**Sieci komórkowe mmWave: Stochastyczne modelowanie geometrii, analiza i walidacja eksperymentalna**

**WPROWADZENIE**

Wbrew powszechnemu przekonaniu, ostatnio przeprowadzone pomiary kanałów wykazały, że częstotliwości fal milimetrowych (mmWave) mogą być odpowiednie dla sieci komórkowych, pod warunkiem, że promień komórki jest rzędu 100–200 m. Na podstawie tych pomiarów Akdeniz ] niedawno zbadał wydajność sieci komórkowych mmWave na poziomie systemowym i porównali je z konwencjonalnymi mikrofalowymi (µWave) sieciami komórkowymi. Uzyskane wyniki wykazały, że sieci komórkowe mmWave mogą przewyższać sieci komórkowe µWave, zakładając podobne gęstości sieci komórkowych, pod warunkiem, że zapewniony jest wystarczający zysk formowania wiązki między stacjami bazowymi (BS) a terminalami mobilnymi (MT). Te wstępne, ale zachęcające wyniki zmotywowały kilku badaczy do zbadania potencjału i wyzwań sieci komórkowych mmWave w zakresie dostępu bezprzewodowego w świetle dużego i niewykorzystanego widma dostępnego na tych częstotliwościach [3, 4]. Ocena wydajności sieci komórkowych na poziomie systemu jest zwykle przeprowadzana w oparciu o symulacje numeryczne, które są często czasochłonne i nie zapewniają bezpośredniego wglądu w wpływ różnych parametrów bez analizy wystarczająco dużego zestawu danych. Z drugiej strony, analiza matematyczna sieci komórkowych jest powszechnie uznawana za trudne zadanie [5]. Wynika to z braku wykonalnych podejść do modelowania lokalizacji stacji bazowych i interferencji innych komórek. Dopiero niedawno nowa metodologia matematyczna zyskała na znaczeniu dzięki możliwości analitycznej, zdolności do wychwytywania nieodłącznych trendów wydajności obecnie wdrażanych sieci komórkowych oraz możliwości badania heterogenicznych wdrożeń sieci nowej generacji. To wyłaniające się podejście wykorzystuje wyniki geometrii stochastycznej i polega na modelowaniu lokalizacji stacji bazowych jako punktów procesu punktowego Zmotywowani matematyczną elastycznością modelu abstrakcji opartego na PPP, kilku badaczy zwróciło ostatnio uwagę na wydajność sieci komórkowych mmWave na poziomie systemowym za pomocą geometrii stochastycznej. Celem jest opracować ramy matematyczne specjalnie dostosowane do uwzględnienia specyfiki kanałów propagacji fal milimetrowych i schematów transmisji W rzeczywistości obecnie dostępne ramy matematyczne do modelowania sieci komórkowych µWave nie mają bezpośredniego zastosowania w sieciach komórkowych mmWave. Główne powody są związane z potrzebą włączenia realistycznych modeli utraty ścieżki i blokowania, które znacznie różnią się od transmisji µFal. Na przykład Rappaport  oraz Akdeniz wskazali, że połączenia linii wzroku (LOS) i nieliniowe (NLOS) muszą być odpowiednio modelowane i mogą mieć różne rozkłady, ze względu na bardziej znaczący wpływ blokad przestrzennych przy częstotliwościach mmWave w porównaniu z częstotliwościami µFal . Ponadto w sieciach komórkowych mmWave oprócz stanów LOS i NLOS może występować nowy stan wyłączenia, który lepiej odzwierciedla skutki blokowania przy wysokich częstotliwościach i uwzględnia fakt, że łącze może być zbyt słabe, aby mogło zostać ustanowione. Ponadto oczekuje się, że wielkoskalowe układy antenowe będą używane do kierunkowego kształtowania wiązki w systemach mmWave, aby przezwyciężyć zwiększone tłumienie ścieżki przy częstotliwościach mmWave i zapewnić izolację zakłóceń z innych komórek. Dlatego kierunkowe kształtowanie wiązki musi być uwzględnione w modelowaniu matematycznym i ocenie wydajności. Niedawno opublikowane wyniki dotyczące stochastycznego modelowania geometrii sieci komórkowych mmWave uwzględniają jednak te aspekty tylko częściowo .Wykazano, że proponowane podejście jest matematycznie wykonalne dzięki wprowadzeniu przybliżenia wielopiłkowego dla stanu łącza, które jest oparte na koncepcji dopasowania intensywności utraty ścieżki. Jako produkt uboczny tego przybliżenia ujawniono ważny wynik: jeśli średni rozmiar komórki jest rzędu 50 m, nie występuje stan wyłączenia, a prawdopodobieństwo, że generyczna MT jest obsługiwana przez łącze LOS jest większe niż 80%. W tym przypadku dodatkowo sieci komórkowe mmWave przewyższają swój

odpowiednik µWave nie tylko pod względem średniej szybkości, ale także pod względem prawdopodobieństwa pokrycia. Wykazano ponadto, że osobliwością trójstanowego modelu statystycznego łącza jest istnienie niezerowego prawdopodobieństwa zablokowania komunikacji, co odpowiada scenariuszowi sieci, w którym wszystkie dostępne stacje bazowe są w stanie wyłączenia, a zatem Nie można obsłużyć MT. Przykłady liczbowe pokazują jednak, że obecność stanu wyłączenia może być korzystna w gęstych wdrożeniach sieci, ponieważ stacje BS w stanie wyłączenia nie przyczyniają się do zakłóceń innych komórek, co może skutkować lepszym prawdopodobieństwem pokrycia. Proponowane podejście do modelowania jest sprawdzane za pomocą lokalizacji stacji bazowych i śladów budowy z dwóch publicznie dostępnych baz danych (OFCOM i Ordnance Survey) z Wielkiej Brytanii. Nasze badanie potwierdza, że abstrakcyjny model oparty na geometrii stochastycznej jest w stanie dokładnie modelować wydajność komunikacyjną sieci komórkowych mmWave w gęstych środowiskach miejskich. Pozostała część tego rozdziału jest zorganizowana w następujący sposób. W sekcji 13.2 przedstawiono model systemu i założenia dotyczące modelowania.

**MODEL SYSTEMU**

**MODELOWANIE ABSTRAKCYJNE OPARTE NA PPP**

Rozważana jest dwuwymiarowa sieć komórkowa „downlink", w której zlokalizowana jest sonda MT, bez utraty ogólności dzięki twierdzeniu Slivnyaka , u początku i BS są modelowane jako punkty jednorodnego PPP, oznaczone przez Ψ, o gęstości λ. Zakłada się, że stacja MT jest obsługiwana przez stację bazową, zapewniając najmniejszą utratę ścieżki do niej. Obsługująca BS jest oznaczona przez BSð0Þ. Podobnie, rozważane jest ponowne wykorzystanie pełnej częstotliwości. Dla uproszczenia notacji zbiór zakłócających stacji bazowych oznaczono jako $\Psi^{(\backslash 0)} = \Psi \backslash BS^{(0)}$. Odległość od ogólnej BS do MT jest oznaczona przez r.

**MODELOWANIE ŚWIATŁA KIERUNKOWEGO**

Dzięki małej długości fali, sieci komórkowe mmWave są w stanie wykorzystać kierunkowe formowanie wiązki do kompensacji zwiększonych strat ścieżki przy częstotliwościach mmWave oraz do przezwyciężenia dodatkowego szumu wynikającego z dużej szerokości pasma transmisji. Jako pożądany bonus, kierunkowe formowanie wiązki zapewnia izolację zakłóceń, co zmniejsza wpływ interferencji innych komórek. W związku z tym zakłada się, że zarówno w stacjach bazowych, jak i na stacji MT, układy antenowe służą do kierunkowego kształtowania wiązki. Dla wykonalności matematycznej i podobnych do Bai i Heath oraz Singha, rzeczywiste wzorce szyku antenowego są aproksymowane przez sektorowy model anteny. W szczególności zysk anteny ogólnego BS, $G_{BS}(\cdot)$ i MT, $G_{MT}(\cdot)$, można sformułować w następujący sposób:

$$G_q(\theta) = \begin{cases} G_q^{(\max)} & \text{if } |\theta| \le \omega_q/2 \\ G_q^{(\min)} & \text{if } |\theta| > \omega_q/2 \end{cases} \quad (1)$$

gdzie q ∈ {BS, MT}, θ ∈ [ -π, π] jest kątem odchylenia od kierunku prostowania, $\omega_q$ jest szerokością wiązki głównego płata, $G^{(max)}{}_q$ i $G^{(min)}{}_q$ są wzmocnieniami w układzie listków głównych i bocznych. Zakłada się, że MT i obsługująca stacja BS, $BS^{(0)}$, szacują kąty nadejścia i odpowiednio dostosowują orientacje sterowania antenami. Dlatego w przypadku braku błędów wyrównania maksymalne wzmocnienie kierunkowości można wykorzystać na zamierzonym łączu. Zatem zysk kierunkowości zamierzonego połączenia wynosi $G(0) = G^{(max)}{}_{BS}G^{(max)}{}_{MT}$. Zakłada się, że wiązki wszystkich niezamierzonych połączeń są zorientowane losowo względem siebie i są równomiernie rozmieszczone w [- π, π]. W związku z tym zyski kierunkowości łączy zakłócających, $G^{(i)}$ dla i ∈ Ψ(\0), są rozłożone

losowo. Na podstawie równania. (1), ich funkcję gęstości prawdopodobieństwa (PDF) można sformułować w następujący sposób:

$$
\begin{aligned}
f_{G^{(i)}}(g) = & \frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\delta\left(g - G_{\mathrm{BS}}^{(\max)}G_{\mathrm{MT}}^{(\max)}\right) \\
& + \frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\left(1 - \frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\right)\delta\left(g - G_{\mathrm{BS}}^{(\max)}G_{\mathrm{MT}}^{(\min)}\right) \\
& + \left(1 - \frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\right)\frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\delta\left(g - G_{\mathrm{BS}}^{(\min)}G_{\mathrm{MT}}^{(\max)}\right) \\
& + \left(1 - \frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\right)\left(1 - \frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\right)\delta\left(g - G_{\mathrm{BS}}^{(\min)}G_{\mathrm{MT}}^{(\min)}\right)
\end{aligned}
\tag{2}
$$

gdzie δ(·) jest funkcją delta Kroneckera

**MODELOWANIE STANU ŁĄCZA**

Niech dowolne łącze o długości r, to znaczy odległość od ogólnej BS do MT jest równa r. Motywowane ostatnimi odkryciami eksperymentalnymi dotyczącymi modelowania kanałów, zakłada się trójstanowy model statystyczny dla każdego łącza, zgodnie z którym łącze może znajdować się w stanie LOS, NLOS lub w stanie wyłączenia (OUT) . Stan LOS występuje, jeśli nie ma blokady między BS a MT. Z drugiej strony stan NLOS występuje, gdy łącze BS-MT jest zablokowane. Stan wyłączenia występuje, gdy utrata ścieżki między BS a MT jest tak duża, że nie można ustanowić między nimi połączenia. W tym drugim przypadku zakłada się, że utrata ścieżki łącza jest nieskończona. W praktyce przerwy występują niejawnie, jeśli utrata ścieżki w stanie LOS lub NLOS jest wystarczająco duża. Akdeniz i inni, przy pomocy wyników eksperymentalnych, dowodzą, że dodanie stanu wyłączenia, którego zwykle nie obserwuje się dla transmisji z częstotliwościami µWave, zapewnia dokładniejszy opis statystyczny możliwości pokrycia naturalnego przy częstotliwościach mmWave. Prawdopodobieństwa wystąpienia $p_{\mathrm{LOS}}(\cdot)$, $p_{\mathrm{NLOS}}(\cdot)$, $p_{\mathrm{OUT}}(\cdot)$ stanów LOS, NLOS i wyłączeń, odpowiednio, w funkcji odległości r można sformułować następująco:

$$
\begin{aligned}
p_{\mathrm{OUT}}(r) &= \max\left\{0, 1 - \gamma_{\mathrm{OUT}}e^{-\delta_{\mathrm{OUT}}r}\right\} \\
p_{\mathrm{LOS}}(r) &= (1 - p_{\mathrm{OUT}}(r))\gamma_{\mathrm{LOS}}e^{-\delta_{\mathrm{LOS}}r} \\
p_{\mathrm{NLOS}}(r) &= (1 - p_{\mathrm{OUT}}(r))\left(1 - \gamma_{\mathrm{LOS}}e^{-\delta_{\mathrm{LOS}}r}\right)
\end{aligned}
\tag{3}
$$

gdzie ($\delta_{\mathrm{LOS}}$, $\gamma_{\mathrm{LOS}}$) i ($\delta_{\mathrm{OUT}}$, $\gamma_{\mathrm{OUT}}$) są parametrami zależnymi od scenariusza propagacji i rozważanej częstotliwości nośnej.. Zakładając, że stacje bazowe są modelowane jako punkty jednorodnego PPP i że zdarzenia, w których łącza BS-MT znajdują się w stanie LOS, NLOS lub wyłączenia, są niezależne, Ψ można podzielić, z typowej perspektywy MT, na trzy (po jednym dla każdego stanu łącza) niezależne i niejednorodne PPP, to znaczy $\Psi_{\mathrm{LOS}}$, $\Psi_{\mathrm{NLOS}}$, $\Psi_{\mathrm{OUT}}$, takie, że $\Psi=\Psi_{\mathrm{LOS}} \cup \Psi_{\mathrm{NLOS}} \cup \Psi_{\mathrm{OU}}T$. Wynika to z właściwości PPP w zakresie przerzedzania]. Z równania (3), gęstości $\Psi_{\mathrm{LOS}}$, $\Psi_{\mathrm{NLOS}}$, $\Psi_{\mathrm{OUT}}$ wynoszą odpowiednio $\lambda_{\mathrm{LOS}}(r) = p_{\mathrm{LOS}}(r)\lambda$, $\lambda_{\mathrm{NLOS}}(r) = p_{\mathrm{NLOS}}(r)\lambda$, $\lambda_{\mathrm{OUT}}(r) = p_{\mathrm{OUT}}(r)\lambda$, .

**MODELOWANIE UTRATY ŚCIEŻKI**

Na podstawie pomiarów kanałów, utrata ścieżki łączy LOS i NLOS jest następująca:

$$l_{\mathrm{LOS}}(r) = (\kappa_{\mathrm{LOS}} r)^{\beta_{\mathrm{LOS}}}$$
$$l_{\mathrm{NLOS}}(r) = (\kappa_{\mathrm{NLOS}} r)^{\beta_{\mathrm{NLOS}}} \quad (4)$$

gdzie r oznacza ogólną odległość BS-MT, $\kappa_{LOS}$ i $\kappa_{NLOS}$ można zinterpretować jako utratę ścieżki łączy LOS i NLOS w odległości 1 m, odpowiednio $\beta_{LOS}$ i $\beta_{NLOS}$ oznaczają wykładniki utraty ścieżki mocy LOS i Odpowiednio łącza NLOS. Jak wspomniano, utrata ścieżki łączy, które są w stanie wyłączenia zakłada się, że jest nieskończony, to znaczy $l_{OUT}(r)= \infty$. Model ten jest zwykle znany jako model utraty ścieżki „zamknięcia". Model utraty ścieżki w równaniu. jest wystarczająco ogólny, aby modelować kilka praktycznych warunków propagacji. Na przykład, można go powiązać z modelem utraty ścieżki ðα, βÞ lub „zmiennego przecięcia" [1, 2], przez ustawienie $\kappa_{LOS} =10^{\alpha LOS/(10\beta\ LOS)}$ i $\kappa_{NLOS} =10^{\alpha NLOS/(10\beta\ NLOS)}$, gdzie $\alpha_{LOS}$ i $\alpha_{NLOS}$ są zdefiniowane u Akdeniza. Warto wspomnieć, że w modelu zmiennoprzecinkowym, co nie jest prawdopodobne w przypadku modelu bliskiego, parametry ðα, βÞ nie mają fizycznej interpretacji i oznaczają jedynie zmienny punkt przecięcia i nachylenie najlepszego dopasowania liniowego danych empirycznych

**MODELOWANIE W CIENIU**

Oprócz zależnej od odległości utraty ścieżki, każde łącze podlega losowej zmianie mocy, która dla ogólnego łącza BS-MT jest oznaczona jako jhj2. Według Akdeniza, zakłada się, że ta zmiana mocy $|h|^2$ ma rozkład logarytmiczno-normalny ze średnią (w dB) równą $\mu^{(dB)}$ i odchyleniem standardowym (w dB) równe $\sigma^{(dB)}$. Zatem $|h|^2$ bierze pod uwagę zanikanie w średniej skali, czyli cieniowanie. Ogólnie $\mu^{(dB)}$ i $\sigma^{(dB)}$ dla łączy LOS i NLOS są różne .W dalszej części są one oznaczone jako $\mu^{(dB)}{}_s$, $\sigma^{(dB)}{}_s$, gdzie s={LOS, NLOS} oznacza stan łącza. Jak wspomniano, w przypadku matematycznej wykonalności (shadowing) korelacje między połączeniami są ignorowane. W związku z tym zakłada się, że losowe zyski mocy łączy LOS i NLOS są niezależne, ale nieidentycznie rozłożone. Jak ostatnio zauważono i zweryfikowano za pomocą symulacji w Bai i Heath , założenie to zwykle powoduje niewielką utratę dokładności w ocenie statystyk współczynnika sygnału do zakłóceń plus szum (SINR). Dla ułatwienia opisu pomija się szybkie zanikanie, ale można je łatwo włączyć.

**KRYTERIUM STOWARZYSZENIA KOMÓREK**

W sieciach komórkowych µWave asocjacja komórek jest zwykle wykonywana w oparciu o referencyjne sygnały pilota łącza w dół, które podlegają zarówno utracie ścieżki, jak i cieniowaniu. W ten sposób typowa stacja MT jest zwykle obsługiwana przez stację bazową BS zapewniającą jej najwyższą odbieraną moc, przy uwzględnieniu zarówno utraty ścieżki, jak i cieniowania. Dzieje się tak, ponieważ cieniowanie jest na ogół powoli zmieniającym się efektem. Z drugiej strony, w sieciach komórkowych mmWave oczekuje się, że shadowing będzie się zmieniać wolniej niż w sieciach komórkowych µWave. Wynika to głównie z wyraźniejszego wpływu blokad na moc odbieranego sygnału. W rezultacie w sieciach komórkowych mmWave MT może nie być w stanie w pełni uwzględnić losowych fluktuacji wprowadzanych przez cieniowanie podczas asocjacji komórek. Zakłada się, że zmotywowany tymi względami MT jest obsługiwany przez BS, zapewniając najmniejszą utratę ścieżki do niej. Dlatego shadowing nie jest brany pod uwagę przy asocjacji komórek. Niech $L^{(0)}{}_{LOS}$, $L^{(0)}{}_{NLOS}$ i $L_{(0)OUT}$ będą najmniejszą utratą ścieżki dla łączy LOS, NLOS i OUT. Można je sformułować w następujący sposób:

$$L_s^{(0)} = \begin{cases} \min_{n\in\Psi_s}\left\{l_s\left(r^{(n)}\right)\right\} & \text{if } \Psi_s \neq \emptyset \\ +\infty & \text{if } \Psi_s = \emptyset \end{cases}$$
$$L_{\mathrm{OUT}}^{(0)} = \min_{n\in\Psi_{\mathrm{OUT}}}\left\{l_{\mathrm{OUT}}\left(r^{(n)}\right)\right\} = +\infty \quad (5)$$

gdzie s={LOS, NLOS}, $r^{(n)}$ oznacza odległość od ogólnej BS do MT, a Ø oznacza pusty zbiór. Stąd utratę ścieżki obsługującej BS, $BS^{(0)}$, można sformułować jako $L^{(0)} = \min\left\{L_{\text{LOS}}^{(0)}, L_{\text{NLOS}}^{(0)}, L_{\text{OUT}}^{(0)}\right\}$.

**Uwaga 1**. W oparciu o model stanu łącza ,łącze może znajdować się w stanie wyłączenia. W związku z tym zdarzenie, w którym wszystkie dostępne stacje BS są w stanie wyłączenia, może wystąpić z niezerowym prawdopodobieństwem. Używając notacji w równaniu (5), dzieje się tak, gdy $\Psi_{LOS} = \Psi_{NLOS}=Ø$ . W tym przypadku żadna stacja BS nie jest dostępna do obsługi MT i mówi się, że jest w stanie blokady komunikacji.

**SFORMUŁOWANIE PROBLEMU**

Niech $U^{(0)}$ będzie zamierzoną odebraną mocą, to znaczy mocą odebraną w MT i przesłaną przez obsługującą $B^{(0)}$. Jeśli MT jest w stanie blokady komunikacji, to $U^{(0)} = 0$. W przeciwnym razie $U^{(0)} > 0$ i zależy to od używanego skojarzenia komórek. SINR analizowanej sieci komórkowej łącza w dół można sformułować jako $SINR=U(0)(\sigma^2_N + I_{agg})^{-1}$, gdzie $\sigma^2_N$ to moc szumów, a $I_{agg}$ to zagregowane zakłócenia innych komórek, to znaczy całkowite zakłócenia generowane przez stacje bazowe w $\Psi^{(\backslash 0)}$. W szczególności $\sigma^2_N$ jest zdefiniowane jako $\sigma^2_N = 10^{\sigma 2N((dBm)}$ , gdzie $\sigma^2_N(dBm) = -174 + 10\log_{10}(B_W) + F_{dB}$, $B_W$ to szerokość pasma transmisji, a $F_{dB}$ to współczynnik szumów w dB. Zagregowane zakłócenia innych komórek definiuje się jako $I_{\text{agg}} = \sum_{i\in\Psi^{(\backslash 0)}} \left(PG^{(i)}\left|h^{(i)}\right|^2 / L^{(i)} l\left(r^{(i)}\right)\right)$, gdzie P to moc transmisji stacji bazowych, a l(·) to utrata ścieżki, co zależy od tego, czy BS jest w stanie LOS, NLOS lub przestoju. Na podstawie SINR prawdopodobieństwo pokrycia ($P^{(cov)}$) i średni współczynnik (R) można sformułować w następujący sposób :

$$P^{(\text{cov})}(T) = \Pr\{\text{SINR} \geq T\}$$

$$\begin{aligned} R &= \mathbb{E}_{\text{SINR}}\{B_W \log_2(1+\text{SINR})\} \\ &= \frac{B_W}{\ln(2)} \int_0^{+\infty} P^{(\text{cov})}(e^t - 1)dt \\ &= \frac{B_W}{\ln(2)} \int_0^{+\infty} \frac{P^{(\text{cov})}(t)}{t+1} dt \\ &\overset{(a)}{\approx} \frac{B_W}{\ln(2)} \sum_{u=1}^{N_{GCQ}} w^{(u)} \frac{P^{(\text{cov})}\left(x^{(u)}\right)}{x^{(u)}+1} \end{aligned}$$

(6, 7)

gdzie T > 0 jest progiem niezawodności, a E{·} ▪ oznacza operator oczekiwania. Przybliżenie w (a) wynika z zasady kwadratury Gaussa-Czebyszewa (GCQ, gdzie $w^{(u)}$ i $x^{(u)}$ dla u = 1, 2,…, $N_{GCQ}$ to odpowiednio wagi i odcięte kwadratury, które są dostępne w formie zamkniętej. Przybliżenie w (a) jest szczególnie przydatne, jeśli prawdopodobieństwa pokrycia nie można sformułować za pomocą wyrażenia w postaci zamkniętej. Warto wspomnieć, że jeśli wystąpi blokada komunikacji, to znaczy $U^{(0)}$ = 0, to SINR ¼ 0, a pokrycie i szybkość są równe zeru.

WSTĘPNE: ANALIZA I PRZYBLIŻENIE PRZEKSZTAŁCEŃ ŚCIEŻKI UTRATY

W tej sekcji przedstawiamy ogólne wyniki rozkładu transformacji utraty ścieżki systemów mmWave, które uwzględniają stany LOS, NLOS i wyłączenia. Wyniki te są przydatne do obliczania pokrycia i współczynnik- .

Lemat 13.1. Niech Φ={$\Phi_{LOS}$, $\Phi_{NLOS}$, $\Phi_{OUT}$}, gdzie $\boldsymbol{\Phi}_{\bar{s}} = \left\{ l_{\bar{s}}\left(r^{(n)}\right), n \in \Psi_{\bar{s}} \right\}$

dla $\bar{s} \in \{\mathrm{LOS}, \mathrm{NLOS}, \mathrm{OUT}\}$, są transformacjami utraty ścieżki odpowiednio stacji BS LOS, NLOS i OUT. Niech model stanu łącza w równaniu (3). Wtedy Φ jest PPP z miarą intensywności

$$\Lambda_{\Phi}([0,x)) = \Lambda_{\mathrm{LOS}}([0,x)) + \Lambda_{\mathrm{NLOS}}([0,x)) \quad (8)$$

gdzie

$$\Lambda_{\mathrm{LOS}}([0,x)) = \Upsilon_0(x; s = \mathrm{LOS})$$
$$\Lambda_{\mathrm{NLOS}}([0,x)) = \Upsilon_1(x; s = \mathrm{NLOS}) - \Upsilon_0(x; s = \mathrm{NLOS})$$

*and* $\Upsilon_0(\cdot;\cdot)$ *and* $\Upsilon_1(\cdot;\cdot)$ *are defined as follows:*

$$\begin{aligned}
\Upsilon_0(x;s) &= \mathcal{K}_2\left(e^{-W} + We^{-W} - e^{-V_s x^{1/\beta_s}} - V_s x^{1/\beta_s} e^{-V_s x^{1/\beta_s}}\right)\mathcal{H}(x - Z_s) \\
&\quad + \mathcal{K}_1\left(1 - e^{-Q_s x^{1/\beta_s}} - Q_s x^{1/\beta_s} e^{-Q_s x^{1/\beta_s}}\right)\bar{\mathcal{H}}(x - Z_s) \\
&\quad + \mathcal{K}_1\left(1 - e^{-R} - Re^{-R}\right)\mathcal{H}(x - Z_s) \\
\Upsilon_1(x;s) &= \pi\lambda\kappa_s^{-2} x^{2/\beta_s}\bar{\mathcal{H}}(x - Z_s) + \pi\lambda\left(\delta_{\mathrm{OUT}}^{-1}\ln(\gamma_{\mathrm{OUT}})\right)^2\mathcal{H}(x - Z_s) \\
&\quad + \left(\gamma_{\mathrm{OUT}}^{-1} + \gamma_{\mathrm{OUT}}^{-1}\ln(\gamma_{\mathrm{OUT}}) - e^{-T_s x^{1/\beta_s}} - T_s x^{1/\beta_s} e^{-T_s x^{1/\beta_s}}\right) \\
&\quad \times 2\pi\lambda\delta_{\mathrm{OUT}}^{-2}\gamma_{\mathrm{OUT}}\mathcal{H}(x - Z_s)
\end{aligned} \quad (9,10)$$

*where* $s = \{\mathrm{LOS}, \mathrm{NLOS}\}$, $\mathcal{H}(\cdot)$ *is the Heaviside function,* $\bar{\mathcal{H}}(x) = 1 - \mathcal{H}(x)$, $\mathcal{K}_1 = 2\pi\lambda\gamma_{\mathrm{LOS}}\delta_{\mathrm{LOS}}^{-2}$, $\mathcal{K}_2 = 2\pi\lambda\gamma_{\mathrm{LOS}}\gamma_{\mathrm{OUT}}(\delta_{\mathrm{LOS}} + \delta_{\mathrm{OUT}})^{-2}$, $R = \delta_{\mathrm{LOS}}\delta_{\mathrm{OUT}}^{-1}\ln(\gamma_{\mathrm{OUT}})$, $W = (\delta_{\mathrm{LOS}} + \delta_{\mathrm{OUT}})\delta_{\mathrm{OUT}}^{-1}\ln(\gamma_{\mathrm{OUT}})$, $Q_s = \delta_{\mathrm{LOS}}\kappa_s^{-1}$, $T_s = \delta_{\mathrm{OUT}}\kappa_s^{-1}$, $V_s = (\delta_{\mathrm{LOS}} + \delta_{\mathrm{OUT}})\kappa_s^{-1}$, $Z_s = \left(\kappa_s\delta_{\mathrm{OUT}}^{-1}\ln(\gamma_{\mathrm{OUT}})\right)^{\beta_s}$.

Wniosek 1 Niech $\delta_{OUT}$= 0, $\gamma_{OUT}$=1, czyli p OUT(r)=0 w równaniu. (3). $\Lambda_{\Phi}(\cdot)$ w równaniu (8) utrzymuje się z $Y_0(x;s)=K_1(1-e^{-Qsx1/\beta s} -Q_s x^{1/\beta s} e^{-Qsx1/\beta s})$, $Y_1(x;s) = \pi\lambda\kappa_s^{-2}x^2/\beta_s$ dla s={LOS, NLOS}.

Dowód. Wynika to bezpośrednio z równania (10), ponieważ Zs → + ∞ dla s={LOS, NLOS}

Lemat 2. Niech $\Phi^{(0)}$ = min{Φ} będzie najmniejszym elementem PPP Φ wprowadzonym w Lemacie 1. Jej skumulowaną funkcję gęstości (CDF), czyli $F_{\Phi}^{(0)}(x) =$ Pr $\{\Phi^{(0)} \leq x\}$ można sformułować w następujący sposób:

$$F_{\Phi^{(0)}}(x) = 1 - \exp\left(-\Lambda_{\Phi}([0,x))\right) \quad (11)$$

gdzie ΛΦ(·) jest zdefiniowane w lemacie 1.

Dowód. Wynika to z zastosowania twierdzenia PPP o prawdopodobieństwie wystąpienia pustki

**ZBLIŻENIE DWÓCH PIŁEK**

Wynika to z równań (9) i (10), że miara intensywności Φ jest dostępna w postaci zamkniętej, ale kosztem nie pomijalnej złożoności, która sprawia, że analiza pokrycia i szybkości jest trudna do wykonania w obecności zakłóceń innych komórek. Aby rozwiązać ten problem, proponujemy przybliżenie do modelowania stanów LOS, NLOS i wyłączeń łącza. Proponowane podejście polega na

obliczeniu prawdopodobieństw stanu łącza w oparciu o „dwu-kulowe" przybliżenie równania (3). Dokładniej, prawdopodobieństwa w równaniu (3) są przybliżone w następujący sposób:

$$\begin{cases} p_{\bar{s}}(r) \approx p_{\bar{s}}^{(\text{approx})}(r) = q_{\bar{s}}^{[0,D_1]} \mathbf{1}_{[0,D_1)}(r) + q_{\bar{s}}^{[D_1,D_2]} \mathbf{1}_{(D_1,D_2)}(r) + q_{\bar{s}}^{[D_2,\infty]} \mathbf{1}_{[D_2,+\infty)}(r) \\ \sum_{\bar{s}\in\{\text{LOS, NLOS, OUT}\}} q_{\bar{s}}^{[0,D_1]} = \sum_{\bar{s}\in\{\text{LOS, NLOS, OUT}\}} q_{\bar{s}}^{[D_1,D_2]} = \sum_{\bar{s}\in\{\text{LOS, NLOS, OUT}\}} q_{\bar{s}}^{[D_2,\infty]} = 1 \end{cases} \quad (12)$$

gdzie $\bar{s}\in\{\text{LOS, NLOS, OUT}\}, D_2 \geq D_1 \geq 0$; to promienie przybliżających się kulek, 1[a, b)(·) to funkcja wskaźnika, która jest zdefiniowana jako 1[a,b))(r) = 1, jeśli r ∈ [a, b) i 1[a,b))(r) =0, jeśli r ∉ [a, b) i $q^{[a,b]}{}_s$ oznaczają prawdopodobieństwo, że łącze o długości r∈[a,b) jest w stanie $\bar{s}$. Druga równość w równaniu. (12) gwarantuje, że każde łącze o długości r jest tylko w jednym z trzech możliwych stanów $\bar{s}\in\{\text{LOS, NLOS, OUT}\}$. W dalszej części jest określane jako ograniczenie aproksymacyjne. Racjonalne uzasadnienie równania (12) pochodzi z oględzin Akdeniza. Wynika to , faktycznie, że dwie odległości przerwania ($D_1$ i $D_2$) wyłaniają się dla dowolnych wartości długości łącza r, co daje w wyniku trzy obszary łączności: pierwszy, dla r ∈ [0,$D_1$), gdzie łącza najprawdopodobniej są w LOS lub NLOS; drugi dla r ∈ ($D_1$, $D_2$), gdzie łącza mogą być w dowolnym stanie; a trzeci dla [$D_2$, + ∞), gdzie linki są najprawdopodobniej wyłączone; równania (12) wyjaśnia tę empiryczną obserwację dla wszelkich $q_{\bar{s}}^{[a,b]}$. Przed opisem metody dopasowywania natężenia strat na drodze do obliczenia parametrów aproksymacji w równaniu (12), czyli $D_1$, $D_2$, $q_{\bar{s}}^{[a,b]}$, $q_{\bar{s}}^{[D_1,D_2]}$, $q_{\bar{s}}^{[D_2,\infty]}$) dla $\bar{s}\in\{\text{LOS, NLOS, OUT}\}$, Lemat 1 uogólniony na podstawie modelu stanu łącza w równaniu (12).

Lemat 3. Niech $\Phi^{(\text{approx})}$ oznacza {$\Phi^{(\text{approx})}{}_{\text{LOS}}$, $\Phi^{(\text{approx})}{}_{\text{NLOS}}$, $\Phi^{(\text{approx})}{}_{\text{OUT}}$ }, gdzie $\Phi^{(\text{approx})}{}_s$= $\left\{ l_{\bar{s}}\left(r^{(n)}\right), n \in \Psi_{\bar{s}}^{(\text{approx})} \right\}$, $for\ \bar{s} \in \{\text{LOS, NLOS, OUT}\}$ są transformacjami utraty ścieżki stacji bazowych LOS, NLOS i OUT, odpowiednio, gdzie model utraty ścieżki jest zdefiniowany w sekcji wcześniej, a model stanu łącza podano w równaniu. (12), to znaczy $\Psi_{\bar{s}}^{(\text{approx})}$ dla $\bar{s}\in\{\text{LOS, NLOS, OUT}\}$ ma taką samą definicję jak $\Psi_s$, z wyjątkiem tego, że równanie (3) zastępuje się równaniem (12). Wówczas $\Phi^{(\text{approx})}$ jest PPP o intensywności podanej w równaniach (8) i (9), które uzyskuje się poprzez zastąpienie Λs(·) dla s∈{LOS, NLOS} z $\Lambda^{(\text{approx})}(\cdot)$ zdefiniowanymi w następujący sposób:

$$\begin{aligned} &\Lambda_s^{(\text{approx})}([0,x)) \\ &= \mathcal{G}_s^{(2)} x^{2/\cdot\beta_s} \mathcal{H}\left(x-(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right) + \left(\mathcal{G}_s^{(1)} x^{2/\cdot\beta_s} + \mathcal{G}_s^{(3)}\right) \mathcal{H}\left(x-(\kappa_s D_1)^{\beta_s}\right) \\ &-\mathcal{G}_s^{(3)} + \mathcal{G}_s^{(4)} \mathcal{H}\left(x-(\kappa_s D_1)^{\beta_s}\right) + \left(\mathcal{G}_s^{(6)} x^{2/\cdot\beta_s} + \mathcal{G}_s^{(5)}\right) \mathcal{H}\left(x-(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &where \quad \mathcal{G}_s^{(1)} = \pi\lambda\kappa_s^{-2}\left(q_s^{[0,D_1]} - q_s^{[D_1,D_2]}\right), \quad \mathcal{G}_s^{(2)} = \pi\lambda\kappa_s^{-2} q_s^{[D_1,D_2]}, \quad \mathcal{G}_s^{(3)} = \pi\lambda D_1^2 q_s^{[D_1,D_2]}, \\ &\mathcal{G}_s^{(4)} = \pi\lambda D_1^2 q_s^{[0,D_1]}, \ \mathcal{G}_s^{(5)} = \pi\lambda D_2^2\left(q_s^{[D_1,D_2]} - q_s^{[D_2,\infty]}\right), \ \mathcal{G}_s^{(6)} = \pi\lambda\kappa_s^{-2} q_s^{[D_2,\infty]}. \end{aligned} \quad (13)$$

Dowód. Dowód przebiega tymi samymi krokami, co dowód Lematu 1. Jedyna różnica polega na zastąpieniu $p_s(\cdot)$ przez $p^{(\text{approx})}{}_s(\cdot)$ w równaniu (12) oraz w obliczaniu całek.

**Uwaga 2**. Na podstawie lematu 3, $\Lambda_\Phi(\cdot)$ w równaniu (8) można sformułować w formie zamkniętej jako $\Lambda_\Phi([0,x)) \approx \Lambda_\Phi^{(\text{approx})}([0,x)) = \Lambda_{\text{LOS}}^{(\text{approx})}([0,x)) + \Lambda_{\text{NLOS}}^{(\text{approx})}([0,x))$. Potwierdza to przydatność przybliżenia dwóch kul dla realistycznych modeli kanałów. CDF min $\{\Phi^{(\text{approx})}\}$ co wynika z Lematu 2 i przybliżenia $F_{\Phi^{(0)}}(x) \approx 1 - \exp\left(-\Lambda_\Phi^{(\text{approx})}([0,x))\right)$ które zachodzi. Jesteśmy teraz w stanie opisać procedurę obliczania 11 parametrów aproksymacji w równaniu 12), czyli $D_1$, $D_2$ i $\left(q_{\bar{s}}^{[0,D_1]}, q_{\bar{s}}^{[D_1,D_2]}, q_{\bar{s}}^{[D_2,\infty]}\right)$ dla $\bar{s} \in \{\text{LOS}, \text{NLOS}, \text{OUT}\}$. Niech PPP utraty ścieżki L={$L_{LOS}$, $L_{NLOS}$, $L_{OUT}$} na podstawie równania (3). Z Lematu 1 jego intensywność można sformułować za pomocą $\Lambda_\Phi([0,x)) = \Lambda_{\text{LOS}}([0,x)) + \Lambda_{\text{NLOS}}([0,x))$, gdzie $\Lambda_{\text{LOS}}(\cdot)$ and $\Lambda_{\text{NLOS}}(\cdot)$ są zdefiniowane w równaniu (9). Niech PPP utraty ścieżki $L^{(\text{approx})} = \left\{L_{\text{LOS}}^{(\text{approx})}, L_{\text{NLOS}}^{(\text{approx})}, L_{\text{OUT}}^{(\text{approx})}\right\}$ w oparciu o równanie (12). Z Lematu 3 i Uwagi 2 jego intensywność wynosi $\Lambda_\Phi^{(\text{approx})}([0,x)) = \Lambda_{\text{LOS}}^{(\text{approx})}([0,x)) + \Lambda_{\text{NLOS}}^{(\text{approx})}([0,x))$, where $\Lambda_{\text{LOS}}^{(\text{approx})}(\cdot)$ and $\Lambda_{\text{NLOS}}^{(\text{approx})}(\cdot)$ i są zdefiniowane w (13). Proponowana procedura dopasowania składa się z dwóch etapów:

1. Pierwszym krokiem jest obliczenie 11 parametrów w równaniu. (13.12) jako najlepsze rozwiązanie następującego problemu optymalizacji nieograniczonej:

$$\min_{\left(D_1, D_2, q_{\bar{s}}^{[0,D_1]}, q_{\bar{s}}^{[D_1,D_2]}, q_{\bar{s}}^{[D_2,\infty]}\right)} \left\{\frac{1}{2}\left\| \ln\left(\Lambda_\Phi([x_m, x_M))\right) - \ln\left(\Lambda_\Phi^{(\text{approx})}([x_m, x_M))\right)\right\|_F^2\right\} \quad (14)$$

gdzie $x_m \in (0, +\infty), x_M \in (0, +\infty), x_m \ll x_M, \bar{s} \in \{\text{LOS}, \text{NLOS}, \text{OUT}\}$, $\|\cdot\|_F$ oznacza normę Frobeniusa, a para ($x_m$, $x_M$) jest rozsądnie wybierana w kolejności uwzględnienie głównej części $\Lambda_\Phi(\cdot)$ w celu dokładnego dopasowania. Punkt początkowy do rozwiązania równania 14) jest wybierany losowo. Problem optymalizacji jest nieograniczony, ponieważ ograniczenie aproksymacji w równaniu (12) jest zaniedbany. Rozwiązanie równania. (14) jest oznaczony przez

$$\left(\hat{D}_1, \hat{D}_2, \hat{q}_{\bar{s}}^{[0,D_1]}, \hat{q}_{\bar{s}}^{[D_1,D_2]}, \hat{q}_{\bar{s}}^{[D_2,\infty]}\right)$$

2. Drugi krok polega na obliczeniu 11 parametrów w równaniu. (12) jako najlepsze dopasowanie problemu optymalizacji z ograniczeniami, sformułowanego nadal jak w równaniu. (14), ale biorąc pod uwagę ograniczenie przybliżenia w równaniu. (12) i przyjmując za punkt wyjścia poszukiwań rozwiązanie pierwszego kroku, czyli

$$\left(\hat{D}_1, \hat{D}_2, \hat{q}_{\bar{s}}^{[0,D_1]}, \hat{q}_{\bar{s}}^{[D_1,D_2]}, \hat{q}_{\bar{s}}^{[D_2,\infty]}\right)$$

Stosując zaproponowaną dwuetapową technikę aproksymacji do empirycznego trójstanowego modelu łącza zaproponowanego przez Akdeniza], uzyskuje się przybliżenie. Oprócz tego, że jest bardziej zrozumiały matematycznie bez utraty dokładności, przybliżenie dwóch kul pozwala nam wyciągnąć kilka interesujących wniosków na temat potencjału łączności sieci komórkowych mmWave. W szczególności:

1. Jeżeli odległość r BS-MT jest mniejsza niż (około) 50 m, to jest $r < D_1$, nie następuje wyłączenie połączenia. Innymi słowy, łącze może znajdować się w LOS lub NLOS. Ponadto prawdopodobieństwo znalezienia się w LOS jest większe niż 80%.

2. Jeżeli odległość r BS-MT jest większa niż (około) 50 m, ale mniejsza niż (około) 200 m, to jest r ∈ [$D_1$, $D_2$], łącze może znajdować się w dowolnym z trzech możliwych stanów. Najprawdopodobniej MT jest obsługiwany przez NLOS BS.

3. Jeśli odległość r BS-MT jest większa niż (około) 200 m, to jest r > $D_2$, najprawdopodobniej łącze jest wyłączone: brak jest komunikacji między BS i MT.

4. Odległość $D_2$ określa krytyczny reżim operacyjny, który jest specyficzny dla systemów mmWave i który nie jest obserwowany przy częstotliwościach µWave charakteryzujących się dwustanowym modelem łącza. Warto zauważyć, że $D_2$ wynosi w przybliżeniu 200 m.

5. Prawdopodobieństwa stanu łącza pochodzące z przybliżenia dwóch kul dostarczają przydatnych wskazówek, jak wybrać średni promień komórki w systemach mmWave. Oczekuje się, że promienie rzędu 5 zagwarantują bardzo dobrą łączność kosztem gęstszego wdrożenia. Z drugiej strony, oczekuje się, że promienie większe niż 200 m będą zbyt duże, aby ustanowić wystarczająco niezawodne połączenie między BS i MT.

6. Właściwości łączności sieci mmWave pracujących na częstotliwości 28 i 73 GHz są podobne. Jest to zgodne z wnioskami wyciągniętymi przez Rappaporta oraz AkdenizA.

**PRAWDOPODOBIEŃSTWO BLOKOWANIA KOMUNIKACJI**

Jak wspomniano w uwadze 1, cechą charakterystyczną trójstanowego modelu jest występowanie blokad komunikacyjnych, jeśli nie ma dostępnych stacji bazowych do obsługi MT. Poniższy lemat przedstawia prawdopodobieństwo wystąpienia tego zdarzenia.

Lemat 4. Prawdopodobieństwo $P_{blockage}$ = Pr{$\Psi_{LOS} = \emptyset \cap \Psi_{NLOS} = \emptyset$ }, że wystąpiła blokada komunikacji, to $P_{blockage} = \exp(-\Lambda_{blockage})$ gdzie:

$$\Lambda_{\text{blockage}} = \pi\lambda\left(\delta_{\text{OUT}}^{-1}\ln(\gamma_{\text{OUT}})\right)^2 + 2\pi\lambda\delta_{\text{OUT}}^{-2}\gamma_{\text{OUT}}\left(\gamma_{\text{OUT}}^{-1} + \gamma_{\text{OUT}}^{-1}\ln(\gamma_{\text{OUT}})\right) \quad (15)$$

Prawdopodobieństwo blokady komunikacji $P_{blockage}$ = 0, jeśli $\delta_{OUT}$ = 0, to znaczy $p_{OUT}(r)$ = 0 w równaniu. (3). W praktyce, ten tryb działania pojawia się, jeśli średni promień komórki jest rzędu 50 m, to znaczy, jeśli sieć komórkowa jest wystarczająco gęsta. Ogólnie więc niech $P_{LOS}$ i $P_{NLOS}$ będą prawdopodobieństwami, że MT jest obsługiwany odpowiednio przez LOS i NLOS BS, mamy $P_{LOS} + P_{NLOS} + P_{blockage}$ =1 i $P_{LOS} + P_{NLOS} \leq 1$. Oznacza to, że prawdopodobieństwo pokrycia może wynosić zero nawet dla T = 0. Dzieje się tak, jeśli $P_{LOS}$=$P_{NLOS}$= 0 i $P_{blockage}$=1. Podobny komentarz dotyczy średniej stawki. Poprzez bezpośrednią kontrolę równania. (15), dzieje się tak, gdy $\delta_{OUT} \rightarrow +\infty$, co odpowiada $p_{LOS}(r) = p_{NLOS}(r)$=0 i $p_{OUT}(r)$ = 1 w równaniu (3). Jak omówiono wcześniej , istnieje krytyczna odległość, w której pojawia się ten reżim operacyjny, co odpowiada 200 m dla rozważanego modelu kanału mmWave.

**MODELOWANIE ZASIĘGU I WARTOŚCI: PRZYBLIŻENIE O OGRANICZONYM HAŁASIE**

W tej sekcji przedstawiamy ramy matematyczne do obliczania pokrycia i szybkości sieci komórkowych mmWave przy założeniu, że zakłócenia innych komórek są pomijalne w porównaniu z szumem. W szczególności w tym przypadku $\text{SINR} \approx \text{SNR} = U^{(0)}/\sigma_N^2$. Jak zauważono oczekuje się, że przybliżenie ograniczone szumem będzie dobrze -zaprojektowane sieci komórkowe mmWave, które wykorzystują szerokość pasma transmisji rzędu gigaherców. Z równania (5), $U^{(0)} = PG^{(0)}\left|h_s^{(0)}\right|^2/L^{(0)}$, gdzie s = LOS lub s = NLOS, jeśli MT jest obsługiwany odpowiednio przez LOS lub NLOS BS, i $U^{(0)}$=0, jeśli wystąpi

blokada komunikacji. Zakładając, że sieć jest ograniczona szumami, SINR SNR można sformułować w następujący sposób:

$$\mathrm{SNR} \overset{(a)}{=} \frac{PG^{(0)}\left|h_{\mathrm{LOS}}^{(0)}\right|^2}{\sigma_N^2 L^{(0)}}\delta\left\{L^{(0)}-L_{\mathrm{LOS}}^{(0)}\right\}+\frac{PG^{(0)}\left|h_{\mathrm{NLOS}}^{(0)}\right|^2}{\sigma_N^2 L^{(0)}}\delta\left\{L^{(0)}-L_{\mathrm{NLOS}}^{(0)}\right\} \tag{16}$$

gdzie (a) uwzględnia, że dystrybucja łączy LOS i NLOS jest różna

Propozyja 1. Niech SNR w równaniu (16). Prawdopodobieństwo pokrycia w równaniu (6) można sformułować następująco:

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{N}}^{(\mathrm{cov})}(T) &= P_{\mathrm{LOS}}^{(\mathrm{cov})}(T)+P_{\mathrm{NLOS}}^{(\mathrm{cov})}(T) \\ P_s^{(\mathrm{cov})}(T) &= \frac{1}{2}\int_0^{+\infty}\mathrm{erfc}\left(\frac{\ln\left(Tx/\gamma^{(0)}\right)-\mu_s}{\sqrt{2}\sigma_s}\right)\dot{\Lambda}_s([0,x))\exp\left(-\Lambda_{\Phi}([0,x))\right)dx \\ &\approx \frac{1}{2}\int_0^{+\infty}\mathrm{erfc}\left(\frac{\ln\left(Tx/\gamma^{(0)}\right)-\mu_s}{\sqrt{2}\sigma_s}\right)\dot{\Lambda}_s^{(\mathrm{approx})}([0,x))\exp\left(-\Lambda_{\Phi}^{(\mathrm{approx})}([0,x))\right)dx \end{aligned} \tag{17}$$

gdzie $s=\{\mathrm{LOS},\mathrm{NLOS}\}$, $\gamma^{(0)}=PG^{(0)}/\sigma_N^2$, $\mu_s=\mu_s^{\mathrm{dB}}\ln(10)/10$, $\sigma=\sigma_s^{\mathrm{dB}}\ln(10)/10$, i $\Lambda_{\Phi}^{(\mathrm{approx})}([0,x))=\Lambda_{\mathrm{LOS}}^{(\mathrm{approx})}([0,x))+\Lambda_{\mathrm{NLOS}}^{(\mathrm{approx})}([0,x))$, z $\Lambda_{\mathrm{LOS}}^{(\mathrm{approx})}(\cdot)$, $\Lambda_{\mathrm{NLOS}}^{(\mathrm{approx})}(\cdot)$ przy czym będzie zdefniowane w Lemacie 3 $\dot{\Lambda}_s^{(\mathrm{approx})}([0,x))$ jest pierwszą pochodną $\Lambda_s^{(\mathrm{approx})}([0,x))$, którą można sformułować w następujący sposób:

$$\begin{aligned} \dot{\Lambda}_s^{(\mathrm{approx})}(x) &= \frac{d}{dx}\Lambda_s^{(\mathrm{approx})}([0,x)) \\ &= \frac{2}{\beta_s}\mathcal{G}_s^{(1)}x^{2/\beta_s-1}\bar{\mathcal{H}}\left(x-(\kappa_s D_1)^{\beta_s}\right)+\frac{2}{\beta_s}\mathcal{G}_s^{(2)}x^{2/\beta_s-1}\bar{\mathcal{H}}\left(x-(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right) \\ &\quad +\frac{2}{\beta_s}\mathcal{G}_s^{(6)}x^{2/\beta_s-1}\mathcal{H}\left(x-(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right) \end{aligned} \tag{18}$$

Twierdzenie 1 dostarcza dokładnego wyrażenia pojedynczego całkowego pokrycia. W szczególności stosuje się przybliżenie dwulicowe, które uzyskuje się poprzez zastąpienie $\Lambda_{\mathrm{LOS}}(\cdot)$ i $\Lambda_{\mathrm{NLOS}}(\cdot)$ odpowiednio $\Lambda^{(\mathrm{approx})}_{\mathrm{LOS}}(\cdot)$ i $\Lambda^{(\mathrm{approx})}_{\mathrm{NLOS}}(\cdot)$. Stan można obliczyć z równania (7), na przykład przy użyciu formuły GCQ.

**Uwaga 3**. Poprzez bezpośrednią kontrolę, na przykład, równanie (17) wynika, że pokrycie i współczynnik rosną wraz ze wzrostem P, G(0) i λ. Z drugiej strony maleją wraz ze wzrostem $\sigma^2_N$. Zatem w reżimie ograniczonym szumem wydajność sieci komórkowych mmWave poprawia się poprzez zwiększenie mocy transmisji, wzmocnienie kierunkowości zamierzone łącze i gęstość stacji bazowych.

**MODELOWANIE ZAKRESU I WARTOŚCI: DOKŁADNE MODELOWANIE INTERFERENCJI W INNYCH KOMÓRKACH**

W sekcji wcześniejszej analityczne sformułowanie zasięgu i szybkości opiera się na przybliżeniu ograniczonym szumami dla sieci komórkowych mmWave. Oczekuje się, że to przybliżenie będzie dokładne w przypadku dobrze zaprojektowanych sieci komórkowych mmWave, które wykorzystują duże pasmo transmisji i wysokie kierunkowe wzmocnienie kształtowania wiązki. Ogólnie jednak przybliżenie ograniczone szumem może być wrażliwe na dobór parametrów. Uogólnione podejście

matematyczne zaproponowane w tej sekcji ma zastosowanie do tych konfiguracji systemu, w których nie można lekceważyć zagregowanych zakłóceń innych komórek, na przykład dla promieni komórek rzędu 50 mor mniejszych. Ceną do zapłacenia jest jednak większa złożoność numeryczna wynikającej z tego struktury matematycznej. Niemniej jednak pokazujemy, że powstałe ramy są nadal wykonalne. Niech utrzyma się to samo założenie, co w sekcji poprzedniej SINR, SINR=U(0) / ($\sigma^2_N$ + $I_{agg}$) można sformułować w następujący sposób :

$$\begin{aligned}\mathrm{SINR} &= \frac{PG^{(0)}\left|h^{(0)}_{\mathrm{LOS}}\right|^2}{\sigma^2_N L^{(0)} + I_{\mathrm{agg}}\left(L^{(0)}\right)}\delta\left\{L^{(0)} - L^{(0)}_{\mathrm{LOS}}\right\} \\ &+ \frac{PG^{(0)}\left|h^{(0)}_{\mathrm{NLOS}}\right|^2}{\sigma^2_N L^{(0)} + I_{\mathrm{agg}}\left(L^{(0)}\right)}\delta\left\{L^{(0)} - L^{(0)}_{\mathrm{NLOS}}\right\}\end{aligned} \tag{19}$$

gdzie zagregowana interferencja z innymi komórkami może być wyrażona w następujący sposób:

$$I_{\mathrm{agg}}\left(L^{(0)}\right) = \sum_{s\in\{\mathrm{LOS},\,\mathrm{NLOS}\}}\sum_{i\in\Psi^{(\setminus 0)}}\left(PG^{(i)}\left|h^{(i)}_s\right|^2 / L^{(i)}_s\right)\mathbf{1}\left(L^{(i)}_s > L^{(0)}\right) \tag{20}$$

gdzie 1(·) jest funkcją wskaźnika.

Obliczenie prawdopodobieństwa pokrycia SINR w równaniu (19) uzyskuje się biorąc pod uwagę interferencję innych komórek za pomocą funkcji charakterystycznej (CF) interferencji, która jest przedstawiona w poniższym lemacie.

Lemat 5. Pozwól, aby stacje BS były dystrybuowane zgodnie z PPP, a MT była przypisana do stacji BS zapewniającej najmniejszą utratę ścieżki. CF zagregowanej interferencji innych komórek w równaniu. (20) uwarunkowany utratą ścieżki zamierzonego łącza, L (0), ma następujące wyrażenie w postaci zamkniętej:

$$\mathrm{T}\left(\omega, L^{(0)}\right) = \prod_{s\in\{\mathrm{LOS},\mathrm{NLOS}\}} \exp\left(\overline{\Theta}_s\left(\omega, L^{(0)}\right)\right) \tag{21}$$

gdzie

$$\begin{aligned}\overline{\Theta}_s(\omega,x) = &\frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\Theta_s\left(\omega,x;G^{(\max)}_{\mathrm{BS}}G^{(\max)}_{\mathrm{MT}}\right) \\ &+ \frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\left(1-\frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\right)\Theta_s\left(\omega,x;G^{(\max)}_{\mathrm{BS}}G^{(\min)}_{\mathrm{MT}}\right) \\ &+ \left(1-\frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\right)\frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\Theta_s\left(\omega,x;G^{(\min)}_{\mathrm{BS}}G^{(\max)}_{\mathrm{MT}}\right) \\ &+ \left(1-\frac{\omega_{\mathrm{BS}}}{2\pi}\right)\left(1-\frac{\omega_{\mathrm{MT}}}{2\pi}\right)\Theta_s\left(\omega,x;G^{(\min)}_{\mathrm{BS}}G^{(\min)}_{\mathrm{MT}}\right)\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}\Theta_s(\omega,x;g) &= \mathcal{G}_s^{(1)}\mathrm{F}_{\beta_s}(\omega\mathcal{P}g,x)\bar{\mathcal{H}}\left(x-(\kappa_s D_1)^{\beta_s}\right)\\ &-\mathcal{G}_s^{(1)}\mathrm{F}_{\beta_s}\left(\omega\mathcal{P}g,(\kappa_s D_1)^{\beta_s}\right)\bar{\mathcal{H}}\left(x-(\kappa_s D_1)^{\beta_s}\right)\\ &+\mathcal{G}_s^{(2)}\mathrm{F}_{\beta_s}(\omega\mathcal{P}g,x)\bar{\mathcal{H}}\left(x-(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right)\\ &-\mathcal{G}_s^{(2)}\mathrm{F}_{\beta_s}\left(\omega\mathcal{P}g,(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right)\bar{\mathcal{H}}\left(x-(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right)\\ &+\mathcal{G}_s^{(6)}\mathrm{F}_{\beta_s}\left(\omega\mathcal{P}g,\max\left\{x,(\kappa_s D_2)^{\beta_s}\right\}\right)\end{aligned}$$

$$\mathrm{F}_{\beta_s}(B,A)=A^{2/\beta_s}\left[1-\frac{1}{\sqrt{\pi}}\sum_{k=1}^{N_{GHQ}}\widetilde{\omega}_{k1}F_1\left(-\frac{2}{\beta_s},1-\frac{2}{\beta_s},j\frac{B}{A}10^{\frac{\sqrt{2}\sigma_s\widetilde{s}_k+\mu_s}{10}}\right)\right] \quad (23,24)$$

i ${}_1F_1(.;.;.)$jest konfluentną funkcją hipergeometryczną, a $\widetilde{\omega}_k$ i $\widetilde{s}_k$ są wagami i współczynnikami odciętych wielomianu Hermite'a rzędu $N_{GHQ}$.

Z CF interferencji innych komórek, prawdopodobieństwo pokrycia w obecności interferencji formułuje się w następującym twierdzeniu.

Twierdzenie 1. Rozważ asocjację komórek opartą na najmniejszej utracie ścieżki. Niech SINR zostanie sformułowany jak w równaniu. (19). Niech j = √-1 jest jednostką urojoną, a Im(·) jest operatorem części urojonej. Korzystając z przybliżenia dwulicowego , prawdopodobieństwo pokrycia, to jest $P^{(cov)}(T) = Pr\{SINR\} > T\}$, można sformułować w następujący sposób:

$$P^{(\mathrm{cov})}(T)\approx P_{\mathrm{N}}^{(\mathrm{cov})}(T)+P_{\mathrm{NI}}^{(\mathrm{cov})}(T) \quad (25)$$

gdzie $P^{(cov)}_N$ (T) jest prawdopodobieństwem pokrycia w reżimie ograniczonym hałasem, podanym w Twierdzeniu 1, a $P^{(cov)}_{NI}$, które zapewnia wpływ zakłóceń innych komórek, definiuje się w następujący sposób:

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{NI}}^{(\mathrm{cov})}(T) &= \sum_{s\in\{\mathrm{LOS},\,\mathrm{NLOS}\}}\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\int_0^{\infty}\frac{1}{\omega}\mathrm{Im}\left\{\exp\left(j\omega\sigma_N^2\right)\theta_s(T,\omega,x)(1-\mathrm{T}(\omega,x))\right\}\\ &\times\Lambda_s^{(\mathrm{approx})}([0,x))\exp\left(-\Lambda_{\Phi}^{(\mathrm{approx})}([0,x))\right)dx\end{aligned} \quad (26)$$

gdzie obowiązują następujące definicje:

$$\theta_s(T,\omega,\mathrm{x})=\frac{1}{\sqrt{\pi}}\sum_{k=1}^{N_{GHQ}}\widetilde{\omega}_k\exp\left(-j\omega\frac{\mathcal{P}G^{(0)}}{Tx}10^{\frac{\sqrt{2}\sigma_s\widetilde{s}_k+\mu_s}{10}}\right) \quad (27)$$

Prawdopodobieństwo pokrycia w Twierdzeniu.1 jest sformułowane jako suma prawdopodobieństwa pokrycia w scenariuszu z ograniczonym szumem i składnika korekcyjnego, który zależy od zagregowanych zakłóceń innych komórek. W rezultacie (1) Twierdzenie 1 redukuje się do Propozyji 13.1, jeśli przywołuje się przybliżenie ograniczone szumem, to znaczy oczekuje się, że T (ω, x)=1 i (2) $P^{(cov)}_{NI}$ (·) będą niewielkie w sieciach komórkowych mmWave, z wyjątkiem gęsto rozmieszczonych sieci.

**WYNIKI NUMERYCZNE I SYMULACYJNE**

W tej sekcji zilustrujemy kilka przykładów liczbowych, aby zweryfikować dokładność proponowanych ram matematycznych i porównać sieci komórkowe mmWave i µWave. Ramy są uzasadnione za pomocą symulacji Monte Carlo, gdzie niektóre założenia modelowania stosowane do analitycznej wykonalności nie są egzekwowane w symulatorze systemu. W szczególności zasięg i współczynnik obliczono przy założeniu ograniczenia hałasu. Przybliżenie to nie jest zachowywane w symulatorze systemu, aby pokazać, w jakim stopniu założenie o ograniczeniu hałasu dotyczy systemu mmWave. Dokładność podejścia opartego na PPP do zastosowania w sieciach komórkowych mmWave jest badana poprzez uwzględnienie rzeczywistych lokalizacji stacji bazowych zaczerpniętych z bazy danych OFCOM oraz śladów budynków pobranych z badania uzbrojenia. Baza danych (OS) , odpowiadająca gęstemu środowisku miejskiemu (centrum Londynu). Dodatkowo dokładność ram matematycznych w sekcji opartych na przybliżeniu dwubajtowym jest weryfikowana z empirycznym modelowaniem stanu łącza podanym w równaniu (3).

**DOŚWIADCZALNA WALIDACJA MODELOWANIA OPARTEGO NA PPP**

Aby przetestować dokładność modelu opartego na PPP dla lokalizacji stacji bazowych, korzystamy z danych eksperymentalnych od operatora telekomunikacyjnego O2 w Wielkiej Brytanii. Podobnie jak Lu i DiRenzo, dane te pochodzą z OFCOM . Dokładniej, 183 stacji bazowych jest zlokalizowanych na obszarze 4 $km^2$

Sześćdziesiąt dwie ze 183 stacji bazowych znajdują się w regionie geograficznym, w którym znajduje się budynek. Są one określane jako „stacje bazowe na dachu". Sto dwadzieścia jeden ze 183 stacji bazowych znajduje się w regionie geograficznym, w którym nie ma żadnych budynków. Są one określane jako „zewnętrzne stacje bazowe". Niech A i N oznaczają odpowiednio obszar analizowanego regionu geograficznego i liczbę stacji bazowych na tym obszarze. Gęstość stacji BS można obliczyć jako $\lambda_{BS} = N / A$. Aby uwzględnić realistyczne blokady, czyli łącza LOS i NLOS pochodzące z lokalizacji i kształtów budynków, korzystamy z danych eksperymentalnych do faktycznego rozmieszczenia budynków odpowiadającego obszarom metropolitalnym . Podobnie jak Lu i Di Renzo dane te pochodzą z OS . Spójność danych z dwóch niezależnych stron internetowych OFCOM i OS została zweryfikowana za pomocą map Google. W naszym badaniu nie uwzględniono elewacji budynków, ponieważ dane te nie są dostępne w bazie danych. Obecność budynków w gęstych środowiskach miejskich stanowi nieodłączne źródło blokad, co skutkuje powiązaniami LOS i NLOS. Na podstawie lokalizacji stacji bazowych oraz lokalizacji i kształtów budynków, odpowiednio, łącza LOS i NLOS można zidentyfikować empirycznie. W tym celu stosuje się następujące kryterium. Rozważmy ogólną „zewnętrzną BS" i ogólną MT. Powiązane łącze znajduje się w LOS, jeśli żaden budynek nie jest przecięty przez połączenie BS i MT linią prostą. W przeciwnym razie łącze znajduje się w NLOS. Rozważmy ogólną „BS na dachu". Zakłada się, że łącza BS-MT znajdują się w NLOS. Jest to założenie upraszczające, stosowane również przez innych badaczy [22], które wydaje się akceptowalne, jeśli brak jest informacji na temat elewacji budynków. Rozważana jest następująca konfiguracja:

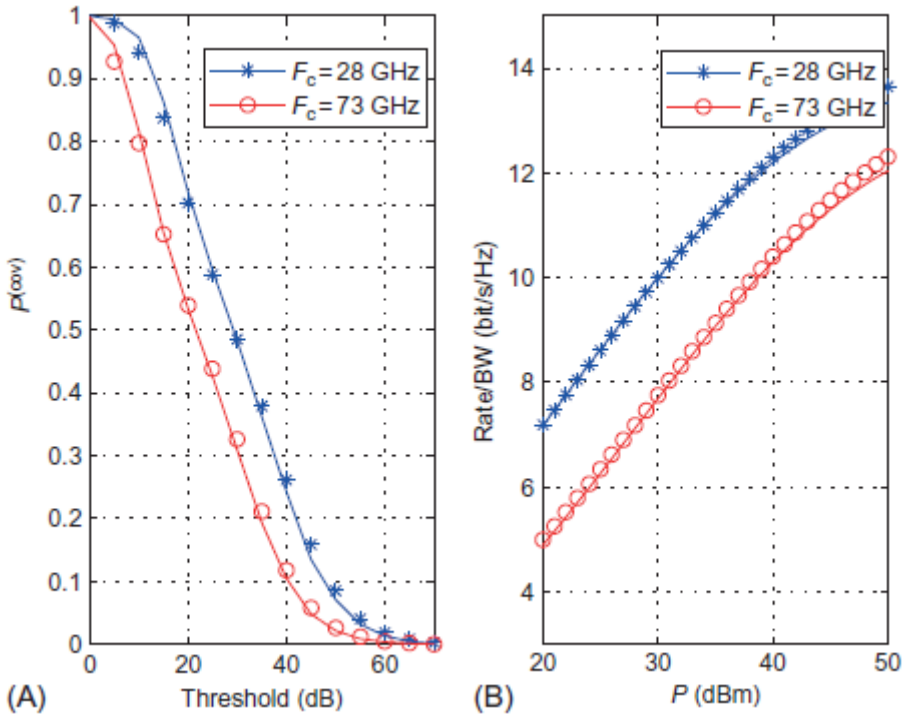
• Szerokość pasma transmisji wynosi $B_W$ = 2 GHz. Moc szumów wynosi $\sigma^2_N = 174 + 10\log_{10}(B_W) + F_{dB}$, gdzie $F_{dB}$ =10 dB to współczynnik szumów.

• Model kierunkowego kształtowania wiązki jest następujący: $G_{BS}^{(max)} = G_{MT}^{(max)}$ = 20 dB, $G_{BS}^{(min)} = G_{MT}^{(min)}$ = -10 dB i $\varphi_{BS} = \varphi_{MT}$ = 30 stopni.

• Model cieniowania jest następujący : $\sigma^{(LOS)}$ = 5,8 dB, $\sigma^{(NLOS)}$ = 8,7 dB, jeśli $F_c$ = 28 GHz i $\sigma^{(LOS)}$ = 5,8 dB, $\sigma^{(LOS)}$=7,7 dB jeśli $F_c$ = 73 GHz. Z drugiej strony zakłada się, że $\mu^{(S)}$ jest równe 0 dB zarówno dla scenariuszy LOS, jak i NLOS.

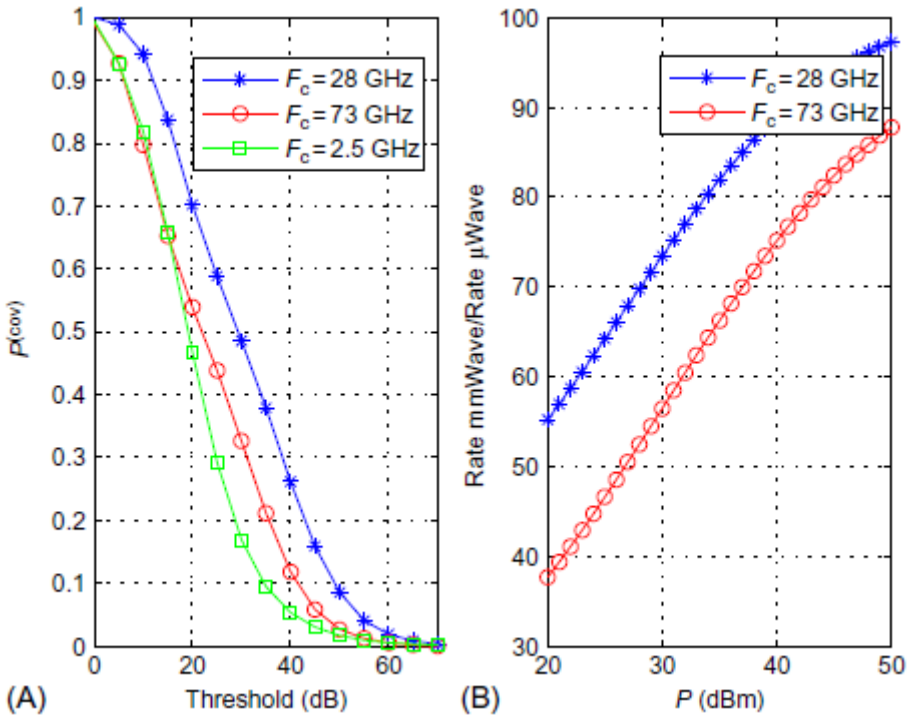
• Stałe tłumienia ścieżki $\kappa_s = 10^{a}\alpha_s / (10\beta_s)$ i wykładniki utraty ścieżki $\beta_s$ dla s ∈ {LOS, NLOS} podano dla transmisji przy 28 GHz i 73 GHz.

Ponadto porównuje się również wydajność sieci komórkowych µWave i mmWave. W tym celu rozważa się następującą konfigurację dla sieci komórkowych µWave : $F_c$ = 2,5 GHz, $B_W$ = 40 MHz, $G_{MT}^{(max)} = G_{MT}^{(min)}$ = 0 dB. Model kanału, czyli l(r)$^{(dB)}$ ¼ 22,7 + 36,7log10õrÞ +26 $\log_{10}(2.5)$. Zakłada się, że wszystkie kanały są w trybie NLOS, z odchyleniem standardowym zacienienia równym $\sigma^{(NLOS)}$ = 4 dB. Pozostałe parametry są takie same jak w przypadku sieci komórkowych mmWave. Na rysunku obserwujemy, że model abstrakcji oparty na PPP jest dość dokładny do modelowania praktycznych rozmieszczeń stacji bazowych w gęsto zabudowanych obszarach miejskich.




Rysunek pokazuje również, że sieci komórkowe mmWave działające z częstotliwością $F_c$ = 28 GHz nieznacznie przewyższają swoje odpowiedniki pracujące z częstotliwością $F_c$ =73 GHz ze względu na mniejsze straty ścieżki….

Na rysunku poniższym porównano sieci komórkowe mmWave i µWave.

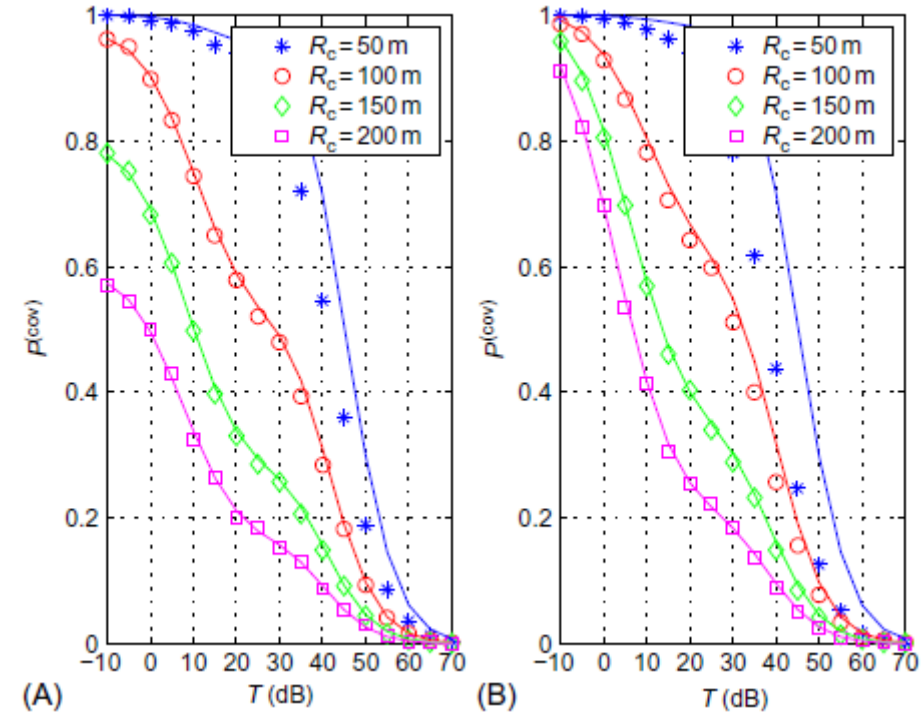


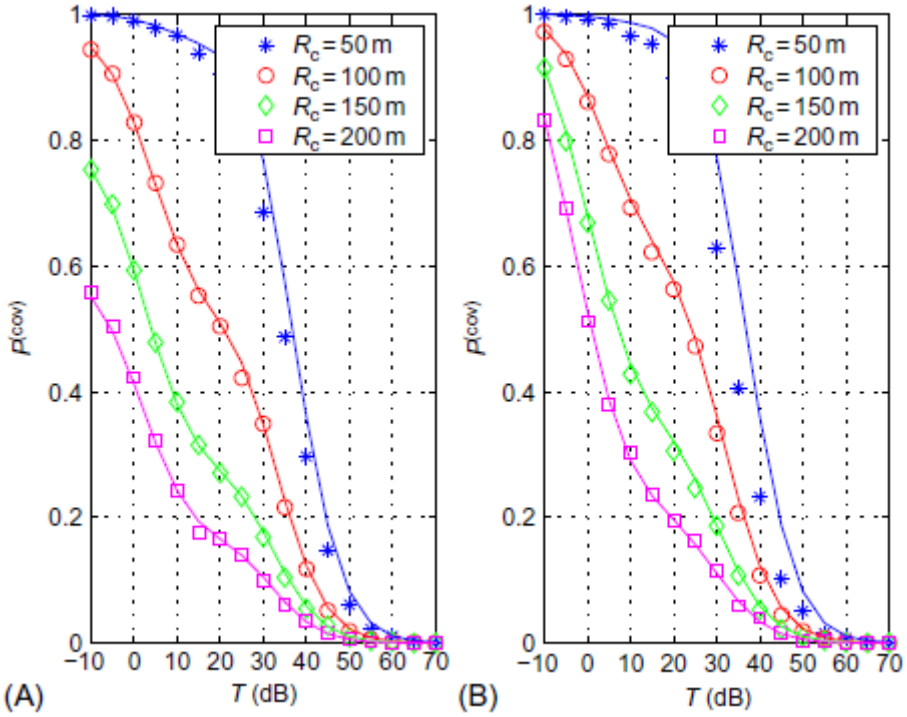

Ten rysunek pokazuje, że systemy mmWave są w stanie przewyższyć systemy µWave w rozważanym gęstym obszarze miejskim Londynu, bez potrzeby zwiększania gęstości baz.

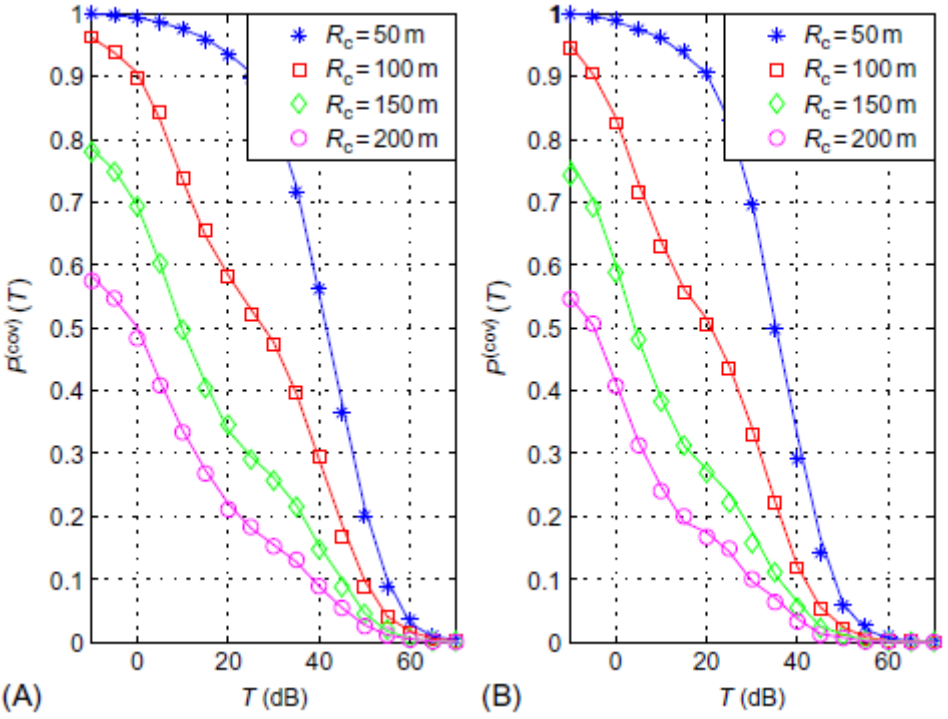
**WALIDACJA ZBLIŻENIA O OGRANICZONYM HAŁASIE**

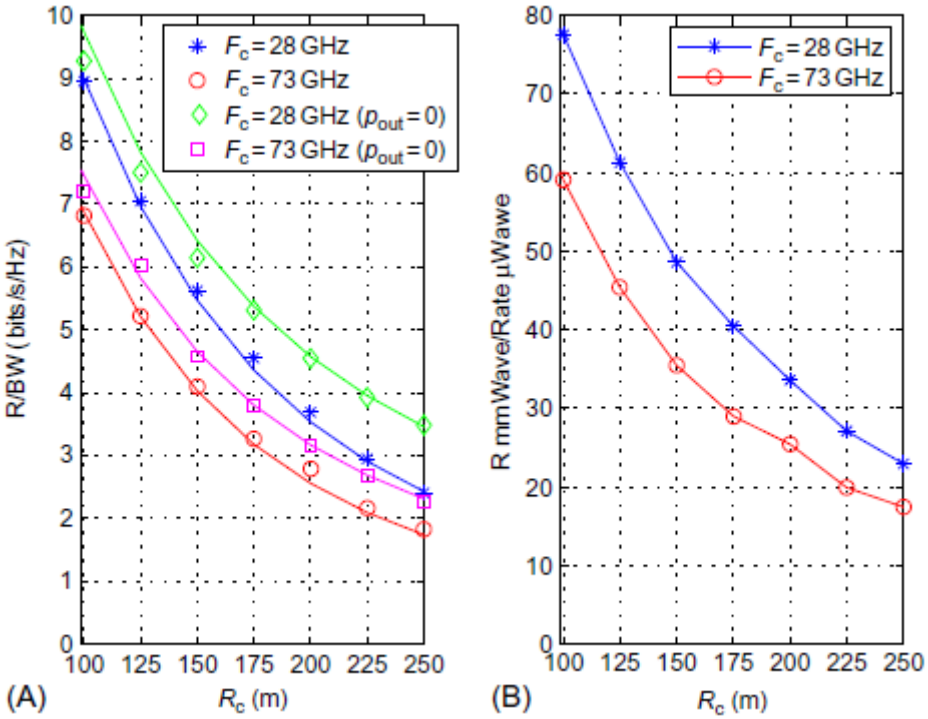
W tej sekcji zilustrujemy kilka przykładów liczbowych w celu sprawdzenia dokładności ram matematycznych oraz porównania sieci komórkowych mmWave i µWave. Ramy są potwierdzone za pomocą symulacji Monte Carlo, które uzyskuje się za pomocą symulatora systemu opisanego o Di Renzo i innych. Rozważana konfiguracja jest taka sama, z wyjątkiem modelu blokady uzyskanego od Akdeniza. W szczególności mamy: $\delta_{LOS}$ = 1/67.1, $\gamma_{LOS}$ = 1, $\delta_{OUT}$ = 1/30, $\gamma_{OUT}$ = exp(5.2), zarówno dla $F_c$ =28 GHz, jak i $F_c$ = 73 GHz. Zakłada się również, że BS są dystrybuowane zgodnie z PPP.

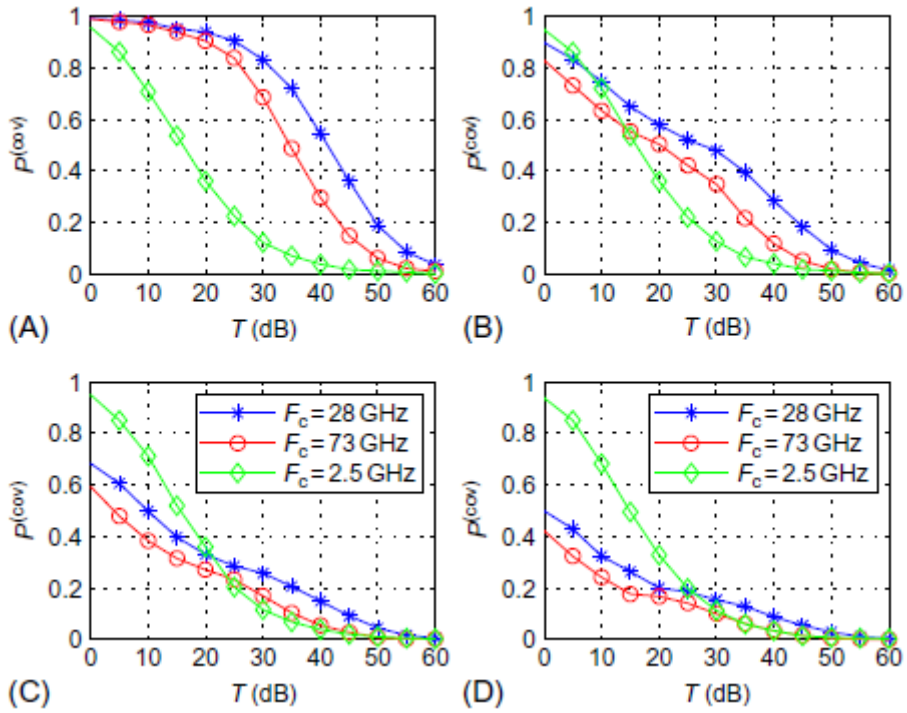
Jeśli chodzi o ramy matematyczne, stosowane są ramy zawarte w Twierdzeniu 13.1 (przybliżenie ograniczone szumami) i Twierdzeniu 1. W szczególności wszystkie krzywe są generowane przy użyciu przybliżenia dwóch kul. Wybrane wyniki liczbowe zilustrowano na rysunkach.


$R_c$ = 50 m
$R_c$ = 100 m
$R_c$ = 150 m
$R_c$ = 200 m
$P^{(cov)}$
$T$ (dB)
(A)
(B)


$R_c$ = 50 m
$R_c$ = 100 m
$R_c$ = 150 m
$R_c$ = 200 m
$P^{(cov)}$
$T$ (dB)
(A)
(B)


$R_c$ = 50 m
$R_c$ = 100 m
$R_c$ = 150 m
$R_c$ = 200 m
$p^{(cov)}(T)$
$T$ (dB)
(A)
(B)


$F_c$ = 28 GHz
$F_c$ = 73 GHz
$F_c$ = 28 GHz ($p_{out}$ = 0)
$F_c$ = 73 GHz ($p_{out}$ = 0)
R/BW ( bits/s/Hz)
R mmWave/Rate µWawe
$R_c$ (m)
(A)
(B)




Zauważamy, że przybliżenie ograniczone szumem jest dość dokładne dla rozważanej konfiguracji. W szczególności, jeśli $R_c \geq 100$ m, zauważymy, że można założyć, że sieci komórkowe mmWave są ograniczone szumami. Z drugiej strony, jeśli gęstość stacji bazowych wzrośnie, to przybliżenie może przestać być aktualne. Różnica w wydajności w porównaniu z symulacjami Monte Carlo jest jednak akceptowalna, co pokazuje, że w każdym przypadku sieci komórkowe mmWave prawdopodobnie nie będą ograniczać zakłóceń. Odkrycie to jest zgodne z niedawno opublikowanymi pracami, które rozważają uproszczony model blokowania [20]. Liczby pokazują również, że ogólnie obecność stanu wyłączenia zmniejsza zasięg. Jest to szczególnie zauważalne w przypadku małych wartości progu niezawodności T. Ponadto, zgodnie z oczekiwaniami, wydajność wzrasta wraz ze spadkiem średniego promienia komórki Rc, to znaczy w przypadku gęstszych wdrożeń sieci. Niektóre liczby zasługują na dodatkowe uwagi. Porównano szybkość sieci mmWave i µWave. Liczby potwierdzają, że sieci mmWave są w stanie znacznie zwiększyć średnią prędkość. Wynika to głównie z większej przepustowości transmisji, która w rozważanej konfiguracji jest 50 razy większa dla systemów mmWave. Liczby pokazują jednak, że wzmocnienie może być większe niż stosunek szerokości pasma, zwłaszcza dla średnie / gęste wdrożenia komórkowe .Sieci komórkowe są porównane pod względem prawdopodobieństwa pokrycia. Aystemy mmWave mogą zapewnić lepsze pokrycie niż systemy µWave, pod warunkiem, że gęstość sieci jest wystarczająco wysoka. W przeciwnym razie nadal preferowane są systemy µWave, zwłaszcza dla małych wartości progu niezawodności T. Zgodnie z oczekiwaniami, transmisja mmWave przy $F_c$ = 28 GHz nieznacznie przewyższa swój odpowiednik na $F_c$ = 73 GHz ze względu na mniejszą utratę ścieżki.

**WNIOSEK**

Zaproponowano nową strukturę analityczną do obliczania zasięgu i szybkości sieci komórkowych mmWave. Jego nowość polega na uwzględnieniu realistycznych modeli kanałów i blokad dla propagacji mmWave, które są oparte na danych empirycznych. Wprowadzono aproksymację dwukierunkową do modelowania stanu łącza komunikacji mmWave, która opiera się na dopasowaniu miar intensywności PPP empirycznych trójstanowych i aproksymowanych modeli łącza dwu kulowego. Okazało się, że proponowana metodologia matematyczna oparta na przybliżeniu ograniczonym szumem systemów

komórkowych mmWave jest wystarczająco dokładna dla typowych gęstości stacji bazowych i dla szerokości pasma transmisji rzędu gigaherców. Dla tych układów systemu, w których nie można całkowicie pominąć zagregowanych zakłóceń innych komórek, na przykład dla promieni komórek rzędu 50 m lub mniej, podejście matematyczne zostało uogólnione poprzez uwzględnienie rozkładu zakłóceń innych komórek. Przykłady liczbowe potwierdziły, że wystarczająco gęste sieci komórkowe mmWave mogą przewyższać ich odpowiedniki μWave. Odkrycia te zostały potwierdzone przy pomocy danych eksperymentalnych dotyczących lokalizacji komórkowych stacji bazowych i blokad w gęstym środowisku miejskim.