

Projekt warstwy MAC dla mmWave Masywny MIMO

WPROWADZENIE

Kontrola dostępu do medium lub kontrola dostępu wielokrotnego (MAC) była jednym z głównych tematów omawianych w odniesieniu do sieci komórkowych, w których stacja bazowa (BS) komunikuje się z wieloma użytkownikami w łączu w dół, a wielu użytkowników komunikuje się z BS w łączu w górę w każdej komórce. W klasycznych sieciach z komutacją obwodów, których głównym zastosowaniem jest komunikacja głosowa, takich jak sieci komórkowe 1G i 2G, zasób kanału między stacją bazową a wieloma użytkownikami jest podzielony na stałą liczbę kanałów ortogonalnych, a te kanały ortogonalne są przypisane do użytkowników, którzy zażądają komunikacji głosowej. Gdy wszystkie kanały są zajęte przez użytkowników, nie ma już kanałów dla dodatkowych użytkowników i dodatkowych użytkowników wymagających usług komunikacyjnych. Brak zasobów komunikacyjnych zwanych blokowaniem. W takich schematach liczba kanałów ortogonalnych jest określana w celu zachowania określonego prawdopodobieństwa blokowania z uwzględnieniem średniej liczby użytkowników w komórce i ich współczynnika aktywności. Przykłady takich schematów obejmują wielodostęp z podziałem częstotliwości (FDMA) w 1G i wielodostęp z podziałem czasu (TDMA) i wielodostęp z podziałem kodowym (CDMA) w 2G. Wraz z powszechnym wykorzystaniem Internetu pod koniec lat 90. XX wieku wydajna bezprzewodowa komunikacja pakietowa została włączona do sieci komórkowych. Od tego czasu bezprzewodowa komunikacja pakietowa była kluczowa w sieciach komórkowych. Projekt bezprzewodowych sieci komórkowych z pakietową transmisją danych jest z natury inny niż w przypadku sieci komórkowych z komutacją łączy. Po pierwsze, nadejście pakietów bezprzewodowych, np. Wiadomości e-mail i plików graficznych, dla każdego użytkownika jest gwałtowne. Po drugie, większość aplikacji do komunikacji pakietowej wymaga znacznie mniej rygorystycznych ograniczeń opóźnienia. Te dwa aspekty bezprzewodowego przesyłania danych pakietowych są połączone dzięki właściwościom kanałów bezprzewodowych powstał nowy paradygmat projektowania adresów MAC w sieciach komórkowych. Tradycyjnie zanikanie lub wahania kanału bezprzewodowego spowodowane mobilnością uważano za szkodliwy efekt, który powinien być kompensowany przez sterowanie mocą, aby zapewnić stałą jakość łącza komunikacyjnego dla każdego użytkownika głosu. Jednak w bezprzewodowej komunikacji pakietowej zanikanie kanału jest wykorzystywane, a nie kompensowane, aby uzyskać dobrą ogólną wydajność systemu [1, 2]. Załóżmy, że zasób komunikacyjny, taki jak czas, jest podzielony na bloki w dziedzinie czasu, a każdy blok zasobów jest przypisany do jednego z wielu użytkowników danych pakietowych, tak jak we wczesnych metodach planowania wyboru pojedynczego użytkownika (SU) i że każdy użytkownik doświadcza zanikania niezależnych kanałów w czasie bloków. Wówczas istnieje duże prawdopodobieństwo, że kanał bezprzewodowy jednego z użytkowników jest w dobrym stanie, gdy w komórce jest wielu użytkowników. Przypisując każdy blok zasobów komunikacyjnych do użytkownika z najlepszym stanem kanału w danym bloku czasowym, można osiągnąć dobrą ogólną wydajność systemu. W tym przypadku zanikanie kanału nie jest kompensowane, ale wykorzystywane do wydajnej pracy systemu. Wzmocnienie różnorodności zapewniane przez wybór użytkownika lub użytkowników o dobrym stanie kanału spośród wielu użytkowników z niezależnym zanikiem kanału nazywa się dywersyfikacją wielu użytkowników (MU), a proces dynamicznego wybierania niektórych użytkowników dla każdego bloku zasobów komunikacyjnych wśród wielu aktywnych użytkowników w komórce na podstawie warunków ich kanału jest nazywany user planowaniem. Zróżnicowanie MU i planowanie użytkowników to kluczowe aspekty projektowania adresów MAC dla komórkowych sieci pakietowych. Wzmocnienie różnorodności MU różni się w zależności od środowiska kanałowego i metod planowania, dlatego w ciągu ostatnich dwóch dekad zaproponowano różne algorytmy planowania w różnych środowiskach kanałów i systemów. We wczesnych sieciach komórkowych danych pakietowych, planowanie użytkownika było przeprowadzane w jednym wymiarze, na przykład łącze w dół oparte na TDMA

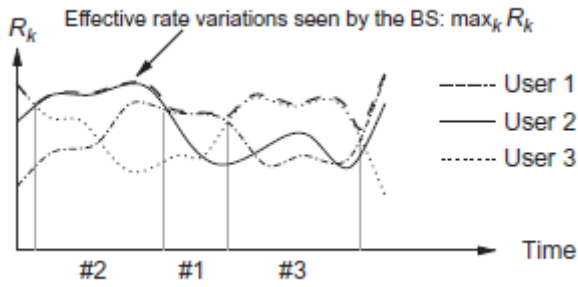
standardu komórkowego IS-856. W tym jednowymiarowym przypadku zasób komunikacyjny, taki jak czas, jest dzielony na jednowymiarowe bloki i do każdego bloku zasobów jest przyporządkowywany pojedynczy użytkownik. Dlatego projekt programu planującego jest raczej prostym problemem. Na przykład algorytm planowania proporcjonalnego sprawiedliwego (PF) zastosowany do przypadku jednowymiarowego optymalizuje szybkość transmisji danych systemu i uczciwość wśród użytkowników i został przyjęty w IS-856. Jednakże, ponieważ multipleksowanie z ortogonalnym podziałem częstotliwości / wielodostęp (OFDM / OFDMA) zostało przyjęte jako technologia transmisji warstwy fizycznej w IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802.20 (MBWA) i 3GPP LTE, możliwa była bardziej elastyczna alokacja zasobów w dwuwymiarowej przestrzeni zasobów komunikacyjnych czasu i częstotliwości, ale optymalna alokacja zasobów dwuwymiarowych bloków z alokacją mocy do użytkowników w komórce jest bardziej skomplikowana niż przypadek jednowymiarowy. Zaproponowano różne metody planowania i alokacji zasobów dla sieci łączą w dół i łączą w górę OFDM / OFDMA w ramach różnych kryteriów. Ponadto technologia MIMO została zintegrowana z OFDM / OFDMA dla sieci komórkowych 4G. Dzięki technologii MIMO wielu użytkowników może być obsługiwanych jednocześnie w tym samym bloku zasobów czasowo-częstotliwościowych w oparciu o wielokrotny dostęp z podziałem przestrzennym (SDMA). Zatem w sieciach komórkowych 4G przyjmujących MIMO-OFDM planowanie użytkownika może być wykonywane w trójwymiarowej przestrzeni zasobów czasu, częstotliwości i przestrzeni, a optymalne planowanie użytkownika w trójwymiarowej alokacji zasobów jest znacznie trudniejszym problemem niż problem systemu jedno- lub dwuwymiarowe. Zatem wiele praktycznych algorytmów planowania upraszcza problem, wykorzystując zdolność transmisji wielu strumieni danych zapewnianą przez MIMO do przesyłania wielu strumieni danych do jednego użytkownika. W tym przypadku, dla każdego bloku zasobów SU MIMO jest realizowany między BS a wybranym użytkownikiem dla bloku zasobów, a planowanie w sieciach MIMO-OFDM ogranicza się do poprzedniego problemu dwuwymiarowego. Jednak wykazano, że sumaryczna szybkość szeregowania w łączu w dół MIMO w oparciu o SU-MIMO osiąga tylko niewielki ułamek łącznej przepustowości kanału rozgłoszeniowego MIMO (BC), gdy liczba anten nadawczych w stacji BS jest większa niż liczba anten nadawczych w stacji bazowej. anteny odbiorcze u każdego użytkownika [17]. Dzieje się tak głównie dlatego, że dodatkowa liczba anten nadawczych w BS jest wykorzystywana do zwiększenia zysku mocy, a nie wzmocnienia multipleksowania związanego z wieloma antenami. Wręcz przeciwnie, planowanie oparte na MU-MIMO, gdzie zapewniono wiele strumieni danych przez MIMO są przypisane do wielu użytkowników w tym samym bloku zasobów czasowo-częstotliwościowych w oparciu o kształtowanie wiązki, mogą osiągnąć dużą część sumarycznej pojemności MIMO BC poprzez osiągnięcie pełnego wzmocnienia multipleksacyjnego. Wykazano, że gdy liczba aktywnych użytkowników w komórce rośnie bez ograniczeń, optymalną sumaryczną przepustowość MIMO BC uzyskaną przez kodowanie brudnego papieru (DPC) można osiągnąć asymptotycznie za pomocą inteligentnego planowania MU. W szczególności, zarówno sumaryczna przepustowość MIMO BC, jak i suma szybkości inteligentnych algorytmów planowania MU-MIMO są skalowane jako $M \log \log K$ dla stałego, niezależnego MunderRayleighfading założenie, gdzie M to odpowiednio liczba anten nadawczych i aktywnych użytkowników w komórce. Niedawno technologia MIMO ewoluowała do ogromnej MIMO, która jest uważana za jedną z kluczowych technologii 5G. W masowym MIMO, wieloskalowe układy antenowe są używane w stacjach bazowych do wykorzystania wzmocnienia MIMO poza małym MIMO czterech lub ośmiu anten w stacji bazowej używanej w 4G. Dzięki masowemu MIMO możliwe jest osiągnięcie znacznego wzrostu wydajności i efektywności energetycznej [20]. W środowiskach o dużym rozproszeniu, takich jak pasma radiowe poniżej 6 GHz, użycie dużej liczby anten skutkuje asymptotyczną ortogonalnością wektorów kanałów użytkowników, a tym samym prostym przetwarzaniem liniowym, takim jak transmisja maksymalnego współczynnika (MRT) w łączu w dół i łączenie współczynników (MRC) w łączu w górę może służyć do usuwania zakłóceń między użytkownikami. Co więcej, użycie dużej liczby anten

powoduje również utwardzenie kanału, co oznacza, że zanikanie kanału na małą skalę znika z powodu prawa dużych liczb. Ten efekt utwardzania kanału upraszcza alokację zasobów i kontrolę mocy. W szczególności planowanie użytkownika w dziedzinie częstotliwości może nie być konieczne, ponieważ wszystkie podnośne OFDM / OFDMA mają prawie takie same wzmocnienie kanału ze względu na utwardzenie kanału. Zatem cała przepustowość może być przypisana do każdego zaplanowanego użytkownika oddzielonego przez MIMO w domenie przestrzennej. W tym przypadku problem planowania użytkownika koncentruje się na tym, jak wybrać wielu użytkowników jednocześnie obsługiwanych w domenie przestrzennej w każdym przedziale czasu planowania. Masywne MIMO generalnie wymaga dużej ilości informacji zwrotnych od każdego użytkownika ze względu na duży rozmiar wektorów kanałowych, dlatego ważne jest, aby opracować algorytmy planowania o rozsądnej wydajności ze stosunkowo niewielką ilością sprzężenia zwrotnego opartego na częściowych informacjach o stanie kanału (CSI) z każdym użytkownikiem. Pod tym względem zaproponowano i przeanalizowano kilka algorytmów planowania dla masowego MIMO.

Inną kluczową technologią dla 5G jest wykorzystanie pasm mmWave w komercyjnych sieciach komórkowych. Zastosowanie pasm mmWave zapewnia szerokie pasmo dla bardzo wysokich szybkości transmisji danych. Jednak charakterystyka propagacji fal radiowych w pasmach mmWave jest zupełnie inna niż w pasmach poniżej 6 GHz, charakteryzowanych głównie jako bogate rozpraszanie w popularnym modelu zanikających kanałów Rayleigha lub Rician. W pasmach mmWave propagacja radiowa doświadcza poważnej utraty ścieżki i istnieje bardzo niewiele ścieżek wielokrotnych [26, 27]. Takie duże straty na ścieżce mogą być kompensowane przez bardzo ostre formowanie wiązki w oparciu o duże tablice antenowe na BS i terminalach użytkownika. W związku z tym naturalne jest włączenie masywnego MIMO do komunikacji bezprzewodowej w pasmach mmWave. Z punktu widzenia planowania użytkownika, ważne jest przeanalizowanie wydajności konwencjonalnych algorytmów szeregowania MU-MIMO w nowym środowisku kanału mmWave i opracowanie algorytmów planowania MU-MIMO odpowiednich dla środowiska kanału mmWave. W tym rozdziale przedstawiono kilka kluczowych algorytmów planowania MU-MIMO dla MIMO i masywnego MIMO oraz niektóre teoretyczne wyniki związane z wprowadzonymi algorytmami szeregowania w pasmach poniżej 6 GHz i mmWave, koncentrując się głównie na szeregowaniu w dół. Pozostała część tego rozdziału jest zorganizowana w następujący sposób. Rozdział 10.2 opisuje podstawowe metody planowania użytkownika w sieciach z jednym wejściem i jednym wyjściem (SISO) jako tło. Sekcje 10.3 i 10.4 przedstawiają kilka kluczowych metod planowania w MIMO i niektóre wyniki dotyczące ich przyrostu planowania w masowym MIMO w środowiskach o bogatym rozproszeniu.

PODSTAWOWE ALGORYTMY HARMONOGRAMOWANIA

Jako tło dalszych sekcji, ta sekcja wyjaśnia trzy podstawowe metody planowania w sieci TDMA, aby zapewnić podstawowe zrozumienie planowania użytkownika. Rozważmy sytuację, w której w komórce istnieje wielu aktywnych użytkowników łączą nadawczego, wzmocnienie kanału od stacji BS do każdego użytkownika zmienia się z powodu długo- i / lub krótkotrwałego zanikania kanału, jak zilustrowano na rysunku



, a stacja BS wybiera jednego użytkownika do każdy przedział czasu planowania dla transmisji danych w łączu w dół w oparciu o informację zwrotną o wzmacnieniu kanału od każdego użytkownika. Pierwsza metoda to harmonogram maksymalnej szybkości, którego celem optymalizacji jest szybkość transmisji danych. Ten harmonogram wybiera użytkownika, który ma maksimum chwilowa szybkość dla danego interwału planowania wśród wszystkich aktywnych użytkowników w komórce. Oznacza to, że indeks k^* zaplanowanego użytkownika jest określony przez:

$$k^* = \arg \max_{k \in \mathcal{K}} R_k, \quad (1)$$

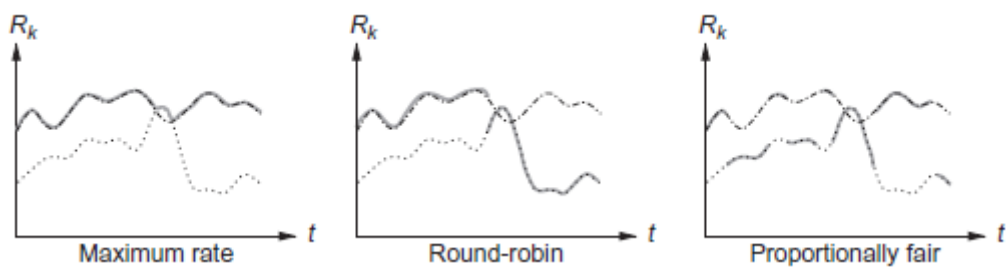
gdzie R_k jest chwilową szybkością transmisji danych dla użytkownika k w zależności od wzmacnienia kanału użytkownika k , a $\mathcal{K}=\{1,2,\dots, K\}$ jest zbiorem wskaźników aktywnych użytkowników. Ponieważ program planujący maksymalną szybkość ma na celu wybranie użytkownika o najlepszej szybkości w każdym przedziale planowania, jest korzystny pod względem szybkości systemu. Rzeczywiście, jest to optymalne dla maksymalizacji szybkości systemu szybko zanikającego modelu kanału przy ograniczeniu średniej mocy nadawania, w połączeniu ze sterowaniem mocą łącza w dół [2]. Jednak ten algorytm planowania nie jest sprawiedliwy z punktu widzenia współczynnika indywidualnego użytkownika, gdy średnie wzmacnienie kanału każdego użytkownika jest różne z powodu długotrwałego zaniku wynikającego z efektu cieniowania i różna odległość od stacji bazowej do użytkownika. W takich sytuacjach użytkownicy w pobliżu stacji bazowej z dobrymi wzmacnieniami kanału są obsługiwani głównie, a użytkownicy daleko od stacji bazowej ze złymi wzmacnieniami kanału nie są obsługiwani. Drugim programem planującym, który rozwiązuje ten problem nierówności, jest harmonogram okrężny. Ten program planujący obsługuje wszystkich aktywnych użytkowników w komórce jednego po drugim dla każdego interwału planowania, dzięki czemu użytkownicy ze złym zyskiem kanału również otrzymują równe szanse. Jednak w przypadku harmonogramu okrężnego możliwość osiągnięcia większej szybkości transmisji danych w systemie poprzez przypisanie zasobu komunikacyjnego użytkownikom z dobrymi korzyściami z kanału jest tracona poprzez równą dystrybucję zasobów komunikacyjnych do wszystkich użytkowników niezależnie od ich zysków w kanale, a tym samym odrzucenie wzmacnienia dywersyfikacji MU. Trzeci program planujący, nazwany programem planującym proporcjonalnie sprawiedliwym (PF), próbuje naruszyć zysk z różnorodności MU i uczciwość wśród użytkowników [2, 6]. W zasadach planowania PF stacja BS znajduje użytkownika k , który ma stosunek maksymalnej chwilowej przepływności w okresie planowania do średniej obsługiwanej przepływności do poprzedniego okresu planowania, tj.:

$$k^*[t] = \arg \max_k \frac{R_k[t]}{\mu_k[t]}, \quad (2)$$

gdzie $R_k[t]$ jest chwilową szybkością użytkownika k w okresie planowania t , a $\mu_k(t)$ jest średnią obsługiwaną szybkością użytkownika k do okresu planowania $t-1$ zaktualizowaną jako:

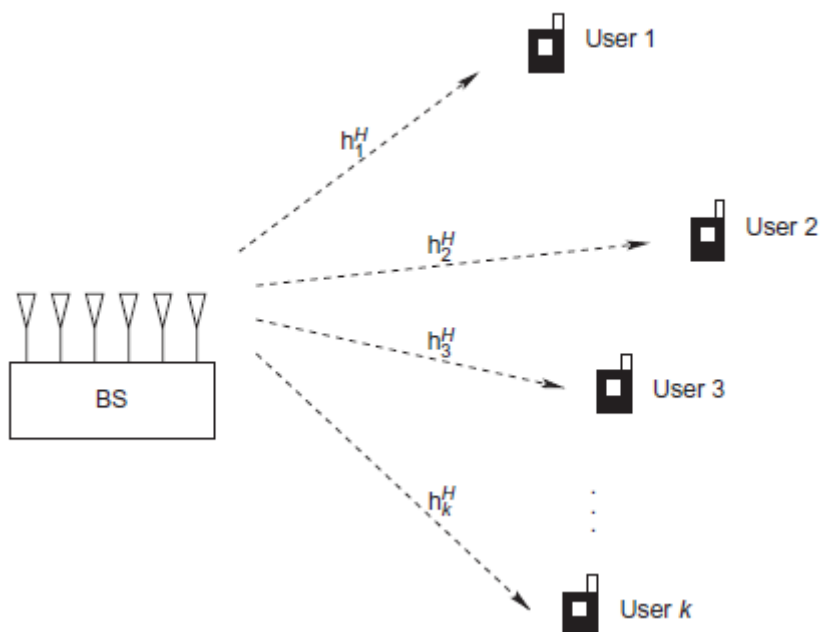
$$\mu_k[t+1] = \begin{cases} (1-\delta)\mu_k[t] + \delta R_k[t], & \text{if } k = k^*[t], \\ (1-\delta)\mu_k[t], & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (3)$$

Tutaj δ jest parametrem autoregresyjnego filtra uśredniającego pierwszego rzędu (AR). Ponieważ program planujący PF wybiera użytkownika, który ma stosunek maksymalnej chwilowej przepływności w interwale planowania do średniej obsługiwanej szybkości aż do poprzedniego okresu planowania, użytkownik ze złym średnim wzmocnieniem kanału może być również zaplanowany przez układ planujący PF ze względu na niską średnią stawkę obsłużenia dla takiego użytkownika. Rys. 10.2 ilustruje działanie trzech podstawowych programów planujących w przypadku dwóch użytkowników.



HARMONOGRAMOWANIE UŻYTKOWNIKÓW W MU-MIMO

W tej sekcji rozważamy głównie sytuację łącza w dół MUmultiple-input single-output (MU-MISO), w której stacja bazowa ma M anten nadawczych i istnieje $K (> M)$ użytkowników pojedynczej anteny odbiorczej w komórce, jak pokazano na rysunku.



Pojemność łącza komunikacyjnego można wyrazić jako:

$$C = D \log \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad (4)$$

gdzie D to stopnie swobody (DoF) komunikacji, P to moc odebranego sygnału, a N to moc szumów. Technologia transmisji z wieloma antenami zapewnia dwa główne zyski: zysk mocy, który zwiększa moc odbieranego sygnału P i zysk multipleksowania, który zapewnia więcej DoF D do komunikacji. W rozważanym łączy w dół MU-MISO, jeśli tylko jeden użytkownik jest wybrany w każdym przedziale planowania, kanał MISO punkt-punkt jest tworzony od stacji BS do wybranego użytkownika, a zatem w tym przypadku dostępny jest tylko zysk mocy przez kształtowanie wiązki. Jednakże, jeżeli spośród wszystkich K użytkowników wybranych jest M , wówczas kanał MIMO jest tworzony z BS do wybranych użytkowników. Jeżeli wszystkie wektory kanałów wybranych użytkowników są liniowo niezależne, DoF kanału $M \times M$ MIMO z BS do wybranych M użytkowników wynosi M . Ponieważ DoF zmienia nachylenie wzrostu przepustowości w odniesieniu do stosunku sygnału do szumu (SNR), podczas gdy wzmocnienie mocy tylko zwiększa samą wartość SNR, wzmocnienie multipleksowania zwiększające DoF jest znacznie bardziej korzystne dla poprawy szybkości systemu w średnim i wysokim zakresie SNR. Sytuacja jest podobna w przypadku, gdy każdy użytkownik ma wiele anten odbiorczych, ale stacja BS ma więcej anten nadawczych niż każdy użytkownik. Dlatego lepiej jest zastosować MU-MIMO i zaplanować wielu użytkowników jednocześnie dla wielu anten w każdym interwale planowania, zamiast wybierać tylko jednego użytkownika na podstawie SU-MIMO w każdym interwale planowania, chociaż ten ostatni można po prostu zaimplementować stosując kryteria. omówione w sekcji 10.2 z informacją zwrotną o współczynniku R_k każdego użytkownika k podaną przez:

$$R_k = \log \det(\mathbf{I} + \mathbf{H}_k \mathbf{Q} \mathbf{H}_k^H) \quad (5)$$

gdzie \mathbf{H}_k jest macierzą kanału od BS do użytkownika k , a \mathbf{Q} jest macierzą kowariancji sygnału nadawczego w BS. Komórkowe łączy w dół MU-MISO opisane na rysunku można zamodelować jako MISO BC, gdzie model danych jest określony przez:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^H \\ \mathbf{h}_2^H \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^H \\ \mathbf{h}_2^H \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K^H \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{w} = \mathbf{H}_{\text{overall}} \mathbf{x} + \mathbf{w}.$$

Tutaj x_i jest przesyłanym sygnałem na antenie nadawczej i , y_j jest odbieranym sygnałem w odbiorniku j , \mathbf{h}_j^H jest $1 \times M$ wektorem kanałowym z BS do odbiornika j , a w_j jest zerowym białym szumem cieplnym Gaussa w odbiorniku j . Zazwyczaj BS ma ograniczenie mocy nadawania określone przez $\sigma^2 \text{E}\{\text{tr}(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)\} = \text{E}\{\mathbf{x}^H \mathbf{x}\} \leq P_t$. Głównym punktem MISO BC jest to, że zamierzona wiadomość dla użytkownika j jest dekodowana wyłącznie na podstawie jej własny odebrany sygnał y_j bez pomocy innych użytkowników. Wiadomo, że pojemność MISO BC jest osiągnięta przez schemat DPC. Załóżmy, że wymagane jest planowanie M użytkowników spośród wszystkich K ($> M$) użytkowników. Następnie, przy założeniu, że wszystkie wektory kanałowe są przesyłane z powrotem do BS, można obliczyć pojemność MISO BC M-user, złożoną z BS i wybranych M użytkowników, ponownie osiągalną przez DPC dla każdego wyboru M użytkowników, i jeden może następnie wybrać najlepszych M użytkowników spośród wszystkich $\binom{K}{M}$ możliwe kombinacje. Jednak taka metoda brutalnej siły wymaga dużej złożoności obliczeniowej dla dużych K i M . W związku z tym opracowano bardziej wydajne algorytmy. Wśród wielu metod planowania opartych na DPC, dobrze znaną metodą jest chciwa metoda wyboru użytkownika oparta na formowaniu wiązki z wymuszeniem zerowym (ZF) i DPC (gZF-DP), zaproponowana przez Tu i Bluma [33] i przeanalizowana później przez Dimic i Sidiropoulos. Jednak DPC jest nadal trudne do wdrożenia

w praktyczny sposób [35]. Aby ominąć trudność implementacji DPC, zaproponowano kilka schematów planowania o małej złożoności, opartych na liniowym kształtowaniu wiązki w ciągu ostatniej dekady. Wśród nich dwa reprezentatywne harmonogramy, z których wywodzi się wiele innych metod szeregowania, to semiortogonal user selection (SUS) z formowaniem wiązki ZF zaproponowane przez Yoo i Goldsmitha oraz losowe formowanie wiązki (RBF) zaproponowane przez Sharif i Hassibi. Ilość informacji zwrotnych dla tych dwóch metod jest zupełnie inna, ponieważ pierwsza wymaga pełnego wektorowego sprzężenia zwrotnego CSI, a druga wymaga tylko częściowego sprzężenia zwrotnego CSI; jednak obie metody są asymptotycznie optymalne w tym sensie, że osiągalne szybkości obu metod skalują się z tą samą wydajnością MU-MISO BC (10.6), gdy liczba K użytkowników rośnie bez ograniczeń. W tej sekcji przedstawiamy kilka metod planowania MU-MISO, w tym RBF i SUS, oraz powiązane wyniki przed rozważeniem planowania użytkownika w mmWave Masywny MIMO.

RBF I SUS

Najpierw rozważmy metodę RBF w sieci downlink MU-MISO zilustrowanej na rysunku powyżej opisanej przez model (6). Konkretna procedura RBF jest następująca:

1. BS generuje dowolny zestaw losowych wektorów wiązek ortonormalnych $\{\mathbf{u}_b\}_{b=1}^M$, które stanowią ortonormalną podstawę M (zespolonej) przestrzeni wymiarowej.
2. Podczas okresu uczenia stacja BS transmituje każdy z wygenerowanych wektorów wiązek sekwencyjnie w czasie. Pod koniec uczenia każdy użytkownik k oblicza stosunek sygnału do zakłóceń plus szum (SINR) dla każdej wiązki b, a następnie podaje maksymalną wartość SINR (tj. $\max_b \text{SINR}_{k,b}$) i odpowiedni indeks wiązki (tj. $\arg \max_b \text{SINR}_{k,b}$) z powrotem do BS. Tutaj, przy założeniu, że do każdej wiązki nadawczej przypisany jest jeden użytkownik, SINR użytkownika k dla wiązki b wynosi:

$$\text{SINR}_{k,b} = \frac{\rho |\mathbf{h}_k^H \mathbf{u}_b|^2}{1 + \rho \sum_{b' \neq b} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{u}_{b'}|^2}, \quad (7)$$

gdzie \mathbf{h}_k jest wektorem kanału użytkownika k, $\rho = P_t / M$, a P_t jest całkowitą mocą transmisji.

3. Po zakończeniu sprzężenia zwrotnego, dla każdej belki b, BS planuje użytkownika, który ma maksymalny SINR wśród użytkowników zgłaszających indeks wiązki b jako maksymalny indeks SINR.
4. Po zaplanowaniu, stacja BS przesyła M strumieni danych do M zaplanowanych użytkowników z wektorami wiązki $\{\mathbf{u}_b\}_{b=1}^M$

Główną zaletą metody RBF jest to, że dla RBF wymagana jest tylko jedna liczba rzeczywista (maksymalna wartość SINR) i jedna liczba całkowita (maksymalny indeks wiązki SINR), podczas gdy planowanie oparte na pełnym sprzężeniu zwrotnym CSI wymaga 2 mln liczb rzeczywistych dla każdego użytkownika. Zaskakujące jest to, że gdy każdy wektor kanału następuje po niezależnym i identycznie rozłożonym (tj.) model zanikającego kanału Rayleigha, tj.:

$$\mathbf{h}_k \stackrel{\text{i.i.d.}}{\sim} \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}), \quad (8)$$

sumaryczna stopa RBF ma takie samo skalowanie jak pojemność MU-MISO BC (10.6) dla stałej M, ponieważ liczba K aktywnych użytkowników osiąga nieskończoność. To jest:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\mathcal{R}_{\text{RBF}}}{M \log \log K} = 1 \quad (9)$$

dla ustalonego skończonego M , gdzie $\mathcal{R}_{\text{RBF}} = \mathbb{E}[\sum_{b=1}^M \log(1 + \max_{1 \leq k \leq K} \text{SINR}_{k,b})]$ jest sumą współczynnika RBF. Podczas gdy RBF opiera się na częściowej informacji zwrotnej CSI, jak widać powyżej, metoda SUS wymaga pełnego sprzężenia zwrotnego CSI. W metodzie SUS, BS zbiera pełne CSI $\{\mathbf{h}_k\}_{k=1}^K$ od wszystkich użytkowników i planuje użytkowników w chciwy sekwencyjny sposób, tak aby wybrane wektory kanałowe były prawie ortogonalne i miały duże wielkości. W szczególności BS najpierw wybiera użytkownika k^* , który ma największą wielkość kanału spośród wszystkich K użytkowników. Następnie BS konstruuje hiperslab w oparciu o wybrany wektor kanałowy \mathbf{h}_{k^*} zdefiniowany jako :

$$\mathcal{H}_1 = \left\{ \mathbf{h} : \frac{|\mathbf{h}_{k^*}^H \mathbf{h}|}{\|\mathbf{h}_{k^*}\| \cdot \|\mathbf{h}\|} \leq \xi \right\}, \quad (10)$$

gdzie $\xi \in (0, 1)$ jest parametrem kontrolującym grubość hiperslabu. Zauważ, że gdy ξ jest odpowiednio małe, wektory kanałowe zawarte w hiperslab \mathcal{H}_1 są semiortogonalne do pierwszego wybranego wektora kanałowego \mathbf{h}_{k^*} . Teraz BS bierze pod uwagę tylko użytkowników, których wektory kanałowe są w \mathcal{H}_1 , i wybiera spośród nich użytkownika, który ma największą wielkość projekcji swojego wektora kanałowego na dopełnienie ortogonalne \mathbf{h}_{k^*} . Po wybraniu drugiego użytkownika BS konstruuje kolejny hiperslab \mathcal{H}_2 zawarty w \mathcal{H}_1 na podstawie wektora kanału drugiego użytkownika. BS bierze teraz pod uwagę tylko użytkowników, których wektory kanałowe znajdują się w drugim hiperslab \mathcal{H}_2 (zauważ, że wektory kanałowe w \mathcal{H}_2 są semiortogonalne do obu wektorów kanałowych dwóch wybranych użytkowników) i wybiera użytkownika, który ma największą wielkość rzutowania swojego wektora kanałowego na dopełnienie ortogonalne przestrzeni kolumnowej wektorów kanałowych wybranych dwóch użytkowników. W ten sposób BS sekwencyjnie planuje półortogonalnych użytkowników z dużymi wielkościami kanałów do momentu wybrania M użytkowników lub braku użytkownika którego wektor kanału znajduje się w nowo utworzonym hiperslab. Po zaplanowaniu, stacja BS w końcu przesyła strumień danych do wybranych użytkowników z kształtowaniem wiązki ZF (ZFBF) lub z minimalnym średnim błędem kwadratowym (MMSE). Celem późniejszego ZFBF jest całkowite usunięcie zakłóceń między użytkownikami, ponieważ wektory kanałowe wybranych użytkowników nie są całkowicie ortogonalne, a zatem nadal istnieją zakłócenia między użytkownikami, gdy same wektory kanałowe są używane jako wektory wiązki nadawczej. Wiadomo, że ta metoda jest również asymptotycznie optymalna w ramach i.i.d. Model zanikającego kanału Rayleigha, ale ma lepszą wydajność niż RBF w przypadkach skończonych użytkowników dzięki pełnemu sprzężeniu zwrotnemu CSI. Jak wskazano w dwóch metodach planowania, optymalne planowanie dla łącza w dół MU-MISO z liniowym kształtowaniem wiązki obejmuje wybieranie użytkowników, którzy mają z grubsza ortogonalne wektory kanałowe o dużych wielkościach.

OGRANICZONA INFORMACJA ZWROTNA, KWANTYZACJA I DWUFAZOWA HARMONOGRAMOWANIE UŻYTKOWNIKÓW

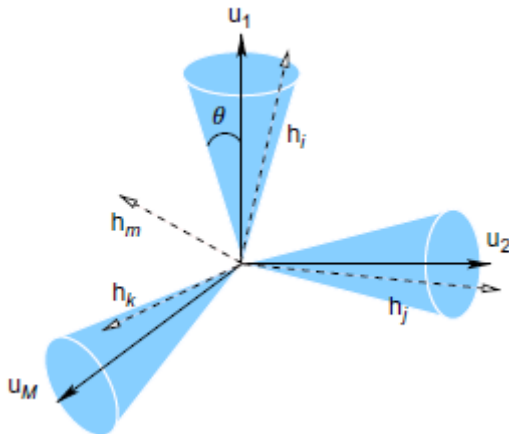
Mimo że wykorzystanie pełnego CSI umożliwia lepszy wybór użytkowników i bardziej rozbudowane formowanie wiązki, nakłada duże obciążenie sprzężeniem zwrotnym na sieć, zwłaszcza gdy liczba aktywnych użytkowników lub liczba anten jest duża. Jednym ze sposobów zmniejszenia narzutu

związanego ze sprzężeniem zwrotnym jest kwantyzacja CSI w celu planowania użytkownika. Przeprowadzono liczne badania dotyczące planowania użytkownika ze sprzężeniem zwrotnym o skończonej szybkości (FRF) i formowaniem wiązki z FRF w MIMO BC. Jindal wykazał, że pełne wzmocnienie multipleksowania można osiągnąć, gdy współczynnik sprzężenia zwrotnego rośnie wraz z logarytmem SNR. Caire i inni przeanalizowali osiągalną szybkość, biorąc pod uwagę nie tylko FRF, ale także błąd oszacowania kanału poprzez uczenie w dół. Yoo rozważał MU-MISO, łączone planowanie i FRF, zaproponowali metodę planowania opartą na ZFBF z FRF i przeanalizowali jej wydajność. Zgodnie z metodą planowania Yoo, każdy użytkownik dostarcza informację o kierunku kanału (CDI) i skalarną wartość SINR z powrotem do BS w celu wyboru użytkownika i zaprojektowania ZFBF. Trivellato i inni rozszerzyli prace Yoo do przypadku odbiorników wielostanowiskowych. Jednak metody planowania oparte na pełnym sprzężeniu zwrotnym CSI nadal wymagają dużego narzutu związanego ze sprzężeniem zwrotnym, nawet w przypadku FRF, zwłaszcza gdy liczba aktywnych użytkowników w komórce jest duża. Innym wysiłkiem mającym na celu zmniejszenie narzutu związanego ze sprzężeniem zwrotnym jest zastosowanie dwufazowego sprzężenia zwrotnego do planowania użytkownika i projektowania wiązki. Zaproponowano kilka algorytmów planowania poprzez zastosowanie dwufazowego sprzężenia zwrotnego do SUS. W proponowanej metodzie Zakhoura i Gesberta, każdy użytkownik odsyła zgrubnie skwantyzowaną wersję swojego wektora kanału, a BS wybiera użytkowników za pomocą algorytmu SUS w oparciu o zgrubny wektor kanału. Po dokonaniu wyboru przez użytkownika, BS odbiera uściślenia wektorów kanałowych wybranych użytkowników i przesyła do wybranych użytkowników z ZFBF na podstawie udoskonalonych informacji o kanale. Xu i Zhao zaproponowali inną dwufazową metodę planowania opartą na SUS. W swojej metodzie każdy użytkownik przekazuje zwrotną wielkość swojego wektora kanałowego, a stacja bazowa wybiera użytkowników, których wielkości kanału są większe niż z góry określony próg. Następnie BS żąda informacji zwrotnej CSI od wybranych użytkowników i wybiera użytkowników do transmisji danych algorytmem SUS na podstawie informacji zwrotnych CSI od wybranych użytkowników. W tej metodzie liczba wybranych użytkowników w pierwszej fazie nadal musi być duża, aby mieć zestaw z grubsza ortogonalnych użytkowników do transmisji danych przy zastosowaniu algorytmu SUS w późniejszym etapie. Chociaż oparte na SUS dwufazowe metody planowania sprzężenia zwrotnego zmniejszają narzut związany ze sprzężeniem zwrotnym w porównaniu z oryginalnym algorytmem SUS, nadal powodują duże obciążenie sieci. Można również zastosować ideę dwufazowego sprzężenia zwrotnego. Metody planowania typu RBF oparte na częściowym sprzężeniu zwrotnym CSI w celu dalszego zmniejszenia jego narzutu i zwiększenia wydajności w porównaniu z RBF. W tym kierunku dwufazowego planowania sprzężenia zwrotnego, BS planuje użytkowników w oparciu o minimalne sprzężenie zwrotne częściowego CSI od każdego użytkownika, tak jak w RBF w pierwszej fazie, a następnie wymaga informacji zwrotnej CDI lub CSI tylko od zaplanowanych użytkowników w drugiej fazie, a na koniec przesyła wiele strumieni danych do wybranych użytkowników z rozbudowanym formowaniem wiązki na podstawie odebranego CDI lub CSI od wybranych użytkowników. Kountouris i inni zaproponowali dwufazową metodę szeregowania opartą na RBF, w której metoda RBF jest używana do wybierania użytkowników w pierwszej fazie i po zaplanowaniu stacji BS kontroluje przydział mocy w losowych wiązkach bez zmiany kierunku początkowych wiązek na podstawie dodatkowe informacje zwrotne od wybranych użytkowników w drugiej fazie. Metoda ta ma zasadniczo na celu przewyższenie pogorszenia wydajności metody RBF wynikającego z wcześniej określonych wiązek treningowych używanych również do transmisji danych. Niedawno nowa metoda dwufazowa, która zachowuje przewagę SUS, przewyższa tę wadę RBF i wymaga ilości informacji zwrotnej porównywalnej z RBF, została zaproponowana pod nazwą REference-based semiortogonal user Selection with Postselection Beam Refinement (ReDOS-PBR) przez Lee i Sunga. W tej metodzie, podobnie jak w RBF, stacja BS najpierw przesyła zestaw wektorów ortonormalnej wiązki odniesienia

$\{u_b\}_{b=1}^M$ sekwencyjnie w czasie. Wokół każdego kierunku wiązki odniesienia i , niezachodzący podwójny stożek C_i jest zdefiniowany z określonym z góry $\xi' \in (0, 1)$ jako:

$$C_i = \left\{ \mathbf{h} : \frac{|\mathbf{h}^H \mathbf{u}_i|}{\|\mathbf{h}\|} \geq \xi' \right\}, \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad (11)$$

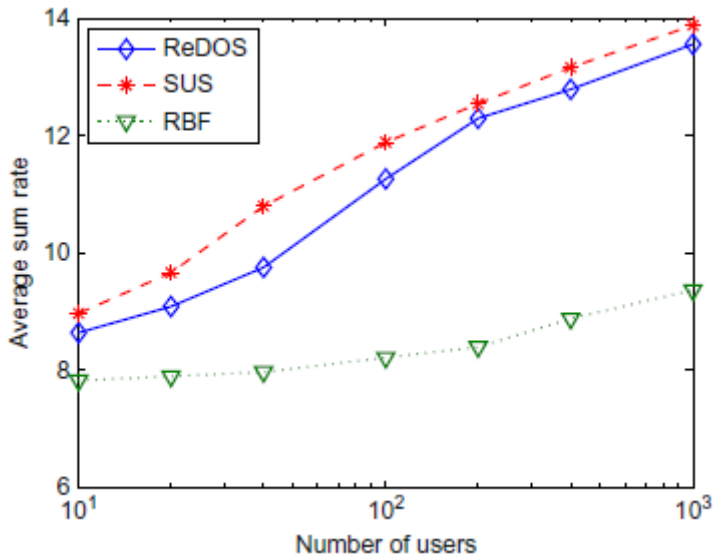
jak pokazano na rysunku



Pod koniec transmisji pierwszej fazy każdy użytkownik k zna $\{h_{k u_1}^H, h_{k u_2}^H, \dots, h_{k u_M}^H\}$ na podstawie odebranych sygnałów. Na podstawie $\{h_{k u_1}^H, h_{k u_2}^H, \dots, h_{k u_M}^H\}$, każdy użytkownik k oblicza normę swojego kanału

$$\|\mathbf{h}_k\| = \sqrt{\sum_{i=1}^M |h_{k u_i}^H|^2}$$

i sprawdzić, czy jego wektor kanałowy \mathbf{h}_k należy do jednego z M stożków. Jeśli jego wektor kanałowy należy do jednego ze stożków M , każdy użytkownik k zwraca indeks stożka i jego normę kanału $\|\mathbf{h}_k\|$ zamiast SINR zgłaszanego przez RBF do stacji BS. Po pierwszym sprzężeniu zwrotnym częściowego CSI, BS wybiera jednego użytkownika dla każdego stożka, który ma maksymalną długość wektora kanału w stożku. W ten sposób selected Musers mają z grubsza ortogonalne wektory kanałowe o dużych wielkościach, ponieważ stożki M są z grubsza prostopadłe pod względem konstrukcji. Rzeczywiście, jest to zgodne z zasadą SUS, polegającą na wybieraniu z grubsza ortogonalnych użytkowników o dużych amplitudach kanałów, ale w przypadku ReDOS-PBR taki wybór odbywa się w sposób rozproszony, oparty tylko na częściowym sprzężeniu zwrotnym CSI. Ponieważ wektory kanałowe wybranych użytkowników nie są idealnie ortogonalne, użycie wiązek odniesienia jako wektorów wiązek transmisji danych spowodowałoby zakłócenia między użytkownikami. W związku z tym rzeczywiste wiązki transmisji danych są projektowane przez zastosowanie ZFBF w oparciu o sprzężenie zwrotne wektorów kanałowych tylko wybranych M użytkowników w drugiej fazie sprzężenia zwrotnego, aby wyeliminować zakłócenia między użytkownikami. Zauważ, że ten schemat wymaga sprzężenia zwrotnego łącznie K lub mniej liczb rzeczywistych (w pierwszej fazie sprzężenia zwrotnego) i liczb zespolonych $M/2$ (w drugiej fazie sprzężenia zwrotnego). Zatem zmniejszenie ilości sprzężenia zwrotnego jest znaczące dla dużego K z małym M , jak w małych systemach MIMO. Wykazano, że ta metoda jest również asymptotycznie optymalna w łączy w dół MU-MISO i prawie osiąga wydajność SUS, która wymaga pełnego sprzężenia zwrotnego CSI od wszystkich użytkowników, przy znacznie zmniejszonym narzucie sprzężenia zwrotnego, jak pokazano na rysunku



HARMONOGRAMOWANIE UŻYTKOWNIKÓW W MASYWNYM MIMO

Jak widać w poprzedniej sekcji, sumaryczny wskaźnik RBF i SUS skaluje się z tym samym wskaźnikiem co przepustowość ze skalowaniem $O(M \log \log K)$ w sieciach łączących w dół MU-MISO dla stałego M w ramach i.i.d. założenie zanikania Rayleigha wraz ze wzrostem K . Rozważana sytuacja ze stałymi modelami M i dużymi modelami K sieci MU-MISO z małoskalowymi zestawami anten BS składającymi się z czterech lub ośmiu anten nadawczych w stacji bazowej i kilkuset lub tysiącami aktywnych użytkowników w komórce, jak w sieci 4G. W masowym MIMO liczba M anten nadawczych w stacji bazowej jest bardzo duża, rzędu setek. Aby przeanalizować wydajność planowania użytkownika w ogromnym MIMO, konieczne jest rozważenie scenariusza largeMand zachowania wydajności jako Minincreases. Jednym z ważnych ustaleń w tym względzie jest to, że zysk planowania uzyskany z inteligentnego wyboru użytkownika jest nieistotny w bogatych środowiskach rozpraszających, powszechnie modelowanych jako i.i.d. Zanikające elementy kanału Rayleigha (8), gdy M jest bardzo duże. Wynika to głównie z „efektu utwardzania kanału” trudności w znalezieniu podzbioru użytkowników semiortogonalnych w przypadku masowego MIMO:

- Efekt utwardzania kanału: odnosi się do zjawiska, w którym w masowym MIMO norma każdego wektora kanału z tego samego zanikającego rozkładu Rayleigha jest zbieżna do tej samej stałej na mocy prawa dużych liczb. Załóżmy, że wektor kanału użytkownika $\mathbf{h}_k \stackrel{i.i.d.}{\sim} \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I})$. Wtedy $\|\mathbf{h}_k\|^2$ jest zmienną losową chi-kwadrat o $2M$ stopniach swobody i można pokazać :

$$\mathbb{P}(\|\mathbf{h}_k\|^2 \leq x) \geq 1 - e^{-M(x-1-\log x)} \quad (12)$$

dla $x > 1$, stosując zasadę dużych odchyień. Następnie:

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\left(\max_k \|\mathbf{h}_k\|^2 \leq x\right) &= \mathbb{P}\left(\|\mathbf{h}_k\|^2 \leq x\right)^K \\ &\geq \left(1 - e^{-M(x-1-\log x)}\right)^K. \end{aligned} \quad (13,14)$$

Ponieważ $\eta \triangleq x \log x > 0$ dla $x > 1$, prawa strona (RHS) z (14)

zbiega się do:

$$(1 - e^{-\eta M})^K \rightarrow 1, \quad (15)$$

jeśli $\lim_{M, K \rightarrow \infty} \frac{\log K}{M} = 0$. Oznacza to, $\mathbb{P}(\max_k \|\mathbf{h}_k\|^2 \leq x) \uparrow 1$ dla wszystkich $x > 1$, kiedy $\log K$ rośnie wolniej niż M , na przykład $K = \mu M$, $K = M^3$ i $K = e^{M^{0.9}}$. Jest oczywiste, że $\mathbb{P}(\max_k \|\mathbf{h}_k\|^2 \leq x) \downarrow 0$ dla wszystkich $x < 1$ ze względu na $E[\|\mathbf{h}_k\|^2] = 1$ zgodnie z prawem wielkich liczb. W konsekwencji $\max_k \|\mathbf{h}_k\|^2$ zbiega się do stałej 1 prawdopodobieństwa. Ta obserwacja pokazuje, że nie ma użytkownika, który miałby istotnie dużą wielkość wektora kanału, gdy $\lim_{M, K \rightarrow \infty} \frac{\log K}{M} = 0$, tj. $K = o(e^{cM})$ z pewną stałą $c > 0$.

- Pomijalne prawdopodobieństwo znalezienia podzbioru użytkowników semiortogonalnych: Rozważmy prawdopodobieństwo znalezienia zbioru M w przybliżeniu ortogonalnych użytkowników od K użytkowników o $\mathbf{h}_k \sim \text{i.i.d. } \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I})$, $k = 1, 2, \dots, K$. Prawdopodobieństwo to można obliczyć rozważając zbiór M podwójne stożki zbudowane wokół każdej osi przestrzeni wymiarowej M :

$$C'_i = \left\{ \mathbf{h} : \frac{|\mathbf{h}^H \mathbf{e}_i|}{\|\mathbf{h}\|} \geq \xi' \right\}, \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad (16)$$

gdzie \mathbf{e}_i jest i -tą kolumną macierzy tożsamościowej $M \times M$. Zwróć uwagę, że zbiór wektorów M kanału, z których każdy jest zawarty w jednym odrębnym stożku zestawu stożków $\{C'_1, C'_2, \dots, C'_M\}$ jest zbiorem M w przybliżeniu ortogonalnych wektorów kanałowych. Prawdopodobieństwo, że wektor kanałowy \mathbf{h}_k pada w stożek C'_i , jest dane wzorem :

$$\mathbb{P}\{\mathbf{h}_k \in C'_i\} = \mathbb{P}\{|h_{k,i}| \geq \xi' \|\mathbf{h}_k\|\} \approx e^{-(\xi')^2 M}, \quad (17)$$

gdzie drugi krok wynika z faktu, że $\|\mathbf{h}_k\| \rightarrow M$ dla dużego M zgodnie z prawem dużych liczb. W związku z tym prawdopodobieństwo, że stożek C'_i zawiera co najmniej jeden z K wektorów kanału jest wyrażone wzorem:

$$\begin{aligned} & \mathbb{P}\{C'_i \text{ contains at least one user}\} \\ &= 1 - \mathbb{P}\{\mathbf{h}_k \notin C'_i\}^k \\ &\approx 1 - \left(1 - e^{-(\xi')^2 M}\right)^k \rightarrow 0 \end{aligned} \quad (18)$$

jeśli $\lim_{M, K \rightarrow \infty} \frac{\log K}{M} = 0$. Ta obserwacja pokazuje również, że nie ma podzbioru z grubsza ortogonalnych użytkowników M dla bardzo dużych M , jeśli $\lim_{M, K \rightarrow \infty} \frac{\log K}{M} = 0$, tzn. $K = o(e^{cM})$ z pewną stałą $c > 0$

Powyższe dwa fakty pokazują, że jeśli K rośnie wolniej niż tempo wykładnicze w odniesieniu do M nie ma ani znaczącego wzmocnienia dywersyfikacji MU, ani podzbioru użytkownika o rozmiarze M z grubsza ortogonalnymi wektorami kanałowymi. Stąd, gdy liczba M anten nadawczych w stacji BS wzrasta, K powinno wzrastać wykładniczo w stosunku do M , aby uzyskać nietrywialne wzmocnienie planowania. Jednak w ogromnym MIMO z M rzędu setek wymagana liczba K aktywnych użytkowników w komórce jest zbyt duża, a zatem zysk planowania jest trywialny ze względu na niewystarczającą liczbę aktywnych użytkowników w praktycznych sieciach w bogatych środowiskach rozpraszających. Efekt utwardzania kanału prowadzi do uproszczonej alokacji zasobów, ponieważ szybko zanikające zmiany kanału w dziedzinie częstotliwości również znikają z powodu efektu utwardzania kanału. Zatem planowanie w dziedzinie częstotliwości może nie być wymagane, a całe widmo może być przypisane jednocześnie wszystkim użytkownikom zaplanowanym w dziedzinie anteny. Zgodnie z powyższymi obserwacjami, sumaryczna stopa RBF jest skalowana jako :

$$\mathcal{R}_{\text{RBF}} \sim cM, \quad (19)$$

dla $M=O(\log K)$, gdzie $x \sim y$ oznacza $\lim_{M,K \rightarrow \infty} x/y = 1$, a c jest dodatnią stałą. Ponadto, gdy $\lim_{M,K \rightarrow \infty} \log K/M = 0$:

$$\lim_{M,K \rightarrow \infty} \frac{\mathcal{R}_{\text{RBF}}}{M} = 0. \quad (20)$$

Innymi słowy, aby uzyskać liniowe skalowanie sumarycznej szybkości przez RBF w odniesieniu do liczby anten M , liczba K aktywnych użytkowników w komórce powinna rosnąć wykładniczo w stosunku do liczby anten M . Wynik ten przedstawia pesymistyczną perspektywę co do metod planowania opartych na częściowych sprzężeniach zwrotnych CSI i sugeruje, że konieczne jest uzyskanie dokładnego CSI w masowym reżimie MIMO, ponieważ sumaryczna pojemność dowolnego podzbioru użytkowników o liczności M wśród K użytkowników skaluje się z M . Obserwacja zgadza się z wynikami uzyskanymi przez Ravindrana i Jindrala : biorąc pod uwagę ograniczenie całkowitej ilości informacji zwrotnych, lepiej jest uzyskać dokładne informacje zwrotne CSI od niewielkiej liczby użytkowników niż uzyskać zgrubne informacje zwrotne od dużego Liczba użytkowników. Z pomijalnych korzyści w zakresie planowania w ogromnym MIMO w bogatych środowiskach rozproszonych, wydajne planowanie użytkownika jest mniej ważne. Tak więc rozważano ogromne MIMO w środowiskach o bogatym rozproszeniu, rozważano proste metody planowania, które wstępnie wybierają użytkowników zgodnie z określonym rozkładem prawdopodobieństwa i wykorzystują CSI tylko wybranych użytkowników.

HARMONOGRAMOWANIE UŻYTKOWNIKA W MMWave MASSIVE MIMO

W poprzedniej sekcji przedstawiono wyniki planowania użytkownika w masywnym MIMO w ramach modelu zanikającego kanału Rayleigha, odpowiedniego dla środowisk o dużym rozpraszaniu w niższych pasmach częstotliwości. Jednak przedstawione wyniki są ograniczone do zanikającego modelu kanału Rayleigha odpowiedniego dla środowisk o dużym rozproszeniu i nie są ważne w masywnych sieciach MIMO mmWave, ponieważ wzmocnienie harmonogramu zależy od środowiska kanału radiowego oraz propagacji radiowej i środowiska kanału w paśmie mmWave różni się od tych w niższych pasmach częstotliwości. W paśmie mmWave propagacja radiowa ma charakter quasi-optyczny: istnieje bardzo niewiele ścieżek wielokrotnych z dużymi stratami na trasie. Aby przeanalizować planowanie i zysk dywersyfikacji MU w mmWave Masywny MIMO, niezbędne są odpowiednie modele kanałów

wychwytnące propagację radiow¹ w paŹmie mmWave. Jeden szeroko rozwaŹany model dla kanał³w MISO mmWave z jednorodnymi liniowymi macierzami (ULA) przy BS to jednorodny i losowy model kanału jednorodnego (UR-SP), który wychwytnuje wysoce kierunkow¹ propagację radiow¹ w paŹmie mmWave i daje siê analizowaæ. W modelu kanału UR-SP wektor kanałowy \mathbf{h}_k z BS wyposaŹonej w ULA M anten nadawczych do uŹytkownika k jest wyraŹony jako:

$$\mathbf{h}_k = \alpha_k \sqrt{M} \boldsymbol{\eta}(\theta_k), \quad (21)$$

gdzie $\alpha_k \stackrel{\text{i.i.d.}}{\sim} \mathcal{CN}(0, 1)$ to wzmocnienie ŹcieŹki, $\theta_k \stackrel{\text{i.i.d.}}{\sim} \text{Unif}[-1, 1]$ to znormalizowany k¹t zejŹcia (AoD) dla uŹytkownika k, a $\boldsymbol{\eta}(\theta)$ to wektor steruj¹cy ULA okreŹlony wzorem:

$$\boldsymbol{\eta}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[1, e^{-i\theta}, \dots, e^{-i(M-1)\theta} \right]^T, \quad i = \sqrt{-1}. \quad (22)$$

Znormalizowany AoD θ_k jest powi¹zany z rzeczywistym AoD φ_k jako $\theta_k = 2d \sin(\varphi_k) / \lambda$, gdzie d to odŹstep miêdzy elementami anteny, a λ to dŹugoŹæ fali. Przy $d = \lambda/2$, $\varphi_k \in [-\pi/2, \pi/2]$ przekłada siê na $\theta_k \in [-1, 1]$. W modelu kanału UR-SP (21) wektor kanałowy kaŹdego uŹytkownika ma pojedyncz¹ składow¹ ŹcieŹki z losowym AoD θ_k i losowym wzmocnieniem ŹcieŹki α_k . PoniewaŹ w kanale kaŹdego uŹytkownika jest tylko jedna ŹcieŹka, model kanału UR-SP jest uproszczonym modelem kanału przechwytnuj¹cym dominuj¹c¹ ŹcieŹkê propagacji w wysoce kierunkowych Źrodowiskach propagacji, podczas gdy zanikaj¹cy kanał Rayleigha przechwytnuje bogate Źrodowiska rozpraszania. W tej sekcji najpierw przedstawiamy niekt³re wyniki dotycz¹ce RBF w masywnym MIMO uchwytnym przez asymptotyczn¹ sytuacjê $M \rightarrow \infty$ w modelu kanału UR-SP, a nastêpnie przedstawiamy dodatkowe wyniki dotycz¹ce RBF w uog³nionym modelu kanał³w wieloŹcieŹkowych odnosz¹cym siê do rzadkich kanał³w mmWave. Na koniec wprowadzamy wydajne metody planowania uŹytkownika dla rzadkich kanał³w mmWave w uog³nionym modelu kanał³w.

LOSOWO KIERUNKOWE KSZTAŁTOWANIE ŹWIATŁA POD

MODEL KANAŁU UR-SP

Najpierw badamy przyrost zr³nicowania MU w sieci MU-MISO uŹytkownika K z $P_t = 1$ opisanym w równaniu (6) w modelu kanałowym UR-SP, bior¹c pod uwagê prosty schemat losowego kierunkowego kształtowania wi¹zki (RDB) SU. W tym schemacie podczas okresu uczenia BS losowo wybiera k¹t ϑ zgodnie z równomiernym rozkładem na $[-1, 1]$ i przesyła wi¹zkê x do wybranego kierunku k¹ta. Zatem wektor wi¹zki nadawczej w tym przypadku jest okreŹlony przez

$$\mathbf{x} = \boldsymbol{\eta}(\vartheta) \quad (23)$$

gdzie $\vartheta \sim \text{Unif}[-1, 1]$. Nastêpnie kaŹdy uŹytkownik k oblicza moc swojego odebranego sygnału $|\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}|^2$ z γ_k i przekazuje go z powrotem do stacji bazowej BS. Po zakoŹczeniu sprŹęŹenia zwrotnego stacja BS wybiera uŹytkownika, który ma maksymaln¹ odebran¹ moc sygnału i przesyła strumieŹ danych do wybranego uŹytkownika za pomoc¹ wi¹zki x. Oczekiwany kurs R1 w tym przypadku to:

$$\mathcal{R}_1 = \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \max_{1 \leq k \leq K} |\alpha_k|^2 M |\boldsymbol{\eta}(\theta_k)^H \boldsymbol{\eta}(\vartheta)|^2 \right) \right]. \quad (24)$$

Tutaj termin $|\boldsymbol{\eta}(\theta_k)^H \boldsymbol{\eta}(\vartheta)|$ definiuje standardowy wz³r wi¹zki ULA wyŹrodkowany pod k¹tem ϑ , wyraŹony jako:

$$|\eta(\theta_k)^H \eta(\vartheta)| = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin \frac{\pi(\theta_k - \vartheta)M}{2}}{\sin \frac{\pi(\theta_k - \vartheta)}{2}} \right| \triangleq B_M(\theta_k - \vartheta) \quad (25)$$

który jest pierwiastkiem kwadratowym jądra Fejera rzędu M . Rysunek przedstawia wzór wiązki $B_M(\theta_k \rightarrow \vartheta)$. Jak widać na rysunku, wzór wiązki marszczy się w malejący sposób, gdy θ_k odbiega od kąta środka wiązki ϑ i ma wartości zerowe przy każdej wielokrotności $2/M$. Szerokość głównego płata wzoru wiązki maleje wraz ze wzrostem, ale gdy $M \rightarrow \infty$:

$$B_M(\theta_k - \vartheta) \rightarrow \begin{cases} \frac{2 \sin \frac{\pi \delta}{2}}{\pi \delta} & \text{if } |\theta_k - \vartheta| = \frac{\delta}{M} \text{ for some } \delta > 0. \end{cases}$$

Ponadto mamy następującą obserwację:

$$B_M(\theta_k - \vartheta) \rightarrow 0 \quad \text{for fixed } \vartheta \text{ and } \theta_k,$$

jako $M \rightarrow \infty$. Z powyższych obserwacji możemy zobaczyć, że jeśli liczba K użytkowników jest stała, wskaźnik R_1 schematu zmniejsza się do zera jako $M \rightarrow \infty$. Z drugiej strony, jeśli liczba K użytkowników w funkcji M jest wystarczająco duża, aby istniał użytkownik, którego kąt ścieżki propagacji z dużym prawdopodobieństwem mieści się w głównym płacie wzoru wiązki nadawczej, schemat daje nietrywialną wydajność z powodu do różnorodności MU. Poniższe twierdzenie zapewnia liczbę aktywnych użytkowników wymaganą do nietrywialnego wzmocnienia dywersyfikacji MU dla rozważanego prostego schematu szeregowania w modelu kanału UR-SP.

Twierdzenie 1. Dla $K = M^q$ i dowolnego danego $q \in (0, 1)$, asymptotyczne górne i dolne granice R_1 w równaniu (24) daje:

$$\log(1 + M^{2q-1-\epsilon}) \lesssim \mathcal{R}_1 \lesssim \log(1 + M^{2q-1+\epsilon}) \quad (26)$$

dla każdego dostatecznie małego $\epsilon > 0$, gdzie $x \lesssim y$ oznacza $\lim_{M \rightarrow \infty} x/y \leq 1$. Ponadto dla $K = M^q$ i dowolnego podanego $q \in (1/2, 1)$

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathcal{R}_1}{\mathbb{E}[\log(1 + M \max_k |\alpha_k|^2)]} = 2q - 1, \quad (27)$$

gdzie $\mathbb{E}[\log(1 + M \max_k |\alpha_k|^2)]$ jest optymalną szybkością formowania wiązki w oparciu o doskonały współczynnik CSI.

Twierdzenie 1 stwierdza, że prosta metoda wyboru SU oparta na transmisji pojedynczej wiązki i częściowym sprzężeniu zwrotnym CSI ma nietrywialne działanie asymptotyczne, tj. R_1 skaluje się jako $\log M$ jako $M \rightarrow \infty$, gdy $K = M^q$ z $q \in (1/2, 1)$. Wręcz przeciwnie, wykonanie schematu jest trywialne, tj. $R_1 \rightarrow 0$ jako $M \rightarrow \infty$, gdy $K = M^q$ z $q \in (0, 1/2)$. W konsekwencji, jeśli liczba K użytkowników rośnie szybciej niż $K = \Theta(\sqrt{M})$, nietrywialne wzmocnienie dywersyfikacji MU jest uzyskiwane przez proste szeregowanie w oparciu o częściowe CSI. Co więcej, w tym przypadku prosta metoda planowania osiąga $2q - 1$ ułamek doskonałej szybkości kształtowania wiązki w oparciu o doskonały CSI w stacji bazowej. W pierwszym schemacie używana jest tylko jedna wiązka ucząca i transmisji danych. Jednak w większości metod

planowania typu RBF stosuje się wiele wiązek uczących. Rozważmy teraz drugi schemat uczenia i planowania oparty na częściowej informacji zwrotnej CSI w modelu kanału UR-SP. W drugim schemacie asymptotycznie ortogonalne belki uczące S z losowym przesunięciem kąta są używane jako:

$$\mathbf{u}_b = \boldsymbol{\eta}(\vartheta_b) = \boldsymbol{\eta}\left(\vartheta + \frac{2(b-1)}{S}\right) \text{ for } b = 1, \dots, S, \quad (28)$$

gdzie losowe przesunięcie ϑ jest określone przez $\vartheta \sim \text{Unif}[1, 1]$. Należy zauważyć, że całkowity znormalizowany zakres AoD wynoszący dwa jest podzielony przez S . Gdy $S = o(M)$, asymptotyczna ortogonalność między wiązkami uczącymi jest gwarantowana. Podczas okresu uczenia u_1, \dots, u_S są przesyłane sekwencyjnie w czasie, a każdy użytkownik k oblicza $|h_{k,u_i}^H|$, $i = 1, 2, \dots, S$ i zwraca największą wartość $\max_i |h_{k,u_i}^H|$ i odpowiadający jej indeks wiązki. Po uzyskaniu informacji zwrotnej stacja bazowa BS wybiera parę użytkownika i wiązki o maksymalnej mocy odbieranego sygnału i przesyła strumień danych do wybranego użytkownika z wybraną wiązką. Następnie oczekiwaną stopę w tym przypadku daje:

$$\mathcal{R}_2 = \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \max_{1 \leq k \leq K} \max_{1 \leq b \leq S} |\alpha_k|^2 M |\mathbf{a}(\theta_k)^H \mathbf{a}(\vartheta_b)|^2 \right) \right]. \quad (29)$$

Poniższe twierdzenie wyjaśnia związek między efektem uczenia a różnorodnością MU w tym przypadku.

Twierdzenie 2 Dla $K = M^q$, $S = M^\ell$ i dowolnego $l, q \in (0, 1)$ takie, że $l + q < 1$, asymptotyczna górna i dolna granica \mathcal{R}_2 w równaniu(29) daje:

$$\log(1 + M^{2q+2\ell-1-\epsilon}) \lesssim \mathcal{R}_2 \lesssim \log(1 + M^{2q+2\ell-1+\epsilon}) \quad (30)$$

dla każdego wystarczająco małego $\epsilon > 0$. Ponadto, dla $K = M^q$, $S = M^\ell$ i dowolnego $l, q \in (0, 1)$ takie, że $1/2 < l + q < 1$:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathcal{R}_2}{\mathbb{E}[\log(1 + M \max_k |\alpha_k|^2)]} = 2(q + \ell) - 1. \quad (31)$$

Twierdzenie 2 pokazuje wpływ treningu na przyrost różnorodności MU. Po prostu q w Twierdzeniu 1 jest zastępowane przez $q + l$ w Twierdzeniu 2. W ten sposób brak użytkowników w komórce można zrekompensować poprzez dalsze szkolenie. Chociaż wydajność wskaźnika w drugim schemacie jest taka sama, jeśli $q + l$ jest takie samo, istnieje więcej narzutów czasu szkolenia, gdy małe q jest kompensowane przez duże l . Z drugiej strony, w przypadku dużych q i małych l , istnieje większy narzut związany ze sprzężeniem zwrotnym niż w poprzednim przypadku. Jak wspomniano w sekcji 10.3, rzeczywisty zysk technologii transmisji wielu anten polega na zapewnieniu zysku multipleksowania. W poprzednich dwóch przypadkach SU wybór do transmisji danych, osiągnany jest tylko zysk mocy. Rozważmy teraz trzeci schemat szeregowania RBF zastosowany do asymptotycznie ortonormalnego zestawu belek $\{u_1, u_2, \dots, u_S\}$ w równaniu (28). W tym schemacie BS planuje użytkownika, który ma maksymalną wartość SINR dla każdej wiązki u_b , $b = 1, \dots, S$, i przesyła S strumieni danych do S wybranych użytkowników. Przy założeniu upraszczającym $|\alpha_k| \approx 1, \forall k$, szybkość użytkownika k_b wybranego dla belki u_b jest wyrażona wzorem [30]:

$$\begin{aligned}
\mathcal{R}_{k_b} &= \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \max_{1 \leq k \leq K} \text{SINR}_{k,b} \right) \right] \\
&= \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \frac{\rho M |\eta(\theta_{k_b})^H \eta(\theta_b)|^2}{1 + \sum_{b' \neq b} \rho M |\eta(\theta_{k_b})^H \eta(\theta_{b'})|^2} \right) \right]
\end{aligned} \tag{32}$$

gdzie $\rho = P_t / S = 1 / S$ to moc na użytkownika dla każdego zaplanowanego użytkownika, a oczekiwana suma współczynnika tego schematu jest określona wzorem:

$$\mathcal{R}_3 = \sum_{b=1}^S \mathcal{R}_{k_b}. \tag{33}$$

Poniższe twierdzenie przedstawia wydajność RBF w modelu kanału UR-SP z $|\alpha_k| = 1$ dla wszystkich k :
Twierdzenie 3 Dla $K = M^q$, $S = M^l$ z $q \in (0, 1)$ i $l \in (0, q - \epsilon/2)$, wskaźnik peruser jest asymptotycznie ograniczony jako

$$\log(1 + M^{2q-1-l-\epsilon}) \leq \mathcal{R}_{k_b} \leq \log(1 + M^{2q-1-l+\epsilon}) \tag{34}$$

dla dowolnego wystarczająco małego $\epsilon > 0$. Na podstawie Twierdzenia.3 można obliczyć sumaryczną szybkość RBF w masowym MIMO w modelu kanału UR-SP. Stawka sumaryczna jest określona przez $\mathcal{R}_3 = \sum_{b=1}^S \mathcal{R}_{k_b} = M^l \log(1 + M^{2q-1-l})$, gdy $2q - 1 - l > 0$. jeśli l i q zbiegają się do 1, tj. S i K zbiegają się do M , współczynnik sumaryczny \mathcal{R}_3 zbiega się do $M \log 2$, który jest pojemnością sieci downlink MU-MISO użytkowników K z $P_t = 1$ i $K \geq M$ w modelu kanału UR-SP. (Uwaga z równania (32), że najlepszą wartością SINR dla dowolnego użytkownika jest jedna, gdy S zbiega się do M z $P_t = 1$.) Zatem RBF asymptotycznie daje optymalną wydajność w modelu kanału UR-SP tylko wtedy, gdy K rośnie liniowo z M . Wynik ten zaskakująco różni się od zachowania RBF w ramach i. ID. Model zanikającego kanału Rayleigha, tj. RBF osiąga liniowe skalowanie szybkości sumy w odniesieniu do M zgodnie z i.i.d. Model zanikającego kanału Rayleigha, gdy K rośnie wykładniczo w stosunku do M , jak widać w równaniu. (20). W związku z tym planowanie użytkownika oparte na częściowych informacjach zwrotnych CSI, takich jak RBF, może być przydatne w masowym MIMO mmWave, gdzie propagacja jest wysoce kierunkowa i istnieje tylko kilka ścieżek propagacji, podczas gdy planowanie użytkownika oparte na częściowej informacji zwrotnej CSI zapewnia niewielkie korzyści w środowiskach o bogatym rozpraszaniu, jak omówiono wydajność w modelu kanałowym UR-SP w reżimie rzadkich użytkowników. Obecnie wykazano, że RBF osiąga optymalną wydajność w modelu kanału UR-SP dla dużych M , gdy K jest tego samego rzędu co M . Jednakże ta wymagana liczba K aktywnych użytkowników dla optymalnej wydajności RBF nadal mogą być duże dla mmWave ogromne MIMO, ponieważ M jest rzędu setek. Sytuacja, w której liczba aktywnych użytkowników nie jest duża, nazywana jest rzadkim systemem użytkowników. Aby porównać względną wydajność algorytmów szeregowania w modelu kanału UR-SP w systemie rzadkich użytkowników, ułamekowy rząd szybkości (FRO) γ definiuje się jako [30]:

$$\gamma \triangleq \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\log \mathcal{R}}{\log M} \tag{35}$$

gdzie $K = M^q$, $0 \leq q \leq 1$. Zasadniczo niezerowa γ oznacza, że sumaryczna stawka systemowa zachowuje się jak $R = \Theta(M^\gamma)$ od którego wynika nazwa. FRO dla \mathcal{R}_1 , \mathcal{R}_2 i \mathcal{R}_3 z trzech schematów planowania w poprzedniej sekcji można obliczyć jako:

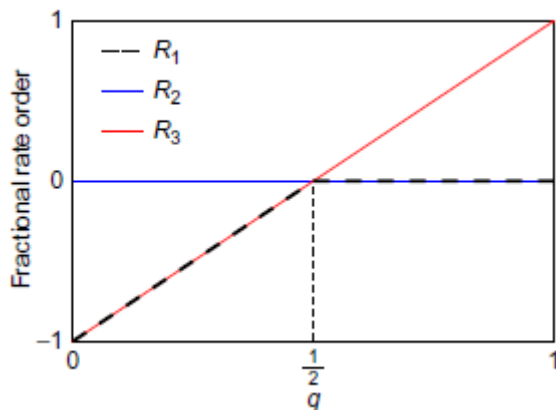
$$\gamma_1 := \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\log \mathcal{R}_1}{\log M} = \begin{cases} 0, & \text{for } q \in \left(\frac{1}{2}, 1\right) \\ 2q - 1, & \text{for } q \in \left(0, \frac{1}{2}\right) \end{cases}$$

$$\gamma_2 := \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\log \mathcal{R}_2}{\log M} = 0, \quad \text{for } q \in (0, 1)$$

$$\gamma_3 := \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\log \mathcal{R}_3}{\log M} = 2q - 1, \quad \text{for } q \in (0, 1).$$

(36,37,38)

Rysunek przedstawia FRO z trzech schematów w porównaniu z $q \in (0, 1)$.



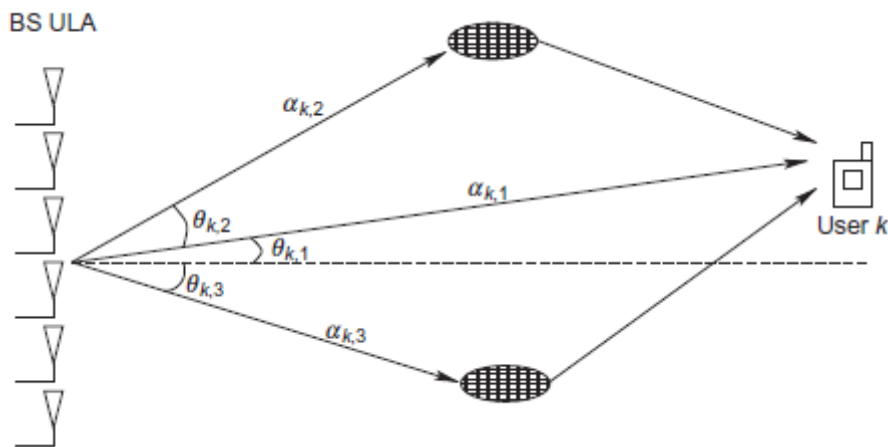
Należy zauważyć, że względna wydajność trzech schematów planowania zależy od q określenia rzadkości aktywnych użytkowników. RBF z wiązkami S (γ_3) daje najlepszą wydajność spośród trzech schematów dla $q \in (1/2, 1)$, co oznacza więcej użytkowników w komórce, podczas gdy schemat wyboru SU belki treningowej (γ_2) jest najlepszy $q \in (0, 1/2)$ co oznacza mniej użytkowników w komórce. γ_1 jest dolną granicą zarówno dla γ_2 , jak i γ_3 . Co ciekawe, RBF z belkami S działa gorzej niż schemat wyboru SU belki treningowej M dla $q \in (0, 1/2)$. Dzieje się tak, ponieważ RBF wymaga obliczenia SINR dla każdej wiązki u każdego użytkownika, a zatem wszystkie S wiązek szkoleniowych powinny być używane do transmisji danych S strumieni. Jeśli niektóre z wiązek uczących S są nieużywane do transmisji danych, wówczas SINR nie może zostać obliczony po stronie użytkownika. W konsekwencji liczba $S = M^l$ belek treningowych powinna być mniejsza niż liczba $K = M^q$ użytkowników w komórce. Gdy q spada do zera, S staje się mały i nie ma wystarczającej liczby wiązek uczących w sieci. Ta niewydolność belek treningowych skutkuje słabą wydajnością RBF dla małych q . Z drugiej strony, dla dużego q w pobliżu jednego, istnieje wielu użytkowników, ale schemat wyboru SU z wiązką treningową typu M nadal wybiera tylko jednego użytkownika do usługi. W ten sposób schemat traci wzmocnienie multipleksowania, które jest wykorzystywane przez RBF. Na podstawie tego przykładu można rozpoznać, że zarówno odpowiednie uczenie, jak i multipleksowanie przestrzenne powinny być używane dla dobrej wydajności planowania użytkownika w oparciu o częściowe sprzężenie zwrotne CSI w mmWave Masywny MIMO.

ROZSZERZENIE DO OGÓLNEGO MODELU KRÓTKIEGO KANAŁU mmWave

Model kanału UR-SP jest ograniczony w tym sensie, że ma tylko jedną ścieżkę propagacji. Nawet w paśmie mmWave obserwuje się, że istnieje kilka ścieżek od stacji bazowej do użytkownika w ogóle [26, 27]. Aby odzwierciedlić bardziej realistyczne środowiska kanałów w paśmie mmWave, model kanału UR-SP można uogólnić tak, aby obejmował wiele ścieżek propagacji, tak aby wektor kanału h_k z BS do użytkownika k był określony przez:

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{M}{L}} \sum_{i=1}^L \alpha_{k,i} \boldsymbol{\eta}(\theta_{k,i}), \quad (39)$$

gdzie L to liczba ścieżek wielokrotnej propagacji, $\alpha_{k,i} \stackrel{\text{i.i.d.}}{\sim} \mathcal{CN}(0,1)$ to wzmocnienie ścieżki i -tej ścieżki, a $\theta_{k,i} \stackrel{\text{i.i.d.}}{\sim} \text{Unif}[-1,1]$ to znormalizowany AoD i -tej ścieżki. W tym modelu kanału wektor kanałowy \mathbf{h}_k jest sumą L jednorodnych losowych ścieżek wielokrotnych ze złożonymi wzmocnieniami Gaussa. W związku z tym ten model kanału jest nazywany modelem kanału uniformrandom multipath (UR-MP). Przykład modelu kanału pokazano na rysunku



W zależności od liczby L wielu ścieżek, kanał UR-MP może przechwytywać różne poziomy rzadkości rozpraszania kanałów. Gdy $L = 1$, model kanału URMP redukuje się do modelu kanału UR-SP z poprzedniej sekcji. Z drugiej strony pokazano, że model kanału UR-MP jest zbliżony do i.i.d. Model zanikającego kanału Rayleigha dla dużego L , gdy L jest większe niż M . Kiedy $1 < L < M$, model kanałowy UR-MP leży pomiędzy modelem kanałowym UR-SP i i.i.d. Model zanikającego kanału Rayleigha. Rzadki charakter wielościeżkowych kanałów masowych MIMO mmWave można modelować za pomocą scenariusza asymptotycznego, w którym $L/M \rightarrow 0$ jako $M \rightarrow \infty$. Wydajność RBF jest badana w modelu kanału UR-MP pod kilkoma poziomami rzadkości kanałów i wystarczającą liczbą aktywnych użytkowników w komórce, aby RBF osiągnął liniowe skalowanie sumarycznej szybkości w odniesieniu do liczby M anten nadawczych w łączy w dół MU-MISO jest zidentyfikowany dla różnych poziomów rzadkości kanałów Lee. Gdy liczba ścieżek wielościeżkowych jest stała niezależnie od M , RBF może osiągnąć liniowe skalowanie sumy szybkości w odniesieniu do M , gdy liczba aktywnych użytkowników wzrasta liniowo wraz z M . Wydajność RBF w modelu kanału UR-SP w poprzedniej sekcji jest zgodna z tym wynikiem. Gdy liczba ścieżek wielościeżkowych rośnie szybciej niż M , model kanału UR-MP zbliża się do i.i.d. Model zanikającego kanału Rayleigha, a zatem liczba aktywnych użytkowników w komórce powinna wzrastać wykładniczo wraz z M dla RBF, aby uzyskać liniowe skalowanie szybkości sumy w odniesieniu do M .

EFEKTYWNE METODY HARMONOGRAMOWANIA DLA SPRĘŻONEGO mmWave

KANAŁY MIMO

Wystarczająca liczba aktywnych użytkowników w komórce, aby RBF mogła uzyskać liniowe skalowanie sumarycznej szybkości w odniesieniu do M jest nadal duża dla sieci MIMO typu mmWave, gdzie liczba M anten nadawczych jest rzędu setek, szczególnie dla małych sieci komórkowych, które będą głównym zastosowaniem w paśmie mmWave. Jest wysoce prawdopodobne, że małe sieci MIMO

mmWave o małych komórkach działają w systemie rzadkich użytkowników. W takich przypadkach bezpośrednie użycie RBF nie jest pożądane i bardziej wydajne algorytmy planowania użytkownika wymagające rozsądnego narzutu sprzężenia zwrotnego powinny być rozważone dla lepszej wydajności w mmWave Masywny MIMO w ogólnym scenariuszu wielościeżkowym. W tej sekcji przedstawiamy kilka algorytmów planowania odpowiednich dla rzadkich mmWave masywnych MIMO przedstawionych przez Lee, aby zlikwidować stratę związaną z niedostatecznym treningiem, zakłada się pełne wyszkolenie, czyli wszystkie M ortogonalne belki treningowe w równaniu (28) z $S = M$ dostępnym z M anten nadawczych są używane w okresie treningowym. Ponieważ wszystkie wiązki M z okresu próbnego nie mogą być używane do późniejszej transmisji danych w trybie rzadkiego użytkownika², a wskaźniki wiązek transmisji danych są nieznane podczas okresu uczenia, SINR, SINR_k, b dla każdej wiązki u_b nie mogą być obliczane w każdym użytkownik k w okresie szkolenia. Rozsądnym sposobem częściowego sprzężenia zwrotnego CSI w tym przypadku jest sprzężenie zwrotne największych wartości mocy odebranego sygnału NFB i odpowiednich wskaźników wiązki od każdego użytkownika do stacji BS z uwzględnieniem możliwego istnienia wielu ścieżek propagacji. Tutaj NFB może być znacznie mniejszy niż M i zawierać kilka dominujących ścieżek wielościeżkowych w rzadkich masywnych kanałach mmWave. Po zakończeniu sprzężenia zwrotnego tworzy się dwuwymiarową tabelę składającą się z indeksów użytkownika i wiązki i wypełnia ją wartościami mocy sygnału sprzężenia zwrotnego, pozostawiając niezgłoszone wartości w ramce jako zero, jak pokazano na rys. 10.9. Po skonstruowaniu stołu można przeprowadzić łączny wybór użytkownika i belki. Najpierw rozważmy przypadek, w którym przypisujemy wybranemu użytkownikowi tylko jedną belkę. W tym przypadku możemy zastosować nieoptymalny algorytm planowania sekwencyjnego zachłannego, jak przedstawiono u Vicario. Podstawowa idea jest następująca. Najpierw wybieramy parę użytkownik-belka (k_1, b_1) , która ma maksymalną moc sygnału $|h_{k_1 u_{b_1}}^H|^2$ ze wszystkich par wiązka-użytkownik i eliminujemy b_1 z zestawu wiązek kandydujących i k_1 z kandydata zestaw użytkownika. Następnie wybieramy drugą parę użytkownik-belka (k_2, b_2) , która ma maksymalną sumaryczną szybkość spośród wszystkich pozostałych par użytkownik-belka i eliminujemy (k_2, b_2) ze zbiorów kandydujących. Postępujemy w ten sposób, dopóki procedura nie może być kontynuowana. Po zakończeniu wyboru pary użytkownik-belka, BS przesyła dane do użytkownika k_j z belką b_j , $j = 1, \dots, J_{STOP}$, gdzie J_{STOP} jest liczbą wszystkich użytkowników wybranych w procedurze. Przedstawiony powyżej sposób wyboru użytkownika i wiązki ma małą złożoność obliczeniową ze względu na swój sekwencyjny charakter i jest skuteczny w przypadku kanałów UR-SP, ponieważ przypisuje tylko jedną wiązkę do jednego obsługiwanego użytkownika. Jednak taki schemat alokacji wiązki nie jest skuteczny w przypadku, gdy istnieje wiele ścieżek propagacji od stacji BS do każdego użytkownika, jak w modelu kanału UR-MP. W takich przypadkach należy wykorzystać istniejące wiele ścieżek, aby uzyskać lepszą wydajność w oparciu o zaawansowane formowanie wiązki, takie jak formowanie wiązki o maksymalnym współczynniku transmisji (MRT). Tak więc w Lee zaproponował inną metodę wyboru użytkownika i wiązki w celu wykorzystania wzmocnienia MRT przez przesłanie połączonej wiązki do wybranego użytkownika. Proponowana metoda planowania jest opisana w następujący sposób:

1. BS inicjuje zbiór kandydatów na użytkownika i zestaw wiązek kandydatów:

$$K = \{1, 2, \dots, K\}, B = \{1, 2, \dots, M\}, \quad (40)$$

$i, j = 1$.

2. W okresie szkoleniowym każdy użytkownik k oblicza moce dominującej wiązki uczącej $N_{FB} \{|h_{k u_b}^H|^2\}$ z wiązek treningowych M

3. i przekazuje z powrotem jasności $\{|h_{k u_b}^H|^2\}$, $b \in B_k$ i fazy $\{\angle(h_{k u_b}^H), b \in B_k\}$ dominujących wiązek treningowych N_{FB} i odpowiadające im wskaźniki wiązki B_k do BS.

4. Po otrzymaniu informacji zwrotnej BS oblicza:

$$\kappa_j = \arg \max_{k \in \mathcal{K}} \sum_{b \in \mathcal{B}_k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{u}_b|^2$$

$$\mathbf{x}_{\kappa_j} = \frac{\hat{\mathbf{x}}_{\kappa_j}}{\|\hat{\mathbf{x}}_{\kappa_j}\|} \quad \text{with} \quad \hat{\mathbf{x}}_{\kappa_j} = \sum_{b \in \mathcal{B}_{\kappa_j}} (\mathbf{h}_{\kappa_j}^H \mathbf{u}_b)^* \mathbf{u}_b, \quad (41,42)$$

i aktualizuje $\mathcal{K} \leftarrow \mathcal{K} \setminus \{\kappa_j\}$ i $\mathcal{B} \leftarrow \mathcal{B} \setminus \mathcal{B}_{\kappa_j}$.

5. Aby zaimplementować zgrubną ortogonalność wśród wybranych użytkowników, BS aktualizuje zbiór \mathcal{K} kandydatów na użytkowników jako:

$$\mathcal{K} \leftarrow \{k \in \mathcal{K} : |\mathcal{B}_{\kappa_j} \cap \mathcal{B}_k| \leq N_{OL}\}, \quad (43)$$

gdzie N_{OL} to maksymalna liczba dozwolonych nakładających się belek między zestawami dominujących belek dwóch dowolnych wybranych użytkowników.

6. Jeśli $j < M$, $\mathcal{K} \neq \emptyset$ i $\mathcal{B} \neq \emptyset$ to zaktualizuj $j \leftarrow j + 1$ i przejdź do kroku 3. W przeciwnym razie algorytm jest zakończony i zbiór wybranych użytkowników to $\{\kappa_1, \dots, \kappa_j\}$.

W powyższym algorytmie wartości faz N_{FB} oprócz wartości mocy N_{FB} od każdego użytkownika są dodatkowo zwracane do implementacji MRT. Niektóre modyfikacje proponowanych algorytmów są rozważane przez Lee i innych, takich jak łączenie równych wzmocnień (EGC) wybór użytkownika i wiązki oparty na formowaniu wiązki w celu zmniejszenia ilości sprzężenia zwrotnego na użytkownika, zastosowanie kształtowania wiązki ZF lub MMSE w celu wyeliminowania interferencji między użytkownikami w przypadku $N_{OL} \geq 1$, zastosowanie koncepcji dwufazowego sprzężenia zwrotnego (TPF) w celu poprawy wydajności, zastosowanie zasady PF w celu zapewnienia uczciwości użytkownika oraz zastosowanie proponowanych metod do hybrydowego formowania wiązki. Rysunek przedstawia działanie kilku algorytmów szeregowania użytkownika i wiązki omówionych w modelu kanału UR-MP. Jako odniesienie do optymalnej wydajności, na rysunku przedstawiono wydajność kształtowania wiązki MMSE. W przypadku formowania wiązki MMSE zakłada się, że BS zna pełną macierz kanału $H_{overall}$ o rozmiarze $K \times M$ od BS do wszystkich użytkowników K w równaniu (6), a nadawczy beamformer MMSE jest zaprojektowany w oparciu o $H_{overall}$. Algorytm oparty na TPF jako pierwszy wytypował użytkowników na podstawie częściowego sprzężenia zwrotnego CSI wskaźników \mathcal{B}_k dominujących wiązek N_{FB} oraz sumy mocy $\sum_{b \in \mathcal{B}_k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{u}_b|^2$ dominujących wiązek N_{FB} od każdego użytkownika w podobny sposób jak w algorytmie opisanym powyżej oraz zebrano CSI, czyli wielkości i fazy wybranych wiązek od wybranych użytkowników. W oparciu o drugie sprzężenie zwrotne zaprojektowano formator wiązki MMSE i wykorzystano go do transmisji danych. Widać, że algorytmy wyboru użytkownika i wiązki oparte na MRT przewyższają metodę chciwego wyboru użytkownika opartą na pojedynczej wiązce. Ponadto widać, że algorytm oparty na TPF prawie osiąga wydajność kształtowania wiązki MMSE w oparciu o pełne CSI.

WNIOSKI

Przedstawiono przegląd planowania użytkownika i omówiono planowanie użytkownika dla mmWave Mass MIMO. W ogólnych sieciach komórkowych MU-MIMO, zysk dywersyfikacji MU można uzyskać przez efektywne planowanie użytkownika wykorzystujące zanikanie kanału bezprzewodowego. Takie planowanie może być również istotne w rzadkich, masywnych kanałach MIMO typu mmWave z wysoce kierunkowymi kilkoma ścieżkami propagacji. Jednym z aspektów, który nie został dogłębnie omówiony,

jest narzut szkolenia wymagany do oszacowania kanału lub częściowej akwizycji CSI. W systemach MIMO mmWave ogromne obciążenie szkoleniowe może być duże ze względu na duży rozmiar tablic antenowych. Więcej badań nad efektywnym treningiem pozostawia się do przyszłych prac, aby zrealizować mmWave ogromne MIMO dla 5G.