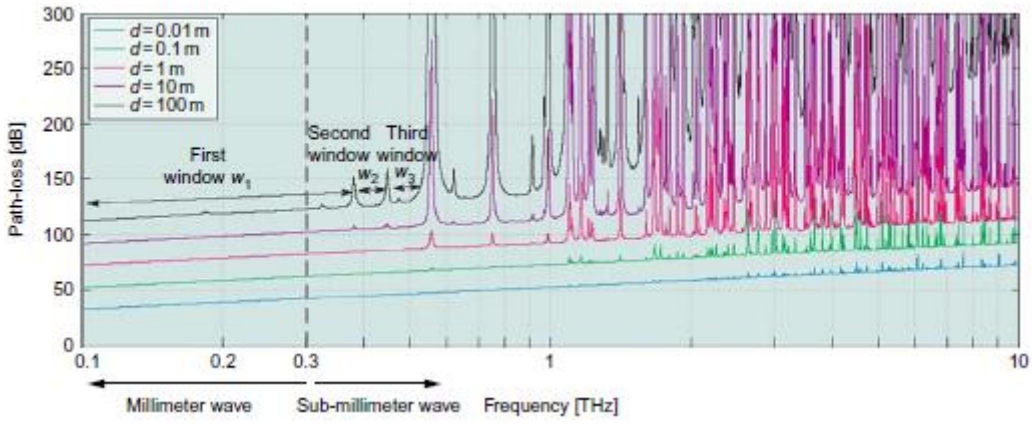
Modelowanie kanałów mmWave massive MIMO

WPROWADZENIE

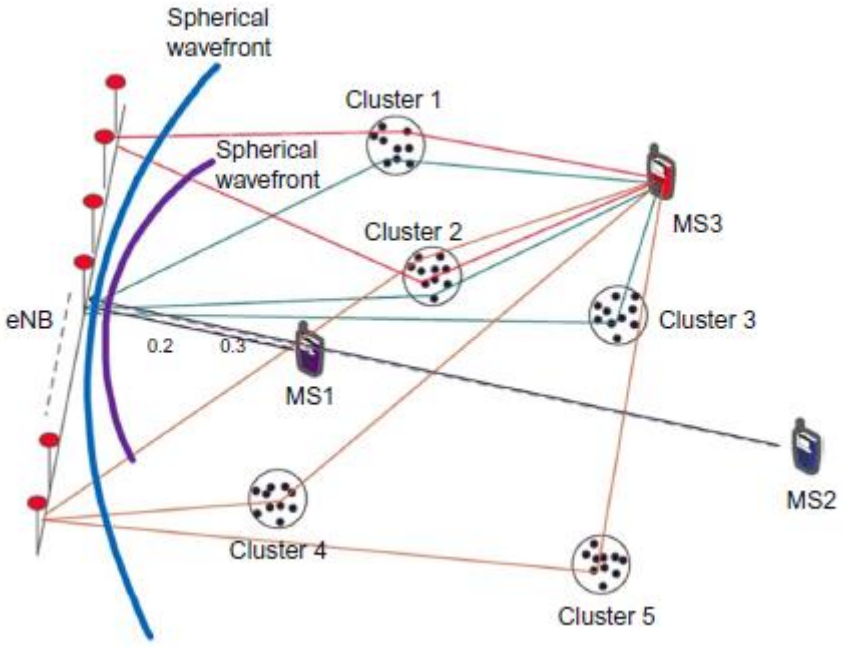
MmWave ogromne, wielokrotne wejście i wiele wyjść (MIMO) ma potencjał, aby radykalnie poprawić dostęp bezprzewodowy i przepustowość, ponieważ ta kombinacja zapewnia zarówno ogromną przepustowość sygnału przy częstotliwościach mmWave, jak i zdolność multipleksowania przestrzennego dużych macierzy antenowych. Ponieważ te potencjalne korzyści systemowe są bezpośrednie związane ze środowiskiem propagacji i tablicami antenowymi, realistyczna i niezawodna propagacja oraz modele kanałów mają ogromne znaczenie dla projektu technologii dostępu MIMO mmWave. Ponieważ do tej pory nie ma oficjalnego ani powszechnie uznanego modelu masywnego kanału MIMO mmWave, ani w środowisku akademickim, ani w przemyśle, najpierw wskazujemy główne cechy charakterystyczne masywnego kanału MIMO mmWave w zakresie trzech warstw: mechanizmy propagacji, kanał statyczny, i kanał dynamiczny w następujący sposób:

(1) Mechanizmy propagacji: w ogromnych systemach MIMO głównym źródłem błędu informacji o stanie kanału (CSI) jest zanieczyszczenie pilota. Jednak w przypadku częstotliwości mmWave pewne specyficzne zjawiska propagacji, takie jak bardzo duże straty propagacji i propagacja bliskiej linii wzroku (LOS), dałyby szansę złagodzenia efektu zanieczyszczenia pilota. Ważne jest ustalenie wszechstronnego zrozumienia relacji wewnętrznych między mechanizmami propagacji a różnymi czynnikami wpływającymi w paśmie mmWave. Oprócz charakterystyk propagacji w każdym punkcie częstotliwości, dyspersja częstotliwości w ogromnych szerokościach pasma w paśmie mm jest również krytyczna. Ponieważ jedną z ważnych motywacji dla przyszłej szerokopasmowej komunikacji bezprzewodowej, aby przeskoczyć w paśmie mmWave, jest uzyskanie wystarczającej przepustowości, kanał MIMO w masie mmWave jest oczywiście kanałem ultraszerokopasmowym. W tym kontekście dokładne ujawnienie dyspersji częstotliwości propagacji fali i jej interakcji z różnymi strukturami odgrywa kluczową rolę w zrozumieniu, jak zmienia się charakterystyka propagacji wzdłuż szerokości pasma w paśmie mmWave. Co więcej, oprócz tego zależnego od częstotliwości zachowania, w paśmie poniżej milimetra, charakterystyka propagacji zmienia się nawet wraz z odległością; ma to rzeczywiście wpływ na konstrukcję warstwy fizycznej i warstwy łączącej systemów MIMO mmWave masywnych. W szczególności bardzo silne zależne od odległości zachowanie dostępnej szerokości pasma doprowadzi nawet do powstania różnych modulacji dla różnych zastosowań w oparciu o docelową odległość transmisji dla przyszłej komunikacji. Jak pokazano na rysunku, tłumienie ścieżki w paśmie poniżej mmFal dla różnych odległości transmisji ma różne dostępne szerokości pasma, mimo że na rysunku, pierwsze okno transmisji obejmuje całe pasmo mmFWave, gdy odległość to 100 m.



Można się spodziewać, że okno to będzie się zwężać wraz ze wzrostem odległości i ostatecznie efektu tego nie można zignorować w charakterystyce i modelowaniu kanału MIMO mmWave masywnego.

(2) Kanał statystyczny: Kiedy pasmo częstotliwości masywnego kanału MIMO wzrasta do pasma mmWave, niektóre założenia obowiązujące w konwencjonalnych pasmach nie są już aktualne. Jednym z ważnych założeń jest asymptotyczna ortogonalność parami między wektorami kanałowymi w niezależnym i identycznie rozłożonym (i.i.d.) kanale zanikającym Rayleigha. To założenie umożliwia jednoczesne przesyłanie wielu multipleksowanych przestrzennie strumieni danych do wielu urządzeń użytkownika z bardzo prostymi liniowymi technikami wstępnego kodowania. Ponadto wzajemne kanały ortogonalne zapewniają również optymalną wydajność pod względem zużycia mocy nadawania lub przepustowości kanału o sumarycznej szybkości . Jednak jeśli chodzi o realistyczne projektowanie systemów multiuser (MU) -MIMO pracujących na częstotliwościach mmWave, należy wziąć pod uwagę wiele praktycznych względów i faktycznie ta ortogonalność już nie występuje. W związku z tym nieortogonalność masywnego kanału MIMO mmWave należy zbadać w realistycznym środowisku propagacji, w tym czynników decydujących o korelacji przestrzennej i ogólnej wydajności systemu. Inną cechą jest niestacjonarność przestrzenna, która występuje w masywnym kanale MIMO o konwencjonalnym paśmie, ale staje się bardziej dotkliwa w paśmie mmWave. Ponieważ warunek pola dalekiego jest coraz trudniejszy do spełnienia przy wzroście częstotliwości, pierwotne, szeroko stosowane założenie frontu fali płaskiej powinno zostać zastąpione sferycznym czołem falowym.



Stwarza to nowe wyzwania zarówno w modelowaniu kanałów, jak i podejściach symulacyjnych.

(3) Kanał dynamiczny: Tradycyjnie uważano, że masywny MIMO mmWave jest możliwy tylko w przypadku kanałów statycznych. Jednak coraz więcej dowodów wskazuje na silny potencjał pasm mmWave do zastosowań mobilnych. Zatem dynamika kanału wprowadzana przez poruszające się obiekty i transceivery to cechy, których modelowanie kanału MIMO w masywnych falach mmWave nie może uniknąć. Zwykle zastosowania pikokomórek i femtokomórek zazwyczaj nie obejmują użytkowników o dużej szybkości, ale wykorzystanie częstotliwości mmWave oznacza, że dana prędkość doprowadzi do proporcjonalnie większego przesunięcia Dopplera. Myśląc o rząd wielkości niższej szczytowej prędkości użytkownika w małej komórce i o rząd wielkości wzrostu częstotliwości nośnej,

można się spodziewać szczytowych przesunięć dopplerowskich w masywnych kanałach MIMO mmWave, podobnych do obecnych makrokomórek. aplikacji (np. około 200 Hz). Tak więc, w przypadku estymacji kanału opartej na pilocie, zgrubne oszacowanie jest takie, że CSI dla kanałów mmWave musiałoby być aktualizowane co najmniej tak często, jak obecnie wdrażane systemy MIMO. Oczywiście, w masowej implementacji MIMO jest więcej CSI do aktualizacji, więc wymagana szybkość obliczeniowa systemów MIMO mmWave masywnych również by wtedy wzrosła [1]. Zatem brak wglądu w taką dynamikę hamuje realizację masowej komunikacji mmWave w każdym dynamicznym środowisku.

W kolejnych sekcjach omówione zostaną najnowsze badania nad funkcjami oferowanymi wcześniej na kanale. Najnowsze postępy w modelowaniu i brzmieniu kanałów formmWave MassMIMOchannels zostaną odpowiednio przedstawione

CHARAKTERYSTYKA SZCZEGÓLNA KANAŁÓW mmWave massive MIMO

W tej sekcji szczegółowo przedstawimy charakterystykę kanałów MIMO w masywnych falach mmWave. Odpowiednie wysiłki i stan zaawansowania badań nad tymi cechami zostaną przejrzane i omówione odpowiednio pod kątem mechanizmów propagacji, kanału statycznego i kanału dynamicznego.

MECHANIZMY PROPAGACYJNE MM I SUB-mWave

Dzięki szeroko zakrojonym pracom badawczym nad mechanizmami propagacji zidentyfikowano następujące kluczowe aspekty propagacji mmWave i sub-mmWave:

(1) Propagacja LOS: Dla pasma mmWave, tłumienie ścieżki rośnie do wartości bezwzględnej wraz ze wzrostem częstotliwości, ale wykładnik mocy odległościowych nie podąża za monotonicznym wzrostem częstotliwości. Dla pasma poniżej milimetra właściwość propagacji fal elektromagnetycznych w wolnej przestrzeni w paśmie 300 GHz jest określana przez tłumienie rozpraszania, a przede wszystkim straty na absorpcji molekularnej [6]. Wynikająca z tego utrata ścieżki jest wysoce selektywna pod względem częstotliwości i może z łatwością przekraczać 100 dB na odległościach nieco powyżej kilku metrów. Ponadto absorpcja molekularna przez cząsteczki pary wodnej definiuje kilka okien transmisyjnych, których położenie i szerokość zależą od odległości i składu molekularnego ośrodka.

(2) Odbicia: Tłumienie odbić zwierciadlanych od gładkich powierzchni można modelować za pomocą dobrze znanych równań Fresnela, zakładając, że są one dostatecznie grube w odniesieniu do długości fali. W przeciwnym razie należy wziąć pod uwagę odbicia w materiale lub wielokrotne odbicia na styku mediów warstwowych, powodując wysoce zależne od częstotliwości zachowanie odbicia.

(3) Rozpraszanie: Ze względu na długość fali rzędu wielkości odchyleń wysokości powierzchni typowych materiałów budowlanych bardzo istotne staje się rozpraszanie rozproszone ze ścian pokrytych szorstkimi materiałami, takimi jak tapeta lub tynk wgłębny [8,9]. Rozpraszanie znacznej ilości mocy poza kierunkiem odbicia lustrzanego może powodować dodatkowe tłumienie odbicia o kilka 10 dB i indukować propagację wielodrogową przez elementy rozproszone. Takie efekty można opisać analitycznie za pomocą

(4) Dyfrakcja: Bardzo wysokie tłumienie dyfrakcji, łatwo wynoszące 30 dB i więcej, powoduje, że efekty dyfrakcyjne w obszarze cienia za obiektami są pomijalne w paśmie mmWave. Jednak dyfrakcja nadal może być przydatna i pomocna w modelowaniu efektów dynamicznego cieniowania promieni powodowanych przez ruch człowieka, w przypadku których samo ciało jest aproksymowane jako dyfrakcyjny obiekt.

(5) Dyspersja częstotliwości: Biorąc pod uwagę ogromne szerokości pasma od 1 GHz do ponad 10 GHz, same zjawiska propagacji należy traktować jako zależne od częstotliwości. Każda składowa częstotliwościowa w sygnale ultraszerokopasmowym podlega różnemu tłumieniu i opóźnieniu. Ten efekt dyspersji częstotliwości lub równoważne zniekształcenie w dziedzinie czasu należy scharakteryzować w modelach propagacji pasm fal milimetrowych i sub-milimetrowych.

Pomimo pewnych postępów materiał i geometria rozpatrywanych obiektów są ograniczone. To sprawia, że obecny wgląd jest niewystarczający, aby zinterpretować strukturę mechanizmu propagacji mmWave lub sub-mmWave w wielu rzeczywistych scenariuszach. Należy przeprowadzić więcej pomiarów mechanizmów propagacji, aby dokładnie zrozumieć charakterystykę propagacji mmWave, która jest fundamentalna dla technik tworzenia masywnego kanału MIMO mmWave i technik klucza warstwy fizycznej. Na przykład, wykorzystując mechanizm szerokości pasma transmisji zależnej od odległości, możemy pomyśleć o nowym schemacie komunikacji, w którym nadajnik-odbiornik dynamicznie dostosowuje przesyłany kształt fali w oparciu o odległość transmisji w celu dopasowania do kształtu okna transmisyjnego.

KANAŁ STATYCZNY mmWave massive MIMO

(1) Selektywne zanikanie częstotliwości: wiele zespołów badawczych na całym świecie przeprowadziło obszerne pomiary statyczne w kanale mmWave wewnątrz i na zewnątrz. Zespół z New York University (NYU) jest bardzo reprezentatywny. W ich pomiarach w kanałach zewnętrznych, wykonanych przy częstotliwości 28 i 38 GHz [13], zaobserwowano szeroki zakres rozrzutów opóźnienia w zależności od miejsca pomiaru. Należy zauważyć, że pomiary te przeprowadzono bez selektywności przestrzennej; W środowisku LOS lub bliskim LOS, które zwykle wymaga propagacji mmWave, masywna macierz MIMO jest w stanie utworzyć wąską wiązkę, która eliminuje większość wielodrożności, co z kolei znacznie zmniejsza rozproszenie opóźnienia i potencjalnie zmniejsza potrzebę wyrównywania. Jednak nawet w tym kontekście, ponieważ zastosowanie częstotliwości mmWave może pozwolić na dramatyczne zwiększenie szerokości pasma użytkownika do setek MHz lub nawet kilku GHz (a zatem okresów symboli rzędu 1–10 ns lub mniej), selektywne zanikanie częstotliwości może wymagać rozwiązania za pomocą korekcji lub modulacji, nawet w przypadku masywnej macierzy MIMO.

(2) Wzajemna ortogonalność: Jak wprowadzono w poprzedniej sekcji, liczba niezależnych komponentów wielościeżkowych (MPC) przy częstotliwościach mmWave jest praktycznie ograniczona, więc wektory kanałowe nie są i.i.d. Rayleigha, ale raczej skorelowane blaknięcie .W związku z tym mmWave Masywne MIMO niekoniecznie gwarantuje ortogonalne kanały między użytkownikami, zwłaszcza gdy użytkownicy znajdują się blisko siebie. Inną kwestią jest to, że liczba anten nadawczych (Tx) w rzeczywistości jest skończona, ponieważ jest ograniczona przez zwartą postać rozmiaru tablicy antenowej. Zwiększenie liczby anten Tx bez zwiększania wymiarów macierzy wirtualnie tworzy również wzajemne sprzężenie anten. Podsumowując, bo żadne z kanałów nie są i.i.d. ani liczba anten Tx jest nieskończona lub bardzo duża, wzajemny warunek ortogonalny nie może być w rzeczywistości spełniony, a zatem nie zawsze można osiągnąć optymalną wydajność systemu. Tutaj odwołujemy się do bardzo reprezentatywnej pracy autorów. Badają nieortogonalność masywnego kanału MIMO mmWave w realistycznym środowisku propagacji na zewnątrz. Najpierw wprowadzamy podstawową wiedzę o wzajemnej ortogonalności kanałów. Niech H= [h_1, h_2,…, h_K] oznaczają złożoną macierz kanałów MU-MIMO M x K. Wspólny kanał ortogonalny wymaga, aby każda para wektorów kolumnowych H była spełniona

$$\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j = 0 \quad \text{for all} \quad i \neq j \tag{1}$$

W ramach i.i.d. Zakładanie kanałów Rayleigha, warunek (8.1) można asymptotycznie osiągnąć przy bardzo dużych numerach anten Tx, zgodnie z prawem dużych liczb

$$\frac{1}{M}\mathrm{h}_i{}^H\mathrm{h}_j \to 0 \ \text{ as } \ M \to \infty \ \text{ for } \ i \neq j$$

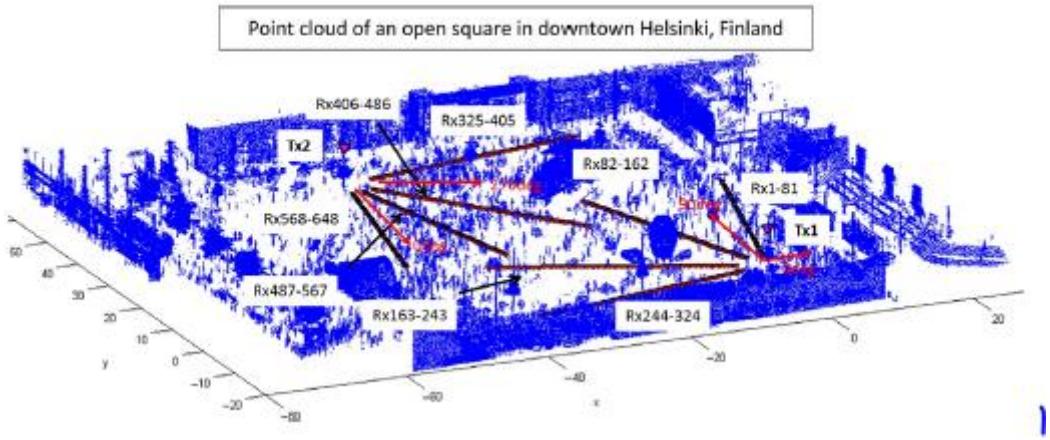
Oznaczmy κ(H) liczbą warunkową H, która jest zdefiniowana jako stosunek między największą wartością osobliwą σ_{max} a najmniejszą wartością osobliwą σ_{min} H, to znaczy

$$\kappa(\mathbf{H}) = \frac{\sigma_{\max}}{\sigma_{\min}}$$

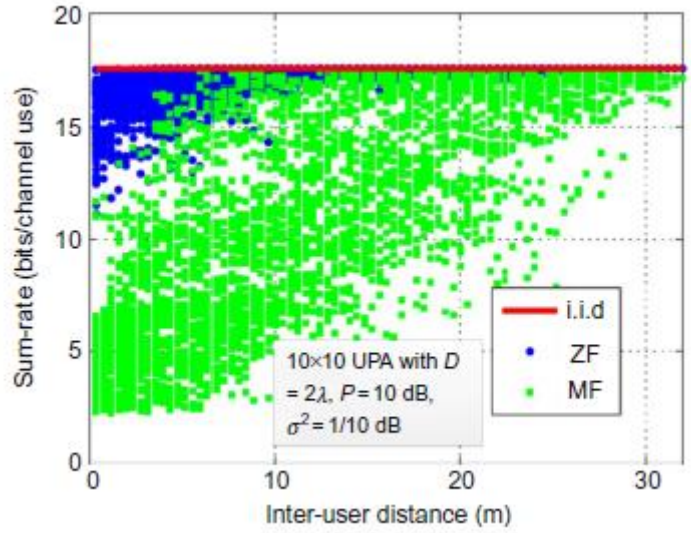
Jeśli wszystkie wektory kanału użytkownika są znormalizowane, aby miały tę samą normę, na przykład $||h_K|^2 = M$, wówczas nierównowaga mocy spowodowana zanikaniem na dużą skalę między kanałami użytkownika jest wyeliminowana, a numer stanu i.i.d. Kanały MU-MIMO są równe 1. Taki idealny stan zapewnia optymalną wydajność dla kanałów MU-MIMO: przestrzenne przesyłanie strumieniowe w dół może osiągnąć maksymalną sumaryczną szybkość, używając tylko prostych liniowych metod wstępnego kodowania w Tx w celu dekompozycji kanału na wiele niezależnych zakłóceń przestrzennych. wolne podkanały. Jednak w rzeczywistości wzajemny warunek ortogonalny nie może być spełniony, szczególnie w naszym zainteresowanym kanale propagacyjnym MIMO mmWave, z wielu praktycznych powodów omówionych wcześniej, w tym korelacji przestrzennej i zwartej postaci tablic Tx. W eksperymentach [2] korelacja przestrzenna między wektorami kanałów użytkownika występuje, gdy użytkownicy są blisko siebie, a zatem ich MPC należą do tego samego klastra rozpraszaczy. W innych przypadkach korelacja przestrzenna może zostać wprowadzona przez zwykłe rozpraszacze (zwykle o dużej geometrii, takie jak ściany, budynki itp.), Które mogą być widziane przez różnych użytkowników, nawet jeśli nie są dobrze zlokalizowani. Co więcej, inne czynniki, w tym liczba anten Tx, odstępy między antenami i odległość intruza, mogą również wpływać na wzajemną ortogonalność H. Zbadanie numeru warunku κ(H), który określa ilościowo rozrzut wielkości osobliwych wartości H jest jednym ze sposobów pomiaru stopnia braku ortogonalności lub korelacji przestrzennej. Im mniejszy i bliższy 1 jest numer warunku, tym lepiej kanał jest przystosowany do obsługi multipleksowania przestrzennego i tym lepsza wydajność prekodera, co skutkuje większą przepustowością. Zakładając, że jest tylko dwóch użytkowników, ortogonalność parami między dwoma wektorami kanałowymi hi i hj można zmierzyć znormalizowanym iloczynem skalarnym

$$\rho_{ij} = \frac{\left|\mathrm{h}_i{}^H\mathrm{h}_j\right|}{\|\mathrm{h}_i\|\|\mathrm{h}_j\|} = \frac{1}{M}\left|\mathrm{h}_i{}^H\mathrm{h}_j\right| \qquad (2)$$

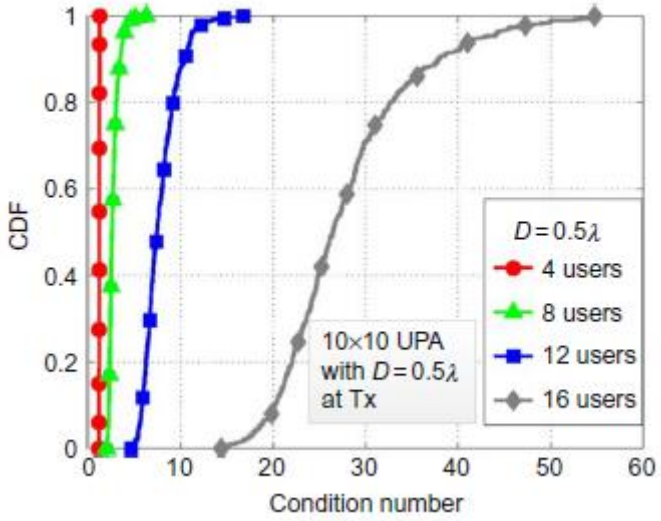
Im mniejszy i bliższy zeru jest ten produkt, tym mniejsze są zakłócające interferencje łącza nadawczego między użytkownikiem i i j przy użyciu prekodera MF. Autorzy przeprowadzają obszerne symulacje ray tracingu na otwartym placu w centrum Helsinek w Finlandii. W oparciu o te symulacje zbadano wzajemną ortogonalność masywnych kanałów MU-MIMO mmWave i jej wpływ na zdolność przestrzennego multipleksowania. Jak pokazano na rysunku poniżej, śródmiejski plac ma około 100 x 100 m^2.



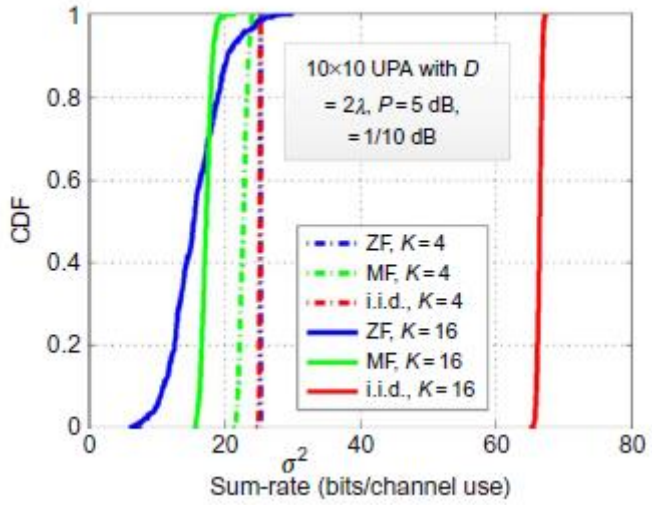
Oprócz budynków i ziemi, na środowisko propagacji mają wpływ latarnie i ludzie. W niektórych przypadkach ludzie mogą blokować LOS (co jest również nazywane zasłoniętą linią wzroku). Przy projektowaniu macierzy wstępnego kodowania rozważane są dwie nieoptymalne, ale bardziej praktyczne liniowe metody kodowania wstępnego: filtrowanie dopasowane (MF) i wymuszanie zera (ZF). Poniższy rysunek przedstawia średnią osiągalną sumaryczną szybkość dwóch użytkowników, gdy Tx jest wyposażony w jednorodną tablicę planarną (UPA) 10 x 10, D=2λ, w porównaniu z odległością między użytkownikami.



Całkowita moc P=10 dB i moc szumów σ==1/10 dB [reżim wysokiego stosunku sygnału do szumu (SNR)]. Na rysunku można stwierdzić, że w praktyce suma współczynnika jest daleka od asymptotyki i.i.d. sumaryczna pojemność, zwłaszcza gdy użytkownicy są blisko siebie. Konkretnie, im większa odległość między dwoma użytkownikami, ze względu na zmniejszenie korelacja, tym bliższa sumarycznej szybkości prekodera MF jest szybkość prekodera ZF. Teraz rozszerzmy sytuację z dwóch użytkowników na więcej użytkowników. Gdy K ≥ 2, każdy Tx z 10 x 10 UPA z D=0,5λ wybiera obsługę odbiorników $4K_r$ (Rxs) z czterech tras (lokalizacje K_r Rx z maksymalną separacją na każdej trasie). Rysunek ilustruje funkcję dystrybucji skumulowanej (CDF) liczby warunku H dla użytkowników K= {4, 8, 12, 16}.



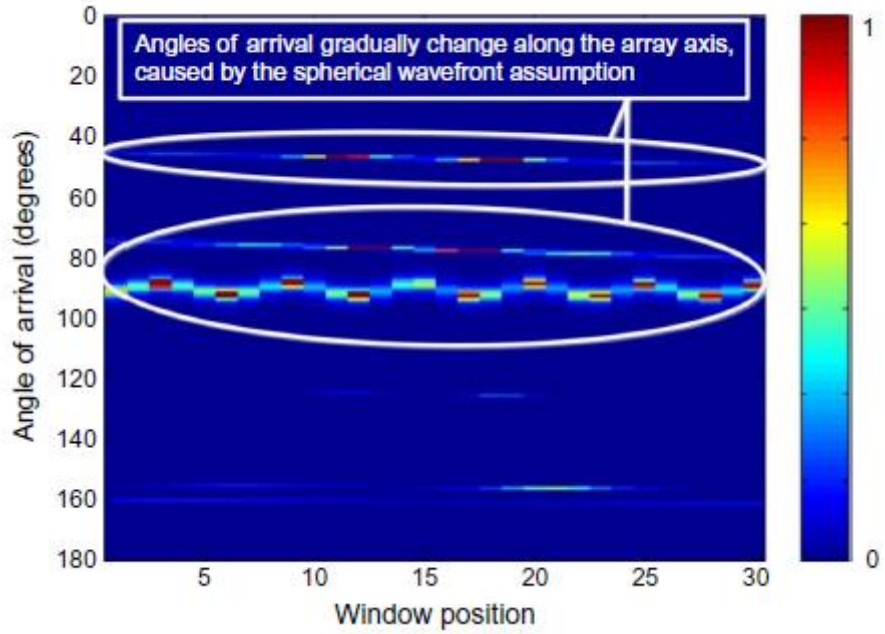
Można stwierdzić, że kanał dla czterech użytkowników jest dobrze uwarunkowany z bardzo małą liczbą warunków, co oznacza, że kanał może obsługiwać cztery równoległe ścieżki w celu multipleksowania przestrzennego. Jednak kanał staje się coraz bardziej źle uwarunkowany wraz ze wzrostem K. Na rysunku, ponieważ macierz kanału jest prawie ortogonalna, sumaryczna szybkość transmisji z czterema użytkownikami przy średniej całkowitej mocy transmisji P=5 dB i σ^2=1, przy użyciu MF, jest zbliżona do tej przy użyciu ZF i przypadku i.i.d.



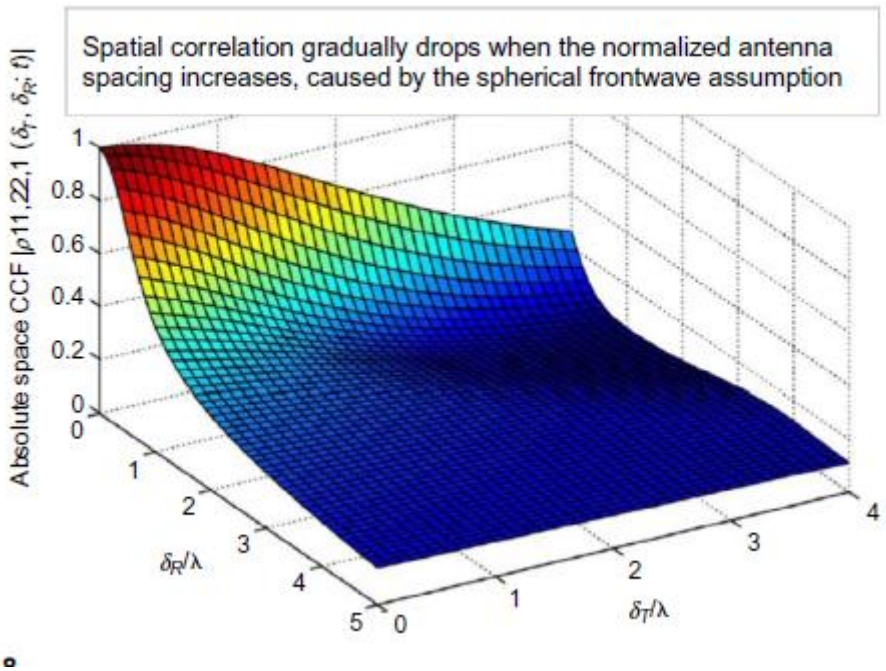
Przy K=16, zarówno prekodery ZF, jak i MF mają znacznie mniejszą sumaryczną wydajność w porównaniu z i.i.d. przypadku, ponieważ kanał w tym przypadku jest źle uwarunkowany, o czym świadczy duża liczba warunku κ(H). W tym niskim reżimie SNR MF działa słabo, ponieważ energia sygnału u każdego użytkownika jest niska. Powyższe wyniki uzyskane unieważniają i.i.d. założenie kanałów, a także asymptotyczne wzajemne kanały ortogonalne mmWave massive MIMO w praktycznych przypadkach. W związku z tym możemy stwierdzić, że w rzeczywistych scenariuszach pojemność systemu mmWave massive MIMO ogromne zależy w dużym stopniu od wielu praktycznych czynników, takich jak wzajemna ortogonalność kanałów, odległość między użytkownikami, liczba aktywnych użytkowników, wymiary szyku antenowego i tak dalej. Aby osiągnąć sumaryczną szybkość, która jest bliższa idealnym warunkom, użytkowników w systemie mmWave powinno być mniej niż w systemach mikrofalowych. Ponadto użytkownicy powinni być dobrze oddzieleni, w zakresie co

najmniej dwukrotnej odległości korelacji zacienienia, w celu wydajnego przestrzennego multipleksowania z prekoderami przetwarzania liniowego.

(3) Sferyczne założenie czoła fali: Założenie płaszczyzny czoła fali dla konwencjonalnych modeli kanałów MIMO nie sprawdza się w przypadku masywnych kanałów MIMO ze względu na bardzo duże tablice anten. Tak więc w najnowszych badaniach, na przykład badano wiele wysiłków dotyczących wpływu założenia sferycznego frontu falowego zarówno na komponent LOS, jak i komponenty nieliniowe (NLOS). W przypadku modeli kanałów MIMO z masywnymi falami mmWave, założenie pola dalekiego dla konwencjonalnych modeli kanałów MIMO, które jest równoważne założeniu płaskiego frontu fali, nie jest spełnione z dwóch powodów: po pierwsze, bardzo krótka długość fali znacznie wydłuża odległość dalekiego pola; po drugie, nie można zignorować wymiarów układu antenowego, gdy liczba anten jest ogromna. Jak pokazano na rysunku wcześniej zakłada się, że czoło fali emitowane z rozproszenia / klastra rozpraszaczy do tablicy odbiorczej jest sferyczne. W rezultacie kąt przybycia (AoA) nie jest już liniowy wzdłuż tablicy i musi być obliczany na podstawie zależności geometrycznych. Jak pokazano na rysuku



gdzie dla 32-elementowego układu antenowego jest łącznie 30 pozycji okien, można zauważyć, że kilka szacowanych AoA stopniowo różni się wzdłuż masywnej anteny MIMO. oś szyku. Zjawisko to jest głównie spowodowane założeniem sferycznego czoła fali, gdy odległości między odpowiadającymi im rozpraszaczami / skupiskami rozpraszaczy a szykiem antenowym nie spełniają założenia pola dalekiego. Ten punkt można również zweryfikować za pomocą innych parametrów kanału. Na przykład naukowcy odkryli, że funkcja korelacji masywnych kanałów MIMO zależy nie tylko od bezwzględnej różnicy między wskaźnikami anten, ale także od wskaźników anten referencyjnych. To praktycznie oznacza, że stacjonarne właściwości szerokorozsądkowe na osi szyku antenowego nie są już ważne przy założeniu sferycznego czoła fali. Jak pokazano na rysunku, absolutna przestrzenna funkcja korelacji krzyżowej (CCF) masywu Model kanału MIMO przy założeniu sferycznym stopniowo spada wraz ze wzrostem znormalizowanego odstępu między antenami.



To całkowicie różni się od tradycyjnych kanałów MIMO. Zatem uzyskanie głębszego wglądu w wykorzystanie sferycznej fali przedniej do zastąpienia fali przedniej w modelowaniu masywnego kanału MIMO mmWave ma ogromne znaczenie.

KANAŁY DYNAMICZNE mmWave massive MIMO

Większość istniejących pomiarów została wykonana dla statycznego kanału radiowego. W 2014 roku Samsung zaprezentował pierwszy na świecie pokaz transmisji 1,2 Gb/s przy 28 GHz przy prędkości przelotowej 110 km / h przy użyciu formowania dwuwiązkowego. Pokazuje to duży potencjał pasma mWave w zastosowaniach mobilnych, ale wciąż brakuje zrozumienia dynamiki kanału - przestrzenno-czasowych właściwości Dopplera. Brak wglądu w taką dynamikę utrudnia realizację komunikacji z wykorzystaniem pasma mmWave w dowolnym dynamicznym środowisku. W związku z tym dynamiczne pomiary kanałowe należy projektować i wykonywać w różnych konfiguracjach, takich jak różne ruchome nadajniki-odbiorniki i rozpraszacze ze zmianami prędkości i kierunku ruchu. Podobnie symulacje dynamiczne przeprowadza się przez dodanie tej samej mobilności do odpowiednich scenariuszy. Na podstawie wyników pomiarów i symulacji ujawnione zostaną korelacje między ruchliwością a dynamiką kanału. Na przykład krytyczne jest ujawnienie prawa, w jaki sposób ruchliwość i zmienność ruchliwości wpływają na statystyki pierwszego i drugiego rzędu parametrów dynamicznych kanału dla kanałów MIMO o masie mmWave.

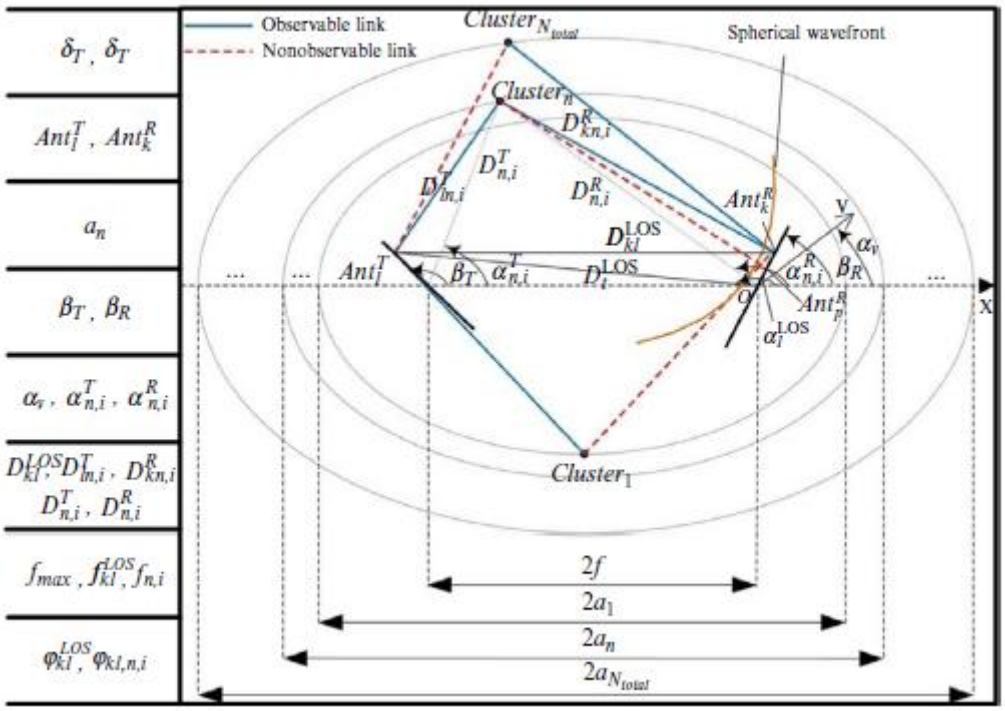
NAJNOWOCZEŚNIEJSZE BADANIE KANAŁU mmWave massive MIMO

W tej sekcji szczegółowo omówimy najnowocześniejsze badania kanałów mmWave massive MIMO w zakresie, odpowiednio, sondowania i modelowania kanałów.

MODELOWANIE MASYWNEGO KANAŁU MIMO FALAMI MILIMETRÓW

Tutaj modelowanie masywnych kanałów MIMO zostanie ustanowione poprzez zalecenie niestacjonarnego szerokopasmowego, wielofokalnego modelu dwuwymiarowego kanału elipsy, w którym założono sferyczne czoło fali i proces narodzin-śmierci. Ten model kanału został opracowany w celu uzyskania efektów sferycznego czoła fali i właściwości kanału ewolucji klastra zarówno na osi tablicy, jak i osi czasu. Założenie o kulistym czole fali i procesie narodzin-śmierci Konwencjonalne

modele kanałów MIMO po prostu zakładają, że odległość Rayleigha jest znacznie mniejsza niż odległość między rozpraszaczem a zestawem anten; Oznacza to, że założenie płaskiego czoła fali było generalnie przyjmowane do uproszczenia modelu kanału MIMO. Jednak naukowcy obliczają, że założenie płaskiego czoła fali stosowane w konwencjonalnych modelach kanałów MIMO nie pozwoli w zadowalający sposób zamodelować masywnych kanałów MIMO, podczas gdy liczba elementów antenowych jest ogromna. Ponadto autorzy stwierdzają, że założenie płaszczyzny czoła fali spowoduje zaniżenie rangi macierzy kanału. Dlatego konieczne jest rozważenie sferycznego modelu kanału czoła fali. Dlatego czoło falowe, które jest wypromieniowywane z klastrów, będzie odbierane w tablicy Rx z założeniem sferycznym. Następnie proces narodzin-śmierci (lub procesy Markowa) jest stosowany zarówno na tablicy, jak i na osi czasu dla algorytmu ewolucji klastra . Na osi szyku, proces narodzin i śmierci jest wykorzystywany do uchwycenia wyglądu i znikania klastra na osi układu elementów anteny. Na osi czasu, szerokopasmowy masywny model kanału MIMO może być dalej rozwijany w celu uchwycenia właściwości dynamicznych kanału poprzez połączenie procesu narodzin i śmierci w celu modelowania ewolucji czasu klastra. Szerokopasmowy model elipsy i jego zależności geometryczne dla masywnych systemów MIMO. Tutaj, do modelowania masywnych kanałów MIMO, bada się nowatorski dwuwymiarowy model szerokopasmowej elipsy. Nawiązując do rysunku (który pochodzi z rysunku pierwszego), w celu zilustrowania zależności geometrycznych modelu przedstawiono następujące główne założenia i definicje kluczowych parametrów:



(1) Efekty bliskiego pola sferycznego czoła fali są uwzględniane zarówno w komponencie linii wzroku (LOS), jak i komponentach NLOS.

(2) Macierze anten na Tx i Rx mają równomierny rozkład liniowy. W macierzach Tx i Rx jest liczba elementów anten dookólnych M_T i M_R.

(3) Początkowa faza sygnału w Tx wynosi ϕ_0; Komponent LOS jest zawsze połączony z każdym elementem anteny. Czynnikiem ryckim jest K.

(4) Średnia moc n-tej gromady to P_n, a w obrębie jednej elipsy gromady są emitowane w całości promienie S. Model teoretyczny generalnie ustawia parametr S nachylenie do nieskończoności.

(5) $\delta_T(\delta_R)$ jest oddzieloną przestrzenią dla sąsiednich elementów antenowych układu na Tx(Rx). Środki szyku Tx i Rx znajdują się we względnych ogniskach elips w odległości 2f.

(6) $Ant_l^{\ T}$ (Ant_k^R) reprezentują l-ty (k-ty) element anteny w szyku na Tx (Rx). Zwróć uwagę na relatywną zależność: $1 \le l \le MT$ ($1 \le k \le M_k$).

(7) N-ty klaster znajduje się na n-tej elipsie z dużą osią 2 a_n, to znaczy a_n jest półoś wielką n-tą elipsą. 2 f to odległość między Tx i Rx (lub ogniskową).

(8) Kąt $\beta_T(\beta_R)$ przedstawia kąt nachylenia zestawu anten Tx(Rx).

(9) α_v, $\alpha_{n,i}^T$ oraz $\alpha_{n,i}^R$ oznaczają parametry zależności kątowej. α_v oznacza kierunek ruchu Rx (np. MS), który jest kątem w porównaniu z osią x. $\alpha_{n,i}^T$ jest kątem wyjścia (AOD) i-tego wieloskładnikowego n-tego klastra do środka tablicy Tx (i=1, 2,…, S); $\alpha_{n,}^{iR}$ to AOA i-tego wieloskładnikowego klastra n-tego do centrum macierzy Rx (i=1, 2,…, S). Zauważ, że α_l^{LOS} odnosi się do składowej LOS od Ant_l^T do środka tablicy Rx.

(10) $D_{kl}^{\ LOS}$, D_l^{LOS}, $_{Dln,i}^{\ T}$, $D_{kn,i}^R$, $D_{n,i}^T$ oraz $D_{n,i}^{\ R}$ oznaczają odległości w przestrzeni. D_{kl}^{LOS} jest odległością LOS między względnymi l-tymi i k-tymi elementami anteny w macierzach Tx i Rx; D_l^{LOS} odnosi się do składnika LOS od Ant_l^T do centrum macierzy Rx; $D_{ln,i}^{\ T}$ ($D_{kn,i}^R$) jest odległością między n-tym klastrem a elementem anteny $Ant_l^{\ T}$ (Ant_k^R) na Tx (Rx) przez i-ty promień; $D_{n,i}^T$ ($D_{n,i}^R$) to odległość między n-tą gromadą a Tx (Rx) przez i-ty promień.

(11) f_{max}, f_{kl}^{LOS} i $f_{n,i}$ oznaczają parametry częstotliwości Dopplera. f_{max} jest maksymalną częstotliwością Dopplera; f_{kl}^{LOS} jest częstotliwością Dopplera składowej LOS między względnymi l-tymi i k-tymi elementami anteny w macierzach Tx i Rx; $f_{n,i}$ jest częstotliwością Dopplera i-tego promienia w n-tym klastrze.

(12) ϕ_{kl}^{LOS} i $\phi_{kl,n}$, i są fazą składowej LOS między względnymi l-tymi i k-tymi elementami anteny na tablicach Tx i Rx oraz fazą i-tego promienia w n-tym klastrze między względnymi l-tymi i k-tymi elementami anteny na Tx i Tablice Rx.

W przypadku masowego modelowania kanałów MIMO należy szczegółowo zbadać zależności geometryczne.

Ponadto niestacjonarne zachowanie modelowania kanału będzie zależało od niestacjonarnego zachowania klastrów na osi tablicy]; to znaczy różne klastry mogą być obserwowane dla różnych elementów anteny. Przykłady zilustrowano na rysunku powyżej. $cluster_1$ jest obserwowalny dla $Ant_l^{\ T}$, podczas gdy nie jest obserwowalny dla Ant_k^R; $cluster_{Ntotal}$ jest nieobserwowalne dla Ant_l^T, podczas gdy jest obserwowalne dla Ant_k^R; klaster jest obserwowalny zarówno dla Ant_l^T, jak i Ant_k^R, podczas gdy nie jest obserwowalny dla Ant_p^R. Niech C_l^T (C_k^R) oznacza zbiór klastrów, w którym klastry są obserwowalne dla Ant_l^T (Ant_k^R). Parametry te mają ogromne znaczenie i będą modelowane jako proces narodzin i śmierci w następnych rozdziałach. Łączną liczbę klastrów N ogółem można zdefiniować jako

$$N_{total} = card\left(\bigcup_{l=1}^{M_T}\bigcup_{k=1}^{M_R}\left(C_l^T(t) \cap C_k^R(t)\right)\right) \quad (3)$$

gdzie card(·) oznacza liczność zbioru. Równanie (3) pokazuje, że całkowita liczba klastrów będzie widoczna dla co najmniej jednego elementu anteny na Tx lub Rx. Co więcej, dowolny klaster jest obserwowalny dla obu elementów anteny na Tx i Rx wtedy i tylko wtedy, gdy ten klaster jest podzbiorem zbioru $C^T_l \cap C^R_k$. Bazując na poprzednich definicjach i analizach, ostateczny masywny kanał

MIMO można wyrazić jako złożoną macierz H (t, τ) = $[h_{kl}(t, \tau)_{MRx\,MT}$, gdzie k = 1, 2,…, M_R i l = 1, 2,…, M_T. Wielościeżkowe zyski zespolone h_{kl} (t, τ) między względnymi l-tymi i k-tymi elementami anteny w szyku na Tx i Rx można obliczyć z opóźnieniem τ jako

$$h_{kl}(t,\tau)=\sum_{n=1}^{N_{total}} h_{kl,n}(t)\delta(\tau-\tau_n) \quad (4)$$

gdzie $h_{kl,n}$ (t) jest złożonym wzmocnieniem, do którego wnosi n-ty klaster ($Cluster_n$):

$$h_{kl,n}(t,\tau)=\delta(n-1)\sqrt{\frac{K}{K+1}}e^{j\left(2\pi f_{kl}^{LOS}\cdot t+\varphi_{kl}^{LOS}\right)}+\sqrt{\frac{P_n}{K+1}}\lim_{S\to\infty}\frac{1}{\sqrt{S}}\sum_{i=1}^{S}e^{j\left(2\pi f_{n,i}\cdot t+\varphi_{kl,n,i}\right)} \quad (5)$$

gdzie przód reprezentuje składnik LOS (gdy n jest równe 1), podczas gdy wstecz reprezentują składniki NLOS. Równanie (5) można ustanowić tylko wtedy, gdy $Cluster_n \in C^T_l \cap C^R_k$. Natomiast jeśli $Cluster_n \notin C^T_l \cap C^R_k$, $h_{kl,n} = 0$.

Przy założeniu sferycznego czoła fali i względnych zależności geometrycznych pokazanych na rysuku powyżej, faza składowej LOS ϕ_{kl}^{LOS} można policzyć jako

$$\varphi_{kl}^{LOS}=\varphi_0+\frac{2\pi}{\lambda}\left[\left(D_l^{LOS}\right)^2+\left(\frac{M_R-2k+1}{2}\delta_R\right)^2-(M_R-2k+1)\delta_R D_l^{LOS}\cos\left(\alpha_l^{LOS}-\beta_R\right)\right]^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

gdzie λ jest długością fali, a D_l^{LOS}:

$$D_l^{LOS}=\left[(2f)^2+\left(\frac{M_T-2l+1}{2}\delta_T\right)^2-2f(M_T-2l+1)\delta_T\cos(\beta_T)\right]^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

AOA składnika LOS α_l^{LOS} można obliczyć jako

$$\alpha_l^{LOS}=\pi-\arcsin\left[\frac{\sin\beta_T}{D_l^{LOS}}\left(\frac{M_T-2l+1}{2}\delta_T\right)\right] \quad (8)$$

Jednocześnie częstotliwość Dopplera składowej LOS f_{kl}^{LOS} można obliczyć jako

$$f_{kl}^{LOS}=f_{\max}\cos\left(\pi-\arcsin\left[\frac{D_l^{LOS}}{D_{kl}^{LOS}}\sin\left(\alpha_l^{LOS}-\beta_R\right)\right]\right) \quad (9)$$

gdzie

$$D_{kl}^{LOS}=\left[\left(D_l^{LOS}\right)^2+\left(\frac{M_R-2k+1}{2}\delta_R\right)^2-(M_R-2k+1)\delta_R D_l^{LOS}\cos\left(\alpha_l^{LOS}-\beta_R\right)\right]^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

Dla komponentów NLOS relacje dla AOAs $\alpha_{n,i}^R$ i AODs $\alpha_{n,i}^T$ są obliczane w modelu elipsy:

$$\alpha_{n,i}^{T}=\begin{cases}\Phi\left(\alpha_{n,i}^{R}\right) & \text{if } 0<\alpha_{n,i}^{R}\le\alpha_0\\ \Phi\left(\alpha_{n,i}^{R}\right)+\pi & \text{if } \alpha_0<\alpha_{n,i}^{R}\le 2\pi-\alpha_0\\ \Phi\left(\alpha_{n,i}^{R}\right)+2\pi & \text{if } 2\pi-\alpha_0<\alpha_{n,i}^{R}\le 2\pi\end{cases} \quad (11)$$

gdzie

$$\Phi\left(\alpha_{n,i}^{R}\right)=\arctan\left[\frac{\left(k_0^2-1\right)\sin\left(\alpha_{n,i}^{R}\right)}{2k_0+\left(k_0^2+1\right)\cos\left(\alpha_{n,i}^{R}\right)}\right]$$

$$\alpha_0=\pi-\arctan\left(\frac{k_0^2-1}{2k_0}\right)$$

$$k_0=a_n/f \quad (12,13,14)$$

a_n z n-tego klastra można określić przez nadmierne opóźnienie τ_n względem pierwszej półosi wielkiej a_1 klastra jako

$$a_n=c\tau_n+a_1 \quad (15)$$

gdzie c jest prędkością światła. Zgodnie z zależnościami geometrycznymi przedstawionymi na rysunku można odpowiednio wyrazić parametry $D_{n,i}^{T}$ oraz $D^{R}_{n,i}$ oraz parametry $D_{ln,i}^{T}$ i $D_{kn,i}^{R}$:

$$D_{n,i}^{T}=\frac{2a_n\sin\left(\pi-\alpha_{n,i}^{R}\right)}{\sin\alpha_{n,i}^{T}+\sin\left(\pi-\alpha_{n,i}^{R}\right)}$$

$$D_{n,i}^{R}=\frac{2a_n\sin\alpha_{n,i}^{T}}{\sin\alpha_{n,i}^{T}+\sin\left(\pi-\alpha_{n,i}^{R}\right)}$$

$$D_{ln,i}^{T}=\left[\left(D_{n,i}^{T}\right)^2+\left(\frac{M_T-2l+1}{2}\delta_T\right)^2-(M_T-2l+1)\delta_T D_{n,i}^{T}\cos\left(\beta_T-\alpha_{n,i}^{T}\right)\right]^{1/2}$$

$$D_{kn,i}^{R}=\left[\left(D_{n,i}^{R}\right)^2+\left(\frac{M_R-2k+1}{2}\delta_R\right)^2-(M_R-2k+1)\delta_R D_{n,i}^{R}\cos\left(\alpha_{n,i}^{R}-\beta_R\right)\right]^{1/2} \quad (16,17,18,19)$$

Odebraną fazę Ant_k^R z Ant_l^T przez i-ty promień z n-tego klastra można obliczyć jako

$$\varphi_{kl,n,i}=\varphi_0+\frac{2\pi}{\lambda}\left(D_{ln,i}^{T}+D_{kn,i}^{R}\right) \quad (20)$$

Wreszcie, częstotliwość Dopplera i-tego promienia w n-tej gromadzie wynosi

$$f_{n,i}=f_{\max}\cos\left(\alpha_{n,i}^{R}-\alpha_v\right) \quad (21)$$

Jak dotąd Równania (6) - (21) wymieniają wszystkie zależności geometryczne, które będą używane w modelu masywnego kanału MIMO. W następnej sekcji, dynamiczne właściwości klastrów, C_l^T i C_k^R, zostaną zbadane w procesie narodzin-śmierci na osi układu antenowego; to znaczy, pojawienie się lub zniknięcie jednej grupy dla elementu anteny będzie podlegać prawu statystycznemu.

Ewolucja klastrów na osi macierzy dla szerokopasmowego modelu elipsy.

Po pierwsze, definicje kluczowych parametrów są ustawione w następujący sposób dla generowania zestawów klastrów C_l^T i C_k^R:

1. λ_G (na metr) i λ_R (na metr) reprezentują odpowiednio szybkość generacji i szybkość rekombinacji klastra.

2. D_c^a definiuje się jako zależny od scenariusza współczynnik korelacji na osi tablicy.

3 $\xrightarrow{E}$ jest operatorem reprezentującym ewolucję zarówno na tablicy, jak i na osi czasu. Kiedy zestaw klastra ma ewoluować z poprzedniego elementu anteny Ant^T_{l-1} do Ant_l^T w Tx lub Ant^R_{k-1} do Ant_k^R w Rx, proces ten można opisać za pomocą operatora

$$C_{l-1}^T \xrightarrow{E} C_l^T \text{ or } C_{k-1}^R \xrightarrow{E} C_k^R$$

4. Za każdym razem, gdy zestaw klastrów ewoluuje, prawdopodobieństwa przetrwania klastra w zbiorze klastrów określają ewolucję zbioru klastrów. Prawdopodobieństwa przeżycia klastrów w Tx i Rx definiuje się odpowiednio jako $P^+_{survival}$ i $P^R_{survival}$:

$$P_{survival}^T = e^{-\lambda_R \frac{\delta_T}{D_c^a}}$$

$$P_{survival}^R = e^{-\lambda_R \frac{\delta_R}{D_c^a}} \quad (22,23)$$

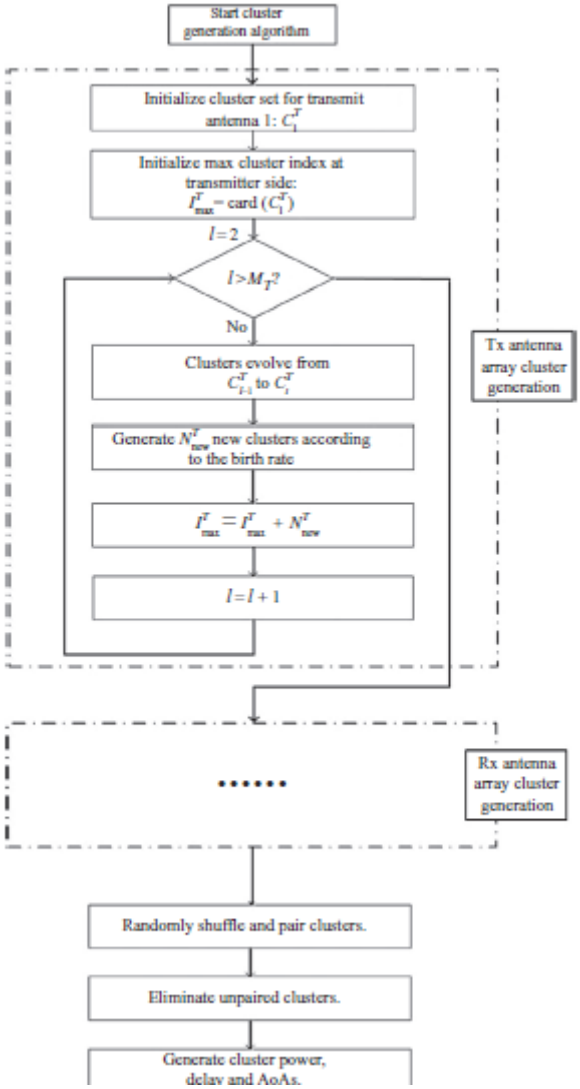
5. Czas między pojawieniem się dwóch klastrów i czas między zniknięciem dwóch klastrów jest zgodny z rozkładem wykładniczym jako proces narodzin-śmierci.

6. Liczba nowo wygenerowanych klastrów jest modelowana jako proces Poissona z oczekiwaniami, które można wyrazić jako

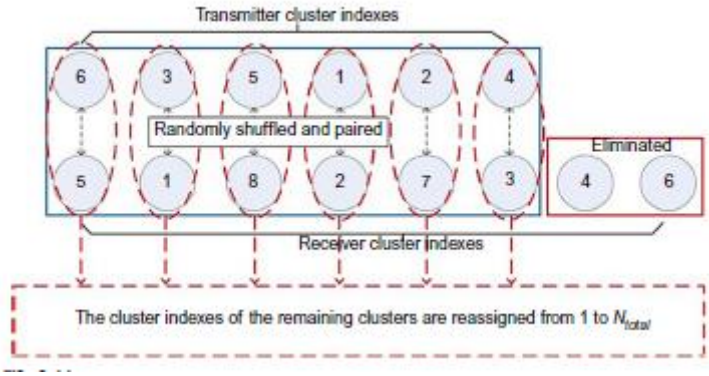
$$E\left[N_{new}^T\right] = \frac{\lambda_G}{\lambda_R}\left(1 - e^{-\frac{\delta_T}{D_c^a}}\right)$$

$$E\left[N_{new}^R\right] = \frac{\lambda_G}{\lambda_R}\left(1 - e^{-\frac{\delta_R}{D_c^a}}\right) \quad (24,25)$$

gdzie E[·] oznacza oczekiwanie oceniające. Następnie rysunek przedstawia schemat blokowy algorytmu generowania klastrów. Ze względu na proces generowania klastrów dla Tx równoważnych z tymi z Rx, zajmujemy się tylko procesem w Tx. Po pierwsze, N jest początkową liczbą klastra dla Ant_1^T i $C^T_1 = \{c^T_1, c^T_2, c^T_x, \ldots, c^T_N\}$, gdzie c_x^T oznacza członka klastra zestawu dla Ant_1^T. W związku z tym klaster zestawy pozostałych elementów anteny w tablicy Tx będą generowane z ewolucji C_1^T.



W procesie ewolucji klastra od C^T_{l-1} do C_l^T, członkowie C^T_{l-1} będą istnieć z prawdopodobieństwem przeżycia. W międzyczasie C_l^T zostanie uzupełniony o nowo wygenerowanych członków klastra w oparciu o proces Poissona. Korelacje anten, które zostały wbudowane w proces generowania klastra (patrz Równania 22 i 23) spowodują, że jeden klaster nie pojawi się ponownie po jego zniknięciu, aby zapewnić stopniową ewolucję klastra. Następnie praca polegająca na losowym tasowaniu i parowaniu klastrów będzie naśladować arbitralność środowiska propagacji po wygenerowaniu zestawów klastrów dla każdego elementu anteny. $U^{MT}_{l=1}C^T_l$ i $U^{MR}_{l=1}C^R_k$ to pełne zbiory klastrów, które są obserwowalne odpowiednio w macierzy Tx i Rx. Indeksy klastrów w $U^{MT}_{l=1}C^T_l$ i $U^{MR}_{l=1}C^R_k$ zostaną przetasowane i ułożone w losowej kolejności; Następnie indeksy klastra Tx i Rx są sparowane w celu określenia, że każdy klaster będzie obserwowalny dla co najmniej jednego elementu anteny w Tx i jednego elementu anteny w Rx. Na przykład, , wspólny klaster będzie współdzielony między elementem anteny Tx, który może obserwować indeks klastra 6 (c_6^T), a elementem anteny Rx, który może obserwować indeks klastra 5 ($_{c5}{}^R$).

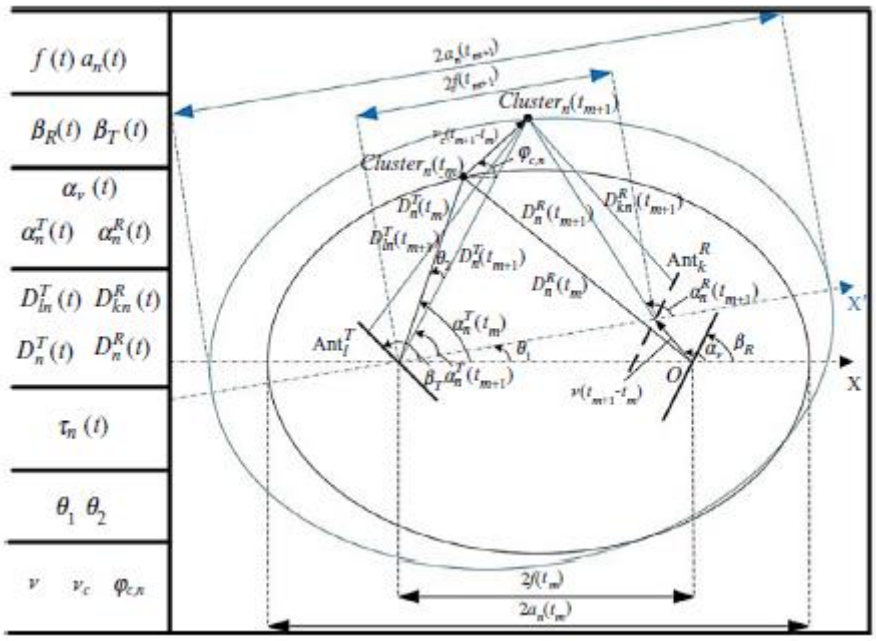


Każdy klaster zostanie określony w ten sposób. Ogólnie rzecz biorąc, w przypadku parowania klastrów nieuniknione jest to, że klastry nie są obserwowalne ani w macierzy Tx, ani w macierzy Rx; to znaczy liczności $U^{MT}_{l=1}C^{T}_{l}$ i $U^{MR}_{l=1}C^{R}_{k}$ nie są równe. W takim przypadku niepotrzebne błyski zostaną wyeliminowane z pełnego zestawu klastra Rx po sparowaniu. Następnie pozostałe klastry zostaną ponownie przypisane przez nowe indeksy klastrów z 1 na N_{total}. Ostatnim elementem pełnego szerokopasmowego modelu elipsy są generacje właściwości promieni z klastrów, których opóźnienia i średnia moc przypadkowo są zgodne z rozkładem wykładniczym , a AOA podążają za rozkładem von Misesa Opóźnienie jest wcześniejszą właściwością, która ma zostać uzyskana, ponieważ półoś wielka elipsy zostanie obliczona za pomocą równania (15) odpowiednio. Wskazuje na związek między średnią mocą a opóźnieniem promienia. Następnie średnia moc jest bezpośrednio związana z rozmiarem odpowiadającej jej elipsy. Aby zamodelować proces ewolucji klastra zarówno na macierzy, jak i na osi czasu, zalecany model można dodatkowo ulepszyć w oparciu o proces narodzin-śmierci zastosowany na osi czasu.

Ewolucja klastra na osi czasu dla modelu ewolucji macierzy w czasie

Zasadniczo istnieją dwie kwestie, które należy zauważyć w przypadku modelowania ruchomego kanału. Po pierwsze, gromady i Rx poruszają się; drugą jest to, że wszystkie klastry, Tx i Rx są w ruchu. Biorąc pod uwagę, że to drugie może być równoważne pierwszemu z zasadami ruchu względnego, ten pierwszy zostanie szczegółowo zbadany. Modelowanie kanałów z wariantami czasowymi będzie polegać na zmianie klastrów i Rx. Odpowiednio, poprzednio zdefiniowane parametry, α_n^T, α_n^R, D_n^T, D_n^R, D_{ln}^T, D_{kn}^R, a_n, f, α_v i τ_n będą dalej ewoluować w $\alpha_n^T(t)$, $\alpha_n^R(t)$, $D_n^T(t)$, $D_n^0(t)$, $D_{ln}^T(t)$, $D_{kn}^R(t)$, $a_n(t)$, f(t), $\alpha_+(t)$, i $\tau_n(t)$ od początkowego wystąpienia czasu $t=t_m$ do t=tm + 1 (m=1, 2,…). v to prędkość poruszania się Rx przy $t=t_m$. Ponadto $Cluster_n$ (n=1,2,…, N) porusza się w kierunku $\phi_{c,n}$ z prędkością v_c na $t=t_m$. Nawiązując do rysunku , w następnym przypadku t=tm + 1, odległość między dwoma ogniskami elipsy $2f(t_{m+1})$ można obliczyć jako

$$2f(t_{m+1}) = \left[[2f(t_m)]^2 + [v(t_{m+1} - t_m)]^2 + 4f(t_m)v(t_{m+1} - t_m)\cos[\alpha_v(t_m)] \right]^{1/2} \quad (26)$$



Jednocześnie dla relacji między Tx a $Cluster_n$ należy zaktualizować odległość między Tx a $Cluster_n$ $D_n^T(t_m)$ do $D^T_n(t_{m+1})$

$$D_n^T(t_{m+1}) = \left[\left[D_n^T(t_m)\right]^2 + v_c^2(t_{m+1}-t_m)^2 + 2D_n^T(t_m)v_c(t_{m+1}-t_m)\cos\left(\alpha_n^T(t_m)-\varphi_{c,n}\right)\right]^{1/2} \quad (27)$$

Zgodnie z zależnościami w natychmiastowej elipsie $Cluster_n$ przy $t=t_{m+1}$, $\alpha^T_n(t_{m+1})$ i $D^T_{ln}(t_{m+1})$ można obliczyć jako

$$\alpha_n^T(t_{m+1}) = \alpha_n^T(t_m) - \theta_1 - \theta_2$$

$$\theta_1 = \arcsin\left[\frac{v(t_{m+1}-t_m)\sin(\pi-\alpha_v(t_m))}{2f(t_{m+1})}\right]$$

$$\theta_2 = \arcsin\left[\frac{v_{c,n}(t_{m+1}-t_m)\sin\left(\pi-\alpha_n^T(t_m)+\varphi_{c,n}\right)}{D_n^T(t_{m+1})}\right]$$

$$D_{ln}^T(t_{m+1}) = \left[D_n^T(t_{m+1})^2 + \left(\frac{M_T-2l+1}{2}\delta_T\right)^2 - D_n^T(t_{m+1})(M_T-2l+1)\delta_T\cos\left(\beta_T-\alpha_n^T(t_{m+1})\right)\right]^{1/2} \quad (28,29,30,31)$$

Podobnie parametry związane z Rx i Clustern można obliczyć jako

$$D_n^R(t_{m+1}) = \left[\left[2f(t_{m+1})\right]^2 + \left[D_n^T(t_{m+1})\right]^2 - 4f(t_{m+1})D_n^T(t_{m+1})\cos\left(\alpha_n^T(t_{m+1})\right)\right]^{1/2}$$

$$\alpha_n^R(t_{m+1}) = \arcsin\left[\frac{D_n^T(t_{m+1})\sin\left[\alpha_n^T(t_{m+1})\right]}{D_n^R(t_{m+1})}\right]$$

$$D_{kn}^{R}(t_{m+1}) = \left[D_n^R(t_{m+1})^2 + \left(\frac{M_R - 2k + 1}{2}\delta_R\right)^2 - D_n^R(t_{m+1})(M_R - 2k + 1)\delta_R \cos\left(\alpha_n^R(t_{m+1}) - \beta_R + \theta_1\right) \right]^{1/2} \quad (32,33,34)$$

Ponadto inne parametry niezbędne do modelowania, na przykład częstotliwość Dopplera, AOA itd., Zostaną obliczone w następujący sposób:

$$2a_n(t_{m+1}) = D_n^T(t_{m+1}) + D_n^R(t_{m+1})$$

$$\tau_n(t_{m+1}) = \tau_n(t_m) + \frac{2a_n(t_{m+1}) - 2a_n(t_m)}{c}$$

$$\alpha_v(t_{m+1}) = \alpha(t_m) - \theta_1$$

$$f_n\left(\alpha_n^R(t_{m+1})\right) = f_{\max}\cos\left(\alpha_n^R(t_{m+1}) - \alpha_v(t_{m+1})\right) \quad (35,26,37,38)$$

Zależności te obejmują wszystkie zależności geometryczne w modelu ewolucji tablicowo-czasowej. Pozostaje pytanie, w jaki sposób klastry ewoluują na osi czasu. Ewolucje wariantu czasowego $C_l^T(t)$, $C_k^R(t)$ i $N_{new}(t)$ podążają za procesem narodzin-śmierci na osi czasu. Od momentu t=tm do t=tm+1, zestawy klastrów rezerwują ocalały element klastra i eliminują znikający element klastra. Niektóre zestawy klastrów zostaną uzupełnione o nowo wygenerowane elementy klastra .

MASYWNE DŹWIĘKANIE KANAŁU MIMO FALI MILIMETRÓW

W tej sekcji omówionych zostanie kilka skutecznych technik sondowania opartych na niedawno powstałych systemach sondowania. Opracowano techniki sondowania kanałów do badania właściwości kanałów bezprzewodowych. Echosonda to instrument przeznaczony do bezprzewodowego brzmienia kanałów. Biorąc na przykład radar, radio detektywistyczne o różnym tłumieniu pomoże wykryć potencjalne cele. Oczywiście główna różnica między sondowaniem kanałowym a radarem polega na tym, czy w systemie wykorzystywane są właściwości bistatyczne czy monostatyczne transiwera. Końcowymi wynikami sondowania kanału może być odpowiedź impulsowa kanału (CIR) lub właściwości kanału (np. Właściwości kątowe). Poprzednie prace w zakresie dźwięku kanału mmWave, szczególnie dla sondowania kanału MIMO, mogą być ograniczone do środowisk pomiarowych (wewnątrz lub na zewnątrz, statyczne lub dynamiczne) lub wymagań systemowych (przepustowość, jedno wejście jedno wyjście (SISO) lub MIMO, przetwarzanie sygnału, itp.). Osiągnięto konsensus, że różne sondy kanałowe są przeznaczone do ograniczonych pomiarów. Na przykład Refs. [26,27] przedstawiają echosondę kanałową mmWave opartą na podejściu z korelacją ślizgową i obrotem anteny tubowej w celu wykrycia właściwości rozkładu kątowego i strat propagacji. Jednak echosonda może mierzyć tylko kanały statyczne lub kanały o bardzo niskiej dynamice. W związku z tym wymagania dotyczące pomiarów i techniczne wyzwania sprzętu lub oprogramowania są kwestiami wstępnymi do ustalenia. Po pierwsze, aby określić odpowiednią echosondę kanałową w zależności od wymagań pomiarowych, przed opracowaniem sondy kanałowej należy wziąć pod uwagę następujące kluczowe czynniki podejścia do sondowania i architektury systemu:

1. Częstotliwość i szerokość pasma pomiaru kanału

2. Wykrywanie kanału SISO lub wykrywanie kanału MIMO

3. Kanał statyczny lub dynamiczny, to znaczy prędkość pomiaru dla systemu sondującego

4. Podejście do przetwarzania sygnałów dźwiękowych

5. Koszt systemu i elastyczność jego rozbudowy

Po drugie, ustabilizowane osiągi dla komponentów częstotliwości radiowej mmWave (RF) stanowią wyzwanie dla potężnego sondowania kanału MIMO, więc system powinien wziąć pod uwagę pasmo częstotliwości mmWave (do kilkudziesięciu GHz), ultraszerokopasmowe (do kilku GHz)) i masywny MIMO (nawet do stu anten zarówno w trybie Tx, jak i Rx). Powiązane komponenty wysokowydajnego RF powinny obejmować konwerter up-and-down, odpowiedni układ anten, wzmacniacz mocy, wzmacniacz o niskim poziomie szumów, filtr pasmowo-przepustowy i przełącznik RF dla masywnego brzmienia kanału MIMO mmWave. Po trzecie, generowanie sygnału, pozyskiwanie sygnału i efektywne przechowywanie danych to kluczowe wyzwania dla zintegrowanego pomiaru kanałów. Procesy generowania i pozyskiwania sygnału wymagają wysokiej wydajności z szerokopasmowymi przetwornikami cyfrowo-analogowymi (DAC) i przetwornikami analogowo-cyfrowymi (ADC) o głębokiej głębi bitowej. Następnie, wydajne przechowywanie danych i ich przesyłanie strumieniowe mają ogromne znaczenie w przypadku pomiarów długoterminowych, szczególnie w przypadku pomiarów MIMO w masie mmWave. Prostym przykładem jest to, że sygnał o szerokości pasma 1 GHz transmitowany w systemie SISO będzie wymagał częstotliwości próbkowania 1 G. Podczas konwersji częstotliwości próbkowania na szybkość transmisji danych, szybkość transmisji danych zostanie pomnożona proporcjonalne do zastosowania masywnego systemu MIMO i większej głębi bitowej przetworników cyfrowo-analogowych i przetworników analogowo-cyfrowych. Po czwarte, system sondujący dla systemu MIMO o masie mmWave wymaga dokładnej synchronizacji i kalibracji, aby spełnić rosnące wymagania dotyczące wyższej rozdzielczości opóźnienia ścieżki, większej czułości w pomiarze opóźnienia międzykanałowego oraz nieidealnej amplitudy / fazy. Efektywne techniki sondowania formmWave MassMIMOchannel mają na celu sprostanie wyżej wymienionym wymaganiom i wyzwaniom. W ref. [28], zamiast powszechnie stosowanych podejść z korelatorem ślizgowym i przemiataniem częstotliwości stosuje się podejście szerokopasmowej korelacji sygnału, ponieważ podejście szerokopasmowej korelacji sygnału zapewnia znacznie większą prędkość przetwarzania, która może prawdopodobnie obsługują jednoczesne wyodrębnianie dla CIR z surowych danych [28]. Co więcej, podejście do szerokopasmowej korelacji sygnału odbiera złożony sygnał (w tym informacje o amplitudzie i fazie), który może spekulować rozkład kątowy w systemie MIMO z zaawansowanym algorytmem estymacji kąta (np. Uogólniona maksymalizacja oczekiwanego oczekiwania w alternatywnej przestrzeni [29, 30]). Te postępy sprawiają, że szerokopasmowe podejście do korelacji sygnału jest kuszące w brzmieniu masywnego MIMO mmWave. Następnie, aby zminimalizować interferencje krzyżowe między masywnymi elementami macierzy MIMO i zachować większą prędkość pomiaru, przyjęto metodę wykorzystującą przełącznik przy Tx i równoległą akwizycję przy Rx [28]. Co więcej, metoda ta pozwala uniknąć dodatkowego nakładu czasu związanego z użyciem zestawu kodów ortogonalnych i technik eliminacji zakłóceń. Przełącznik jest sterowany przez szybki sprzęt elektryczny, który umożliwia szybkie przełączanie przełącznika. Warto zauważyć, że w sygn. [28], przy ogromnej ilości surowych danych w Rx, autor przedstawia nowe podejście, które pozwala efektywnie przechowywać dane we wbudowanej pamięci lub przenosić strumień danych na dysk. Idealnym kluczem do rozwiązania problemu jest wykorzystanie wbudowanej macierzy bramek programowalnych przez użytkownika w Rx do bezpośredniego przetwarzania korelacji w czasie rzeczywistym w celu wyodrębnienia efektywnych informacji CIR z surowych danych o znacznie mniejszym rozmiarze danych. Ten proces pomaga wbudowanej pamięci przechowywać dane CIR przez dłuższy czas lub w czasie rzeczywistym na dysku w celu przesyłania strumieniowego danych. Tymczasem system nagłośnienia zaproponowany w ref. [28] wykorzystuje wysokowydajne zegary

rubidowe do synchronizacji i kalibracji systemu. Ponadto opracowuje podwójnie spolaryzowaną ultraszerokopasmową sondę wielokanałową, która jest w stanie rejestrować efekty dynamiczne, jednocześnie zapewniając równoległe, w pełni polarymetryczne pomiary za pośrednictwem wielu anten przy częstotliwościach mmWave. System łączy w sobie dużą szybkość akwizycji sygnału z szerokim zakresem dynamiki kanałów wielokanałowych. Maksymalna szerokość pasma sygnału wynosi do 7 GHz, a do generowania sygnału stosowana jest zasada sekwencji M.

WNIOSEK

Zwracamy uwagę na specyficzne cechy masywnych kanałów mmWave pod względem odpowiednio mechanizmów propagacji, kanału statycznego i kanału dynamicznego. Jeśli chodzi o mechanizmy propagacji, najbardziej wyróżniającymi się cechami są wysokie tłumienie ścieżki i propagacja w pobliżu LOS, dyspersja częstotliwości i transmisja zależna od odległości. W przypadku kanału statycznego, selektywne zanikanie częstotliwości, wzajemna ortogonalność i założenie o sferycznej fali frontowej to kluczowe kwestie, które powinny zostać uwzględnione w modelowaniu kanału MIMO typu mmWave. W przypadku kanału dynamicznego do tej pory nie były dostępne powszechnie uznane dane pomiarowe. Jednak podjęto wiele wysiłków w celu scharakteryzowania mobilnych kanałów MIMO mmWave masywnych w dynamicznych środowiskach. W drugiej połowie tej sekcji, w oparciu o najnowsze, najbardziej reprezentatywne badania, szczegółowo omówiono odpowiednio najnowocześniejsze modelowanie i brzmienie kanałów MIMO w masywnych falach mmWave. Podsumowując, do tej pory nie było oficjalnego ani dojrzałego modelu kanału MIMO firmy mmWave; jest to jednak jeden z najciekawszych tematów, nad którym wielu badaczy podejmuje wysiłki w kierunku B5G. Bardzo różne propagacje i kanały będą skutkowały bardzo istotnymi rozważaniami projektowymi w systemach MIMO mmWave, takich jak architektura anteny i nadajnika-odbiornika RF, estymacja kanału, łagodzenie zakłóceń, wstępne kodowanie i współpraca wielokomórkowa.