

Kodowanie i wykrywanie w mmWave massive MIMO

4.1 WPROWADZENIE

W konwencjonalnych bezprzewodowych systemach komórkowych o ultrawysokiej częstotliwości (UHF) w stacji bazowej (BS) stosuje się wiele anten, które zapewniają użytkownikom wysoką przepustowość oraz lepszą jakość usług. Biorąc pod uwagę geometrię wielu komórek, gdzie każda komórka jest wyposażona w dziesiątki anten tworzących masywny system z wieloma wejściami i wieloma wyjściami (MIMO), oczywiste jest, że znajomość informacji o stanie kanału (CSI) w stacji bazowej odgrywa ważną rolę w osiągnięciu wysokiej wydajności systemu. Najbardziej efektywnym sposobem uzyskania CSI jest wzajemność, która wykorzystuje szkolenie pilotów w zakresie łącza w górę. Głównym ograniczeniem przy rozważaniu scenariusza wielu komórek z wykorzystaniem sieci UHF jest przydzielanie użytkownikom sygnałów pilota. Ma to duży wpływ na wydajność systemu, ponieważ CSI jest dodatkowo zależne od schematu alokacji pilota. Często mobilność użytkowników skraca okres koherencji kanału, w wyniku czego długość sekwencji pilota jest ograniczona. Dlatego, biorąc pod uwagę niewielką szerokość pasma, nie jest możliwe przydzielenie użytkownikom w każdej komórce odrębnych ortogonalnych sygnałów pilota. Główny problem ponownego wykorzystania nieortogonalnych sygnałów pilota w różnych komórkach jest powszechnie znany jako zanieczyszczenie pilota, które ogranicza osiągalną przepustowość. Jest to spowodowane uszkodzeniem CSI w BS z powodu sygnałów pilota z sąsiednich komórek używających tej samej częstotliwości. Jak wspomniano wcześniej, głównym wąskim gardłem w przypisywaniu unikalnych, ortogonalnych sygnałów pilota do klientów w każdej komórce jest ograniczona przepustowość oferowana przez pasmo UHF. Większa przepustowość jest również wymagana, aby zapewnić zwiększone szybkości transmisji danych: najistotniejsza cecha nadchodzącej technologii piątej generacji (5G). Przy szerokości pasma wynoszącej około 500 MHz i możliwości zastosowania większych zestawów antenowych ze względu na małą długość fali, badania nad zastosowaniem technologii fal milimetrowych (mmWave) w przyszłych sieciach komórkowych są już w toku. Dalsza dyskusja będzie miała na celu porównanie wydajności sieci wykorzystujących technologie UHF i mmWave, biorąc pod uwagę nie tylko różne oferowane szerokości pasma, ale także różne modele utraty ścieżki stosowane do transmisji w każdym systemie. Tutaj bierze się pod uwagę regularną sześciokątną geometrię z przypadkowym rozmieszczeniem użytkowników w celu zbadania wpływu zanieczyszczenia pilotów dla bardziej ogólnego scenariusza. W szczególności badamy konwencjonalną geometrię heksadecymalną ponownego wykorzystania częstotliwości i wyprowadzamy przepustowość sieci, gdy wielu użytkowników ponownie używa tych samych pilotów, co prowadzi do problemów z zanieczyszczeniem pilota. Ograniczamy zakres tylko do pierwszego poziomu elementów zakłócających na wspólnym kanale. Wreszcie, za pomocą symulacji numerycznych, zbadano zależności między przepustowością komórek, liczbą anten, liczbą użytkowników na komórkę, współczynnikami ponownego wykorzystania pilota i okresem koherencji. Wykazano, że wzorzec ponownego wykorzystania ma silny wpływ na osiągalną przepustowość systemu dla pasm UHF, podczas gdy ponowne wykorzystanie sygnału pilotażowego w mmWave praktycznie nie ma wpływu na zakłócenia wynikające z użytkowników w sąsiednich komórkach.

TŁO

Marzetta pokazał w swojej pracy, że wraz ze wzrostem liczby anten do nieskończoności, przepustowość ostatecznie się nasyci. Gopalakrishnan i Ngo wyprowadzili asymptotyczną granicę przepustowości, która pokazuje, że przepustowość jest ograniczona przez zanieczyszczenie pilota. Zbadano różne techniki, aby zmniejszyć efekt zanieczyszczenia pilota. Tadiło zaproponował nowatorski algorytm optymalizacji pilota i estymacji kanału, aby zmniejszyć ważony sumaryczny błąd średniokwadratowy (WSMSE). Papadopoulos i Huh poprawili przepustowość za pomocą komunikacji kooperacyjnej, w której podzielili terminale mobilne na różne grupy. Appiah wykorzystał asynchroniczną transmisję

pilotów, aby zmniejszyć błąd korelacji do estymacji kanału, a Jose pracował nad uregulowanym wstępnym kodowaniem przy zerowej sile. Yang wyprowadził przepustowość dla geometrii linii komórek, w których użytkownicy znajdują się wspólnie w każdej komórce. Komunikacja związana z mmWave to wschodząca dziedzina technologii bezprzewodowych. W związku z tym Rappaport zapewnia motywację dla tych nowych systemów, proponując metodologię i sprzęt do pomiarów.

MODEL SYSTEMU

Rozważmy sześciokątną geometrię poziomu 1 systemu komórkowego, w której każda komórka ma promień R . Przez poziom 1 odnosimy się do obszaru interferujących komórek, które powodują zakłócenia międzykanałowe (CCI) i są uważane za główne źródło zanieczyszczenia pilota. Współczynnik ponownego wykorzystania geometrii heksagonalnej jest określony przez Q , gdzie $Q = \{1, 3, 4, 7, \dots\}$. Na przykład, na rysunku, sześć interferujących komórek dla komórki środkowej tworzy geometrię poziomu 1 z $Q = 1$.



Każda komórka zawiera M -antenę BS, która obsługuje K losowo rozmieszczonych pojedynczych anten ruchomych. Ta część będzie zawierał scenariusze, w których Q jest równe 1, 3 lub 7. Następnie przejdziemy do określenia „współczynnika strat ścieżki” dla sieci UHF i mmWave. W tym celu musimy zdefiniować modele utraty ścieżki dla jakiegoś systemu. Strata ścieżki dla łącza mmWave $L_{mm}(r)$, w dB, jest modelowana jako

$$L_{mm}(r) = \rho + 10\alpha \log(r) + \chi_{mm}, \quad (4.1)$$

podczas gdy tłumienie ścieżki dla łącza UHF, $L_{UHF}(r)$, w dB, jest wyrażone wzorem

$$L_{UHF}(r) = 20\log(4\pi/\lambda_c) + 10\alpha \log(r) + \chi_{UHF} \quad (4.2)$$

W równaniu (4.1), χ_{mm} jest zerową średnią logarytmiczną normalną zmienną losową dla połączenia mmWave, modelującą efekty cieniowania. Ponadto utrata stałej ścieżki w równaniu (4.1) daje $\rho = 32.4 + 20\log(f_c)$, gdzie f_c jest częstotliwością nośną. Podobnie w równaniu (4.2), χ_{UHF} reprezentuje cienie w łączach UHF. Wykładniki strat ścieżki dla łączu UHF i mmWave są oznaczone przez α . Teraz, korzystając

z tych modeli, wyodrębniamy odpowiednie współczynniki utraty ścieżki dla każdego systemu, które są podane jako:

$$\zeta_{i,j,k}^{mm} = 10^{-0.1(L_{mm}(r))}, \quad (4.3)$$

$$\zeta_{i,j,k}^{UHF} = 10^{-0.1(L_{UHF}(r))}, \quad (4.4)$$

gdzie $\zeta_{i,j,k}^{mm}$ jest współczynnikiem strat ścieżki dla łącza mmWave i $\zeta_{i,j,k}^{UHF}$ jest tym dla łącza UHF. W celu uogólnienia wszystkie kolejne manipulacje matematyczne będą wykorzystywać ζ do reprezentowania współczynnika utraty ścieżki w obu sieciach. Przyjęto kanał zanikania bloku Rayleigha, w którym wszystkie współczynniki kanału pozostają stałe dla bloku T symboli; T oznacza okres koherencji kanału. Biorąc pod uwagę geometrię, macierz kanału między anteną i a telefonami komórkowymi w komórce j to $C_{i,j} \in \mathbb{C}^{M \times K}$, gdzie wszystkie wpisy $C_{i,j}$ są niezależnymi i identycznie rozłożonymi (i.i.d.) zespolonym Gaussa z zerową średnią i jednostkową wariancją. Rysunek poniższy dodatkowo ilustruje tryb ponownego wykorzystania pilota w badanym systemie, w którym każdy kolor reprezentuje zestaw ortogonalnych pilotów, które są również wzajemnie ortogonalne, od koloru do koloru. Na koniec należy zauważyć, że wszystkie zasoby czasowe / częstotliwościowe przydzielone do transmisji danych są wykorzystywane we wszystkich komórkach.

WIELOKOMÓRKOWA KOMUNIKACJA W GÓRĘ

Wszystkie telefony komórkowe w tym scenariuszu łącza w górę komunikują się ze swoimi odpowiednimi BS w dwóch etapach: szkolenie łącza w górę z ponownym wykorzystaniem pilota i

SZKOLENIE W GÓRĘ Z PILOTA

W każdej komórce do użytkowników przypisywane są ortogonalne piloty, które są ponownie wykorzystywane przez inne komórki przez współczynnik Q. Załóżmy wstępnie zaprojektowaną macierz sekwencji pilota,

$$\Psi = [\Psi_0, \dots, \Psi_{Q-1}] \in \mathbb{C}^{QK \times QK}, \quad (4.5)$$

gdzie Ψ jest podzielone między wszystkie komórki. Załóżmy, że Ψ_0 jest przypisane do komórki 0, która jest uważana za obsługującą komórkę (środkowa komórka z rysunku), a sekwencja pilotująca jest dalej

ponownie wykorzystywana przez komórkę lQ, gdzie $|l| \leq \lfloor \frac{L}{Q} \rfloor$ i L to całkowita liczba komórek w geometrii. Pilot $\Psi_{q,k}$ jest przypisany do pojedynczego użytkownika k komórki w celu usunięcia interferencji wewnątrzkomórkowej z pomocą ortogonalności sygnałów pilota. Analizujemy tutaj tylko komórkę 0 pod kątem zwięzłości. W pojedynczym bloku czasowo-częstotliwościowym wszystkie telefony komórkowe wysyłają swoje sygnały pilota do stacji bazowej BS. Sygnały odbierane na BS 0 to

$$\mathbf{P}_0 = \sqrt{\phi_\tau QK} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{C}_{0,j} \Psi_{(j)}^* + \mathbf{W}_0, \in \mathbb{C}^{M \times K}, \quad (4.6)$$

gdzie $C_{0,j} = [\zeta_{0,j,1} c_{0,j,1}, \dots, \zeta_{0,j,K} c_{0,j,K}]$ to macierz kanału między komórkami komórki j i BS 0, $c_{0,j,k}$ jest wektorem kanału między stacją bazową BS 0 a komórką j's k-tym użytkownikiem mobilnym i $(j) = (j \bmod Q)$. Zmienna W_0 to i.i.d. $\mathcal{CN}(0,1)$ i Φ_τ to średnia moc transmisji na telefon komórkowy. Współczynnik \sqrt{QK} gwarantuje, że średnia moc wynosi Φ_τ . Odebrany sygnał P_0 jest rzutowany na $\Psi_{0,k}$ w celu oszacowania $c_{0,0,k}$ na BS 0. Po normalizacji otrzymujemy sygnały,

$$\bar{\mathbf{p}}_{0,k} = \mathbf{c}_{0,0,k} + \sum_{l \neq 0} \sqrt{\frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}}} \mathbf{c}_{0,lQ,k} + \frac{\mathbf{w}_{0,k}}{\sqrt{\zeta_{0,0,k} \phi_{\tau} KQ}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}. \quad (4.7)$$

Estymator minimalnego błędu średniokwadratowego (MMSE) jest stosowany do otrzymanego wektora pilotów w celu uzyskania

$$\hat{\mathbf{c}}_{0,0,k} = \mathbf{Y}_{cp} \mathbf{Y}_{pp}^{-1} \bar{\mathbf{p}}_{0,k}, \quad (4.8)$$

gdzie \mathbf{Y}_{pp} i \mathbf{Y}_{cp} są odpowiednio macierzami korelacji i korelacji krzyżowej. Ponieważ wszystkie wektory kanałowe są niezależne, macierz korelacji krzyżowej staje się $\mathbf{Y}_{cp} = \mathbf{I}_M$. Macierz korelacji \mathbf{Y}_{pp} jest podana jako:

$$\mathbf{Y}_{pp} = \mathbf{I}_M + \underbrace{\sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}}}_{a_1} \mathbf{I}_M + \underbrace{\frac{1}{\zeta_{0,0,k} \phi_{\tau} KQ}}_{a_2} \mathbf{I}_M. \quad (4.9)$$

Z powyższego równania możemy zdefiniować $\sigma_{\tau}^2 = (1 + a_1 + a_2)^{-1}$ i teraz zastosować dekompozycję MMSE,

$$\mathbf{c}_{0,0,k} = \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k} + \tilde{\mathbf{c}}_{0,0,k}, \quad (4.10)$$

gdzie $\tilde{\mathbf{c}}_{0,0,k}$ jest niezależnym nieskorelowanym błędem oszacowania. Oba wpisy są i.i.d. gdzie $\hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}$ to $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\tau}^2)$ a $\tilde{\mathbf{c}}_{0,0,k}$ to $\mathcal{CN}(0, 1 - \sigma_{\tau}^2)$.

RZECZYWISTE PRZEKAZYWANIE DANYCH

W następnym gniazdkach T - KQ wszystkie telefony komórkowe przesyłają swoje dane. Odbywa się to we wszystkich komórkach po przeszkoleniu pilotów w zakresie łącza w górę. Odebrany sygnał na BS 0 to

$$\mathbf{r}_0 = \sum_{j,k} \sqrt{\phi \zeta_{0,j,k}} \mathbf{c}_{0,j,k} \mathbf{r}_{j,k} + \mathbf{n}_0, \quad (4.11)$$

gdzie ϕ jest średnią mocą pobieraną przez telefon komórkowy do przesłania danych $\mathbf{r}_{j,k}$ przez użytkownika k w komórce j , a \mathbf{n}_0 jest szumem, który wynosi $\mathcal{CN}(0, 1)$. W stacji bazowej BS 0 stosuje się łączenie maksymalnego współczynnika (MRC) w celu odebrania sygnału k -tego telefonu komórkowego. Jednostkowy wektor norm jest oznaczony jako

$$\mathbf{u}_k = \frac{\hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}}{\|\hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}\|} \in \mathbb{C}^{M \times 1}. \quad (4.12)$$

Po zastosowaniu maksymalnego łączenia i normalizacji współczynników otrzymujemy,

$$\mathbf{u}_k^* \bar{\mathbf{r}}_0 = \mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k} r_{0,k} + \sqrt{\frac{1}{\phi_r \zeta_{0,0,k}}} w_k \quad (4.13)$$

$$+ \mathbf{u}_k^* \tilde{\mathbf{c}}_{0,0,k} r_{0,k} + \mathbf{u}_k^* \sum_{i \neq k} \sqrt{\frac{\zeta_{0,0,i}}{\zeta_{0,0,k}}} \mathbf{c}_{0,0,i} r_{0,i} \quad (13a)$$

$$+ \mathbf{u}_k^* \sum_{j \neq 0} \sum_{i=1}^K \sqrt{\frac{\zeta_{0,j,i}}{\zeta_{0,0,k}}} \mathbf{c}_{0,j,i} r_{j,i}. \quad (13b)$$

W równaniu (4.13), oba terminy to odpowiednio sygnał pożądaný i szum. W równaniu (13a) terminy odnoszą się do interferencji wewnątrzkomórkowej i w równaniu (13b) termin ten oznacza interferencję międzykomórkową.

OSIĄGALNA PRZEPUSTOWOŚĆ KOMÓRKI

Średnią przepustowość komórki 0 przy użyciu powyższego schematu uzyskuje się przez następujące wyprowadzenie. Wdrażane są stacje BS Tier-1 o sześciokątnej geometrii z antenami M. Każda stacja BS obsługuje K losowo rozmieszczonych pojedynczych anten ruchomych własnej komórki o współczynniku tłumienia ścieżki $\zeta_{0,0,k}$. Interferencja między komórkami w równaniu (13b) można przepisać jako:

$$\mathbf{u}_k^* \sum_{j \neq 0} \sum_{i=1}^K \sqrt{\frac{\zeta_{0,j,i}}{\zeta_{0,0,k}}} \mathbf{c}_{0,j,i} r_{j,i} - \mathbf{u}_k^* \sum_{i \neq 0} \sqrt{\frac{\zeta_{0,iQ,k}}{\zeta_{0,0,k}}} \mathbf{c}_{0,iQ,k} r_{iQ,k} \quad (4.14)$$

$$+ \mathbf{u}_k^* \sum_{i \neq 0} \sqrt{\frac{\zeta_{0,iQ,k}}{\zeta_{0,0,k}}} \mathbf{c}_{0,iQ,k} r_{iQ,k}, \quad (14a)$$

gdzie równanie(14a) przedstawia zanieczyszczenie pilota. Dla pojedynczego użytkownika k możemy obliczyć przepustowość jako,

$$\mathcal{R} \geq \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2}{\frac{1}{\phi_r \zeta_{0,0,k}} + I_1 + I_2 + I_3} \right), \quad (4.15)$$

gdzie I_1 , I_2 i I_3 są odpowiednio wewnątrzkomórkowe, międzykomórkowe i zakłócenia spowodowane zanieczyszczeniem pilota, i podane jako,

$$I_1 = |\mathbf{u}_k^* \tilde{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2 + \sum_{i \neq k} \left| \mathbf{u}_k^* \sqrt{\frac{\zeta_{0,0,i}}{\zeta_{0,0,k}}} \mathbf{c}_{0,0,i} \right|^2, \quad (4.16)$$

$$I_2 = \sum_{j \neq 0} \sum_{i=1}^K \frac{\zeta_{0,j,i}}{\zeta_{0,0,k}} |\mathbf{u}_k^* \mathbf{c}_{0,j,i}|^2 - \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} |\mathbf{u}_k^* \mathbf{c}_{0,lQ,k}|^2, \quad (4.17)$$

$$I_3 = \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} |\mathbf{u}_k^* \mathbf{c}_{0,lQ,k}|^2. \quad (4.18)$$

Oba wyrazy I_1 i I_2 są niezależne od $|\mathbf{u}_k^* \mathbf{c}_{0,0,k}|^2$, podczas gdy I_3 jest zależne od $\mathbf{c}_{0,0,k}$, co również wykazuje zależność od $|\mathbf{u}_k^* \tilde{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2$. W celu analizy I_3 rozkład MMSE stosuje się na $\mathbf{c}_{0,lQ,k}$. Dlatego możemy zapisać $\hat{\mathbf{c}}_{0,lQ,k}$ jako $\hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}$, ponieważ rozkład MMSE dla obu terminów jest proporcjonalny. Zatem

$$\mathbf{c}_{0,lQ,k} = \sqrt{\frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}}} \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k} + \tilde{\mathbf{c}}_{0,lQ,k}, \quad (4.19)$$

gdzie $\tilde{\mathbf{c}}_{0,lQ,k}$ jest i.i.d. $\mathcal{CN}(0, 1 - \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} \sigma_\tau^2)$

i oznacza błąd oszacowania i nie jest zależny od $\tilde{\mathbf{c}}_{0,lQ,k}$. Przepisz I_3 jako,

$$I_3 = \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2} |\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2 + \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} |\mathbf{u}_k^* \tilde{\mathbf{c}}_{0,lQ,k}|^2 + \sum_{l \neq 0} \left(\frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} \right)^{\frac{3}{2}} (\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k} \tilde{\mathbf{c}}_{0,lQ,k}^* \mathbf{u}_k + \mathbf{u}_k^* \tilde{\mathbf{c}}_{0,lQ,k} \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}^* \mathbf{u}_k), \quad (4.20)$$

i oznacz kurs uwarunkowany $\hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}^*$ przez $\bar{\mathcal{R}}$. Aby osiągnąć dolną granicę $\bar{\mathcal{R}}$, używa się wypukłości $\log_2(1 + 1/x)$, dlatego

$$\bar{\mathcal{R}} \geq \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2}{\frac{1}{\phi \zeta_{0,0,k}} + \mathbb{E}[I_1] + \mathbb{E}[I_2] + \mathbb{E}[I_3]} \right), \quad (4.21)$$

gdzie \mathbb{E}_1 , \mathbb{E}_2 i \mathbb{E}_3 podane są jako, \cdot

$$\mathbb{E}[I_1] = (1 - \sigma_\tau^2) + \sum_{i \neq k} \frac{\zeta_{0,0,i}}{\zeta_{0,0,k}}, \quad (4.22)$$

$$\mathbb{E}[I_2] = \sum_{j \neq 0} \sum_{i=1}^K \frac{\zeta_{0,j,i}}{\zeta_{0,0,k}} - \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}}, \quad (4.23)$$

$$\mathbb{E}[I_3] = \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2} |\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2 + \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} \left(1 - \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} \sigma_\tau^2\right). \quad (4.24)$$

Ostatnie dwa wyrazy w równaniu (4.20) mają zerową średnią, a zatem są pomijane w równaniu (4.24).

Zauważ, że

$$|\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2 = \sum_{q=1}^M \hat{c}_{k,q}^2, \quad (4.25)$$

gdzie termin $\hat{c}_{k,q}$ q to i.i.d. $\mathcal{CN}(0, \sigma_\tau^2)$,

Stąd $|\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2$ ma rozkład Gamma z parametrami (M, σ_τ^2) . Prawa strona równania (4.21) jest zapisywane jako

$$\log_2 \left(1 + \frac{\Gamma_k}{\frac{1}{\phi_{\zeta_{0,0,k}}} + \Omega_1 + \Omega_2 + \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2} \Gamma_k} \right), \quad (4.26)$$

gdzie $\Gamma_k = |\mathbf{u}_k^* \hat{\mathbf{c}}_{0,0,k}|^2$, Ω_1 to interferencja wewnątrzkomórkowa, a Ω_2 to interferencja międzykomórkowa podane jako

$$\Omega_1 = (1 - \sigma_\tau^2) + \sum_{i \neq k} \frac{\zeta_{0,0,i}}{\zeta_{0,0,k}}, \quad (4.27)$$

$$\Omega_2 = \sum_{j \neq 0} \sum_{i=1}^K \frac{\zeta_{0,j,i}}{\zeta_{0,0,k}} - \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2} \sigma_\tau^2. \quad (4.28)$$

Odwrotny rozkład Gamma $(1 / \Gamma_k)$ ma średnią wartość $1/(M-1)\sigma_\tau^2$. W związku z tym,

$$\mathcal{R}_k \geq \log_2 \left(1 + \frac{1}{\left(\frac{1}{\phi \zeta_{0,0,k}} + \Omega_1 + \Omega_2 \right) / \Gamma_k + \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2}} \right) \quad (4.29)$$

$$\mathcal{R}_k \geq \log_2 \left(1 + \frac{1}{\left(\frac{1}{\phi \zeta_{0,0,k}} + \Omega_1 + \Omega_2 \right) / \mathbb{E} \left[\frac{1}{\Gamma_k} \right] + \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2}} \right) \quad (4.30)$$

$$\mathcal{R}_k \geq \log_2 \left(1 + \frac{(M-1)\sigma_\tau^2}{\frac{1}{\phi \zeta_{0,0,k}} + \Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_3} \right) \quad (4.31)$$

gdzie $\Omega_3 = (M-1) \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2} \sigma_\tau^2$

jest skażeniem pilota. Średnia osiągalna przepustowość dla komórki 0 jest wyrażona wzorem

$$\mathcal{R} \geq K \left(1 - \frac{QK}{T} \right) \log_2 \left(1 + \frac{(M-1)\sigma_\tau^2}{\frac{1}{\phi \zeta_{0,0,k}} + \Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_3} \right), \quad (4.32)$$

gdzie ϕ to średnia moc danych, T to okres koherencji kanału, a σ_τ^2 to znormalizowana moc estymacji,

$$\sigma_\tau^2 = \left(1 + \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}}{\zeta_{0,0,k}} + \frac{1}{\sqrt{\phi_\tau K Q}} \right)^{-1}. \quad (4.33)$$

W równaniu (4.32) stałe Ω_1 , Ω_2 i Ω_3 są zdefiniowane jako,

$$\Omega_1 = (1 - \sigma_\tau^2) + \sum_{l \neq k} \frac{\zeta_{0,0,l}}{\zeta_{0,0,k}}, \quad (4.34)$$

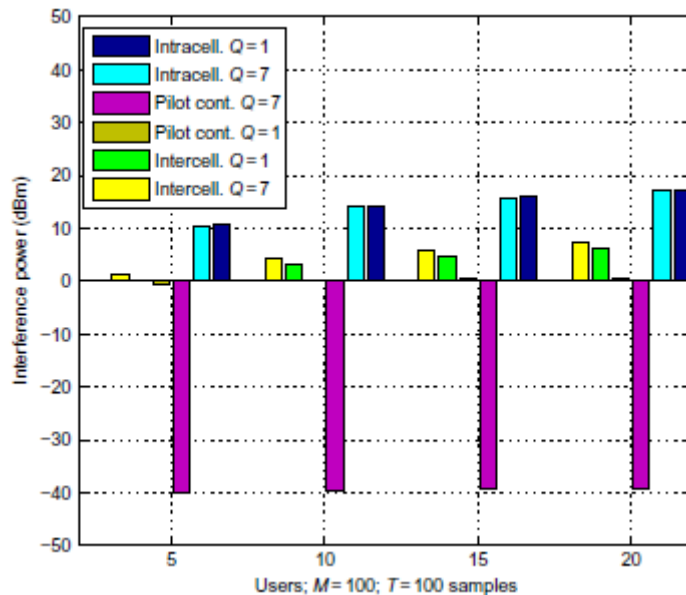
$$\Omega_2 = \sum_{j \neq 0} \sum_{i=1}^K \frac{\zeta_{0,j,i}}{\zeta_{0,0,k}} - \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2} \sigma_\tau^2, \quad (4.35)$$

$$\Omega_3 = (M-1) \sigma_\tau^2 \sum_{l \neq 0} \frac{\zeta_{0,lQ,k}^2}{\zeta_{0,0,k}^2}. \quad (4.36)$$

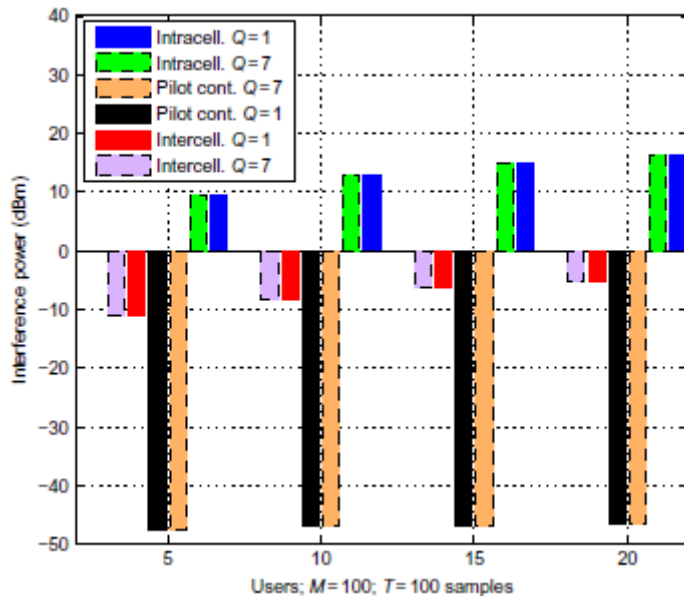
4.5 WYNIKI

W tej sekcji oceniamy wpływ różnych zakłóceń, współczynnika ponownego wykorzystania sygnału pilota i topologii sieci na średnią przepustowość komórki. Przeprowadzono różne symulacje w celu

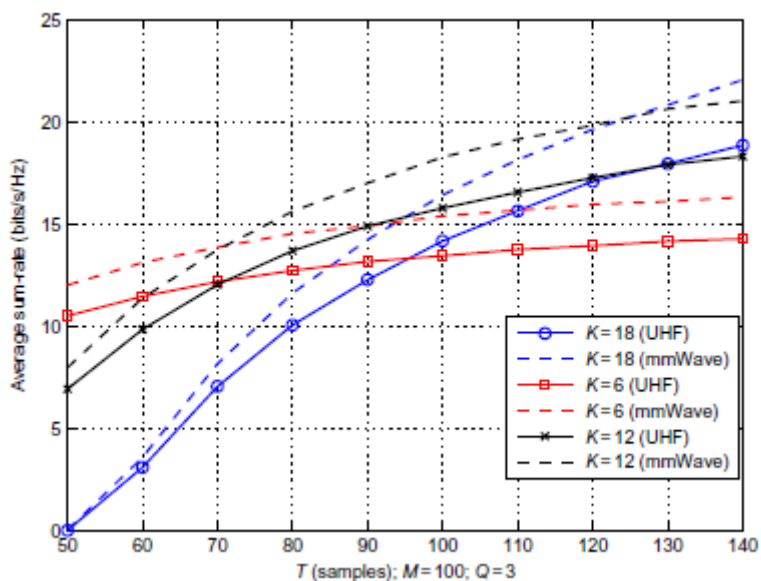
zbadania parametrów, przy których osiąga się maksymalną przepustowość. Dla wszystkich symulacji zakładamy okres koherencji $T = 100$, promień $R = 800$ m i $\varphi_t = \varphi = 100$ mW, chyba że zaznaczono inaczej. Warto jednak pamiętać, że ostatnie badania dotyczące charakterystyki propagacji kanału zewnętrznego dla sieci mmWave, o których mowa u Roha i, weźmy pod uwagę łącza transmisyjne utworzone na odległość do 200–300 m. Wartość R jest wybierana tylko w celu rzetelnego porównania między dwoma badanymi sposobami transmisji. Wszystkie telefony komórkowe w systemie UHF działają z częstotliwością 3 GHz i pasmem 10 MHz. Z drugiej strony sieć mmWave wykorzystuje częstotliwość nośną 94 GHz i szerokość pasma 2 GHz. Zakłada się, że wykładniki tłumienia ścieżki wynoszą 3,8 dla UHF i 3,3 dla mmWave, chyba że zaznaczono inaczej. W celu uzyskania przepustowości komórki ergodycznej metoda Monte-Carlo jest stosowana dla pojedynczego użytkownika o losowej lokalizacji w każdej próbie. Ponieważ manipulacje matematyczne z poprzedniej sekcji dostarczyły nam wyrażen nie tylko dla zanieczyszczenia pilota, ale także dla wewnątrz- i międzykomórkowych zakłóceń w medium, zaczynamy od zestawienia wzorców interferencji w omawianych sieciach. Pierwszy wykres, jak pokazano na rysunku ,



przedstawia wspomniane informacje dla łącza UHF dla 5, 10, 15 i 20 użytkowników na komórkę, z liczbą anten M ustawioną na 100. Należy zauważyć, że a zakłócenia międzykomórkowe stale rosną wraz ze wzrostem liczby użytkowników dla każdej z wartości Q . Średnio oba te zakłócenia mają taki sam wpływ na przepustowość, ponieważ lokalizacja użytkownika jest losowa; dla odległości bliżej stacji bazowej dominują interferencje wewnątrzkomórkowe, a dla odległości odległych dominują interferencje międzykomórkowe. W związku z tym oba mają na ogół taki sam udział w przepustowości komórki. Można również zauważyć, że zanieczyszczenie pilota ma oddzielne stałe wartości dla dwóch współczynników ponownego użycia, niezależnie od wartości łączna liczba użytkowników. Dzieje się tak, ponieważ dla poziomu 1 liczba elementów zakłócających powodujących zanieczyszczenie pilota zawsze będzie wynosić sześć dla dowolnego współczynnika ponownego wykorzystania. Jednak rysunek wyraźnie pokazuje siłę ponownego użycia pilota, ponieważ zanieczyszczenie pilota spada z około 0 dBm dla $Q=1$, do 40 dBm dla $Q=7$. Mówiąc wprost, im większa wartość współczynnika ponownego użycia pilota, tym większa odległość zakłócającego od stacji bazowej przy większej utracie ścieżki doświadczanej przez sygnał zakłócający, a tym samym mniejszym zanieczyszczeniu pilota. Następnie rozważymy wydajność łącza mmWave w kategoriach zakłóceń dla tej samej liczby użytkowników i anten, jak pokazano na rysunku.



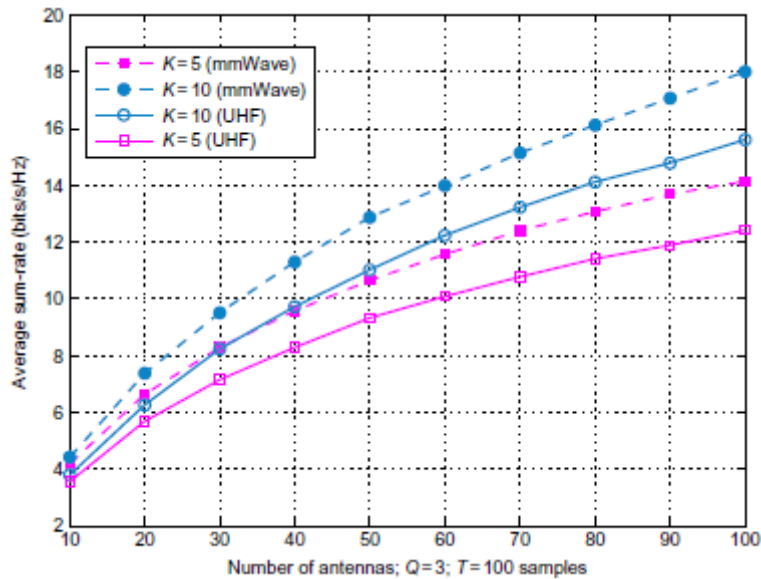
Stopniowy wzrost interferencji między- i wewnątrzkomórkowych odzwierciedla trend obserwowany wcześniej w systemach UHF. Należy jednak zwrócić uwagę na dwie inne uwagi. Po pierwsze, interferencja międzykomórkowa w sieci mmWave dla obu współczynników ponownego wykorzystania pilota jest znacznie mniejsza niż ta widoczna na poprzednim wykresie. Czytelnik może zauważyć, że istnieje różnica prawie 10 dBm w interferencjach międzykomórkowych dla dwóch systemów przy $K = 20$, dla każdej wartości Q . Po drugie, zanieczyszczenie pilota jest nie tylko takie samo dla $Q = 1$ i $Q = 7$, ale też znacznie mniejsze niż na rysunku. Jako wskaźnik, zanieczyszczenie pilota dla $Q = 1$ wynosi 48 dBm, w dół od 0 dBm dla komunikacji opartej na UHF. Wyniki te nawiązują do korzyści, jaką daje zwiększona utrata ścieżki łącza mmWave, która zagłusza zakłócenia z sąsiednich komórek do tego stopnia, że wyższy współczynnik ponownego wykorzystania pilota nie ma dalszego wpływu na zanieczyszczenie pilota. Teraz zmieniamy okres koherencji T w próbkach, utrzymując Q stałe na poziomie 3. Rysunek



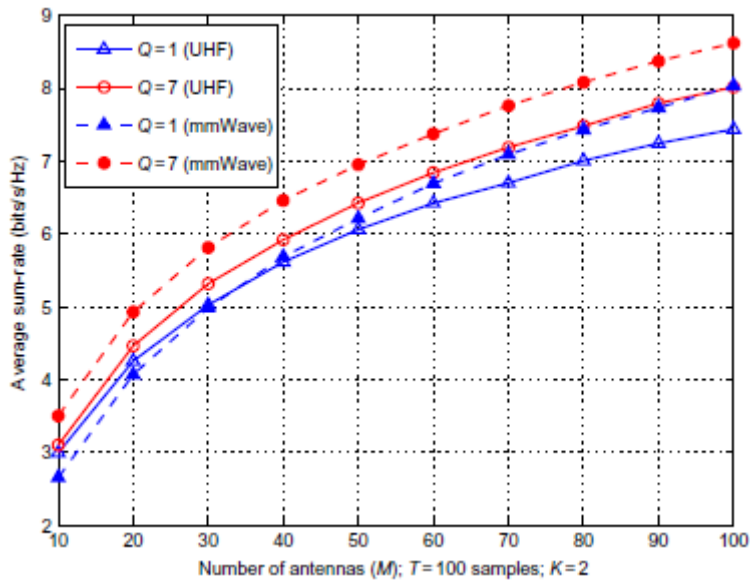
przedstawia średni współczynnik sumy względem T dla 6, 12 i 18 użytkowników w sieciach UHF i mmWave. Jeśli weźmiemy pod uwagę tylko sześciu użytkowników w komórce, przepustowość nie

zmienia się znacznie wraz ze wzrostem T , ale gdy K osiągnie 18, przepustowość zaczyna rosnąć stopniowo wraz ze wzrostem T . Można zauważyć, że dla niższego T , $K = 18$ ma najmniejszą wydajność. Dzieje się tak, ponieważ bardzo trudno jest wygenerować ortogonalne piloty dla większej liczby użytkowników w mniejszym okresie koherencji, a zatem zanieczyszczenie pilota dominuje w systemie. Kiedy T wzrasta powyżej określonej wartości, $K = 18$ przewyższa pozostałe dwa przypadki. System mmWave działa konsekwentnie lepiej niż UHF przy tej samej wartości K , głównie ze względu na mniejsze zakłócenia w systemie.

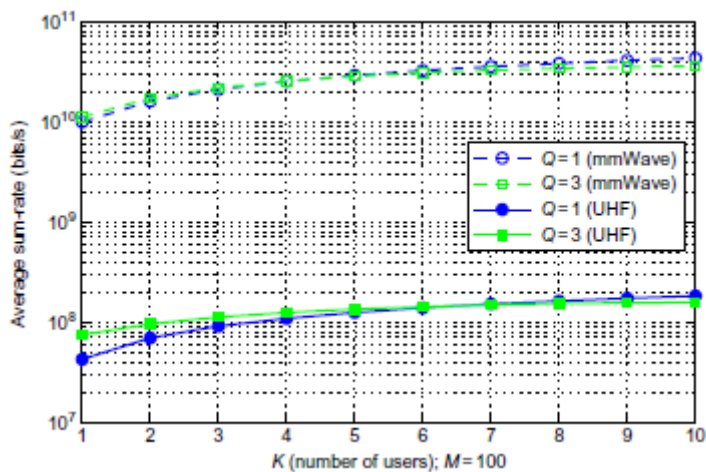
Rysunek



ilustruje zależność między średnią przepustowością a M dla łącz UHF i mmWave przy współczynniku ponownego wykorzystania pilota wynoszącym 3. Na wstępie można stwierdzić, że szybkość sumaryczna jest wyższa dla większych wartości K , ponieważ M wzrasta. Tutaj ponownie można zauważyć, że sieć mmWave dla tej samej wartości K działa lepiej niż sieć UHF w założonych warunkach, jak wyjaśniono wcześniej. Wszystkie wykresy zaczynają zbliżać się do nasycenia przy wyższych wartościach M . Inną kwestią wartą odnotowania jest to, że przy niższych wartościach M wydajność systemu mmWave z 5 użytkownikami na komórkę jest prawie równa wydajności systemu UHF z 10 użytkownikami na komórkę. Rozszerzając poprzednią dyskusję, ustalimy teraz K na niską wartość, a następnie obserwujemy wpływ Q , M i trybu transmisji na wydajność systemu. Wyniki przedstawiono tu.



Po raz kolejny wszystkie wykresy zaczynają się nasycać przy wyższych wartościach M . Ponadto widzimy, że średni współczynnik sumaryczny dla $Q = 1$ dla łącza mmWave jest prawie równy temu dla systemu działającego na UHF z $Q = 7$ przy $M = 100$. Na początku wspomniano, że mmWave jest kandydatem do roli technologii umożliwiającej tworzenie sieci 5G ze względu na lepszą przepustowość w porównaniu z UHF. Kończymy tę sekcję Wyniki, podkreślając ten właśnie punkt. Zbiory danych na rysunku zostały uzyskane poprzez pomnożenie wyników z równania (4.32) przez szerokość pasma odpowiedniej techniki transmisji.



Jako taka, średnia szybkość jest w tym przypadku mierzona po prostu w bitach na sekundę. Z rysunku jasno wynika, że łącze mmWave przewyższa łącze UHF. Dodatkowo wykresy dla $Q = 1$ i $Q = 3$ dla sieci mmWave dają praktycznie podobne wyniki dla wszystkich użytych wartości K . To dodatkowo wzmacnia fakt, że przy tak dużej przepustowości łącza mmWave nie muszą uwzględniać ponownego wykorzystania pilota w sieci.

WNIOSEK

Oceniliśmy dolną granicę dla nieasymptotycznej przepustowości masywnego systemu MIMO w łączy w górę o sześciokątnej geometrii i losowym rozmieszczeniu użytkowników przy użyciu odbiorników MRC. To wyrażenie zostało następnie wykorzystane do oceny wydajności łączy mmWave i UHF w podobnych warunkach. Zaobserwowano, że w przypadku UHF efekt zanieczyszczenia pilota zmniejsza się, gdy mamy współczynnik ponownego użycia większy niż 1 mm. Z drugiej strony, fala wykazuje bardzo małą zmienność w już zubożonych poziomach zanieczyszczenia pilota dla wzrostu wartości tego współczynnika. Ponadto za pomocą symulacji zbadano również zależność między liczbą użytkowników w komórce, liczbą anten BS, czasem trwania okresu koherencji i średnią przepustowością komórki. Dzięki tym badaniom możemy obliczyć dolną granicę średniej przepustowości komórki, którą można osiągnąć dla różnych wartości parametrów, takich jak K , T , Q i M .