

## **PRZEGLĄD EWOLUCJI KOMUNIKACJI BEZPRZEWODOWEJ**

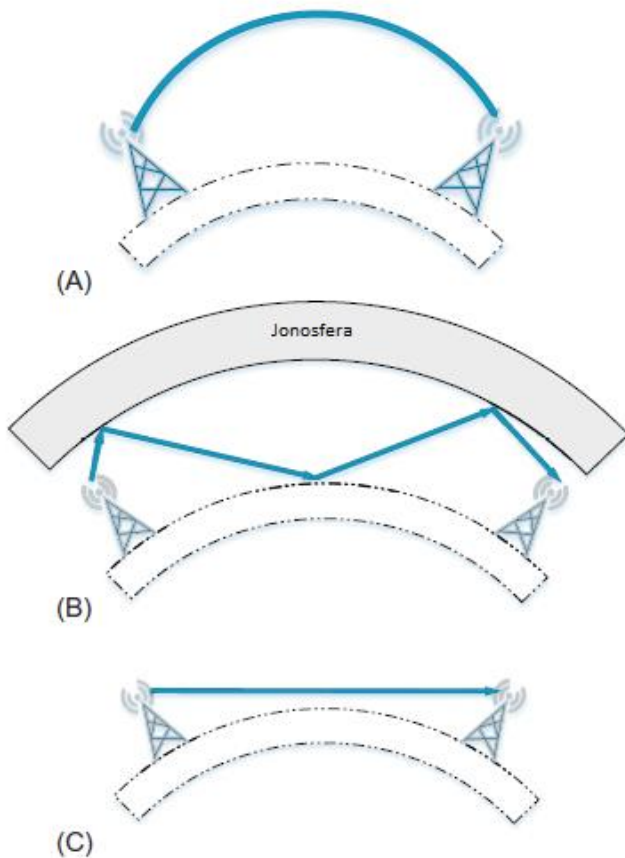
Łączność bezprzewodowa przeszła ewolucję od analogowych systemów komunikacyjnych (nazywanych również 1G) do Globalnego Systemu Komunikacji Mobilnej (GSM, komunikacja cyfrowa, zwana także 2G, gdzie usługa internetowa jest dodawana w tym samym czasie), trzecia generacja (3G, cyfrowe, obsługiwane dane, komutacja pakietów itp.), czwartej generacji (4G, bezprzewodowy dostęp szerokopasmowy, długoterminowa ewolucja (LTE) i LTE-zaawansowana (LTE-A)), a wreszcie piąta generacja (5G), oraz itd. W komunikacji bezprzewodowej ewolucja transceivera postępowała od wcześniejszych jednokierunkowych sygnałów wyjściowych (SISO) do wielowejściowych wielowyjściowych (MIMO) i masywnych MIMO (mMIMO), i poza wcześniejszymi technologiami komunikacji analogowej i cyfrowej, Modelowanie kanałów, kodowanie kanałów, a także technologie estymacji kanałów są proponowane z asymptotyczną analizą szybkości sumowania lub ergodyczną analizą pojemności. Ponieważ mmWave MIMO stawia nowe wyzwania dla istniejących technologii, potrzebne są nowe modele kanałów, aby obsłużyć tę potencjalną technologię w najbliższej przyszłości. Tu dokonujemy przeglądu wcześniejszych badań nad SISO i MIMO, a na koniec podsumowujemy pojawiające się technologie w mmWave mMIMO. Ponieważ główne trendy technologiczne stojące za ewolucją obejmują metody zwiększania szybkości transmisji i przepustowości przy użyciu różnych wszechstronnych metod, w tym rozdziale głównym wątkiem jest modelowanie kanału od SISO MIMO do mmWave mMIMO. Ponieważ wiedza autorów i struktura rozdziałów są ograniczone, być może nie jesteśmy w stanie przekazać całej treści.

### **MODELE KANAŁÓW POZA SISO, MIMO**

Ogólnie rzecz biorąc, kanały bezprzewodowe można podsumować jako efekty propagacji na dużą skalę (zanikanie na dużą skalę) i efekty propagacji na małą skalę (zanikanie na małą skalę). Gdzie zanikanie na dużą skalę wynika głównie z utraty ścieżki i efektów zacienienia związanych z dużymi odległościami. W przeciwieństwie do tego zanikanie na małą skalę wynikające ze zmian na krótkich dystansach, takich jak konstruktywne i destrukcyjne interferencje z różnych ścieżek.

### **UTRATA PRZENOSZENIA BEZPRZEWODOWEGO**

Propagacja bezprzewodowa z natury składa się z trzech różnych typów: modelu propagacji fali naziemnej, modelu propagacji fali nieba i modelu propagacji światła wzroku (LoS), które pokazano na tu



odbicia, załamaniu] i efekty rozpraszania (składają się z cienia) są również brane pod uwagę w różnych modelach kanałów. Podczas gdy model propagacji fal naziemnych jest zwykle używany w komunikacji radiowej o niskiej i średniej częstotliwości, a model propagacji fal nieba jest używany głównie w komunikacji satelitarnej i podobnej, która wymaga transmisji na tysiące kilometrów. Początkowe badania nad propagacją fal radiowych sięgają wczesnych etapów prac Jamesa Clerka Maxwella w 1864 i 1865 roku, kiedy to w jego pracach zatytułowanych „Na fizycznych liniach siły”, „Elektromagnetyczna teoria światła” i „Dynamiczna Teoria Pola Elektromagnetycznego”, wysunął hipotezę dotyczącą istnienia fal radiowych i tego, że ich prędkość transmisji jest równa prędkości światła. Później istnienie fal radiowych zostało zademonstrowane przez Heinricha Hertza w 1887 r. oraz w następnych pracach Olivera Lodge i Guglielmo Marconiego, którzy ustawili pierwsze systemy komunikacji bezprzewodowej. Pierwsza transmisja głosu i muzyki została wykonana przez Feginalda Fessendena w 1906 roku. Chociaż zgodnie z prawem Maxwella dokładne rozchodzenie się fal elektromagnetycznych można uzyskać dzięki różnym przeszkodom fizycznym z odbiciami, odbiciami, rozpraszaniem itp., Będzie to stanowić większe wyzwanie dla złożoności obliczeń. Dlatego do badania propagacji fal potrzebne są modele przybliżone. Ogólnie rzecz biorąc, w komunikacji bezprzewodowej, szczególnie w komunikacji komórkowej, pasma fal są ograniczone do 0,3–30 GHz (choć 60 GHz jest w drodze z falą mm, ale spowoduje to różne modele przybliżone i zostaną omówione później).

#### **MODEL PROPAGACJI WOLNEJ PRZESTRZENI**

Model propagacji w wolnej przestrzeni jest oparty na pustym środowisku, co oznacza, że wszystkie inne wpływy, na przykład odbicie, odbicie itp., Są puste, jak pokazano tutaj.



Podczas gdy komunikacja zachodzi między nadajnikiem a odbiornikiem, model transmisji fal anteny dookólnej można przyjąć do tłumienia mocy, gdzie wyrażenie można podać jako:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[ \frac{\sqrt{G_1} \lambda}{4\pi d} \right]^2,$$

gdzie  $P_r$ ,  $P_t$ ,  $\sqrt{G_1}$ ,  $\lambda$ ,  $d$  reprezentują odebraną moc, moc nadawaną, iloczyn wzorców promieniowania pola anteny nadajnika i odbiornika w transmisji w wolnej przestrzeni, odpowiednio długość fali i odległość między nadajnikiem i odbiornikiem. Jak pokazano, odebrana moc ma ujemną korelację z wartością kwadratu odległości transmisji  $d^2$  i dodatnią korelację z długością fali  $\lambda$ . Odebraną moc można dalej wyrazić w dBm przyjmując definicję dBm przez,

$$x_{\text{dBm}} = 10 \lg \left( \frac{x}{0.001} \right).$$

Wyrażenie dBm można otrzymać jako:

$$P_r = P_t + 10 \lg \left( \left[ \frac{\sqrt{G_1} \lambda}{4\pi d} \right]^2 \right) = P_t + 10 \lg(G_1) + 20 \lg(\lambda) - 20 \lg(4\pi) - 20 \lg(d).$$

Ponadto utrata przepustowości  $20 \log d$  jest również często używana do utraty propagacji wolnej przestrzeni w inżynierii, którą definiuje się jako:

$$P_r = P_t - 20 \log \left( \frac{d}{d_0} \right).$$

Standardowym wyrazem tego doświadczenia jest:

$$P_{\text{loss}} = 20 \lg(f) + 20 \lg(d) + 32.4,$$

gdzie  $f$  daje częstotliwość fali. Przyjmijmy, że przesyłany sygnał jest falą sinusoidalną o  $\cos(2\pi ft)$ , wtedy odbierany sygnał w odbiorniku będzie

$$E(f, t, (r, \theta, \psi)) = \frac{\alpha_s(\theta, \psi, f) \cos\left(2\pi f \left(t - \frac{r}{c}\right)\right)}{r},$$

gdzie  $(\theta, \psi)$  to kąty pionowe i poziome od nadajnika do odbiornika, a  $\alpha_s(\theta, \psi, f)$  to wzór promieniowania anteny nadawczej o częstotliwości  $f$ . Należy zauważyć, że w tym przypadku zakłada się, że zarówno anteny nadajnika, jak i odbiornika są punktami, których rozmiar można zignorować. Dalsza definicja jest podana jako:

$$H(f) = \frac{\alpha_s(\theta, \psi, f) e^{j2\pi f \frac{r}{c}}}{r},$$

gdzie  $\alpha_s(\theta, \psi, f)$  to wzór promieniowania anteny nadawczej na częstotliwości  $f$ , jak wspomniano powyżej. Wtedy odebrany sygnał można wyrazić jako

$$E(f, t, (r, \theta, \psi)) = \Re\{H(f) e^{j2\pi f t}\}.$$

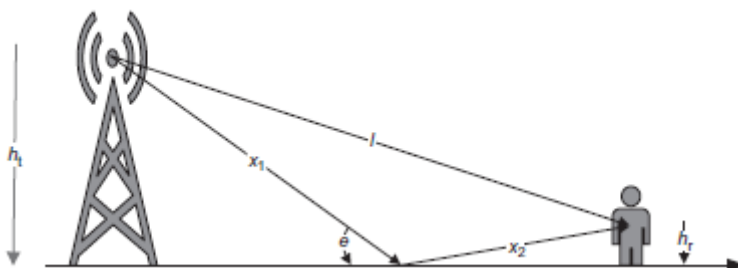
Ogólnie rzecz biorąc, model propagacji w wolnej przestrzeni jest idealnym założeniem, które nie powoduje efektu cienia. Przeważnie jest używany do obliczeń w szerokim okresie transmisji bez przeszkód. Można z grubsza oszacować moc odbieraną po stronie odbiornika lub moc nadawaną po stronie nadajnika, przyjmując model propagacji w wolnej przestrzeni. Ale w prawdziwym świecie, zwłaszcza na obszarach miejskich z dużą ilością budynków i przeszkód drzewowych, należy uwzględnić warunki ruchu i inne czynniki, takie jak zacinienie, efekt Dopplera.

## ŚLEDZENIE PROMIENIOWANIA

Aby zrobić krok naprzód, model śledzenia promieni służy do przybliżenia środowiska miejskiego lub wewnętrznego, w którym fala transmitowana w przestrzeni napotyka wiele przeszkód, co powoduje odbicie, dyfrakcję lub rozproszenie transmitowanego sygnału. Chociaż szczegóły okresu transmisji mogą być odzwierciedlone w prawie Maxwella, ale ze względu na jego złożoność obliczeniową, niektóre metody podejścia przybliżonego są tutaj przedstawione w postaci dwóch modeli promienia i ogólnego śledzenia promieni. Zwróć uwagę, że ze względu na zwartość przyjmujemy hipotezę, że zarówno anteny nadajnika, jak i odbiornika są nieruchome.

### Model dwupromieniowy

Model dwupromieniowy jest przedstawiony na rysunku.



Jak pokazano tutaj, od nadajnika do odbiornika istnieją dwa rodzaje światła, LoS i światło odbite, które jest transmitowaną falą odbitą od płaszczyzny uziemia lub innych przeszkód. Odebrany sygnał z LoS można podać jak wspomniano w ostatnim równaniu, a odebrany sygnał z fali odbicia można podzielić

na dwa segmenty, tutaj  $x_1, x_2$ . Oznaczając  $u(t)$  jako sygnał nadawczy w nadajniku, odbierany sygnał po stronie odbiornika będzie

$$E_{2-ray} = \Re \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[ \frac{\sqrt{G_1} u(t) e^{-j2\pi \frac{l}{\lambda}}}{l} + \frac{R \sqrt{G_r} u(t - \tau) e^{-j2\pi \frac{x_1 + x_2}{\lambda}}}{x_1 + x_2} \right] e^{j2\pi f t} \right\}$$

gdzie ,

$$\tau = \frac{x_1 + x_2 - l}{c}$$

reprezentuje opóźnienie czasu odbicia,  $\sqrt{G_1} = \sqrt{G_a G_b}$ ,  $\sqrt{G_r} = \sqrt{G_c G_d}$ , są iloczynem wzorców promieniowania pola anteny nadawczej i odbiorczej w sekcji LoS i sekcji odbicia odpowiednio w stosunku do  $x_1, x_2$ . Ponadto  $R$  jest współczynnikiem odbicia gruntu. Podczas gdy, jak omówiono w Tse i Viswanath, w modelu dwupromieniowym odbierany sygnał jest tłumiony jako  $r^2$ , a odbierana moc jest tłumiona jako  $r^4$ . Oznaczając  $r$  jako odległość od nadajnika do odbiornika. W szczególności różnica między LoS a ścieżkami odbicia dochodzi do zera przy  $r^{-1}$  przy rosnącym  $r$ , a mały względny dochodzi do  $c/f$  przy  $r$  zbliżającym się do nieskończoności. Jak wykazano w pracy Goldsmitha, moc odbieraną po stronie odbiornika przy założeniu transmisji wąskopasmowej można zapisać jako

$$P_r = P_t \left[ \frac{\lambda}{4\pi} \left| \frac{\sqrt{G_1}}{l} + \frac{R \sqrt{G_r} e^{-j\Delta\phi}}{x_1 + x_2} \right|^2 \right],$$

gdzie  $\Delta\phi = 2\pi (x_1 + x_2 - l) / \lambda$  daje różnicę faz między sygnałami LoS i odbiciem.

### Ogólny model śledzenia promieni

Ogólny model śledzenia promieni próbuje bardziej szczegółowo modelować rzeczywisty okres transmisji. Dlatego należy szczegółowo opisać określone właściwości lokalizacji (wysokość, głośność itp.) Nadajnika i odbiornika, a także przeszkody. Konkretnie wyrażenia będą się różnić w różnych środowiskach ogólnego modelu śledzenia promieni. Jednak LoS i fale odbiciowe są nadal dominującymi czynnikami w ogólnym modelu ray tracingu, ponieważ wpływ dyfrakcji i rozpraszania jest niewielki. Przyjmując model dyfrakcji na krawędzi noża Fresnela dla światła fal dyfrakcyjnych i równanie radaru bistatycznego dla rozpraszania światła w ogólnym modelu śledzenia promieni, dodając wspomniane wcześniej LoS i światła fali odbiciowej, odebrany sygnał po stronie odbiornika odczytuje

$$E_{genray} = \Re \left\{ \left[ \frac{\lambda}{4\pi} \left[ \frac{\sqrt{G_1} u(t) e^{j2\pi l/\lambda}}{l} + \sum_{i=1}^{N_r} \frac{R_{x_i} \sqrt{G_{x_i}} u(t - \tau_i) e^{-j2\pi x_i/\lambda}}{x_i} \right. \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{j=1}^{N_d} \frac{4\pi}{\lambda} L_j(v) \sqrt{G_{d_j}} u(t - \tau_j) e^{-j2\pi (d_{j1} + d_{j2})/\lambda} \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sqrt{G_{s_k}} \sigma_k u(t - \tau_k) e^{-j2\pi (s_{k1} + s_{k2})/\lambda}}{\sqrt{4\pi s_{k1} s_{k2}}} \right] e^{j2\pi f t} \right\}$$

gdzie  $\tau_i, \tau_j$  i  $\tau_k$  reprezentują opóźnienia w czasie danego odbicia, dyfrakcji i rozpraszania światła w odniesieniu do znormalizowanego opóźnienia światła LoS. Jak pokazują poprzednie badania,  $\sqrt{G_1}, \sqrt{G_{x_i}}$

,  $\sqrt{G_{dj}}$ , i  $\sqrt{G_{sk}}$  dają iloczyn wzorców promieniowania pola anteny nadawczej i odbiorczej odpowiednio w sekcjach LoS, odbicia, dyfrakcji i rozpraszania.

## MODELE EMPIRYCZNE

### Model Okumura

Niektórzy inżynierowie podali różne modele propagacji fal radiowych w różnych środowiskach. Najpopularniejszym i wciąż często stosowanym modelem jest model Okumura, który pasuje do propagacji radiowej miejskich makrokomórek w promieniu 1–100 km, w zakresie częstotliwości od 150 do 1500 MHz i na wysokości nadawczej stacji bazowej (BS). 30–100 m. W tych warunkach utrata ścieżki po przesłaniu odległości  $d$  będzie według modelu Okumury

$$P_L(\text{okumura})\text{dB} = L(f, d) + A_\mu(f, d) - G(h_t) - G(h_r) - G_{\text{AREA}},$$

gdzie  $L(f, d)$ ,  $A_\mu(f, d)$ ,  $G(h_t)$ ,  $G(h_r)$  i  $G_{\text{AREA}}$  reprezentują tłumienie ścieżki w wolnej przestrzeni, średnie tłumienie w odległości  $d$  i częstotliwość  $f$ , wysoki zysk anteny BS i antena odbiornika współczynniki wzmocnienia wysokości i odpowiednio wzmocnienie środowiska transmisji.

### Model Hata

Podobnie, model Hata jest kolejnym szeroko stosowanym empirycznym modelem propagacji w komunikacji bezprzewodowej, który jest również ważny dla zakresu częstotliwości od 150 do 1500 MHz. Jednak zapewnia prostszą, zamkniętą formę wyrażenia środowiska miejskiego. Wyrażenie utraty ścieżki w modelu Hata odczytuje ,

$$P_L(\text{Hata})_{\text{urban}}\text{dB} = 69.55 + 26.16 \lg(f) - 13.82 \lg(h_t) - \alpha(h_r) + (44.9 - 6.55 \lg(h_t)) \lg(d).$$

Zauważ, że tutaj parametry są takie same jak w modelu propagacji Okumura, ale  $\alpha(h_r)$  przyjmuje różne wyrażenia w różnych środowiskach. Dla małych i średnich miast  $\alpha(h_r)$  jest wyrażone wzorem,

$$\alpha(h_r)\text{dB} = 1.1 \lg(f) - 0.7 h_r - (1.56 \lg(f) - 0.8).$$

Natomiast dla dużych miast o częstotliwości większej niż 300 MHz będzie to

$$\alpha(h_r)\text{dB} = 3.2(\lg(11.75 h_r))^2 - 4.97.$$

Z drugiej strony, dla środowiska podmiejskiego lub wiejskiego utrata ścieżki modelu Hata będzie wynosić:

$$P_{L, \text{suburban}}(\text{Hata})\text{dB} = P_L(\text{Hata})_{\text{urban}}\text{dB} - 2 \left[ \lg\left(\frac{f}{28}\right) \right]^2 - 5.4$$

i

$$P_{L, \text{rural}}(\text{Hata})\text{dB} = P_L(\text{Hata})_{\text{urban}}\text{dB} - 4.78[\lg(f)]^2 + 18.33 \lg(f) - K,$$

gdzie  $K$  waha się od 35,94 (wieś) do 40,94 (pustynia)]. Należy zauważyć, że dla odległości od nadajnika do odbiornika większej niż 1 m, model propagacji Hata jest dobrym wyborem do modelowania okresu transmisji, szczególnie w komunikacji bezprzewodowej pierwszej generacji. Jednak wraz ze

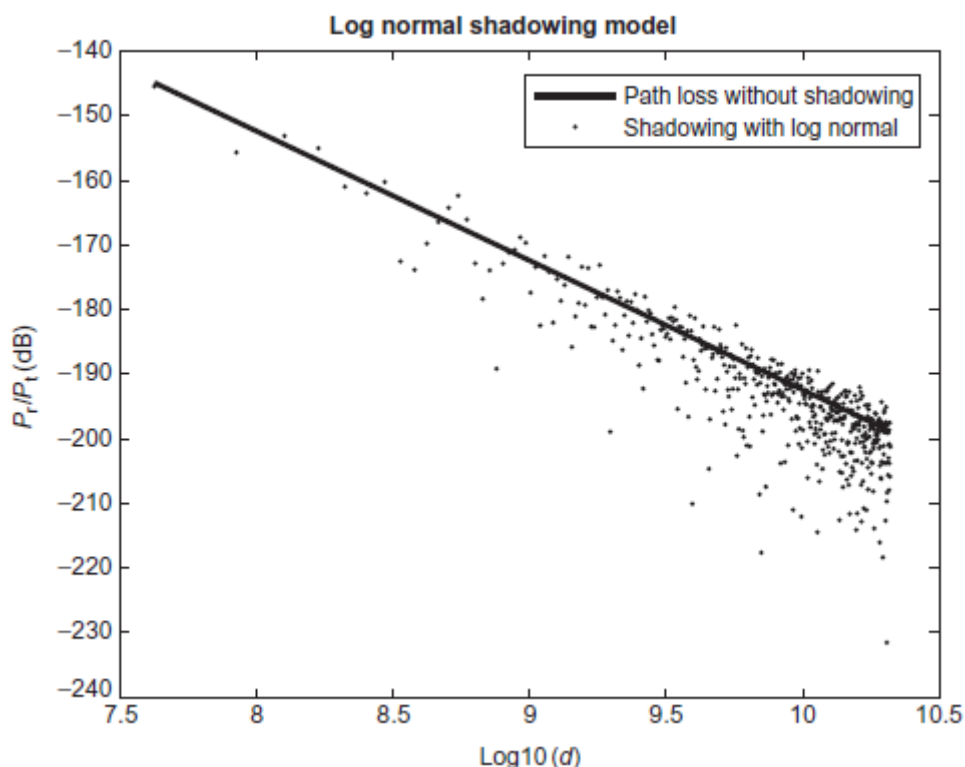
zmniejszaniem się obszaru pokrycia BS i mniejszy, z powodu zagęszczenia BS i wyższych częstotliwości nośnych, ostatecznie nie będzie przydatny. Należy zapewnić kilka nowych modeli propagacji, szczególnie dla systemów mmWave mMIMO. Zostanie to omówione w następnych sekcjach. Ponadto pominięto niektóre inne modele propagacji fal bezprzewodowych, takie jak model ruchomej anteny albo w BS, albo po stronie użytkownika.

## EFEKTY CIENIA

Efekty cieniowania definiuje się jako skutki wahań mocy odbieranego sygnału spowodowane przeszkodą między nadajnikiem a odbiornikiem. Dlatego zmiany sygnału w wyniku cienia pochodzą głównie z odbić i rozpraszania podczas transmisji. Efekty cieniowania spowodują również załamanie fal świetlnych, to znaczy transmisja nie przebiega po linii prostej. Oprócz blaknięcia na dużą skalę, efekty te są najczęściej podsumowywane jako zanikanie na małą skalę. Aby je opisać, potrzebne są modele. Jednym z nich jest cieniowanie logarytmiczne. To znaczy, oznaczając stosunek mocy nadawczej do mocy odbiorczej jako  $\gamma = P_t / P_r$ ,

$$P(\gamma) = \frac{\zeta}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\gamma_{dB}}\gamma} \exp\left[-\frac{(10\lg\gamma - \mu_{\gamma_{dB}})^2}{2\sigma_{\gamma_{dB}}^2}\right],$$

gdzie  $\zeta = 10 / \ln 10$ ,  $\sigma_{\gamma_{dB}}$  daje średni opis  $\gamma_{dB} = 10\lg\gamma$ , w większości uzyskany z modelu analitycznego lub pomiarów empirycznych, a  $\sigma_{\gamma_{dB}}$  jest odchyleniem standardowym  $\gamma_{dB}$ . Efekty cieniowania propagacji bezprzewodowej można znaleźć tu



Podczas przeprowadzania analizy efekty zacielenia można włączyć do światła utraty ścieżki za pomocą LoS lub innych modeli propagacji lub można je obliczyć oddzielnie na podstawie zacielenia i utraty ścieżki.

## OD SISO DO MIMO

W tej sekcji przedstawimy ogólną ewolucję komunikacji bezprzewodowej od SISO do MIMO, skupiając się głównie na obszarze zasięgu sieci komórkowej i analizie prawdopodobieństwa awarii, modelach kanałów, a zatem analizie przepustowości i szybkości transmisji na ich podstawie.

### PRAWDOPODOBIEŃSTWO AWARII I OBSZAR POKRYCIA KOMÓREK

W literaturze, łącząc efekty cieniowania i utraty ścieżki, odczytuje się stosunek mocy odbieranej do nadawanej,

$$\eta_{P_r/P_t} \text{ dB} = 10 \lg K - 10\phi \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) - \gamma_{\text{dB}},$$

gdzie  $\gamma_{\text{dB}}$  daje zmienną losową o rozkładzie Guassa ze średnią zerową i wariancją  $\sigma_{\gamma_{\text{dB}}}^2$ , a  $\phi$  tutaj jest wykładnikiem tłumienia ścieżki. Zatem, podając definicję prawdopodobieństwa wyłączenia, że wartość spadnie poniżej określonego progu, możemy otrzymać wyrażenie prawdopodobieństwa zaniku zasilania w przypadku utraty ścieżki i cienia przez

$$P_{\text{out}}(P_r \leq P_{\text{th}}) = 1 - Q\left(\frac{P_{\text{th}} - \left(P_t + 10 \lg K + 10\phi \lg\left(\frac{d}{d_0}\right)\right)}{\sigma_{\gamma_{\text{dB}}}}\right)$$

gdzie Q oznacza funkcje Q, a konwersja między funkcją Q a komplementarną funkcją błędu może być określona jako

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

Prawdopodobieństwo wyłączenia definiuje się jako punkt, w którym wartość mocy odbiornika spada poniżej progu (gdzie wartość mocy odnosi się do minimalnego stosunku sygnału do szumu (SNR) w komórce), można powiedzieć, że odbiornik jest poza zakresem BS w komunikacji komórkowej. W związku z tym zakres zasięgu sieci komórkowej można obliczyć za pomocą tego wyrażenia. Ze względu na efekt cienia obszar zasięgu komórkowego nie zawsze ma kształt kuli. Jednak w analizie teoretycznej przyjmujemy kształt kuli lub nawet kołowy obszar dla obszaru pokrycia BS, pomijając wysokość BS dla uproszczenia (w niektórych przypadkach przyjmuje się również założenie o powierzchni sześciokąta). Tak więc, z otrzymaną analizą prawdopodobieństwa zaniku zasilania, obszar zasięgu sieci komórkowej można obliczyć jako:

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{\pi R^2} \int_0^{2\pi} \int_0^R P(P_r \leq P_{\text{th}}) r dr d\theta \\ &= \frac{1}{\pi R^2} \int_0^{2\pi} \int_0^R P(1 - P_{\text{out}}(P_r \leq P_{\text{th}})) r dr d\theta \\ &= \frac{1}{\pi R^2} \int_0^{2\pi} \int_0^R Q\left(\frac{P_{\text{th}} - \left(P_t + 10 \lg K + 10\phi \lg\left(\frac{d}{d_0}\right)\right)}{\sigma_{\gamma_{\text{dB}}}}\right) r dr d\theta. \end{aligned}$$

### MODELE KANAŁU RAYLEIGHA I RICIANA

Modele kanałów Rayleigh i Rician to dwa powszechnie stosowane modele kanałów w komunikacji bezprzewodowej. Kanał Rician zakłada, że ścieżki transmisji od nadajnika do odbiornika składają się z dominującej ścieżki LoS i innych ścieżek rozpraszania, podczas gdy kanał Rayleigha składa się z kanałów



rozpraszających z nadajnik do odbiornika. Zakładając, że faza na każdej ścieżce i wynosi  $2\pi ft_i$  modulo  $2\pi$ , gdzie  $ft_i = d_i / \lambda$ , jak w komunikacji komórkowej, zawsze możemy mieć  $d_i \gg \lambda$ . W takim przypadku można powiedzieć, że na ścieżce fazy równomiernie zmieniają się między 0 a  $2\pi$ , podczas gdy różne fazy są niezależne. Podczas dodawania wszystkich ścieżek razem, oznaczając  $\alpha_i(t)$ ,  $t_i(t)$  jako opóźnienie tłumienia i propagacji na ścieżce i w czasie t, wzmacnienie zaczepu będzie

$$h_1[m] = \alpha_i \left( \frac{m}{W} \right) e^{-\beta 2\pi f t_i(m/W)} \sin \left[ l - t_i \left( \frac{m}{W} \right) W \right].$$

Można to modelować za pomocą szeroko stosowanej cyklicznej symetrycznej złożonej zmiennej losowej, w której każdy zaczep jest sumą dużej liczby małych niezależnych cyklicznych symetrycznych zmiennych losowych. Ogólnie rzecz biorąc, używamy rzeczywistej części wzmacnienia zaczepu do modelowania zerowej średniej zmiennej losowej Gaussa. Należy mieć świadomość, że to cykliczne, symetryczne, złożone, losowe, zmienne założenie jest często stosowane, szczególnie w systemie MIMO. W systemie mMIMO przyjmujemy również to założenie, wykonując analizę efektywności widmowej (SE) lub efektywności energetycznej (EE) z teorią macierzy losowej, w której zakłada się, że wzmacnienia z zaczepu są zgodne z  $CN(0, \sigma^2)$ . To jest tak zwane zanikanie Rayleigha. Gęstość zmiennej losowej Rayleigha wynosi,

$$\frac{x}{\sigma_l^2} \exp \left\{ \frac{-x^2}{2\sigma_l^2} \right\},$$

gęstość kwadratu wielkości wynosi  $h_1[m]^2$ ,

$$\frac{1}{\sigma_l^2} \exp \left\{ \frac{-x}{\sigma_l^2} \right\}.$$

W przeciwieństwie do tego kanał Rician modeluje kanał ze ścieżką zwierciadlaną i kilkoma ścieżkami rozproszonymi, gdzie ścieżka lustrzana jest duża i ma znaną wielkość. Rozważmy dwie losowe zmienne Gaussa X, Y, gdzie X ma niezerową średnią (powiedzmy m), a Y ma zerową średnią, a X i Y mają taką samą wariancję jak  $\eta^2$ . Następnie transformacja,

$$Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$$

jest rozkładem Riciana. Wzmacnienie zaczepu kanału Riciana można podać jako

$$h_1[m] = \sqrt{\frac{k}{k+1}} \sigma_l e^{j\theta} + \sqrt{\frac{1}{k+1}} CN(0, \sigma_l^2),$$

gdzie k (współczynnik K) oznacza stosunek energii na ścieżce LoS i ścieżkach rozproszonych, który można podać jako,

$$k = \frac{m^2}{2\eta^2}.$$

Tutaj pierwszy człon daje ścieżkę LoS z jednorodną fazą  $\theta$ , a drugi człon - ścieżki rozpraszania, niezależne od  $\theta$ .

## ANALIZA POJEMNOŚCI I SZYBKOŚCI TRANSMISJI

Ogólna analiza systemu SISO Teoria informacji może być zakorzeniona w teorii Shannona, wymyślonej przez Claude'a Shannona w 1948 roku, w celu scharakteryzowania ograniczeń kanałów w niezawodnej komunikacji. Teoria Shannona udowadnia, że możemy zbliżyć się do maksymalnej szybkości transmisji w danym kanale, jednocześnie zmniejszając współczynnik błędów dzięki wyrafinowanym metodom kodowania. Pojemność można wyliczyć za pomocą teorii Shannona i analizy entropii. Rozważmy typowy system komunikacyjny, a jego sygnał docierający do odbiornika to:

$$y = h * x + n,$$

gdzie  $h$ ,  $x$  i  $n$  dają odpowiednio macierz kanału, macierz sygnału transmisji i macierz szumu kanału. Tutaj  $*$  oznacza operację splotu. Zwykle przyjmuje się, że szum kanału jest dodatkowym białym szumem gaussowskim (AWGN) z  $CN(0, \sigma^2)$ , gdzie zawsze możemy uzyskać doskonale transmitowany sygnał, pod warunkiem, że wariancja szumu wynosi zero. Albo należy zająć się niektórymi metodami. Dodatkowo w przypadku SISO macierz przyjmuje warunek jednowymiarowy. Co powoduje, że pojemność SISO można wyprowadzić przy użyciu założenia kanału Gaussa z ograniczeniem mocy jako,

$$C = \max_{p(x): EX^2 \leq P} I(X;Y),$$

gdzie  $I(X; Y)$  reprezentuje wzajemną informację, którą można uzyskać za pomocą analizy entropii. Ponadto dla  $X$ , jego entropia jest definiowana jako,

$$I(x) = H(x) = \sum_{i=1}^N p_i \log_2 \left[ \frac{1}{p_i} \right] = \sum_{x \in X} p(x) \log_2 \left[ \frac{1}{p(x)} \right] = - \sum_{x \in X} p(x) \log_2 [p(x)],$$

gdzie  $X = [x_1, \dots, x_i, \dots, x_N]$  jest zbiorem zmiennych losowych, a  $p(x) = [p_1, \dots, p_i, \dots, p_N]$  jest zbiorem funkcji masy prawdopodobieństwa. Wzajemne informacje przez  $I(X; Y)$  można uzyskać za pomocą następujących metod,

$$I(X;Y) = H(X) - H(X|Y) = H(Y) - H(hX + N|X) = H(Y) - H(N).$$

Ogólnie rzecz biorąc, używamy  $I(X; Y) = H(Y) - H(N)$  do obliczenia przepustowości systemów bezprzewodowych, gdzie entropię różnicową można obliczyć za pomocą  $H_d(Y) = \log_2(\pi e \sigma^2)$ . Otrzymana średnia moc wynosi,

$$\sigma_y^2 = E[Y^2] = E[(hX + N)(hX + N)^*] = \sigma_x^2 |h|^2 + \sigma_n^2.$$

W ten sposób pojemność będzie wynosi:

$$\begin{aligned} C &= \max_{p(x): EX^2 \leq P} I(X;Y) = H_d(Y) - H_d(N) = \log_2(\pi e \sigma_y^2) - \log_2(\pi e \sigma_n^2) \\ &= \log_2(\pi e \sigma_x^2 |h|^2 + \sigma_n^2) - \log_2(\pi e \sigma_n^2) = \log_2 \left( 1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2} |h|^2 \right) \\ &= \log_2 \left( 1 + \frac{P_t}{\sigma_n^2} |h|^2 \right). \end{aligned}$$

Oznaczając SNR jako  $\rho = P_t / \sigma_n^2 |h|^2$ . Wreszcie, pojemność systemu SISO będzie:

$$C = \max_{p(x): EX^2 \leq P} I(X;Y) = \log_2(1 + \rho) = \log_2 \left( 1 + \frac{P_t}{\sigma_n^2} |h|^2 \right).$$

W przeciwieństwie do tego w systemie MIMO wyrażenie to da szybkość transmisji każdego użytkownika w ramach metody równego przydziału mocy.

### System MIMO

W systemie MIMO wiadomo, że pojemność systemu można zwiększyć bez dodatkowej szerokości pasma lub mocy nadawania, po prostu zwiększając liczbę anten po stronie nadajnika i odbiornika. Przy numerze anteny nadajnika  $N$  i numerze anteny odbiornika  $M$ , odebrany sygnał brzmi:

$$Y = Hx + n$$

Jak widać, w całym kanale przesyłany sygnał  $x$  i szum  $n$  są obsługiwane za pomocą macierzy. Biorąc pod uwagę średnią alokację mocy i jednakowe założenie macierzy kanału Rayleigha, pojemność systemu MIMO można opisać funkcją:

$$C = \sum_{i=1}^M B_i \log_2 \left( \det \left[ I_N + \frac{P_i}{M\sigma_n^2} HH^H \right] \right) = \sum_{i=1}^M B_i \log_2 \left( \det \left[ I_N + \frac{\rho}{M} HH^H \right] \right)$$

gdzie  $B_i$ ,  $\det$ ,  $I_N$  dają szerokość pasma dla każdego użytkownika, wyznacznik macierzy, a  $M \times N$  identyfikują odpowiednio macierz, a  $\rho$  tutaj jest średnim SNR w każdym kanale,  $H^H$  oznacza sprzężoną transpozycję macierzy  $H$ . Ponadto macierz kanału można rozłożyć na

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,N} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ h_{M,1} & h_{M,2} & \dots & h_{M,N} \end{bmatrix}$$

Każdy wpis w macierzy kanału Rayleigha, jak wspomniano powyżej, można wyrazić jako,

$$h_{i,j} = \alpha + j\beta = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} e^{j \arctan \frac{\beta}{\alpha}} = |h_{i,j}| e^{j\phi_{i,j}}$$

gdzie  $\alpha$  i  $\beta$  są losowymi zmiennymi o rozkładzie, a  $|h_{i,j}|$  jest losową zmienną o rozkładzie Rayleigha. Zakładając dalej, że kanały Rayleigha są i.i.d. zespolone wartości średnie i jednostki zera, wyrażenie  $h_{i,j}$  można zapisać jako,

$$h_{i,j} = \text{Normal} \left( 0, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + j \text{Normal} \left( 0, \frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

gdzie Normal daje rozkład normalny. Zatem możemy wywnioskować, że  $h_{i,j}$  zachowuje rozkład  $\chi^2_2$  z 2 stopniami swobody i  $E[h_{i,j}] = 1$ . Ponieważ wyrażenie określające  $I_N + \rho/M HH^H$  daje wartość własną, więc przy obliczaniu pojemności można skupić się głównie na wartości własnej  $HH^H$ . Jeśli przypomnimy sobie, że dla dwóch macierzy  $\{A_{p \times q}, B_{q \times p}, p \leq q\}$ , wartość własna  $AB_{p \times p}$  i  $BA_{q \times q}$  są równe, więc dochodzimy do wniosku, że wartości własne  $HH^H$  i  $H^H H$  są takie same i że  $\lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{\min}(N, M)]$  daje niezerowe wartości własne (ponieważ zerowa wartość własna nie ma wpływu na efekt pojemności)  $B$  z,

$$B = \begin{cases} HH^H, M < N, \\ H^H H, M > N. \end{cases}$$

W takim przypadku pojemność MIMO można zapisać jako,

$$C = \sum_{i=1}^M B_i \log_2 \left( \det \left[ \mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right) = \sum_{i=1}^M B_i \log_2 \left( \prod_{i=1}^{\min(N,M)} \left[ 1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i^2 \right] \right)$$

Z drugiej strony, rozkład według wartości osobliwych (SVD) jest często używany w analizie wydajności MIMO. W SVD macierz kanału jest rozkładana przez,

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H,$$

gdzie  $\mathbf{D}$  jest macierzą  $M \times N$ , której niezerowa norma przez diagonalne wpisy zawiera osobliwe wartości odpowiednio  $\mathbf{H}$ , a  $\mathbf{U}$  i  $\mathbf{V}$  są macierzą unitarną  $M \times M$  i  $N \times N$ , odpowiednio. Następnie równanie można dalej zapisać jako:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \mathbf{x} + \mathbf{N};$$

Podczas przemnożenia wstępnego przez  $\mathbf{U}^H$  i z  $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{Y}$ ,  $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} \mathbf{V}^H$ ,  $\tilde{\mathbf{N}} = \mathbf{U}^H \mathbf{N}$ , mamy

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{D} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{N}}.$$

Przyjmując  $\lambda_i$  jako wartość własną  $i$ -tej macierzy kanału,  $i$ -ty sygnał odbiornika będzie:

$$\tilde{Y}_i = \lambda_i \tilde{x}_i + \tilde{N}_i,$$

gdzie są kowariancja i ślad,

$$R_{\tilde{y}\tilde{y}} = \mathbf{U}^H R_{yy} \mathbf{U}, R_{\tilde{x}\tilde{x}} = \mathbf{V}^H R_{xx} \mathbf{V},$$

$$tr(R_{\tilde{y}\tilde{y}}) = tr(R_{yy}), tr(R_{\tilde{x}\tilde{x}}) = tr(R_{xx}), tr(R_{\tilde{n}\tilde{n}}) = tr(R_{nn}).$$

## OD MIMO DO mMIMO

Balony prędkości transmisji zbliża się do 5G, gdzie uważa się, że masywne MIMO wraz z innymi propozycjami (mała komórka, HetNets, mmWave itp.) są potencjalnymi rozwiązaniami, które wzmocnią ten trend. W masywnym MIMO udowodniono, że przy doskonałym CSI i całkowitym wyeliminowaniu zanieczyszczenia pilota, zawsze można osiągnąć lepszy SNR, po prostu zwiększając liczbę anteny nadajnika. Jeszcze innym efektem ubocznym wywołanym przez masywne MIMO jest zagęszczenie komórek; Podobnie jak w przypadku prawa Coopera, wzrost wydajności będzie wynikał głównie z gęstszego i gęstszego rozmieszczenia ogniw. Pojawiające się tematy w ogromnym MIMO to EE i backhaul o małych opóźnieniach, aby utrzymać jeszcze większą prędkość transmisji itp. Przy bardziej złożonej technologii użytkownika dołączającej do usług internetowych w erze 5G, być może całkowite, konieczne będzie przeprojektowanie architektury sieci, na przykład proponowane sieci informacyjne (ICN), radio zdefiniowane programowo (SDR) lub wirtualizacja nazwanych funkcji sieciowych (NFV). Ponadto uważa się, że niezbędne są również komunikacja między urządzeniami (D2D), mechanizm komunikacji w trybie pełnego duplexu oraz współpraca między różnymi użytkownikami i sieciami komórkowymi elementami 5G.

## JESZCZE SZYBSZA PRĘDKOŚĆ TRANSMISJI

Tutaj, ze względu na zwartość, przyjmujemy założenie, że szerokość pasma jest równa jeden, aby zbadać wpływ liczby anten na prędkość transmisji. Ponadto badanie jest ograniczone do jednego obszaru zasięgu sieci komórkowej. W następnych częściach omówimy badanie mMIMO pod wielokomórkami. Jak wykazało badanie Marzetty, jest to

$$\sum_{i=1}^{\min(M,N)} \lambda_i^2 = \begin{cases} \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H), M < N, \\ \text{tr}(\mathbf{H}^H\mathbf{H}), M > N. \end{cases}$$

Tutaj  $\text{tr}$  oznacza ślad macierzy, gdzie najgorszym przypadkiem jest to, że wszystkie wartości osobliwe oprócz jednej są równe zero. Oznacza to, że do transmisji nadaje się tylko jeden kanał. Natomiast najlepszym przypadkiem jest to, że wszystkie wartości osobliwe są równe, ale nie zerowe. W tym przypadku ograniczenie pojemności maszynowego systemu MIMO można podać jako, podczas antena rośnie pod warunkiem, że numer anteny nadajnika jest znacznie większy niż numer anteny odbiornika, można podać jako,

$$\log_2 \left( 1 + \frac{\rho \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)}{N} \right) \leq C \leq \min(N, M) \times \log_2 \left( 1 + \frac{\rho \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)}{N \min(N, M)} \right)$$

Zakładając dalej, że współczynnik propagacji jest znormalizowany do jedności, otrzymujemy  $\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = NM$ . Zatem powyższe funkcje można uprościć, jak

$$\log_2(1 + \rho M) \leq C \leq \min(N, M) \times \log_2 \left( 1 + \frac{\rho \max(N, M)}{N} \right)$$

Ponadto, jak pokazano w badaniu Marzetty, w warunkach niskiego SNR zwykłe zwiększenie liczby anteny nadajnika nie ma wpływu na wydajność funkcji w przypadku funkcji,

$$C_{\rho \rightarrow 0} \approx \frac{\rho \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)}{N \ln 2} \approx \frac{\rho M}{\ln 2}.$$

Dzieje się tak głównie na obrzeżach obszaru zasięgu sieci komórkowej. Jednak przy lepszych warunkach SNR, jak pokazują badania, przy jednoczesnym utrzymaniu rosnącej liczby anten nadajnika i stałej anteny odbiornika, w konsekwencji

$$\left( \frac{\mathbf{H}\mathbf{H}^H}{N} \right)_{N \gg M} \approx \mathbf{I}_M,$$

gdzie jest osiągalny wskaźnik

$$C_{N \gg M} \approx \log_2 \det(\mathbf{I}_M + \rho \mathbf{I}_M) = M \log_2(1 + \rho).$$

Z drugiej strony, zachowując stałą liczbę anteny nadajnika i zwiększając numer anteny odbiornika, pod macierzą propagacji są asymptotycznie ortogonalne założenia, więc mamy

$$\left(\frac{HH^H}{N}\right)_{M \gg N} \approx I_N,$$

$$\det(I + HH^H) = \det(I + H^H H).$$

Zatem osiągalny współczynnik wynosi

$$C_{M \gg N} \approx \log_2 \det \left( I_N + \frac{\rho}{N} H^H H \right) \approx N \log_2 \left( 1 + \frac{\rho M}{N} \right)$$

Ponadto w warunkach wielokomórkowych, przy rosnącej liczbie anten (przy  $\limsup_N K = N < \infty$ ) i wszystkich dodanych oddziaływaniach, takich jak szum, niedoskonałe CSI, zakłócenia, skażenie pilota, jak pokazuje badanie [1], bez względu na rodzaj techniki formowania wiązki, osiągalna wydajność zbliża się,

$$R_{|\infty} = \log_2(1 + \gamma_\infty) = \log_2 \left( 1 + \frac{1}{\alpha(\bar{L} - 1)} \right),$$

gdzie  $\gamma_\infty$  daje SINR o nieskończonej liczbie anteny,  $\alpha \in (0, 1]$  jest współczynnikiem interferencji międzykomórkowej, a  $\bar{L} = 1 + (\alpha - 1)$ , gdzie L reprezentuje numer komórki.

### EFEKTYWNOŚĆ ENERGETYCZNA

Ponieważ wyższa prędkość transmisji wymaga jeszcze większej mocy nadajnika, aby zwiększyć jej transmisję, w tle 5G EE staje się kolejnym problemem, który przyciąga wiele uwagi na całym świecie. Obecnie nacisk na EE ogranicza się do wyboru komponentów, kodowania sieci, a także do projektowania nowej architektury sieci. W badaniu doboru komponentów zaproponowano mechanizm zoomu komórkowego oparty na mMIMO [2], w którym komórkę można powiększać, aby pokryć większy obszar lub oddalać, aby oszczędzać energię, pod warunkiem, że w tym obszarze jest mniej aktywnych użytkowników. Transmisja w obszarach o małej liczbie użytkowników byłaby przekazywana do sąsiednich komórek za pomocą technologii skoordynowanej wielopunktowej transmisji / odbioru (CoMP). W ramach tego systemu mechanizm wyboru anteny, mechanizm wyboru łańcucha częstotliwości radiowej (RF), a także ich kombinacja i inne elementy są proponowane w mMIMO EE (w odniesieniu do EE definicja) z osiągalną szybkością przesyłu podzieloną przez zużytą energię w celu utrzymania szybkości:

$$\eta_{EE} = \frac{C}{P},$$

gdzie C i P oznaczają odpowiednio osiągalną pojemność (lub szybkość transmisji) i pobraną moc. W kodowaniu sieciowym dla EE większość literatury opiera się na sieci dwukierunkowej lub wielokierunkowej. Na przykład kodowanie sieci analogowej (ANC) i kodowanie sieci warstwy fizycznej (PNC) jest badane przy użyciu dwukierunkowego bezprzewodowego systemu przekąźnikowego dla EE autorstwa Choi i To; dwustopniową metodę maksymalnej efektywności energetycznej (MEE) zaproponowali Zhao i in. Oprócz tego Zhao i Yang badają wspólny projekt kodowania sieciowego i planowania pakietów MIMO. Inne podobne prace można znaleźć w kodowaniu sieci.

Większość nowej architektury sieci dla EE w tle 5G opiera się na sieci dostępu radiowego w chmurze (C-RAN), podczas gdy badanie przeprowadzone przez China Mobile (CMCC) przez ich białą księgę C-RAN, ze wspólną maszynownią C-RAN [3], pokazuje, że można zaoszczędzić więcej energii przy mniejszym

zużyciu energii z klimatyzatora, sieci itp. W tym względzie można znaleźć literaturę, taką jak Chen, gdzie prosty, ale zaproponowano skuteczny schemat wstępnego kodowania w celu zmniejszenia złożoności obliczeniowej transmisji kooperatywnej, a tym samym obniżenia związanego z nią zużycia energii. Model zużycia energii dla C-RAN jest dalej badany pod kątem wychwytywania zużycia energii przez scentralizowane zasoby BBU, a dodatkowo Khan zaproponował algorytm optymalizujący alokację zasobów BBU. Inna literatura dotycząca architektury sieci jest oparta na sieci heterogenicznej (HetNet), w której nie tylko C-RAN, ale także D2D i inne wdrożenia są brane pod uwagę.

### **POJEDYNCZE TEMATY W mmWave mMIMO**

Oprócz wspomnianych wyżej dyskusji, mmWave mMIMO jest wykorzystywane do badania nowych nielicencjonowanych zasobów częstotliwości w celu zwiększenia wymagań dotyczących szybkości transmisji 5G. Zwykle mmWave definiuje się jako pasmo w zakresie od 30 do 300 GHz, zarówno z IEEE, jak i ITU [36]. Większość ostatnich badań mmWave mMIMO dla 5G koncentruje się na pasmach 28 GHz, 38 GHz i 60 GHz, a także pasmo E (71–76 GHz i 81–86 GHz). Jednak ponieważ mmWave mMIMO działa przy jeszcze wyższych częstotliwościach, stawia to różne wyzwania w badaniach zarówno w środowiskach wewnętrznych, jak i zewnętrznych. Na przykład, nawet wyższa częstotliwość na zmianę oznacza znacznie krótsze długości fal, tak że mmWave nie może nadawać na duże odległości, jak miało to miejsce w przypadku wcześniej licencjonowanych częstotliwości. Ponieważ warunki, w jakich mmWave mMIMO doświadcza dla tej wyższej częstotliwości, są bardziej surowe, potrzebny będzie nowy model kanału do opisu transmisji mmWave. Ponadto, ze względu na małą odległość roboczą, mała komórka o mniejszym obszarze zasięgu i propozycje D2D są bardzo adresowane, jednocześnie łącząc się z mmWave dla 5G. New York University wraz z University of Texas-Austin przeprowadzili wstępne badania w zakresie szacowania i modelowania kanału mmWave mMIMO. Geometria stochastyczna i teoria losowych grafów geometrycznych są najczęściej używane w tematach mmWave mMIMO w zakresie stosunku sygnału do zakłóceń (SIR), łączności, pokrycia, a także prawdopodobieństwa wyłączenia i analizy przepustowości. W przypadku mmWave mMIMO można znaleźć w badaniach literaturowych, ale nie wyłącznie, Sun i wsp., Bai and Heath oraz Alkhateeb. Krótko mówiąc, przy wszystkich omawianych technologiach na arenie 5G potrzebne będą pewne podstawy, a nawet przeprojektowanie całej sieci, aby dostosować się do nowej ery. Po dodaniu mmWave nowe wyzwania czekające na rozwiązanie to nie tylko nowe modelowanie kanałów, ale także techniki kształtowania wiązki, nowy projekt systemu, metoda kodowania kanałów (taka jak nieortogonalny dostęp wielokrotny (NOMA)) i komunikacja w pełnym duplexie.