejsze zakłócenia między komórkami i wieloma użytkownikami, wyższa efektywność energetyczna, lepszy zasięg i zwiększona wydajność widmowa to zalety formowania wiązki 3D. Tablica anten używana do transmisji mmWave zwykle ma ogromną liczbę elementów, aby generować wysoki zysk mocy w celu skompensowania poważnych strat propagacji. Na przykład system 5G mmWave obsługuje 64–256 anten po stronie stacji bazowej i 4–16 anten po stronie stacji mobilnej. Jednym z głównych wyzwań jest to, jak upakować tak dużą liczbę elementów w ograniczonej objętości, szczególnie w przypadku tradycyjnych jednowymiarowych tablic antenowych, takich jak tablica liniowa i kołowa. Na przykład, gdy 100 elementów jest równomiernie rozmieszczonych z separacją połowy długości fali przy częstotliwości nośnej 20 GHz, długość ULA będzie wynosić około 75 cm, a średnica Uniform Circle Array (UCA) wynosi około 24 cm [Tan i in., 2017]. Rozwiązaniem jest użycie planarnych tablic antenowych, takich jak Uniform Rectangular Planar Array (URPA), Uniform Hexagonal Planar Array (UHPA) i Uniform Circular Planar Array (UCPA), które mogą wdrożyć większą liczbę elementów antenowych w kompaktowym urządzeniu, uzyskać bardziej kierunkową wiązkę i zapewnić większe wzmocnienia anteny w celu przezwyciężenia utraty ścieżki. Jak pokazano na rysunku , jednorodna tablica planarna mająca  $N_x$

elementów w kierunku x z odstępem między elementami  $d_x$  i  $N_y$  elementów w kierunku y oddzielonych  $d_y$ .



W układzie współrzędnych 3D kierunek przybycia lub odejścia fali płaskiej jest opisany kątem elewacji  $\varphi$  i kątem azymutalnym  $\theta$ , oznaczonym jako  $(\varphi, \theta)$ . Różnica odległości propagacji między punktem odniesienia [1,1] a typowym elementem znajdującym się w wierszu  $n_x$  i kolumnie  $n_y$ , tj.  $[n_x, n_y]$ , jest podana wzorem

$$\Delta d_{n_x n_y}(\varphi, \theta) = (n_x - 1)d_x \sin \varphi \cos \theta + (n_y - 1)d_y \sin \varphi \sin \theta. \quad (80)$$

co powoduje różnicę czasu wynoszącą

$$\begin{aligned} \tau_{n_x n_y}(\varphi, \theta) &= \frac{\Delta d_{n_x n_y}(\varphi, \theta)}{c} \\ &= \frac{\sin \varphi [(n_x - 1)d_x \cos \theta + (n_y - 1)d_y \sin \theta]}{c} \end{aligned} \quad (81)$$

W odległym reżimie wektor sterujący dla URPA jest wyrażony przez Chen

$$\mathbf{a}(\varphi, \theta) = \mathbf{v}_x(\varphi, \theta) \otimes \mathbf{v}_y(\varphi, \theta), \quad (82)$$

gdzie  $\mathbf{v}_x(\varphi, \theta)$  i  $\mathbf{v}_y(\varphi, \theta)$  można postrzegać jako wektory sterujące odpowiednio w kierunku x i y, przy czym

$$\mathbf{v}_x(\varphi, \theta) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_x \sin \varphi \cos \theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (N_x - 1) d_x \sin \varphi \cos \theta} \right]^T \quad (83)$$

$$\mathbf{v}_y(\varphi, \theta) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_y \sin \varphi \sin \theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(N_y-1)d_y \sin \varphi \sin \theta} \right]^T \quad (84)$$

Oznacz wagę elementu anteny  $[n_x, n_y]$  jako  $w_{n_x n_y}(t)$  i załóż, że układ płaski transmituje sygnał jednostrumieniowy  $s(t)$  w kierunku użytkownika mobilnego. Podobnie jak w równaniu (66), odbiornik obserwuje sygnał indukowany

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} w_{n_x n_y}(t) s(t) e^{j2\pi f_0 [t - \tau_{n_x n_y}(\varphi, \theta)]} + n(t) \\ &= \left( \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} w_{n_x n_y}(t) e^{-j\frac{2\pi \sin \varphi}{\lambda} [(n_x-1)d_x \cos \theta + (n_y-1)d_y \sin \theta]} \right) s(t) e^{j2\pi f_0 t} + n(t) \\ &= g(\varphi, \theta, t) s(t) e^{j2\pi f_0 t} + n(t). \end{aligned} \quad (85)$$

Jeżeli kierunek docelowego użytkownika urządzenia mobilnego to  $(\varphi_0, \theta_0)$ , wagi powinny być odwrotnością odpowiednich różnic fazowych, aby zmaksymalizować siłę sygnału w tym kierunku, tj.

$$w_{n_x n_y}(t) = e^{j\frac{2\pi \sin \varphi_0}{\lambda} [(n_x-1)d_x \cos \theta_0 + (n_y-1)d_y \sin \theta_0]} \quad (86)$$

Podstawiając równanie (86) do równania (85), możemy uzyskać wzór belki 3D jako

$$\begin{aligned} g(\varphi, \theta, t) &= \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} w_{n_x n_y}(t) e^{-j\frac{2\pi \sin \varphi}{\lambda} [(n_x-1)d_x \cos \theta + (n_y-1)d_y \sin \theta]} \\ &= \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} e^{j\frac{2\pi \sin \varphi_0}{\lambda} [(n_x-1)d_x \cos \theta_0 + (n_y-1)d_y \sin \theta_0]} \\ &\quad \times e^{-j\frac{2\pi \sin \varphi}{\lambda} [(n_x-1)d_x \cos \theta + (n_y-1)d_y \sin \theta]}. \end{aligned} \quad (87)$$

Ustawienie  $\varphi = \varphi_0$  i  $\theta = \theta_0$  w równaniu (87) daje

$$g(\varphi_0, \theta_0, t) = N_x N_y \quad (88)$$

co oznacza, że maksymalny zysk mocy  $N_x N_y$ , równoważny całkowitej liczbie elementów anteny, jest osiągnięty w kierunku  $(\varphi_0, \theta_0)$ .

### Dostęp początkowy

We wszystkich systemach komunikacji komórkowej, gdy terminal włącza się, wykonuje przejście z trybu IDLE do trybu CONNECTED lub początkowo wchodzi w obszar zasięgu systemu, musi wyszukać odpowiednią komórkę, aby uruchomić dostęp początkowy i dostęp losowy. Zanim terminal będzie mógł komunikować się ze stacją bazową, wykonywana jest następująca procedura dostępu:

- Wyszukiwanie komórek: Podczas początkowego dostępu do systemu urządzenie mobilne wykonuje wyszukiwanie komórek po włączeniu zasilania. Następnie urządzenie to musi stale wyszukiwać sąsiednie komórki, aby ustalić, czy należy uruchomić przekazanie. Jego główne funkcjonalności obejmują:

1. Uzyskanie synchronizacji częstotliwości i symboli dla komórki,

2. Uzyskanie synchronizacji czasowej ramki komórki – tj. określenie początku ramki łącza w dół, i
3. Określenie tożsamości komórki warstwy fizycznej komórki.

Aby wykonać wyszukiwanie komórki, dwa typy sygnałów synchronizacji (SS), tj. Główny Sygnał Synchronizacji (PSS) i Wtórny Sygnał Synchronizacji (SSS), są okresowo przesyłane łączem w dół z każdej komórki.

- Ekstrakcja informacji o systemie: Po osiągnięciu synchronizacji częstotliwości i czasu, następną procedurą dla terminala jest ekstrakcja informacji o systemie obsługującej komórki. Sieć okresowo transmituje te informacje, dzięki czemu terminal może uzyskać dostęp i działać prawidłowo w sieci i określonej komórce. Zarówno w Long-Term Evolution (LTE), jak i NR, informacje o systemie są kategoryzowane na dwa różne typy: Główny Blok Informacji (MIB) i Blok Informacji Systemowej (SIB). MIB zawiera ograniczoną ilość informacji, które są niezbędne do pozyskania pozostałych informacji systemowych. Dokładniej rzecz biorąc, MIB zawiera informacje takie jak przepustowość komórki łącza w dół, konfigurację kanału sterującego, taką jak Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH) i System Frame Number (SFN). SIB zawiera główną część informacji systemowych, która jest wielokrotnie transmitowana przy użyciu współdzielonego kanału łącza w dół. Typowa wiadomość w SIB może obejmować przepustowość komórki łącza w górę, parametry dostępu losowego i parametry związane ze sterowaniem mocą łącza w górę, informacje dotyczące sąsiedniej komórki, przydział podramek itp. MIB jest przesyłany przez Physical Broadcast Channel (PBCH), podczas gdy SIB znajduje się w współdzielonym kanale sterującym łączem w dół.

- Dostęp losowy: Urządzenie musi zażądać konfiguracji połączenia, dzięki której można przypisać dedykowany zasób do początkowej transmisji. System przydziela określony blok zasobów dla terminala w celu przesłania jego żądania, znany jako Physical Random Access Channel (PRACH) w LTE lub NR. Oprócz początkowego dostępu, losowy dostęp jest również używany do ponownego ustanowienia łącza radiowego po awarii łącza radiowego, przekazania, gdy synchronizacja łącza w górę musi zostać ustanowiona do nowej komórki, harmonogramowania łącza w górę i pozycjonowania. Losowy dostęp działa albo w sposób bezkonkurencyjny, albo oparty na rywalizacji. Losowy dostęp bezkonkurencyjny może być używany tylko do ponownego ustanowienia synchronizacji łącza w górę po przybyciu danych łącza w dół, przekazaniu i pozycjonowaniu. Losowy dostęp oparty na rywalizacji zwykle przyjmuje czteroetapową procedurę w następujący sposób:

1. Transmisja preambuły: Transmisja preambuły dostępu losowego, umożliwiającą stacji bazowej oszacowanie czasu łącza w górę. Synchronizacja łącza w górę jest konieczna, ponieważ terminal w przeciwnym razie nie mógłby przesłać żadnych danych łącza w górę.

2. Odpowiedź dostępu losowego: Sieć przesyła polecenie wyprzedzenia czasowego, aby dostosować czas transmisji terminala na podstawie oszacowania czasu uzyskanego w pierwszym kroku. Oprócz ustanowienia synchronizacji łącza w górę, drugi krok przypisuje również zasoby łącza w górę do terminala, które mają być wykorzystane w trzecim kroku procedury dostępu losowego. 3. Żądanie łącza w górę: terminal przesyła swoje informacje identyfikacyjne do sieci. Dokładna treść tej sygnalizacji zależy od stanu terminala, w szczególności od tego, czy jest on wcześniej znany sieci, czy nie.

4. Rozwiązywanie sporów: ostatni krok polega na przesłaniu komunikatu o rozwiązaniu sporów z sieci do terminala na kanale sterowania łączem w dół. Ten krok rozwiązuje również wszelkie spory spowodowane próbami jednoczesnego dostępu wielu terminali przy użyciu tego samego zasobu dostępu losowego.

### **Synchronizacja i nadawanie wielu wiązek**

Aby zwalczać poważne straty propagacji spowodowane częstotliwościami mmWave, wymagane są anteny o wysokiej kierunkowości zarówno na stacji bazowej, jak i na terminalu mobilnym, aby uzyskać wystarczające zyski mocy dla szerokiego zasięgu. To poleganie na kierunkowości ma znaczący wpływ na projektowanie procedur warstwy kontrolnej. W systemach LTE SS i informacje o systemie głównym są nadawane w kanale łącza w dół z zasięgiem dookólnym. Kształtowanie wiązki lub inna transmisja kierunkowa są stosowane dopiero po pomyślnym ustanowieniu łącza fizycznego. Jednak systemy komórkowe 5GmmWave muszą stosować wiązki kierunkowe w celu przesyłania zarówno danych kontrolnych, jak i danych użytkownika. Dlatego początkowy dostęp musi zapewniać mechanizm, za pomocą którego stacja bazowa i terminal mobilny mogą określić początkowe kierunki nadawania. Zasadniczo sieci komórkowe mmWave mogą przyjmować podejścia wielowiązkowe do synchronizacji i nadawania, w tym wyszukiwanie wyczerpujące, wyszukiwanie iteracyjne i wyszukiwanie oparte na informacjach kontekstowych [Giordani i in., 2016], które są opisane w następujący sposób:

- Wyszukiwanie wyczerpujące to metoda siłowa polegająca na sekwencyjnym skanowaniu przestrzeni kątowej 360° przez wiele wąskich wiązek, potencjalnie w losowych kierunkach zmieniających się w czasie. Innymi słowy, stacje bazowe okresowo przesyłają SS i informacje systemowe, ciągle zmieniając wektory wag. Zarówno terminale, jak i stacje bazowe mają wstępnie zdefiniowany kod składający się z zestawu wektorów wagowych, gdzie każdy wektor wagowy może utworzyć wąską wiązkę, aby pokryć określony kierunek, a wszystkie wiązki razem bezproblemowo pokrywają całą przestrzeń kątową, jak pokazano na rysunku 4.13. Ta metoda zapewnia dobre pokrycie bez utraty wzmocnienia mocy w porównaniu z transmisją danych użytkownika, szczególnie dla użytkowników na skraju komórki, podczas gdy cierpi z powodu wysokiego narzutu i długiego opóźnienia wykrywania.

- Iteracyjne wyszukiwanie to dwufazowa hierarchiczna procedura oparta na szybszej technice wykrywania użytkowników, aby złagodzić opóźnienie wyczerpującego wyszukiwania. W pierwszej fazie stacja bazowa przesyła SS sekwencyjnie przez kilka szerokich wiązek, które można utworzyć, wybierając określone wektory ważenia. Opierając się na sprzężeniu zwrotnym terminala, stacja bazowa zna przybliżony kierunek terminala. W drugiej fazie stacja bazowa musi jedynie przeskanować przestrzeń kątową objętą najlepszą szeroką wiązką, a nie 360°. Chociaż ta metoda może określić kierunek terminala szybciej niż wyczerpujące wyszukiwanie, wzmocnienie mocy szerokiej wiązki jest mniejsze niż wąskiej wiązki, co z kolei zapewnia mniejsze pokrycie i wysokie prawdopodobieństwo błędnego wykrycia dla użytkowników brzegowych.

- Wyszukiwanie oparte na informacjach kontekstowych: Ta metoda wykorzystuje wiedzę geograficzną terminala i stacji bazowej, które są włączane przez oddzielną płaszczyznę sterowania, mając na celu poprawę wykrywania krawędzi komórki i zminimalizowanie opóźnienia. Małe komórki działające na częstotliwościach mmWave są rozmieszczone w zasięgu komórki kotwicznej działającej na tradycyjnych niskich częstotliwościach. Stacja bazowa makro przejmuje kontrolę nad początkowym dostępem kilku małych komórek, informując stacje bazowe mmWave o lokalizacji terminali, aby umożliwić stacjom bazowym mmWave kierowanie wiązek bezpośrednio w stronę terminali docelowych. Ta procedura jest wykonywana głównie w trzech krokach:

1. Stacja bazowa makro dystrybuje informacje o lokalizacji, takie jak współrzędne Global Navigation Satellite System (GNSS) wszystkich stacji bazowych mmWave w obszarze zasięgu.

2. Każdy terminal otrzymuje swoje współrzędne GNSS i orientację.

3. Zgodnie z informacjami o lokalizacji uzyskanymi w poprzednich krokach, każdy terminal geometrycznie wybiera najbliższą stację bazową mmWave i kieruje wiązkę w jej stronę. Podobnie, każda stacja bazowa mmWave może uzyskać informacje o lokalizacji terminali i może kierować konkretną wiązkę w celu obsługi terminala.

## Konwencjonalny dostęp początkowy w LTE

Predefiniowane sekwencje o określonych cechach są okresowo przesyłane w ramach radiowych w łączy w dół, aby ułatwić terminalom mobilnym osiągnięcie synchronizacji częstotliwości i czasu podczas wyszukiwania komórki. W LTE istnieją trzy różne PSS, z których każdy jest 62-symbolową sekwencją Zadoff-Chu w domenie częstotliwości rozszerzoną o pięć zerowych podnośnych po obu stronach i odwzorowaną na 72 podnośne (sześć bloków zasobów) skupionych wokół podnośnej prądu stałego (DC). Sekwencje Zadoff-Chu to kody wielofazowe, które mają szczególną

właściwość posiadania zerowej okresowej autokorelacji przy wszystkich niezerowych opóźnieniach. Gdy są używane jako SS, korelacja między sekwencjami idealnymi i odebranymi jest największa, jeśli opóźnienie wynosi zero. Gdy występuje jakiegokolwiek opóźnienie między dwiema sekwencjami, korelacja wynosi zero. Nie ma ograniczeń co do długości sekwencji Zadoff-Chu [Chu, 1972]. Sekwencja używana dla PSS LTE jest generowana zgodnie z

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}}, & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}}, & n = 31, 32, \dots, 61, \end{cases} \quad (89)$$

gdzie  $u$  oznacza indeks sekwencji korzeniowej Zadoff-Chu, który ma trzy wartości w zależności od tożsamości komórki w grupie, jak podano w Tabeli 9.

Cell identity within the group $N_{ID}^{(2)}$	Root index $u$
0	25
1	29
2	34

Ramka radiowa LTE trwa 10 ms i jest podzielona na dziesięć podramek, z których każda składa się z dwóch przedziałów czasowych o długości 0,5 ms. Przy częstotliwości próbkowania 30,72 MHz każdy przedział czasowy zawiera 15 360 próbek, które są pogrupowane w siedem symboli Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM). Zgodnie ze swoją tożsamością komórki w grupie, komórka wybiera PSS spośród trzech różnych sekwencji Zadoff-Chu i przesyła je okresowo z okresem 5 ms. Dokładniej rzecz ujmując, dwa identyczne PSS-y są wstawiane do ostatniego symbolu OFDM pierwszego slotu (indeksowanie zaczyna się od 0) i 10. slotu w trybie FDD, podczas gdy tryb TDD umieszcza dwa identyczne PSS-y odpowiednio w trzecim symbolu OFDM drugiego slotu i 12. slotu, jak pokazano na rysunku 4.14. Poprzez przeszukiwanie PSS, terminal mobilny może osiągnąć:

- Synchronizację częstotliwości i symboli z komórką
- Pięciomilisekundowy czas ramek radiowych w łączy w dół
- Częściowe informacje o tożsamości komórki
- Pozycję SSS

Podobnie jak PSS, SSS zajmuje środkowe 72 podnośne (nie wliczając podnośnej DC) i znajduje się w podramkach 0 i 5 (zarówno dla FDD, jak i TDD). Główne funkcje SSS to:

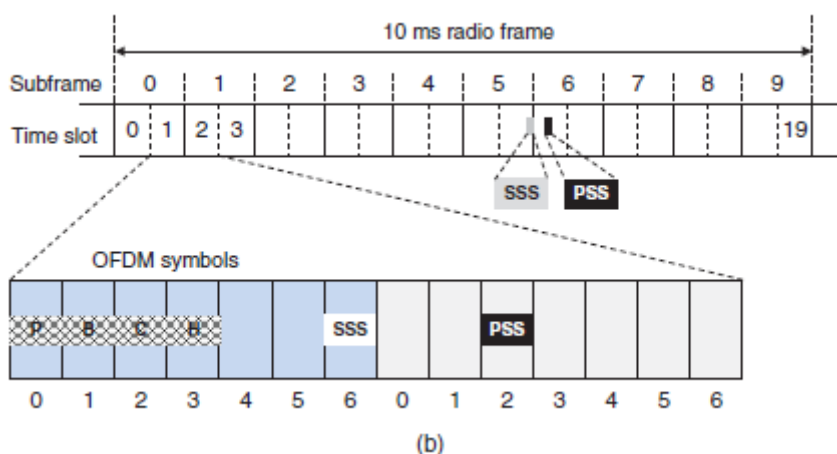
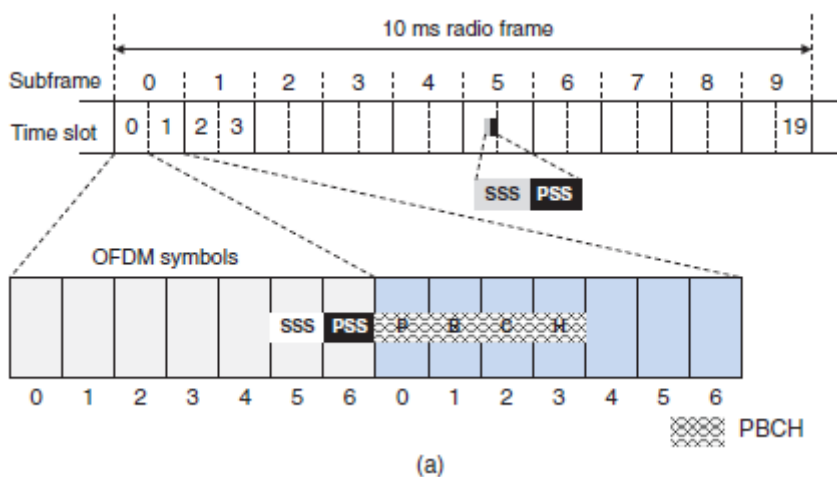
- Określanie czasu ramki w łączy w dół
- Określanie tożsamości komórki warstwy fizycznej

Istnieje 504 unikalnych tożsamości komórek warstwy fizycznej dla LTE. Tożsamości komórek warstwy fizycznej są pogrupowane w 168 grup tożsamości komórek, a każda grupa zawiera trzy unikalne tożsamości. Tak więc tożsamość komórki warstwy fizycznej jest jednoznacznie określana przez wartość z zakresu 0–167, reprezentującą identyfikator grupy tożsamości komórek  $N(1)$  oraz wartość z zakresu 0–2, reprezentującą tożsamość komórki w ramach identyfikatora grupy tożsamości komórek  $N(2)$ . Sekwencja używana dla SSS jest przeplataniem połączeniem dwóch sekwencji o długości 31 m. Połączona sekwencja jest mieszana za pomocą sekwencji mieszającej podanej przez PSS. Ma 168 różnych wartości poprzez cykliczne przechodzenie przez każdy możliwy stan rejestru przesuwającego o długości  $m$ . Wartości SSS są stosowane do rozróżniania 168 grup tożsamości komórek, tj.  $N(1) \text{ ID} = 0, 1, \dots, 167$ .

W ten sposób tożsamość komórki warstwy fizycznej,  $N_{\text{cell ID}}$ , jest określana przez

$$N_{\text{ID}}^{\text{cell}} = 3N_{\text{ID}}^{(1)} + N_{\text{ID}}^{(2)} \quad (90)$$

Zaszyfrowane sekwencje są przeplatane, aby naprzemiennie przesyłać sekwencje w pierwszej i drugiej transmisji SSS w każdej ramce radiowej. Pozwala to odbiornikowi określić czas ramki na podstawie obserwacji tylko jednej z dwóch sekwencji. W zależności od tego, jaki typ ramki (TDD lub FDD) jest stosowany, SSS jest przesyłany w tej samej podramce co PSS, ale jeden symbol OFDM wcześniej w FDD, podczas gdy trzy symbole OFDM przed PSS w TDD, jak pokazano na rysunku



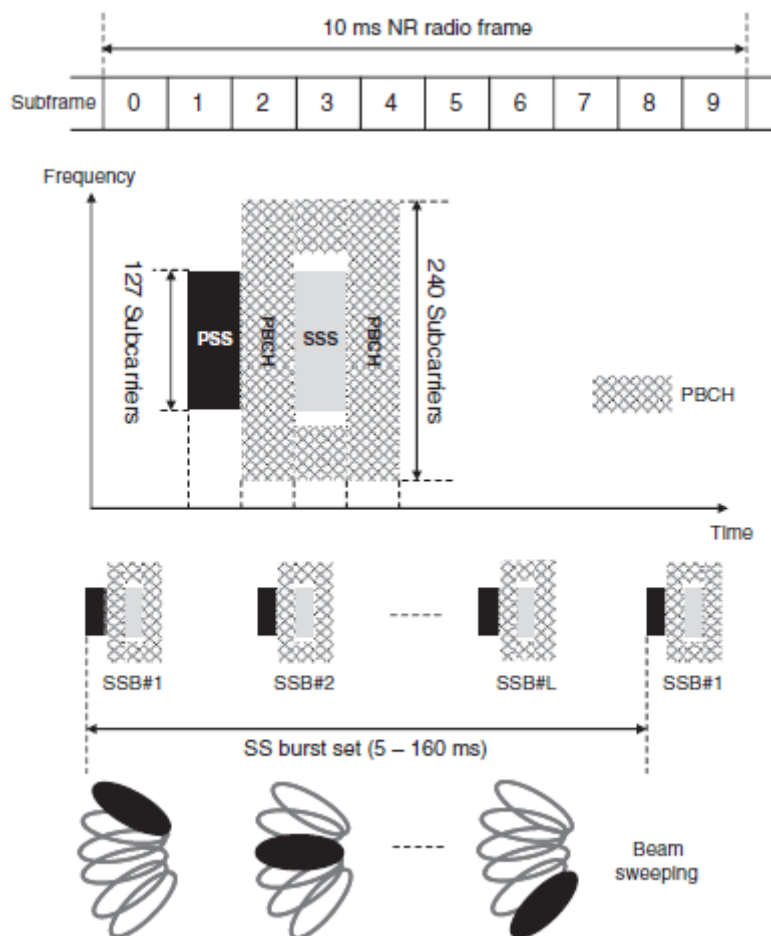
Po osiągnięciu synchronizacji częstotliwości i czasu w łączu w dół, terminal mobilny musi wyodrębnić informacje o systemie głównym przesyłane przez PBCH. Transmisja PBCH jest rozłożona na cztery



sąsiadujące ramki radiowe, aby objąć okres 40 ms. W każdej ramce radiowej PBCH zajmuje środkowe 72 podnośne pierwszych czterech symboli OFDM w drugim slotie. Wyłączając elementy zasobów sygnału odniesienia, cały PBCH zajmuje około 960 elementów zasobów. Ponieważ PBCH wykorzystuje modulację QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), wynosi ona 1920 bitów informacyjnych. Blok bitów przesyłanych w PBCH, równy 1920 dla normalnego prefiksu cyklicznego (CP) i 1728 dla rozszerzonego CP, musi zostać zaszyfrowany sekwencją specyficzną dla komórki przed modulacją. Czas ramki radiowej, SS i PBCH zarówno w trybie FDD, jak i TDD LTE zilustrowano na rysunku powyżej.

### Początkowy dostęp do przeszukiwania wiązki w NR

Mimo że terminy PSS, SSS i PBCH zostały już zdefiniowane w LTE, NR najpierw zdefiniował termin blok SS, który składa się z PSS, SSS i PBCH. W systemie NR, jak pokazano na rysunku, blok SS obejmuje cztery symbole OFDM w dziedzinie czasu i 240 podnośnych w dziedzinie częstotliwości.



- PSS jest transmitowany przy użyciu 127 podnośnych pierwszego symbolu OFDM bloku SS, podczas gdy pozostałe podnośne po obu stronach są puste.
- SSS zajmuje ten sam zestaw podnośnych co PSS w trzecim symbolu OFDM. Po każdej stronie PSS jest osiem i dziewięć pustych podnośnych.
- PBCH zajmuje wszystkie podnośne drugiego i czwartego symbolu OFDM bloku SS i również używa 48 podnośnych po każdej stronie SSS. Stąd całkowita liczba jednostek zasobów używanych dla PBCH w pojedynczym bloku SS wynosi 576 (Tabela 10).

$\nu$	$\Delta f$ (kHz)	$N_{\text{OFDM}}^{\text{Slot}}$	$N_{\text{Slot}}^{\text{Subframe}}$	SSB bandwidth (MHz)	Duration ( $\mu\text{s}$ )
0	15	14	1	3.6	285
1	30	14	2	7.2	143
2	60	14	4	N/A	N/A
3	120	14	8	28.8	36
4	240	14	16	57.6	18

Długość ramki radiowej NR wynosi również 10 ms, która jest podzielona na dziesięć podramek, z których każda ma czas trwania 1 ms jako LTE. NR obsługuje elastyczny OFDM ze zmiennym odstępem podnośnych podanym przez

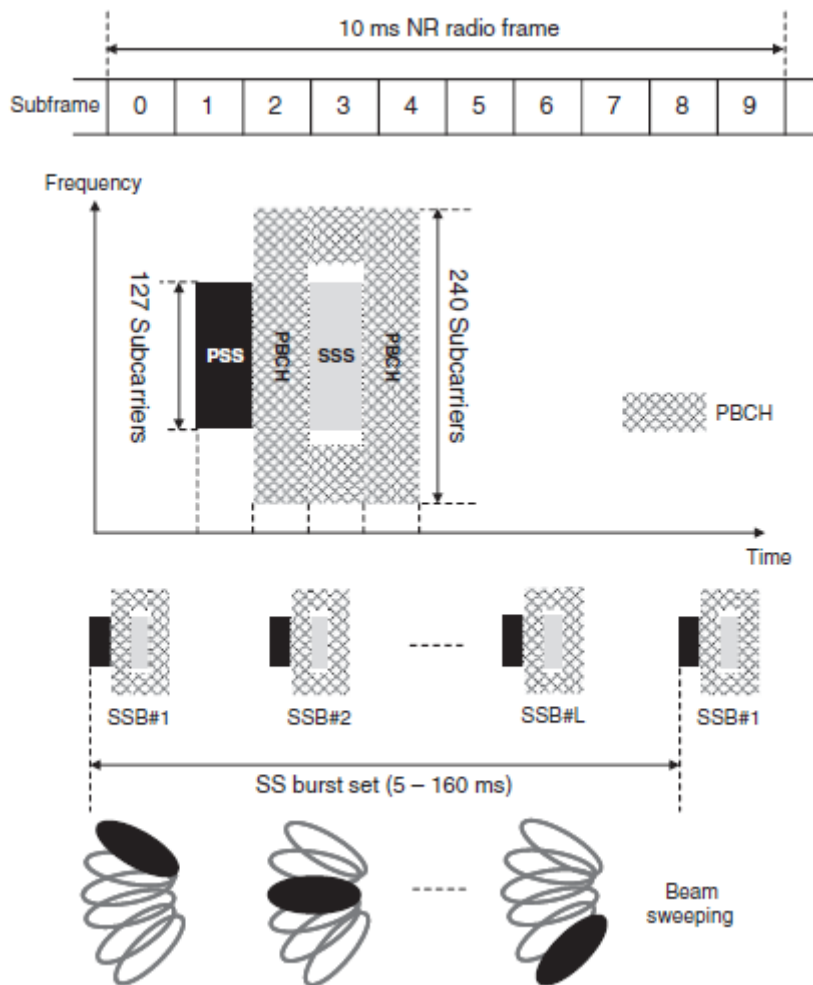
$$\Delta f = 2^\nu \cdot 15 \text{ kHz}, \quad (91)$$

gdzie  $\nu$  jest liczbą całkowitą, spełniającą

$$0 \leq \nu \leq 4, \quad (92)$$

dla możliwego odstępu między podnośnymi wynoszącego 15, 30, 60, 120 i 240 kHz. Każdy slot zawiera stałą liczbę  $N_{\text{OFDM}}^{\text{Slot}} = 14$  normalnych symboli CP OFDM, tak że każda podramka składa się z  $N_{\text{Slot}}^{\text{Subframe}} = 2^\nu$  slotów pod względem odstępu między podnośnymi. Jedną z kluczowych różnic między blokiem SS w NR a sygnałami synchronizacji i transmisji w LTE jest możliwość wykorzystania przemiatania wiązki do transmisji bloków SS. Zestaw bloków SS w ramach procedury przemiatania wiązki nazywany jest zestawem serii SS. Seria jest transmitowana okresowo z okresem, który może się zmieniać od 5 do 160 ms. Maksymalna liczba ( $L$ ) bloków SS w pojedynczym zestawie serii SS zależy od częstotliwości, tj.

- W pasmach niskiej częstotliwości poniżej 3 GHz może być do  $L = 4$  bloków SS w zestawie serii SS w celu obsługi przemiatania wiązki na czterech wiązkach.
- W pasmach częstotliwości od 3 do 6 GHz może być do  $L = 8$  bloków SS w zestawie SS burst, aby obsługiwać przemiatanie wiązki na ośmiu wiązkach.
- W pasmach wysokiej częstotliwości (FR2) może być do  $L = 64$  bloków SS w zestawie SS burst, aby obsługiwać przemiatanie wiązki na 64 wiązkach. Wynika to z faktu, że należy zastosować duży układ anten, aby zrekomensować wysokie straty propagacji i penetracji przy częstotliwościach mmWave, a zatem istnieje duża liczba wiązek o węższej szerokości wiązki. Blok SS jest transmitowany na każdej wiązce, aby zagwarantować, że wszystkie kierunki mogą odbierać sygnały synchronizacji i transmisji, jak pokazano na rysunku.



### Wielokierunkowe kształtowanie wiązki

Jak wspomniano w poprzedniej sekcji, niektóre konkretne sygnały, takie jak fizyczne SS i informacje o transmisji systemowej, muszą być wysyłane do wszystkich użytkowników mobilnych w całym obszarze zasięgu komórki lub sektora. Dlatego oprócz dedykowanych kanałów o dużej mocy lub wzmocnieniach multipleksowania, kanały transmisyjne, które mogą zapewnić wielokierunkowe pokrycie, zapewniają, że każdy użytkownik w komórce lub sektorze odbiera sygnały o akceptowalnej jakości. Tradycyjne podejście do przesyłania sygnałów synchronizacji i transmisji polega na użyciu pojedynczej anteny o wielokierunkowym wzorze promieniowania. W związku z tym transmisja sygnału nigdy nie stanowiła problemu we wcześniejszych systemach mobilnych, które wykorzystywały stacje bazowe z pojedynczą anteną. Jednak układ anten stał się niezbędnym elementem zaawansowanych systemów komunikacji bezprzewodowej w celu poprawy wydajności widmowej. Intuicyjnie można zastosować określoną antenę w układzie antenowym do przesyłania sygnałów transmisyjnych. Niemniej jednak wybrana antena wymaga znacznie wyższego PA, co jest droższe i bardziej energochłonne niż pozostałe anteny, aby uzyskać podobny zasięg jak sygnał jednokierunkowy wykorzystujący wzmocnienie kształtowania wiązki. Dlatego też sensowne jest ponowne wykorzystanie wielu anten o niskiej mocy do przesyłania sygnałów transmisyjnych w celu zagwarantowania wydajnego kosztowo i energooszczędnego systemu. Istniało kilka takich schematów wieloantenowych dla zasięgu dookólnego. Kod blokowy czasoprzestrzenny, w szczególności kod Alamouti, został pomyślnie zastosowany w Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) w przypadku dwóch anten transmisyjnych. Cyclic delay diversity (CDD) to prosty schemat transmisji wieloantenowej zalecany dla Digital Video Broadcasting (DVB) i

3GPP LTE. Niektóre badania wykazały, że CDD jest zasadniczo techniką kształtowania wiązki w domenie częstotliwości. Jednak wydajność CDD nie została jeszcze teoretycznie udowodniona i ogólnie zweryfikowana w praktyce, w szczególności w przypadku czterech anten i więcej. W 3GPP LTE, kod blokowy częstotliwości przestrzennej i przełączana częstotliwościowo różnorodność transmisji zostały zastosowane dla kanałów transmisyjnych. Ten schemat transmisji jest wydajny, ale ściśle zależny od liczby anten. W systemie TD-SCDMA, w którym zastosowano technikę inteligentnej anteny, zaprojektowano dla kanałów rozgłoszeniowych szczególną wiązkę, znaną jako wiązka rozgłoszeniowa, o płaskiej amplitudzie w pewnym zakresie kątowym, takim jak  $120^\circ$ . Jednak ten schemat ma dwie wady. Pierwszą jest niska wydajność energetyczna spowodowana małymi współczynnikami wagowymi. Na przykład wiązka rozgłoszeniowa o wartości  $120^\circ$  jest generowana przez wektor ważenia  $[0,55, 1,1, 0,55, 0,85, 1, 0,85]$ , gdzie dwa kanały RF wykorzystały około 30% (z powodu  $0,5522 = 0,304704$ ) pełnej wydajności PA. Drugą jest niekorzystne odkształcenie wiązki rozgłoszeniowej wynikające z odchylenia charakteru i awarii kanałów RF. Wówczas regularna kalibracja kanałów RF i konserwacja wektorów wagowych stałyby się obowiązkowe, nakładając duże obciążenie na operatorów komórkowych. Liczba elementów antenowych używanych do transmisji mmWave jest na ogół duża, aby zapewnić wysokie wzmocnienia mocy w celu skompensowania wysokiej propagacji i penetracji przy częstotliwościach mmWave. Kształtowanie wiązki jest stosowane nie tylko do płaszczyzny danych, ale także do płaszczyzny sterowania. Jak wspomniano w poprzedniej sekcji, NR przyjął przemiatanie wiązki w celu zapewnienia dookólnego pokrycia dla sygnałów synchronizacji i transmisji. Jednak procedura przemiatania z dużą liczbą wiązek, taką jak 64 wiązki obsługiwane przez NR, jest czasochłonna, a narzut spowodowany zasobami czasowo-częstotliwościowymi zużywanymi przez bloki SS jest znaczny. Ta sekcja wprowadza technikę zwaną losowym kształtowaniem wiązki (RBF), której celem jest osiągnięcie dookólnego pokrycia dla kanałów transmisyjnych w systemach wieloantenowych [Yang i in., 2013]. Losowy wektor ważenia jest stosowany do każdego elementu zasobu komunikacyjnego w domenie czasowo-częstotliwościowej, przy czym średni wzór jest dookólnie równy. Jest to schemat pętli otwartej, bez potrzeby informacji zwrotnej od użytkownika, w przeciwieństwie do oportunistycznej techniki formowania wiązki. Ponadto, maksymalna wydajność wykorzystania PA jest osiągana poprzez użycie równych współczynników wagowych.

### Losowe kształtowanie wiązki

Podstawową zasadą RBF jest generowanie losowego wzoru wiązki dla każdej jednostki zasobów czasowo-częstotliwościowych poprzez zastosowanie określonego losowego wektora ważenia. Dla wystarczająco dużej liczby jednostek zasobów średnia moc tych losowych wzorów w każdym kierunku jest niemal równa, ponieważ żaden kierunek nie jest preferowany od innych. W ten sposób można uzyskać zasięg dookólny, ponownie wykorzystując istniejące anteny małej mocy, bez dodatkowej anteny dużej mocy lub łańcucha RF.

### Kryteria projektowe

Użyjmy ULA jako przykładu. Zakładając, że istnieje  $N$  elementów z odstępem między elementami  $d$ , wektor sterujący ULA jest wyrażony jako

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[ 1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}2d \sin \theta}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d \sin \theta} \right]^T \quad (93)$$

Zastosowanie wektora ważenia na jednostce zasobu czasowo-częstotliwościowego  $t$

$$\mathbf{w}(t) = [w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)]^T \quad (94)$$

które można wdrożyć przez multipleksowanie współczynnika ważenia nad każdą gałęzią pasma podstawowego w cyfrowym formowaniu wiązki lub przez dostosowanie fazy sygnału na każdej antenie bezpośrednio przez analogowe przesuwniki w analogowym formowaniu wiązki. Następnie wzór wiązki ULA można podać przez

$$g(\theta, t) = \mathbf{w}^H(t)\mathbf{a}(\theta). \quad (95)$$

W kanale o płaskim zanikaniu odebrany sygnał w jednostce zasobów  $t$  dla pojedynczego systemu antenowego jest wyrażony wzorem

$$y_{\text{SISO}}(t) = h(t)s(t) + n(t), \quad (96)$$

gdzie  $s(t)$  jest wąskopasmowym sygnałem transmitowanym,  $h(t)$  jest odpowiedzią kanału, a  $n(t)$  oznacza addytywny szum gaussowski. Z perspektywy dziedziny kątowej, pojedynczy system antenowy ma optymalne pokrycie dookólne, które jest punktem odniesienia techniki RBF w systemach wieloantenowych. Rozważmy scenariusz makrokomórki z założeniem dalekiego pola, w którym nie ma reflektorów wokół stacji bazowej, a stacja ruchoma znajduje się w obszarze rozpraszania z reflektorami  $L$ . Średnica obszaru rozpraszania jest wystarczająco mała w porównaniu z odległością separacji między nadajnikiem i odbiornikiem. Następnie AoA dla różnych składowych wielodrogowych, oznaczonych jako  $\theta_l$ , jest w przybliżeniu takie samo, mianowicie  $\theta_l = \theta$ . Oznaczmy odpowiedź kanału  $l$ -tej ścieżki  $n$ -tej anteny nadawczej jako  $h_{n,l}$ , mamy

$$h_{n,l} = h_{1,l}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin \theta_l} \approx h_{1,l}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin \theta}. \quad (97)$$

Dla typowego użytkownika telefonu komórkowego model systemu RBF z wieloma antenami jest identyczny z modelem systemu z pojedynczą anteną, na który nałożono dodatkowy zanik selektywny czasowo i częstotliwościowo spowodowany losowym wzorem wiązki, co można wyrazić wzorem

$$\begin{aligned} y_{\text{RBF}}(t) &= \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N h_{n,l}(t)w_n^*(t)s(t) + n(t) \\ &\approx \sum_{l=1}^L h_{1,l}(t) \sum_{n=1}^N w_n^*(t)s(t)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin \theta} + n(t) \\ &= h_1(t)g(\theta, t)s(t) + n(t), \end{aligned} \quad (98)$$

gdzie  $h_1(t)$  jest odpowiedzią kanału pomiędzy anteną odniesienia a odbiornikiem w jednostce czasu i częstotliwości  $t$ . Porównując równanie (96) z równaniem (98), okazuje się, że jedynym czynnikiem wpływającym na zasięg dookólny jest wzór wiązki  $g(\theta, t)$ . Ponieważ generowanie wzoru wiązki o równej natychmiastowej energii transmisji we wszystkich kierunkach nie jest możliwe, projekt RBF koncentruje się na średniej energii transmisji. Aby zapewnić, że średnia moc pozostanie niezmienną po zastosowaniu formowania wiązki dla określonego kąta, wymaga

$$\int |g(\theta, t)|^2 p_g(\theta, t) dt = 1, \quad (99)$$

gdzie  $p_g(\theta, t)$  jest funkcją gęstości mocy wzoru losowego w kategoriach kąta i jednostki zasobu czasowo-częstotliwościowego. Z dyskusji wynika, że kryteria projektowania sekwencji wzoru losowego można podsumować następująco

- Utrzymuj równą średnią moc w każdym kierunku, aby zapewnić zasięg dookólny
- Ustaw równą moc w każdej antenie, aby zmaksymalizować wydajność PA
- Używaj wzorów losowych o minimalnej wariancji

Aby osiągnąć cel równej średniej mocy w każdym kierunku, wariancja wzoru w wymiarze kątowym jest definiowana jako metryka mierząca stopień odchylenia wzoru od okręgu:

$$\sigma_g^2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [ |g(\theta, t)|^2 - \mathbb{E} ( |g(\theta, t)|^2 ) ]^2 d\theta.} \quad (100)$$

### Losowy wzór wiązki

Wygodnie jest uzyskać wektor ważenia bazowego o niskiej wariancji za pomocą wyszukiwania komputerowego. Aby spełnić drugie i trzecie kryterium, wektor ważenia bazowego jest wektorem o minimalnej wariancji i module jednostkowym dla każdego wpisu, tj.

- $|w_1| = |w_2| = \dots = |w_N| = 1,$
- $w_0 = \operatorname{argmin} (\sigma_g^2).$

Używając ośmioelementowego ULA z  $d = \lambda/2$  jako przykładu, optymalny wektor ważenia o minimalnej wariancji to

$$\mathbf{w}_0 = \frac{\sqrt{2}}{2} [-\sqrt{2}, -1+i, \sqrt{2}i, 1-i, -1+i, 1-i, \sqrt{2}, 1+i]^T \quad (101)$$

Aby uzyskać wystarczającą liczbę wzorów wiązki losowo ze wzoru bazowego, można zastosować transformację ekwiampplitudy, tj.

$$\mathbf{w}_r = \mathbf{D}\mathbf{w}_0, \quad (102)$$

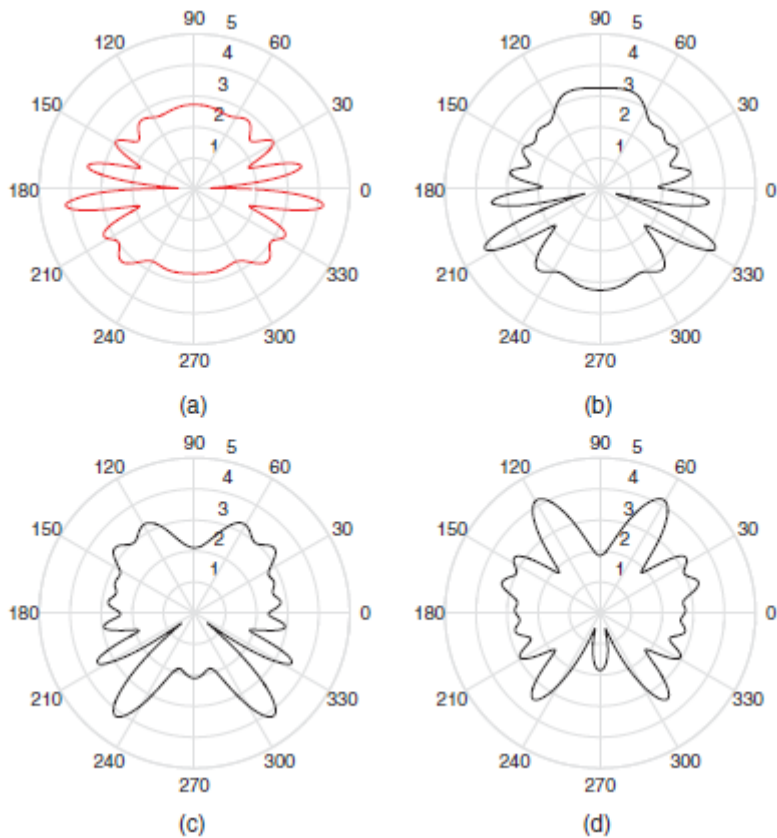
gdzie  $\mathbf{D}$  jest macierzą transformacji diagonalnej podaną wzorem

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{i\phi(t)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & e^{i2\phi(t)} & \dots & 0 \\ & & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & e^{i(N-1)\phi(t)} \end{bmatrix}. \quad (103)$$

Uformowany wzór wiązki  $w_r$  jest

$$\begin{aligned} g_r(\theta, t) &= \sum_{n=1}^N w_n^* e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin \theta} e^{j(n-1)\phi(t)} \\ &= \sum_{n=1}^N w_n^* e^{-j(n-1)\left[\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta - \phi(t)\right]}, \end{aligned} \quad (104)$$

co pokazuje, że przekształcony wzór zmienia tylko formę wzoru bazowego, zachowując niezmienny zestaw wartości. Wzór wiązki bazowej i trzy przekształcone wzory są zilustrowane na rysunku.

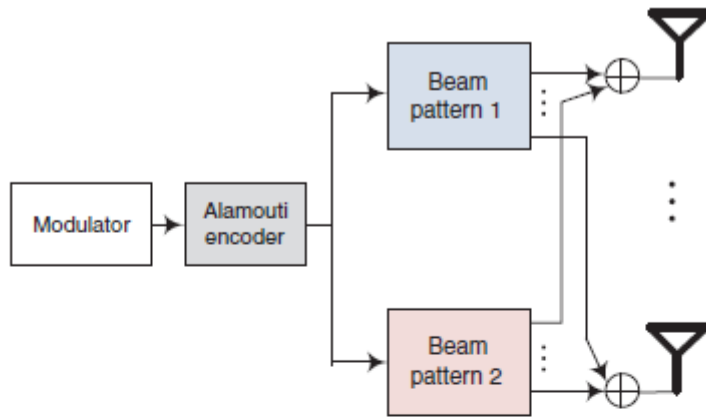


### Ulepszone losowe formowanie wiązki

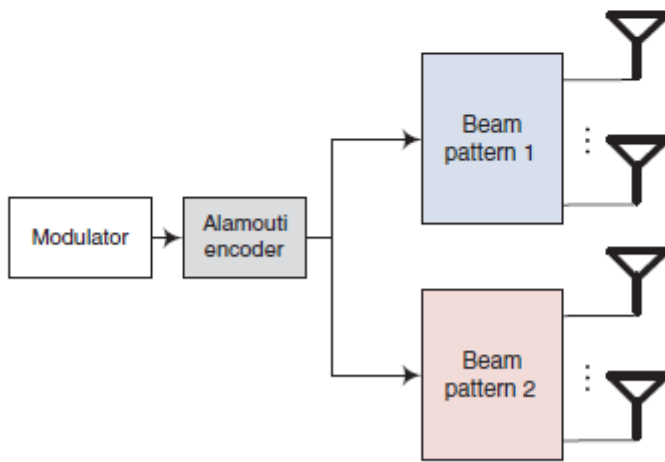
Dla typowego użytkownika w określonym kierunku wzmocnienie formowania wiązki zmienia się, gdy wzór zmienia się w różnych jednostkach zasobów czasowo-częstotliwościowych, z podobnym efektem jak zanikanie selektywne czasowo i częstotliwościowo, nawet gdy użytkownik się nie porusza. Taka dodatkowa niedoskonałość pogarsza wydajność, prowadząc do luki między nadawaniem pojedynczej anteny a RBF. Oprócz tradycyjnych technik kodowania i różnorodności kanałów, które można wykorzystać do przezwyciężenia tych efektów, technika zwana Ulepszonym Losowym Formowaniem Wiązki (ERBF) oparta na kodowaniu Alamoutiego została zaproponowana przez Yanga i innych. Kodowanie Alamoutiego to prosta, ale skuteczna technika różnorodności transmisji, która jest zwykle stosowana w systemie z dwiema nieskorelowanymi antenami transmisyjnymi w celu uzyskania maksymalnej szybkości i maksymalnej różnorodności. Przekazywane symbole są kodowane w domenie przestrzennej i czasowej zamiast być bezpośrednio wprowadzane do kształtownika wiązki. Mówiąc konkretnie, dwa kolejne symbole  $\mathbf{s} = [s_1, s_2]^T$  są kodowane do macierzy  $\mathbf{S}$  w następujący sposób

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \longrightarrow \mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (105)$$

Jak pokazano na rysunku



(a)



(b)

, dwa strumienie wyjściowe kodera Alamouti są mnożone przez dwa niezależne wektory ważenia, uzyskując odpowiadające im sygnały w każdym elemencie anteny, które są następnie dodawane razem, aby wygenerować przesyłany sygnał dla każdego elementu. Kodowanie Alamouti wymaga dwóch nieskorelowanych anten, aby uzyskać zysk różnorodności. W schemacie ERBF wzorce 1 i 2 mają nieskorelowane zyski formowania wiązki i mogą być traktowane jako dwie wirtualne anteny. Oznaczmy zyski formowania wiązki wzorców 1 i 2 odpowiednio jako  $g_1$  i  $g_2$ , z wariancjami jednostkowymi, tj.  $\mathbb{E}[|g_1|^2] = \mathbb{E}[|g_2|^2] = 1$ . Dlatego też odebrane sygnały dla typowego użytkownika w dwóch kolejnych jednostkach zasobów czasowo-częstotliwościowych są wyrażone jako

$$\begin{cases} r_1 = hg_1s_1 + hg_2s_2 + n_1 \\ r_2 = -hg_1s_2^* + hg_2s_1^* + n_2, \end{cases}$$

gdzie  $\mathbb{E}[|s_1|^2] = \mathbb{E}[|s_2|^2] = P/2$ , gdzie  $P$  jest sumą mocy transmisji we wszystkich antenach. Definiowanie wektora sygnału odebranego  $r = [r_1, r_2]^T$  i wektora szumu  $n = [n_1, n_2]^T$ , a następnie budowanie macierzy kanałów

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} hg_1 & hg_2 \\ h^*g_2^* & -h^*g_1^* \end{bmatrix} \quad (106)$$

Równanie (106) można zapisać jako



$$r = Hs + n, \quad (107)$$

co można wykryć na przykład poprzez oszacowanie minimalnego średniego błędu kwadratowego (MMSE) jako

$$\hat{s} = (H^H H + \sigma^2 I)^{-1} H^H r. \quad (108)$$

Chociaż ulepszona RBF może poprawić wydajność dookólnego pokrycia, jej pojemność i wydajność współczynnika błędów bitowych (BER) są nadal gorsze niż pojedynczej anteny, ponieważ moc waha się w jednostkach zasobów czasowo-częstotliwościowych. W Jiang i Yang zaproponowano schemat zwany Complementary Random Beamforming, który osiąga górną granicę wydajności (taką samą jak transmisja sygnału antenowego) w tablicach antenowych. Określając wektor ważenia bazowego z amplitudą wzorca tak płaską, jak to możliwe w domenie kątownej i tworząc parę uzupełniających się wzorców na każdym bloku zasobów czasowo-częstotliwościowych, uzyskana moc transmisji staje się natychmiast izotropowa w całej komórce.

### Complementary Random Beamforming

Po pierwsze, fizyczna tablica antenowa jest dzielona na dwie podtablice, które są wykorzystywane do przenoszenia dowolnej gałęzi sygnałów ortogonalnych generowanych przez koder Alamouti. Jako RBF wektor ważenia bazowego ze wzorem osiągającym minimalną wariancję jest określany dla każdej z podsieci, a ta para wzorów wiązki uzupełnia się wzajemnie, tak że ich złożony wzór jest izotropowy natychmiastowo pod dowolnym kątem, a nie statystycznie równy przez uśrednienie na dużej liczbie jednostek zasobów czasowo-częstotliwościowych. Podziel N-elementową tablicę antenową oznaczoną jako  $e = \{e_1, e_2, \dots, e_N\}$  na dwie podsieci jako

$$\begin{cases} e_1 = \{e_1, e_2, \dots, e_{N/2}\} \\ e_2 = \{e_{N/2+1}, e_{N/2+2}, \dots, e_N\} \end{cases} \quad (109)$$

W konwencjonalnym formowaniu wiązki symbol danych jest prawidłowo ważony i przesyłany we wszystkich elementach, aby uzyskać konstruktywną superpozycję w pożądanym kierunku. W komplementarnym formowaniu wiązki przesyłane symbole są najpierw kodowane zgodnie ze schematem Alamoutiego, a następnie dwa ortogonalne strumienie są niezależnie formowane wiązką odpowiednio nad  $e_1$  i  $e_2$ . Zjawisko interferencji elektromagnetycznej występuje tylko między elementami przesyłającymi skorelowane sygnały. W związku z tym wzór różnych podmacierzy można uznać za niezależny. Para wektorów ważenia bazowego  $w_1$  i  $w_2$  jest wybierana w celu spełnienia następujących kryteriów: I. Zminimalizuj wariancję indywidualnego wzoru wiązki nad każdą podmacierzą, tj.

$$\hat{w}_k = \arg \min (\sigma_{g_k}^2),$$

gdzie  $g_k$ ,  $k = 1, 2$  oznaczają odpowiednio wzory wiązki nad podmacierzami 1 i 2.

II. Zminimalizuj wariancję wzoru złożonego, tj.

$$[\hat{w}_1, \hat{w}_2] = \arg \min (\sigma_g^2).$$

Złożony wzór wskazuje na wynikowy wzór na całej macierzy anten, a jego amplituda jest zdefiniowana jako

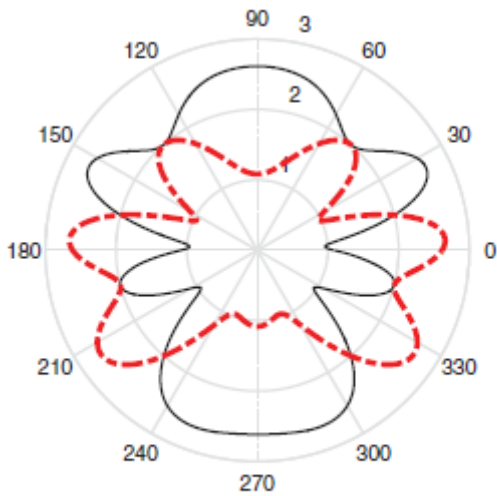
$$|g| = \sqrt{\frac{|g_1|^2 + |g_2|^2}{2}} \quad (110)$$

III. Ustaw równą moc nadawania w każdej antenie, aby zmaksymalizować wydajność PA, tj.

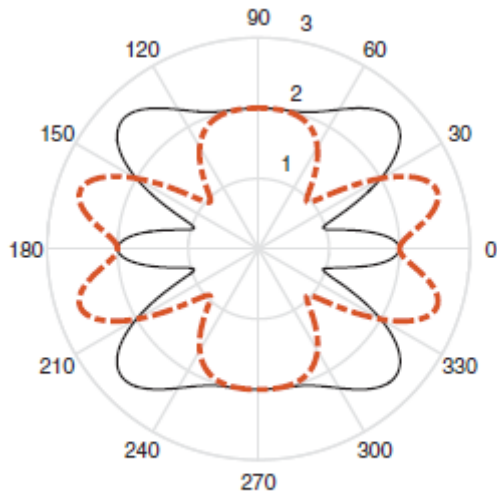
$$|w_1| = |w_2| = \dots = |w_N| = 1.$$

Używając jako przykładu ośmioelementowej tablicy z odstępem między elementami  $d = \lambda/2$ , wektory sterujące dla dwóch podtablic są wyrażone jako

$$\begin{cases} \mathbf{a}_1(\theta) = [1, e^{-j\pi \sin \theta}, e^{-j2\pi \sin \theta}, e^{-j3\pi \sin \theta}]^T \\ \mathbf{a}_2(\theta) = [e^{-j4\pi \sin \theta}, e^{-j5\pi \sin \theta}, e^{-j6\pi \sin \theta}, e^{-j7\pi \sin \theta}]^T. \end{cases} \quad (111)$$



(a)



(b)

Poprzez proste wyszukiwanie numeryczne za pomocą komputera, para wektorów wag podstawowych:

$$\mathbf{w}_1 = [1, e^{j\frac{2\pi}{4}}, e^{j\frac{\pi}{2}}, e^{j\frac{3\pi}{4}}]^T \quad (112)$$

i

$$\mathbf{w}_2 = [1, e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{\pi}{2}}, e^{j\frac{3\pi}{4}}]^T \quad (113)$$

można znaleźć. Jak pokazano na rysunku wcześniejszym, chociaż wzór obu podtablic fluktuuje w domenie kątowej, tak jak losowe wzory w schemacie RBF, ich złożony wzór mocy jest izotropowy we wszystkich kątach, mianowicie

$$|g|^2 = \frac{|g_1|^2 + |g_2|^2}{2} = 1 \quad (114)$$

Oprócz wzorców wiązki bazowej, przekształcone wzorce można uzyskać przy użyciu równania (102). W ten sposób odebrany stosunek sygnału do szumu (SNR) komplementarnego RBF jest równy stosunkowi pojedynczej anteny, co można przedstawić matematycznie jako

$$\gamma_{\text{CRBF}} = \frac{(|g_1|^2 + |g_2|^2)|h|^2 P}{2\sigma^2} = \frac{|h|^2 P}{\sigma^2} = \gamma_{\text{SISO}} \quad (115)$$

#### Podsumowanie

Rozdział ten skupiał się na charakterystyce propagacji mmWave, która jest podstawą projektowania algorytmów transmisji mmWave i protokołów komunikacyjnych. Sygnały mmWave wykazują podobne zachowania jak mikrofalowe i radiowe sygnały UHF w propagacji w wolnej przestrzeni. Jednak moc odbiorcza sygnałów mmWave jest mniejsza ze względu na ograniczony rozmiar anteny, co stwarza iluzję, że sygnały mmWave mają większe straty propagacji w wolnej przestrzeni. Ponadto sygnały mmWave cierpią z powodu dużej utraty penetracji, a nawet ludzkie ciało może wpływać na bezpośrednią transmisję. W szczególności wpływ atmosfery i pogoda odgrywają znaczną rolę ze względu na absorpcję cząsteczek tlenu i wody, która jest zwykle pomijalna w pasmach niskiej częstotliwości. W tym rozdziale przedstawiono modele kanałowe zaniku na dużą i małą skalę dla kanału mmWave do 100 GHz, które są niezbędne do projektowania systemu, oceny wydajności i walidacji systemów komunikacji mmWave. Aby zrekompensować wysokie straty propagacji i penetracji przy częstotliwościach mmWave, stosuje się duże układy antenowe, aby uzyskać wysoki zysk formowania wiązki. Wprowadzono zasady trzech typów implementacji, tj. formowania wiązki cyfrowej, formowania wiązki analogowej i formowania wiązki hybrydowej. Formowanie wiązki podnosi problem synchronizacji wielu wiązek i nadawania w początkowym dostępie systemów komunikacyjnych mmWave. Na koniec rozdział ten przedstawia rozwiązania technologiczne w celu uzyskania dookólnego zasięgu dla kanałów nadawczych, tj. RBF i jego ulepszonych schematów.