

# Łącza bezprzewodowe urządzenie-urządzenie (D2D) do komunikacji między maszynami (M2M)

## Abstrakcja

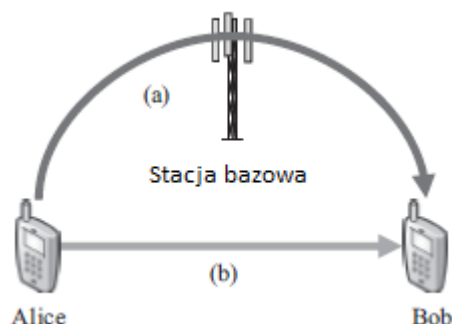
Komunikacja typu Device-to-Device (D2D) będzie odgrywać ważną rolę w sieciach komórkowych piątej generacji (5G), zwiększając przestrzenne ponowne wykorzystywanie zasobów widma i umożliwiając połączenia komunikacyjne o niskim opóźnieniu. D2D składa się z dwóch podstawowych elementów: odkrywania bliskości i bezpośredniej komunikacji między użytkownikami w pobliżu. Innym wyłaniającym się trendem w bezprzewodowych systemach komórkowych jest komunikacja typu Machine-to-Machine (M2M), często charakteryzująca się stałą, niską szybkością transmisji. W tej części motywujemy synergii między D2D i M2M, a obecne technologie, które umożliwiają komunikację M2M-via-D2D, działają jako podkład dla zwykłych transmisji komórkowych

## 6.1 Wprowadzenie

Spośród wielu technologii bezprzewodowych rozwijanych w kierunku 5G, bezprzewodowe sieci komórkowe obejmują dwa trendy technologiczne: komunikację między urządzeniami (D2D) i komunikację między maszynami (M2M). Trendy te różnią się od głównego nurtu technologii, odziedziczonego po poprzednich generacjach bezprzewodowych, których celem jest osiągnięcie wyższych szybkości transmisji danych i lepszego zasięgu. Komunikacja D2D umożliwia bezpośrednie połączenia między urządzeniami bezprzewodowymi wykorzystującymi to samo spektrum i interfejsem radiowym wykorzystywanym do komunikacji komórkowej. Drugi trend komunikacji M2M, znany również pod nazwą Machine-Type Communications (MTC), ma na celu dołączenie dużej liczby urządzeń niskiej mocy o niskim poborze mocy, nazywanych urządzeniami typu maszynowego (MTD) do sieci komórkowej. Istnieje wiele czynników, które wymagają większej liczby podłączonych MTD: inteligentnej sieci, monitorowania środowiska na dużą skalę i struktury, monitorowania zasobów i zdrowia itd.

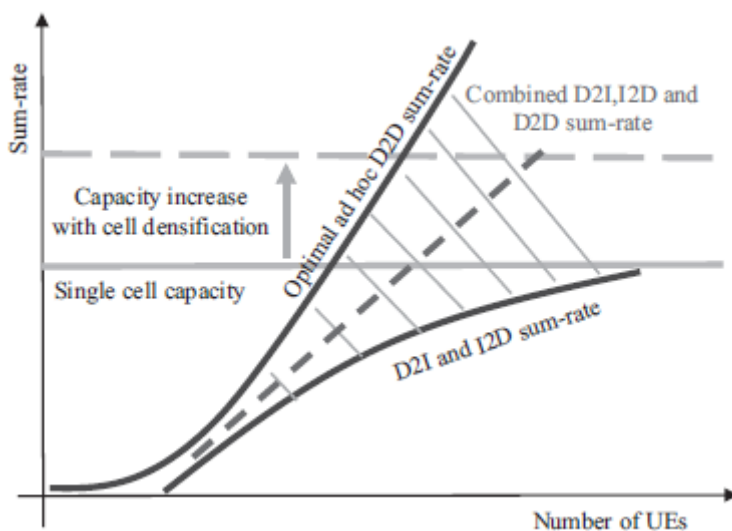
### 6.1.1 Kluczowe pojęcia w komunikacji D2D

Kluczową koncepcję komunikacji urządzenie-urządzenie można podsumować w następujący sposób. Zastanówmy się nad dwoma użytkownikami Alice i Bobem, z których każdy ma skojarzone urządzenie komórkowe, którzy chcą się ze sobą komunikować za pomocą zasobów sieci komórkowej, jak pokazano na rysunku 6.1.

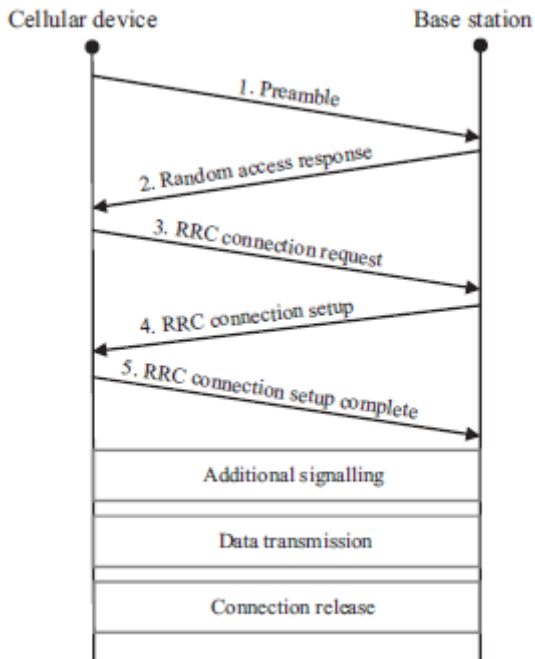


W tradycyjnej sieci komórkowej, takiej jak GSM, UTM i LTE-A (przed wydaniem 12), ta komunikacja odbywałaby się w infrastrukturze sieci komórkowej. W przeciwieństwie do komunikacji D2D, urządzenia komunikują się bezpośrednio, co jest możliwe tylko wtedy, gdy dwa urządzenia są w pobliżu

wzajemnie. Aby ułatwić wyjaśnienie kluczowych pojęć, zakładamy, że znajdujemy się w sieci komórkowej LTE-A. W sieci komórkowej ustanowienie łączności D2D między proksymalnymi urządzeniami komórkowymi jest wspomagane przez sieć; i oczekuje się, że odegra ważną rolę w systemach 5G. Motywacja do wprowadzenia komunikacji D2D w kontekście komórkowym wynika z (i) potrzeby poprawy wykorzystania zasobów sieciowych, tj. Sprawności widmowej obszaru oraz (ii) umożliwienia nowych usług komórkowych wymagających bezpośredniej komunikacji między urządzeniami. Potencjalny wzrost efektywności wykorzystania widma wynika z intuicji że całkowita przepustowość sieci może zostać zwiększona, jeżeli bezpośrednia łączność między pobliskimi urządzeniami jest dozwolona w komórce. Jest to również motywacja do wprowadzania małych komórek, czasami określanych jako zagęszczanie komórek; podczas gdy D2D przyjmuje tę koncepcję dalej poprzez zagęszczenie łącza. Rysunek 6.2 ilustruje potencjalne korzyści z zezwalania na połączenia D2D w sieci komórkowej, w porównaniu ze wzrostem pojemności po prostu wprowadzając mniejsze komórki.



Co więcej, wprowadzenie komunikacji D2D otwiera możliwość rozładowania infrastruktury komórkowej, gdy tylko identyczna treść musi być obsługiwana w tym samym zlokalizowanym obszarze, a także możliwość posiadania wiarygodnego łącza równorzędnego w licencjonowanym widmie do udostępniania np. treści multimedialnych. W takich przypadkach wolumeny danych są stosunkowo duże i dlatego warto skorzystać z wysokiej jakości łączy D2D. W przypadku połączeń przechodzących przez infrastrukturę komórkową komunikacja może odbywać się tylko wtedy, gdy oba urządzenia komunikacyjne są podłączone do sieci i są przełączane w stan RRC\_Connected. Ustalenie tego połączenia odbywa się z wykorzystaniem komórkowego protokołu Access\_Reservation i dodatkowej wymiany sygnalizacji wymaganej do przełączenia urządzenia ze stanu RRC\_Idle na RRC\_Connected. Ilustrujemy ten protokół na rysunku 6.3.

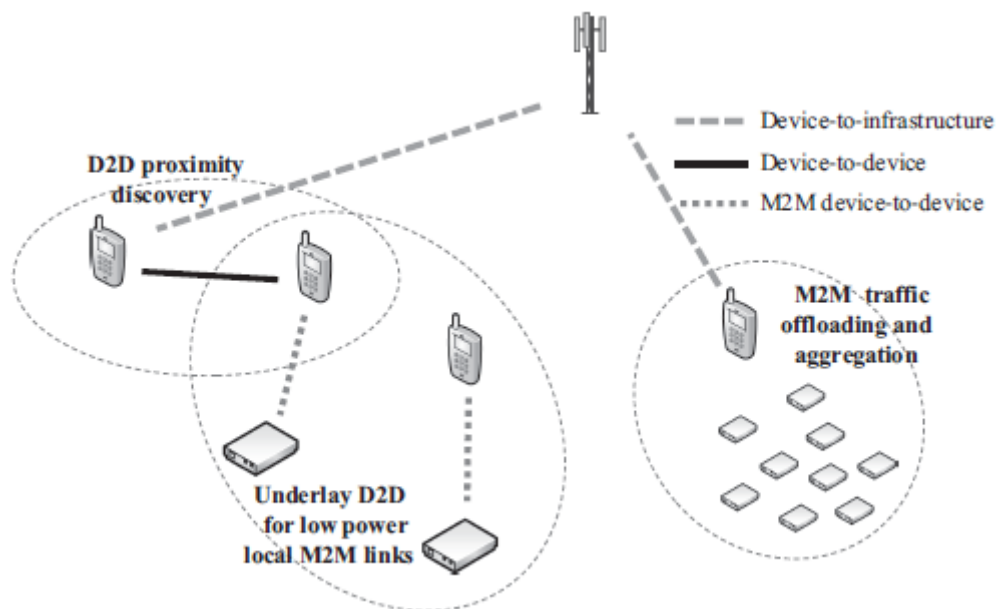


Po zakończeniu tej procedury przez oba urządzenia, połączenie komunikacyjne może zostać ustanowione między dwoma urządzeniami komórkowymi za pośrednictwem infrastruktury komórkowej. W przypadku D2D przed komunikacją konieczne jest, aby urządzenia wykryły, czy znajdują się blisko siebie. Wyszukiwanie zbliżeniowe może być wspierane przez sieć, w którym to przypadku urządzenia muszą najpierw zostać podłączone do sieci (za pomocą opisanej procedury dostępu na Rysunku 6.3). Z drugiej strony, jeśli brak jest obsługi sieci lub urządzenia znajdują się poza zasięgiem sieci komórkowej, odkrywanie bliskości odbywa się w sposób ad hoc. Bez względu na podejście stosowane do wykrywania bliskości, urządzenia nawiązują bezpośrednią komunikację, jeśli są blisko siebie. Jeśli nie są one proksymalne i znajdują się w zasięgu sieci komórkowej, komunikacja odbywa się za pośrednictwem infrastruktury sieci komórkowej. W przypadku, gdy nie ma zasięgu sieci komórkowej, jedyną opcją uzyskania łączności jest przekazywanie wielu przeskoków obsługiwane przez inne urządzenia komórkowe.

### 6.1.2 W jaki sposób D2D może pomóc MTC?

Podstawową cechą korzystania z D2D dla MTC jest wymaganie dla łącza D2D o niskiej częstotliwości. Na przykład rozważ czujniki na ciele jako urządzenia MTC: każde urządzenie wymaga niskiej częstotliwości i bardzo niskiej mocy transmisji, niewystarczającej do połączenia bezpośrednio ze stacją bazową (BS). W takim przypadku urządzenie MTC wykorzystuje łącze D2-D do smartfonu, które dodatkowo przekazuje ruch MTC do stacji BS. Ogólnie rzecz biorąc, ten typ D2Drelayed MTC może być używany w innych aplikacjach MTC, które nie mają wysokich wymagań dotyczących opóźnień. Obserwujemy, że pożądane jest przenoszenie ruchu maszynowego nie poprzez bezpośrednie połączenia z BS, ale przez pobliski przekaźnik. Dlatego w tym rozdziale omawiamy możliwości otwierane przez łącza D2D do obsługi MTD, dla których motywacja jest dwójaka: (1) Gdy MTD ma możliwość połączenia się z infrastrukturą za pośrednictwem pobliskiego urządzenia, wtedy może obniżyć moc nadawczą; (2) mogą istnieć potencjalnie tysiące MTD połączonych z tą samą komórką, tak że zarządzanie wieloma indywidualnymi połączeniami może spowodować duży nadmiar i nieefektywność w systemie komórkowym. Jeśli wiele przekaźników MTD jest połączonych z węzłem przekazującym, a węzeł przekaźnikowy uzyskuje dostęp do BS w imieniu tych urządzeń, wówczas obciążenie zarządzania połączeniem w stacji BS może drastycznie zmniejszyć się. Krytycy mogą wskazać

dwa argumenty przeciwko używaniu przekazywania dla ruchu maszynowego. Po pierwsze, przekazywanie zwiększa opóźnienie połączenia; jednakże istnieje wiele różnych aplikacji maszynowych i nie wszystkie z nich wymagają opóźnień w milisekundach. Przykłady obejmują liczniki ciepła, czujniki zdrowia itp., a przekazywanie może być ograniczone do ruchu o wyższej tolerancji opóźnienia. Drugi argument jest taki, że wprowadzenie przekaźników infrastruktury jest zbyt kosztowne, a to ustawia motywację do przekazywania ruchu MTC przez inne, bardziej wydajne urządzenie, takie jak smartfon, za pomocą łącza D2D. Inną ważną obserwacją, którą opiszemy w dalszej części rozdziału, jest to, że komunikacja generowana podczas procedury wykrywania bliskości może być również sklasyfikowana jako ruch podobny do MTC. Schemat rozważany w tym rozdziale pokazano na rysunku 6.4. Różnica w stosunku do powszechnego stosowania transmisji D2D polega na tym, że tutaj łącze D2D służy do wysyłania z niską, stałą stawką, a celem jest uzyskanie pewnej gwarancji prawdopodobieństwa wyłączenia. Ostatnio zbadano kilka potencjalnych synergii między D2D i M2M, mających na celu zwiększenie ponownego wykorzystania, zasięgu i pokrycia spektralnego. W tych synergjach badano w kontekście operacji grupowych, tj. Urządzenia komórkowego z obsługą D2D, które działa jako głowica dla grupy MTD. W łączu w górę głowica klastra agreguje i przekazuje zebrane żądania, pakiety danych i informacje o stanie z urządzeń MTC do połączonego BS 3G. W łączu "w dół" serwer nagłówek przekazuje komunikaty zarządzania i pakiety danych z BS do MTD w grupie. Wykorzystanie komunikacji D2D zmniejsza przeciążenie sygnalizacji na interfejsie radiowym i obciążenie zarządzania siecią, co jest zgodne z duchem zarządzania grupowego zdefiniowanego przez 3GPP. Rozważono, w jaki sposób bezpośrednia komunikacja w obrębie grupy urządzeń może poprawić wydajność konwencjonalnego systemu komórkowego, wykorzystując wybór między bezpośrednim D2D i przekazywaniem infrastruktury. W, wpływ MTD na sieć komórkową jest łagodzony przez losowe rozmieszczanie kolektorów danych w celu gromadzenia ruchu z MTD. Wreszcie, w protokole trunkingowym i agregacji był zaproponowany w taki sam sposób, jak przedstawiono na rysunku 6.4.



Standaryzacja traktuje D2D pod nazwą Proximity Services (ProSe), gdzie w kilku innych przypadkach wykorzystuje ona przypadek użycia, w którym urządzenie komórkowe poprawia zasięg, działając jako przekaźnik w imieniu jednego lub więcej innych urządzeń komórkowych, które znajdują się poza zasięgiem sieci. Z punktu widzenia architektury, przekazywanie D2D w ProSe jest określone jako rozszerzenie zasięgu i jest specyficzne dla przypadków użycia bezpieczeństwa publicznego]. Raport] poza

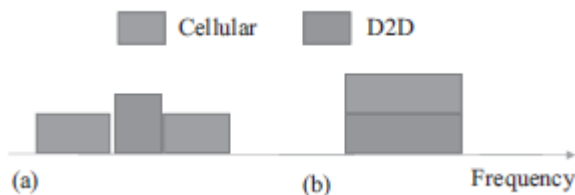
zapewnieniem aspektów projektowych dla warstw fizycznych i górnych, stwierdza również, że jednym z wymogów jest wsparcie dużej liczby współbieżnie korzystających z ProSe użytkowników.

### 6.1.3 Organizacja części

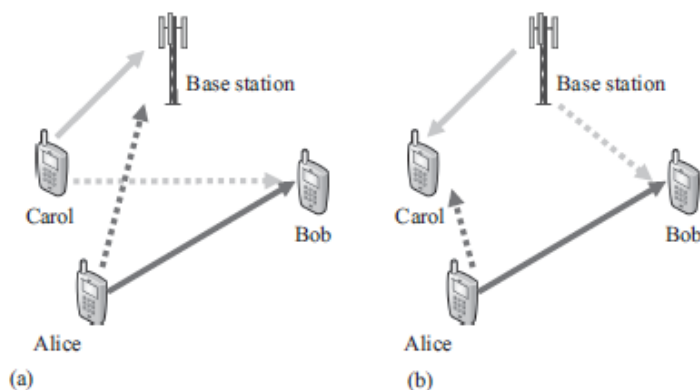
W sekcji 6.2 pokazujemy najnowsze wyniki, które umożliwiają operację podkładania, jednocześnie oferując zerową awarię dla łącza będącego w zasięgu. W sekcji 6.3 przedstawiamy kluczowe ogólne pojęcia odkrywania bliskości i pokażemy, jak zastosować technikę podkładania w celu wdrożenia wykrywania. W sekcji 6.4 przedstawiamy i omawiamy dwie topologie komunikacji podkładowej i uzyskujemy karę mocy transmisji wymaganą do osiągnięcia takiej samej wydajności jak w przypadku bez operacji podkładania. Rozdział kończy się podsumowaniem prezentowanych wyników.

## 6.2 Podkładanie linków D2D

łącza D2D, z perspektywy sieci komórkowej, mogą wykorzystywać pasmo i / lub pozapasmowych zasobów widma



Zasoby wewnątrzpasmo zazwyczaj należą do widma objętego licencją na dostęp komórkowy; podczas gdy zasoby poza pasmem odpowiadają pasmom nielicencjonowanym, takim jak pasma ISM. W zasobach pozapasmowych nie występuje zakłócenie działania sieci komórkowej oraz w przypadku, gdy nie ma centralnego podmiotu odpowiedzialnego za kontrolowanie wykorzystania widma, nie ma również koordynacja interferencji. W zasobach wewnątrz pasma dostęp do kanału można klasyfikować jako nakładka lub podkład. W dostępie do nakładek łącza komórkowe i D2D mają dedykowane i ortogonalne zasoby; podczas dostępu do podkładu, łącza komórkowe i D2D dzielą te same zasoby radiowe. W tym rozdziale skupiamy się na wykorzystaniu dostępu do podkładu D2D. W przypadku operacji podkładania łącza D2D wprowadzają zakłócenia i są zakłócone przez sąsiednie węzły sieci. Zakładając, że łącza komórkowe i łącza D2D są na dwóch osobnych poziomach, interferencję można zaklasyfikować jako: (1) międzywarstwową, która odnosi się do sytuacji, w których agresor (np. Użytkownik D2D) i ofiara (np. użytkownik komórkowy) zakłóceń należą do różnych warstwa sieci; (2) współdzielenie, w którym agresor (np. Użytkownik D2D) i ofiara (np. sąsiadujący użytkownik D2D) należą do tej samej warstwy sieci. Komunikacja podkładania może odbywać się zarówno w łączu komórkowym, jak i w łączu w dół, co przedstawiono na Rysunku 6.6.



Kiedy podkład jest wykonywany w zasobach połączenia ładującego, wówczas interferencja D2D występuje na BS; podczas gdy podłoże korzysta z zasobów łącza pobierającego, interferencja występuje u użytkownika komórkowego. Tradycyjnie BS lepiej radzi sobie z interferencją niż użytkownik komórkowy, co tłumaczy, dlaczego większość prac w literaturze opiera się na podkładzie łącza w górę. W przeciwieństwie do tego omawiamy podstawy połączeń D2D w zasobach łącza pobierającego, motywowane wprowadzeniem urządzeń komórkowych z zaawansowanymi możliwościami dekodowania wielu użytkowników, takimi jak kolejne usuwanie zakłóceń i wspólne dekodowanie.

### 6.2.1 Model sygnału podpodłogowego

W rozważanym ustawieniu podkładu zstępującego na rysunku 6.6, Carol i Bob otrzymują jednocześnie transmisje z BS i Alicji. Złożony sygnał  $y$  odebrane w odbiorniku (Boab lub Carol) to

$$y = h_A x_A + h_B x_B + Z$$

gdzie  $h_B$  i  $h_A$  oznaczają odpowiednio kompleksowe wzmocnienia kanałów między BS, Alice i odbiornikiem, podczas gdy  $Z$  jest szumem Gaussa o wartości zespolonej z wariancją  $E[|Z|^2] = \sigma^2 \cdot x_B + x_A$  są podane przez okrągły zerowy średni łańcuchowy sygnał Gaussa transmitowany przez BS i Alice, gdzie odpowiednie wariancje są  $E[|x_A|^2] = P_A$  i  $E[|x_B|^2]$ . Dla uproszczenia zakłada się, że moc nadawcza Alice jest stała i zwymiarowana, aby osiągnąć cel systemowy. Zakłada się, że wszystkie łącza komunikacyjne są scharakteryzowane przez blaknięcie Rayleigha, to znaczy, że zanikanie kanału nie zmienia się w obrębie epoki szeregowania.  $g_i = |h_i|^2$  to wzmocnienie obwiedni kanału, które w przypadku zanikania Rayleigh następuje po rozkładzie wykładniczym. Związana z tym funkcja gęstości prawdopodobieństwa (PDF),  $f_g(x)$ , jest podana przez,

$$f_g(x) = \frac{1}{\bar{g}} \exp\left(-\frac{x}{\bar{g}}\right), \text{ with } \bar{g} = 1$$

Cała komunikacja odbywa się za pomocą przyzwyczajenia przepustowości dla pojedynczego użytkownika, od punktu do punktu Gaussowskie słownictwo i chwilowa osiągalna szybkość  $R_i$  jest podana przez asymptotyczną zdolność Shannon w AWGN,  $R_i = C(x) = W \log_2(1 + x)$ , gdzie  $W$  jest przepustowością kanału. Docelowy stosunek sygnału do szumu (SNR)  $\Gamma_x$ ; dla danego docelowa szybkość  $R_x$  jest zdefiniowany jako  $\Gamma_x = C^{-1}(R_x) = 2^{R_x/W} - 1$ .

### 6.2.2 Optymalne dekodowanie podkładania

Jak pokazano w (6.1), dwu-użytkownik Gaussian Multiple Access Channel (MAC) tworzony jest zarówno na odbiornikach Boba, jak i Carol. W standardowym założeniu MAC jest aby odbiornik pomyślnie zdekodował sygnały wszystkich nadajników. Oznaczając współczynniki sygnałów obecnych jako  $R_B$ , dla BS i  $R_A$ , dla Alice, następnie MAC określa nierówności

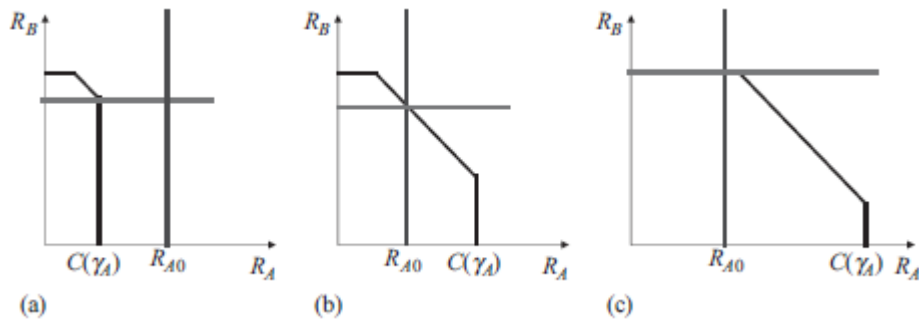
$$R_A \leq C(\gamma_A)$$

$$R_B \leq C(\gamma_B)$$

$$R_A + R_B \leq C(\gamma_A + \gamma_B)$$

gdzie  $\gamma_A$  i  $\gamma_B$  oznaczają stosunek sygnału do szumu odpowiadający sygnałom Alice i BS w odbiorniku. W naszym scenariuszu MTC zakładamy, że Alicja transmituje ze stałą stawką  $R_{A,0}$ . Dlatego analiza naszego modelu różni się od klasycznego traktowania MAC, ponieważ  $R_{A,0}$  jest stałe i musimy przeanalizować

dekodowalność  $R_B$ , niezależnie od tego, czy  $R_{A,0}$  jest zdekodowalna. Na rysunku 6.7 przedstawiamy trzy reżimy robocze wspólnego dekodera.



Przyjmujemy teraz jako punkt widzenia odbiornik Carol. Jeśli  $\gamma_A < \Gamma_{A,0}$ , wówczas pierwsza nierówność jest naruszona, tak że sygnał z Alice traktowany jest jako szum, a maksymalna osiągalna szybkość łączy w dół to

$$R_B \leq C\left(\frac{\gamma_B}{1 + \gamma_A}\right)$$

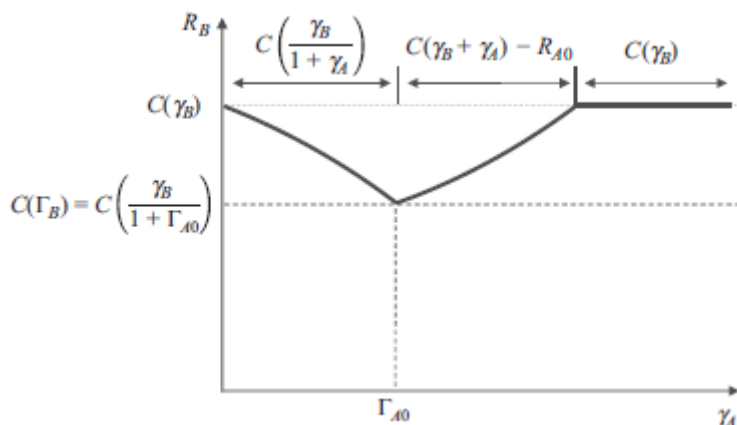
Z drugiej strony, gdy  $\gamma_A \geq \Gamma_{A,0}$  to są dwie opcje: (a) albo kontynuuj traktowanie sygnału z Alice jako szum użycie powyższego równania, w celu określenia maksymalnego  $R_B$  lub (b) stosować nierówności MAC co prowadzi do:

$$R_B \leq \min\{C(\gamma_B), C(\gamma_A + \gamma_B) - R_{A,0}\} = \min\{C(\gamma_B), C(\gamma_A + \gamma_B) - C(\Gamma_{A,0})\}$$

Należy jednak pamiętać, że jeśli dla danego  $\gamma_A \geq \Gamma_{A,0}$  wyrażenie prowadzi do wyższej związanej na  $R_B$  w porównaniu do powyższego, wtedy odbiorca powinien traktować sygnał z Alicji jako szum (ale zobaczymy, że tak nie jest). Z lekkim nadużywaniem notacji, możemy zdefiniować  $R_B(\gamma_A)$  jako maksymalny osiągalny  $R_B$  dla danego  $\gamma_A$  który można następnie zapisać zwięźle jako

$$R_B(\gamma_A) = \begin{cases} C\left(\frac{\gamma_B}{1 + \gamma_A}\right) \\ \max\left\{C\left(\frac{\gamma_B}{1 + \gamma_A}\right), \min\{C(\gamma_B), C(\gamma_A + \gamma_B) - C(\Gamma_{A,0})\}\right\} \end{cases}$$

Rysunek 6.8 pokazuje,



jak ta funkcja wygląda. Gdy  $\gamma_A < \Gamma_{A,0}$ ,  $R_B(\gamma_A)$  maleje, ponieważ większy  $\gamma_A$  oznacza większy szum, odpowiadający reżimowi przedstawiony na rysunku 6.7 (a). Po  $\gamma_A$  osiąga  $\Gamma_{A,0}$   $R_B(\gamma_A)$  zaczyna wzrastać, co odpowiada reżimowi przedstawionemu na rysunku 6.7 (b). Wreszcie, kiedy połączenie między Alice i Carol stają się zbyt silne  $\gamma_A \geq \Gamma_{A,0}$ , szybkość połączenia w dół osiąga swoje maksymalna możliwa wartość  $R_B(\gamma_A) = C(\gamma_B)$  w przypadku zniknięcia zakłócenia transmisji Alice, odpowiadającego reżimowi przedstawionemu na rys. 6.7 (c). Możemy teraz podać następujące informacje:

Lemat 6.2.1 Niech będzie transmisja o stałej stopie  $R_{A,0}$ : Niech B zna stawkę  $R_{A,0}$  i realizacja SNR  $\gamma_B$  w odbiorniku, ale nie  $\gamma_A$ . Następnie maksymalna szybkość transmisji łącza nadawczego, która jest zawsze dekodowalna przez odbiornik, wynosi  $R_B = C(\Gamma_B)$  gdzie

$$\Gamma_B = \frac{\gamma_B}{1 + \Gamma_{A,0}}$$

i

$$\Gamma_{A,0} = C^{-1}(R_{A,0}).$$

Dowód. Dowód opiera się na znalezieniu punktu przełączania pomiędzy region, w którym transmisja z B jest dekodowana przez traktowanie transmisji od A jako szum, do regionu, w którym oba sygnały są wspólnie dekodowane, jak przedstawiono w Rysunek 6.8. Maksymalna transmisja łącza nadawczego  $R_B = C(\Gamma_B)$  odpowiada wtedy ten sam punkt przełączania, który występuje, gdy  $\gamma_A = \Gamma_{A,0}$ . Innymi słowy, przy dostosowywaniu prędkości sygnału z punktu B do zdefiniowanego górnego ograniczenia, transmisja B zawsze może być dekodowana, niezależnie od transmisji z dekodowania A. Ciekawym efektem ubocznym tego górnego ograniczenia jest to, w jaki sposób wpływa on na wyłączenie transmisji urządzenia ogłaszającego. Kiedy stosujemy górną granicę prędkości łącza nadawczego, wszystkie nierówności MAC są przestrzegane, tj. Sygnał z B jest zawsze dekodowalny. Wtedy dekodowalność  $R_{A,0}$  będzie zależeć wyłącznie od tego, czy  $R_{A,0} \leq C(\Gamma_A)$ , tj. prawdopodobieństwo transmisji z A jest dekodowane przez  $\Pr\{\gamma_A \geq \Gamma_A\}$ .

Wniosek 6.2.2 . Niech będzie istniała transmisja o stopie  $R_{A,0}$  i niech B zna stawkę  $R_{A,0}$  i SNR  $\gamma_B$ , i wybierz jego szybkość tak, aby  $R_B = C(\Gamma_B)$ . Wtedy dekodowalność  $R_{A,0}$  będzie zależeć wyłącznie od  $R_{A,0} \leq C(\gamma_A)$

Dowód. Z Lematu 6.2.1 wynika, że transmisja z B zawsze jest dekodowalna. Dlatego istnieją dwa scenariusze dekodowania: (i) B jest dekodowany, traktując transmisję Alice jako szum umożliwiając dekodowanie transmisji Alice w obecności szumu wtedy i tylko wtedy, gdy  $R_{A,0} \leq C(\Gamma_{A,0})$ ; (ii) transmisja Alice jest dekodowana wspólnie z B; co jest prawdą tylko wtedy, gdy wszystkie nierówności utrzymują



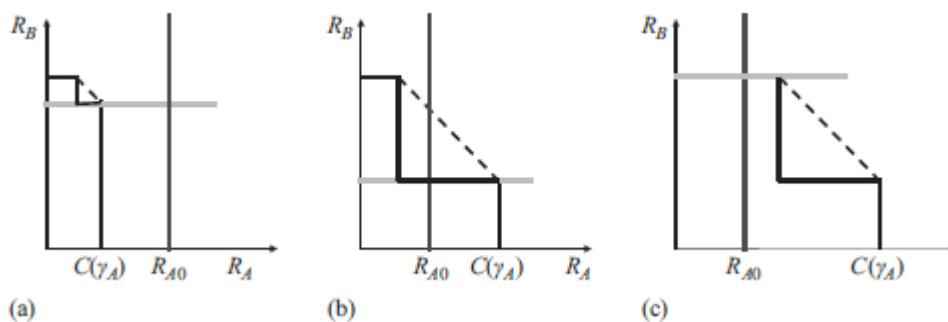
się. Pierwsza nierówność,  $R_{A,0} \leq C(\gamma_A)$  musi umożliwiać wspólne dekodowanie. Druga nierówność utrzymuje się, ponieważ  $R_B \leq C(\Gamma_B) \leq C(\gamma_B)$  Wreszcie trzecia nierówność zawiera także:

$$\begin{aligned} R_{A,0} + R_B &= C(\Gamma_{A,0}) + C(\Gamma_B) \\ &= C(\Gamma_{A,0}) + C(\gamma_B + \Gamma_{A,0}) - C(\Gamma_{A,0}) \\ &= C(\gamma_B + \Gamma_{A,0}) \leq C(\gamma_B + \gamma_A) \end{aligned}$$

gdzie ostatnia nierówność pochodzi od  $\Gamma_{A,0} \leq \gamma_A$ , jedno z wymagań stanu dekodowania ma miejsce. Zauważamy, że przedstawiony schemat komunikacji opiera się na konfiguracji teoretycznej i książkach kodowych. Dlatego, aby wprowadzić tę koncepcję w życie, można zastosować techniki transmisji, które są odpowiednie do dekodowania wielu użytkowników. W poniższych sekcjach skorzystamy z tego wyniku, aby umożliwić działanie podkładania.

### 6.2.3 Nieoptymalne dekodowanie podkładania

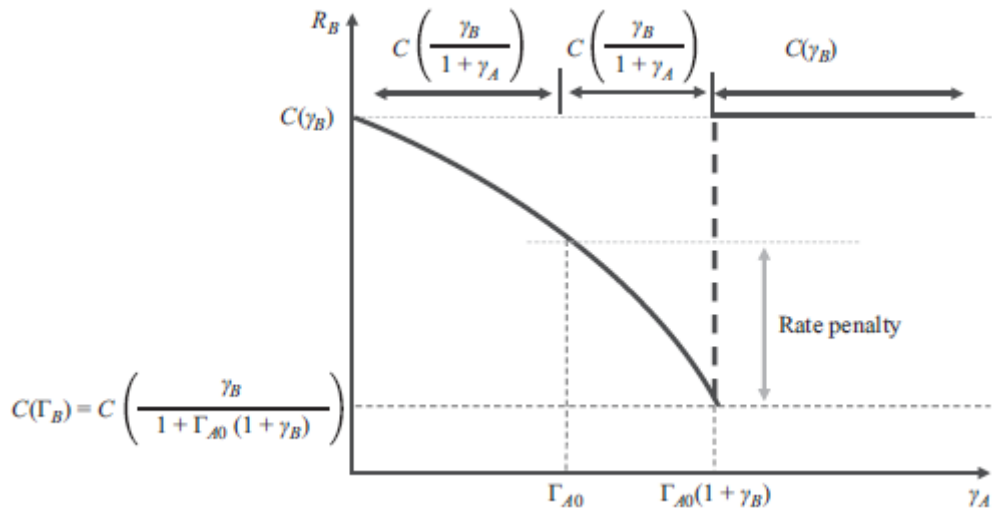
Rozważamy teraz przypadek, w którym odbiornik stosuje dekodowanie pojedynczego użytkownika (SD) w każdym etapie dekodowania, traktując jeszcze nieodtworzonego użytkownika jako szum. Teraz pokażemy jak wybrać maksymalną stawkę downlink dla danego  $\gamma_B$ , która gwarantuje brak przerwy. Przypomnijmy, że istnieją trzy regiony operacyjne odbiornika JD. Po zastosowaniu SD dostępne są tylko dwie opcje dekodowania, przedstawione na rysunku 6.9.



Jeśli połączenie między Alicją a odbiorcą:

- jest słaby, następnie  $\gamma_A$  jest niski i sygnał z B powinien zostać zdekodowany przez potraktowanie sygnał od Alice jako szum. Reżim ten przedstawiono na rys. 6.9 (a) i (b).
- jest bardzo silny, biorąc pod uwagę, że szybkość transmisji Alice jest ustalona na  $R_{A,0}$ ; następnie sygnał z Alice jest dekodowany, odejmowany, a sygnał "czysty" B jest dekodowany z maksymalną możliwą szybkością  $C(\gamma_B)$ . Można pokazać, że sygnał z Alice jest dekodowalny, a zatem może być traktowany jako silny, gdy  $\gamma_A = \Gamma_{A,0}(1 + \gamma_B)$  Ten reżim jest przedstawiony na rysunku 6.9 (c).

Następnie możemy zdefiniować  $R_B(\gamma_A)$  co ilustruje rysunek 6.10,



jako maksymalny osiągalne  $R_B$  dla danego  $\gamma_A$ , które można zapisać jako

$$R_B(\gamma_A) = \begin{cases} C\left(\frac{\gamma_B}{1 + \gamma_A}\right) & \gamma_A < \Gamma_{A0}(1 + \gamma_B) \\ C(\gamma_B) & \gamma_A \geq \Gamma_{A0}(1 + \gamma_B) \end{cases}$$

Twierdzenie 6.2.3 Niech będzie stała transmisja ze stopą  $R_A$  i niech odbiornik stosuje kolejne dekodowanie pojedynczego użytkownika. Jeśli B zna chwilową wartość SNR  $\gamma_B$ , ale nie  $\gamma_A$ , to maksymalna prędkość transmisji łączy w dół, która jest zawsze dekodowalna przez odbiornik jest  $R_B = C(\Gamma_B^{SD})$

gdzie

$$\Gamma_B^{SD} = \frac{\gamma_B}{1 + \Gamma_{A0}(1 + \gamma_B)}$$

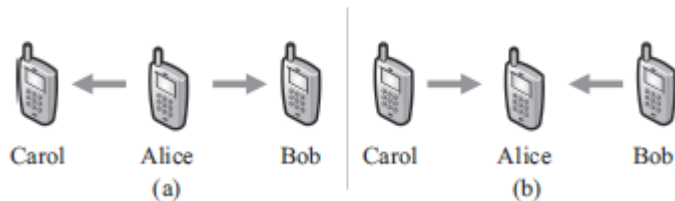
Dowód. Dowód, opiera się na znalezieniu punktu przełączania między regionem, w którym transmisja z B jest dekodowana, traktując transmisję z A jako szum, do regionu, w którym sygnał z A może zostać zdekodowany, a następnie odjęty od złożony sygnał, tak że sygnał z B może być dekodowany tylko w obecności szumu. Maksymalna transmisja w dół jest  $R_B = C(\Gamma_B^{SD})$ , następnie odpowiada temu samemu punktowi przełączania, który występuje, gdy  $\gamma_A = \Gamma_{A0}$

Oczywiście, zerowy wskaźnik przestoju w ustawieniu SD jest znacznie niższy niż w modelu Ustawienie JD.

### 6.3 Wykrywanie bliskich odpowiedzi

Przed ustanowieniem łączy D2D, sieć musi najpierw zostać poinformowana, jeśli tak urządzenia chcą się komunikować i są blisko siebie. W a Sieć komórkowa 3GPP, tę informację można wywnioskować z komplementarnej mechanizmy wykrywania zbliżeniowego zachodzące zarówno w Evolved Packet Core (EPC), jak iw sieci dostępu radiowego (E-UTRAN) . W EPC-oznaczone jako "EPC-poziom Discovery " - bliskość między urządzeniami można wyodrębnić z okresowych aktualizacji lokalizacji urządzenia, podczas gdy zainteresowanie nawiązaniem bezpośredniej komunikacji między urządzeniami może być wyzwalone przez urządzenia lub od strony sieci. Ta ostatnia może być uruchomiona z monitorowania

trwającej komunikacji między urządzeniami odbywające się za pośrednictwem infrastruktury sieciowej. Z drugiej strony, w E-UTRAN-u oznaczonym jako "bezpośrednie odkrycie" - bliskość jest ustalana przez bezpośrednią komunikację między zainteresowanymi urządzeniami. Istnieją obecnie dwa bezpośrednie protokoły wykrywania zbliżeniowego w 3GPP: Model A ("Jestem tutaj") i Model B ("Kto tam?"). W Modelu A protokoły wykrywania, jak pokazano na Rysunku 6.11 (a),

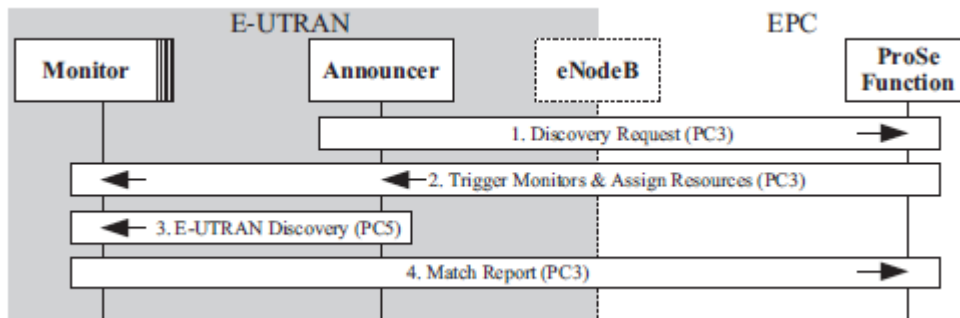


urządzenia komórkowe mogą pełnić rolę spikera lub monitora. Urządzenia w roli spikera nadają komunikat ogłaszający informacje, które mogą być interesujące dla monitorów w jego bliskim regionie. Z drugiej strony, urządzenia w roli monitora nasłuchują pewnych interesujących informacji przesyłanych przez spikerów w ich pobliżu. Transmisja spikera jest zwymiarowana za pomocą stałej mocy i szybkość, z jaką wykrywają to urządzenia w obszarze bliskim wysokiego prawdopodobieństwa. W protokole wykrywania modelu B, jak pokazano na rys. 6.11 (b), urządzenia komórkowe mogą pełnić rolę odkrywcy lub odkrywającego. W tym modelu odkrywca otrzymuje informacje z pobliskich odkryć. W przeciwieństwie do Modelu A, ten protokół jest oparty na agregacji transmisji z pobliskiego urządzenia komórkowe, które niekoniecznie są znane a priori przez sieć znajdująca się w pobliżu regionu.<sup>2</sup> W pozostałej części tej sekcji skoncentrujemy naszą analizę na ustawieniu protokołu wykrywania modelu A. Podejście zarządzania zasobami radiowymi w przypadku Modelu A polega na zaplanowaniu dedykowanych zasobów dla transmisji komunikatora, tj. zasobów ortogonalnych do tych przypisanych do innych aktywnych połączeń komórkowych. W przeciwieństwie do tego rozważamy przypadek, w którym transmisja spikera ma być podstawą transmisji ciągłego łącza w dół do monitorów. Prowadzi to do utworzenia kanału wielodostępowego, złożonego przez komunikator i transmisje BS. Występowanie ogniw komunikacyjnych typu D2D, choć wcześniej rozważane w literaturze, nie było dotąd brane pod uwagę w otoczeniu odkrywania bliskości do czasu naszej ostatniej pracy. Główną przeszkodą dla odkrywania bliskich elementów jest to, że stan kanału między spikerem a urządzeniem monitorującym jest nieznan, co powoduje, że nieznan jest poziom zakłóceń transmisji łącza w dół, a zatem uniemożliwia eNodeB radzenie sobie z nim. Jednakże, jak omówiono w oraz w rozdziale 6.2, wykazaliśmy, że jeśli sygnał zakłócający wykorzystuje stałą częstotliwość, a odbiornik łącza odbiorczego wykorzystuje dekodowanie wielu użytkowników, wtedy możliwe jest odbieranie transmisji łącza nadawczego z zerową awarią, bez konieczności BS, aby mieć wszelkie wcześniejsze informacje o stanie kanału Channel na stronie Nadajnik (CSIT) łącza interferującego. Sygnały zastosowane w procesie wykrywania wykorzystują stałą szybkość, co sprawia, że są idealnymi kandydatami do podkładania, gwarantując zerową awarię połączenia w dół. W tej części przeformułujemy wyniki w sekcji 6.2 pod względem adaptacji mocy, tak aby w urządzeniach monitorujących osiągnięto transmisję zstępującą w dół z zerową amplitudą. Analiza i wyniki liczbowe pokazują, że operacja podkładania jest rzeczywiście możliwa, ale kosztem zwiększonego zużycia energii łącza w dół, które zwiększa się z prędkością transmisji podkładania.

### 6.3.1 Przegląd wykrywania bliskości sterowany siecią

W protokole wykrywania modelu A zaangażowane są trzy podmioty sieciowe, mianowicie spiker, monitor i funkcja ProSe (znajdujące się w infrastrukturze sieciowej w EPC). Funkcja ProSe jest odpowiedzialna za kontrolę dostępu do ProSe, koordynację wykrywania bliskości i monitorowanie ciągłych połączeń komunikacyjnych D2D. Rysunek 6.12 przedstawia cztery zasadnicze kroki, które

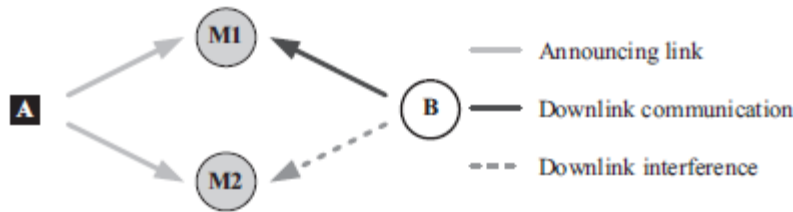
podejmuje konferansjer, aby ukończyć protokół wykrywania bliskości, po autoryzacji do używania ProSe.



W kroku Discovery Request konferansjer wysyła żądanie wykrywania do funkcji ProSe. Jeśli to żądanie zostanie zaakceptowane, etap Trigger Monitors & Assign Resources ma miejsce, gdy funkcja ProSe uruchamia monitory w regionie bliskim spikera, przypisując i informując interweniujące urządzenia (spiker i monitory), które zasoby systemowe zostały przydzielone do transmisji komunikat komunikatora, tzn. zasoby radiowe, na których będzie odbywał się interfejs PC5. W etapie E-UTRAN Discovery konferansjer przesyła swój komunikat do monitorów za pośrednictwem interfejsu PC5 w E-UTRAN. Na koniec, w kroku Raport dopasowania, monitory, które mogły pomyślnie zdekodować komunikat kontrahenta, przekazują odebrane informacje do funkcji ProSe w celu potwierdzenia tożsamości spikera. Po tym ostatnim kroku można ustalić bezpośrednie łącze komunikacyjne D2D. W pozostałej części skupiamy się na trzecim kroku protokołu wykrywania. Mianowicie, przy przesyłaniu komunikatu konferenckiego stanowiącego podstawę transmisji w dół skierowanej do jednego z monitorów.

### 6.3.2 Model systemu

Koncentrujemy naszą analizę na sieci komórkowej złożonej ze stacji bazowej i wielu urządzeń komórkowych. Zestaw tych urządzeń pełni rolę konferansjera, podczas gdy pozostałe urządzenia przejmują rolę monitorującą, słuchając komunikatu konferansjera w zasobach przydzielonych do tego celu przez sieć. Zakładamy, że spikerowie są wystarczająco rozproszeni w przestrzeni tak, że ich obszary bliskości nie pokrywają się<sup>3</sup> i że sieć przypisuje różne zasoby każdemu spikerowi. Przyjmuje się, że sieć ma wiedzę na temat pozycji każdego urządzenia za pomocą okresowych aktualizacji lokalizacji urządzenia, nie znając warunków kanału między dowolnymi dwoma urządzeniami przed procedurą wykrywania bliskości. Dlatego sieć wie, które monitory będą potencjalnie znajdować się w bliskim regionie.<sup>4</sup> Przyjmujemy, że w pobliżu obszaru spikera A znajdują się pobliskie monitory N. Dalej zakładamy, że każdy z tych monitorów ma dedykowaną ciągłą transmisję w dół od stacji bazowej B. Wyznaczamy powiązany kanał łącza nadawczego i jego docelowy odbiornik przez ten sam indeks dolny, np. I-tym odbiornikiem docelowym jest i-to urządzenie. Zakładamy, że te transmisje w łączy w dół mają stałą szybkość RB; do spełnienia z zerową awarią. Założone stałe założenie stawki łącza upraszczającego upraszcza wprowadzenie naszej koncepcji sterowania zasilaniem, ale zauważamy, że możliwe jest rozszerzenie adaptacyjnego ustawienia szybkości łącza nadawczego. Wreszcie, zakładamy system komórkowy oparty na OFDMA, gdzie (i) synchronizacja między urządzeniami sieciowymi jest zapewniona przez cykliczny prefiks w każdej transmisji; (ii) urządzenia są w stanie odbierać i dekodować wszystkie transmisje w podnośne łącza w dół; i (iii) urządzenia okresowo raportują do kanału B jakości dla wszystkich kanałów łącza pobierania, które są szacowane na podstawie sygnałów pilota kanału łącza nadawczego. Jeśli założymy, że konferansjer transmituje w kanale w górę, jak zilustrowano na rysunku 6.13,



następnie sygnał zespolony  $y_{k,i}$  odebrany w  $k$ -tym kanale w  $i$ -tym urządzeniu to

$$y_{k,i} = h_{A,i}x_A + h_{B,i}x_B + Z$$

gdzie  $h_{B,i}$  i  $h_{A,i}$  oznaczają, odpowiednio, złożony zysk kanału między nadajnikami B i A i  $i$ -tym odbiornikiem, podczas gdy  $Z$  jest szumem Gaussa o wartościach zespolonych  $E[|Z|^2] = \sigma^2$  i  $x_B$  i  $x_A$  są podane przez okrągły zerowy średni zespolony sygnał Gaussa transmitowany przez A i B, gdzie odpowiednie wariancje są  $E[|x_A|^2] = P_A$  i  $E[|x_B|^2] = P_B$ . Przyjmuje się, że  $P_A$  jest stałe i zwymiarowane w taki sposób, że monitory w promieniu regionu zbliżeniowego są w stanie wykryć transmisję spikerów z bardzo dużym prawdopodobieństwem. Jak wcześniej wspomniano, zakłada się, że transmisja w łączu w dół ma stałą częstotliwość  $R_B$ , która ma być zerowa. Aby spełnić to wymaganie,  $P_B$  jest dostosowywany za pomocą schematu sterowania mocą opisanego w sekcji 6.3.3, który radzi sobie z warunkami kanału łączu w dół i interferencją z transmisji komunikatora z podkładaniem. Schemat podstawowy zakłada ustawienie ortogonalne, w którym kanały łączu downlink mają tylko transmisję łączu downlink, tak, że odebrany sygnał z  $i$ -tego urządzenia jest określony przez

$$y_{j,i} = h_{B,i}x_B + Z \quad z \quad j \neq k$$

Zakładamy, że B ma stałą szybkość transmisji w dół i jest w stanie dostosować swoją moc transmisji w oparciu o informacje o stanie kanału dostępne w nadajniku (CSIT) z B -  $M_i$  linki. Dalej zakładamy, że brak jakiegokolwiek informacji o stanie kanału na temat łączu A -  $M_i$ , ponieważ zakłada się, że nie nastąpiła żadna komunikacja między A i  $M_i$  przed transmisją spikera. Z drugiej strony zakłada się, że B zna stałą szybkość transmisji powiązaną z transmisją z bliskości, oznaczoną jako  $R_A$ .

### 6.3.3 Analiza

W naszej analizie skupiamy się na wydatkach mocy transmisji łączu w dół wymaganych do umożliwienia działania podkładu protokołu bezpośredniego wykrywania zbliżeniowego. Wyniki obliczono jako zero-outage w Lemacie 6.2.1 do ustawienia sterowania mocą, zakładając że każda transmisja łączu w dół ma stałą stawkę  $R_B$ . Zaczynamy od analizy przypadku gdzie jest jedno urządzenie monitorujące, a następnie rozszerzyć analizę do wielu urządzeń monitorujących. Na koniec, rozszerzamy analizę na przypadek, w którym sieć wybiera jeden z dostępnych kanałów zstępujących, które mają być poddane bezpośredniemu protokołowi odkrywania bliskości, w oparciu o minimalną wymaganą moc transmisji łączu nadawczego.

#### 6.3.3.1 Pojedyncze urządzenie monitorujące

Zaczynamy od wprowadzenia mechanizmu kontroli mocy dla transmisji w dół, zakładając pojedynczy monitor w regionie bliskim. Definiujemy natychmiastową SNR transmisję w łączu w dół

$$\gamma_B = \frac{P_B g d_B^{-\alpha}}{\sigma^2}$$

gdzie  $d_B^{-\alpha}$  jest utratą ścieżki,  $\sigma^2$  jest mocą szumu,  $g = |h|^2$  jest realizacją wzmocnienia kanału łącza nadawczego i  $P_B$  mocą transmisji łącza downlink. Tak więc pojemność takiego otrzymanego kanału Gaussa to

$$\begin{aligned} R_B &= W \log_2 \left( 1 + \frac{\gamma_B}{1 + \Gamma_A} \right) \\ &= W \log_2 \left( 1 + \frac{P_B g d_B^{-\alpha}}{\sigma^2} \cdot \frac{1}{1 + \Gamma_A} \right) \end{aligned}$$

gdzie  $W$  jest przepustowością przypisanych zasobów. Termin  $1/(1 + \Gamma_A)$  konta dla stawki kary wynikającej z transmisji komunikatora z podkładem, aby uzyskać gwarancję osiągnięcia zerowej przerwy w łączu "w dół", jak podano w Lemacie 6.2.1. Wymagana moc  $P_B$  do osiągnięcia stałej stopy  $R_B$  jest następnie podawana przez

$$P_B = \frac{1}{g} \cdot K$$

gdzie

$$K = \frac{\sigma^2(1 + \Gamma_A)}{d_B^{-\alpha}} \cdot \left[ 2^{R_B/W} - 1 \right]$$

Aby poradzić sobie z głębokimi zanikami, wprowadzono skróconą strategię inwersji kanałów. W tym ustawieniu  $B$  będzie próbować transmisji tylko wtedy, gdy głębokość zanikania przekroczy próg odcięcia  $\mu$  tj. gdy  $g > \mu$  zdarzenie wyłączenia tego łącza jest następujące:

$$Pr\{g < \mu\} = \int_0^{\mu} f_g(x) dx = 1 - \exp(-\mu/\bar{g})$$

gdzie  $\mu = -\bar{g} \log(1 - Pr\{g < \mu\})$ . Zauważamy, że zawsze występuje transmisja spikera, chociaż transmisja w dół może nie nastąpić z powodu strategii skracania mocy. Innymi słowy, transmisja spikera jest dekodowalna z prawdopodobieństwem  $Pr(\gamma_A \geq \Gamma_A)$ . Średnia moc nadawania wymagana do wsparcia  $R_B$ , to:

$$E[P_B] = \int_{\mu}^{\infty} \frac{1}{g} \cdot K f_g(g) dg = E_1\left(\frac{\mu}{\bar{g}}\right) \cdot K$$

gdzie  $E(\cdot)$  jest wykładniczą funkcją całkową.

### 6.3.3.2 Wiele urządzeń monitorujących

Gdy istnieje wiele urządzeń monitorujących w obszarze bliskości, które odbierają ruch emisji z BS, to  $P_B$  musi zostać obliczone dla najgorszego łącza. Dzieje się tak, ponieważ  $R_B$  musi być dekodowalny na wszystkich monitorach w regionie bliskim. Wymagana moc staje się:

$$P_B = \frac{1}{\min(g_1, \dots, g_N)} \cdot K$$

gdzie  $g_i$  jest wzmocnieniem kanału łączą w dół i-tego monitora i gdzie, dla analizy ustępliwości, zakłada się, że  $K$  jest identyczne dla wszystkich monitorów. Aby obliczyć wartość odcięcia, wprowadzamy rozkład statystyk rzędu  $n$ :

$$f_n(x) = N f_g(x) \binom{N-1}{n-1} F(x)^{n-1} (1-F(x))^{N-n}$$

z którego chcemy  $n = 1$ , rozkład najgorszego kanału:

$$f_1(x) = \frac{N}{\bar{g}} \exp\left(-\frac{Nx}{\bar{g}}\right)$$

Zdarzenie wyłączenia jest następnie definiowane jako

$$\begin{aligned} Pr\{\min(g_1, \dots, g_N) < \mu\} &= \int_0^\mu f_1(x) dx \\ &= 1 - \exp(-N\mu/\bar{g}) \end{aligned}$$

ai powiązany próg odcięcia jako

$$\mu = -\frac{\bar{g}}{N} \log(1 - Pr\{\min(g_1, \dots, g_N) < \mu\})$$

Średnie wymagane  $P_B$  w tym ustawieniu jest następnie podawane przez

$$E[P_B|N] = E_1\left(\frac{N\mu}{\bar{g}}\right) \cdot N \cdot K$$

### 6.3.3.3 Wybór kanału zstępującego do podkładania

Teraz rozważamy przypadek, w którym istnieje  $M$  kanałów downlink, z których sieć może wybrać jedną, która ma być poddana. W tym ustawieniu kanał wybrany dla operacji podkładania to taka, która wymaga najmniej zużytej mocy. Zakładamy, że każdy kanał łączą w dół ma różne wzmocnienia dla każdego monitora. Załóżmy, że z monitorów  $N$ , jeden z najgorszym wzmocnieniem kanału w  $i$ -tym kanale  $j$  dany przez  $u_i = \min(g_{1,i}, \dots, g_{N,i})$ , gdzie  $g_{n,i}$  odpowiada wzmocnieniu kanału łączą nadawczego z kanału  $i$ -tego w urządzeniu  $n$ . Następnie kanał, który doprowadzi do najmniejszego nakładu energii jest jednym z zyskiem danego kanału przez  $u_{\max} = \max(u_1, \dots, u_M)$ . Innymi słowy, przy założeniu, że monitor z najgorszych warunków w każdym kanale jest czynnikiem ograniczającym, a następnie wybór najlepszego kanału w tych warunkach jest modelowane przez rozkład statystyczny zamów maksymalnej wartości. Odpowiednia funkcja gęstości,  $f_M(x)$  jest dany przez,

$$f_M(x) = M f_1(x) [F_1(x)]^{M-1}$$

a funkcja skumulowana  $F_M(x)$  jest podawana przez

$$F_M(x) = [F_1(x)]^M = \left[1 - \exp\left(-\frac{Nx}{\bar{g}}\right)\right]^M$$

Zdarzenie wyłączenia jest następnie definiowane przez

$$Pr\{u_{max} < \mu\} = F_M(\mu) = \left(1 - \exp\left(-\frac{N\mu}{\bar{g}}\right)\right)^M$$

gdzie

$$\mu = -\frac{\bar{g}}{N} \log(1 - Pr\{u_{max} < \mu\}^{1/M})$$

W tych warunkach średnia moc zużywana jest przez

$$E[P_B|M] = K \int_{\mu}^{\infty} \frac{1}{x} f_M(x) dx$$

które można obliczyć za pomocą integracji numerycznej.

Stawka za każde wykorzystane zasoby,  $S$ , koncentruje się na najgorszym kanale, jest podana przez,

$$S = R_B \cdot Pr\{u_{max} \geq \mu\} + R_A \cdot Pr\{\gamma_A \geq \Gamma_A\}.$$

Jako miarę efektywności energetycznej bierzemy pod uwagę wymaganą ilość energii wymaganej do przekazania trochę informacji,  $\psi$  podane przez,

$$\psi = E\left[\frac{P_B}{S}\right] = \frac{K}{S} \int_{\mu}^{\infty} \frac{1}{x} f_N(x) dx$$

które można obliczyć za pomocą integracji numerycznej.

#### 6.3.3.4 Ortogonalna kontrola mocy łącza w dół

Teraz rozważamy linię podstawową jako ustawienie, w którym spiker i link w dół transmisje są przydzielane zasoby ortogonalne przez sieć. Innymi słowy, transmisja w dół i transmisje z komunikatora występują w dwóch identycznych kanałach ortogonalnych. Począwszy od pojemności asymptotycznej kanału Gaussa na  $i$ -tym urządzeniu:

$$R_B = W \log_2 \left(1 + \frac{P_B g_i d_B^{-\alpha}}{\sigma^2}\right)$$

wymagana moc pobierana w dół  $P_B$  w celu osiągnięcia stałej stopy  $R_B$  jest następnie podawana przez

$$P_B = \frac{1}{g_i} \cdot \frac{\sigma^2 [2^{R_B/W} - 1]}{r^{-\alpha}}$$

Aby zapewnić rzetelne porównanie, skupiamy się na mocy wymaganej do obsługi najgorszego kanału zstępującego. Średnia moc nadawania wymagana do utrzymania  $R_B$ ; jest wtedy:

$$E[P_B] = \int_{\mu}^{\infty} \frac{1}{x} \cdot \frac{\sigma^2 [2^{R_B/W} - 1]}{d_B^{-\alpha}} f_M(x) dx$$



które można obliczyć numerycznie. Stopa procentowa na każdy wykorzystany zasób  $S$ , od najgorszego kanału i kanału przeznaczanego na transmisję urządzenia przekazującego, podana jest przez

$$S = \frac{R_B \cdot Pr\{u_{max} \geq \mu\} + R_A \cdot Pr\{\gamma_A \geq \Gamma_A\}}{2}$$

Zauważ, że dzielenie przez 2 pochodzi od komunikatora, a transmisje w dół odbywają się w dwóch identycznych kanałach ortogonalnych. Związana z tym efektywność energetyczna,  $\psi$ , jest podana przez,

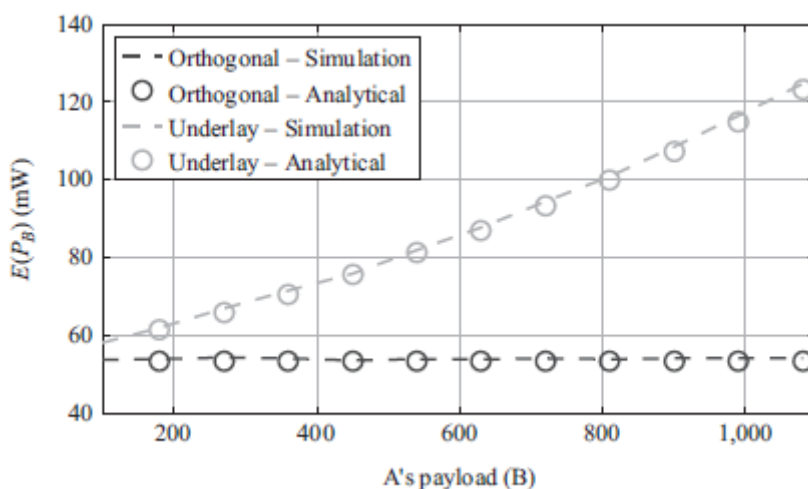
$$\psi = E \left[ \frac{P_B}{S} \right] = \frac{1}{S} \int_{\mu}^{\infty} \frac{1}{x} \cdot \frac{\sigma^2 [2^{R_B/W} - 1]}{d_B^{-\alpha}} f_M(x) dx.$$

### 6.3.4 Wyniki liczbowe i dyskusja

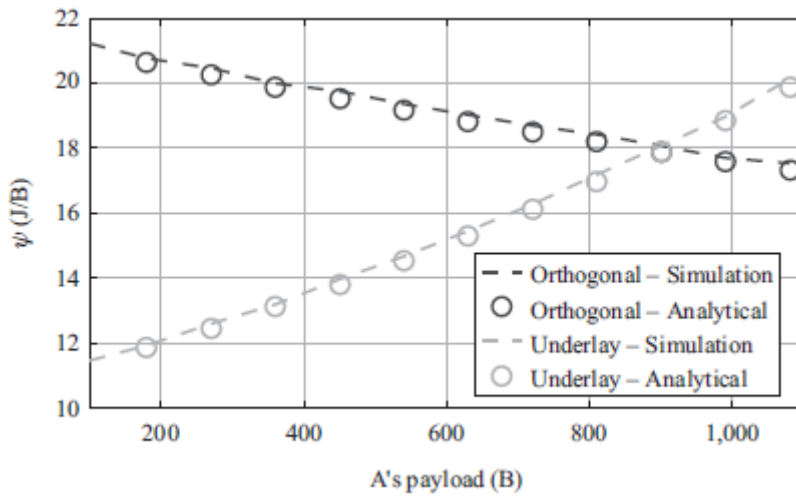
W tej sekcji przedstawiamy wyniki liczbowe odpowiadające wydajności wykrywania zbliżeniowego w ustawieniu podkładania, pod względem wydatkowanej mocy  $E[P_B]$  i efektywności energetycznej  $\psi$  w zależności od ładowności spikera (obliczonej jako  $R_A \cdot W \cdot T_A$ , gdzie  $T_A$  jest czas trwania transmisji spikera). Te wyniki liczbowe uzyskano przez ocenę odpowiednich wyrażeń analitycznych, uzyskanych w poprzedniej sekcji i za pomocą stochastycznych symulacji Monte Carlo. Tabela 6.1 zawiera listę odpowiednich założonych parametrów systemu.

Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
$W$	180 kHz	$T_A$	5 ms
$d_B$	200 m	$d_A$	20 m
$P_A$	20 dBm	$\sigma^2$	-97 dBm
$\alpha$	4	$Pr\{\gamma_A \geq \Gamma_A\}$	0.99
$R_B$	5 B/s <sup>2</sup>	$Pr\{u_{max} \geq \mu\}$	0.99
$N, M$	20	A's payload	[100,1,100] (B)

Zauważmy najpierw, że suma osiągnięta w ustawieniu podkładania będzie zawsze wyższa niż w ustawieniu zasobów ortogonalnych Ta wyższa stawka sumy wiąże się z kosztami dodatkowych wydatków związanych z transmisją w dół w porównaniu z ustawieniem zasobów ortogonalnych, jak pokazano na rysunku 6.14.



W szczególności, w ustawieniu podkładania, im wyższa jest szybkość wywoławcza (i odpowiadająca jej ładowność), tym wyższa będzie wymagana moc transmisji łącza nadawczego. Z drugiej strony, z perspektywy efektywności energetycznej, na Rysunku 6.15



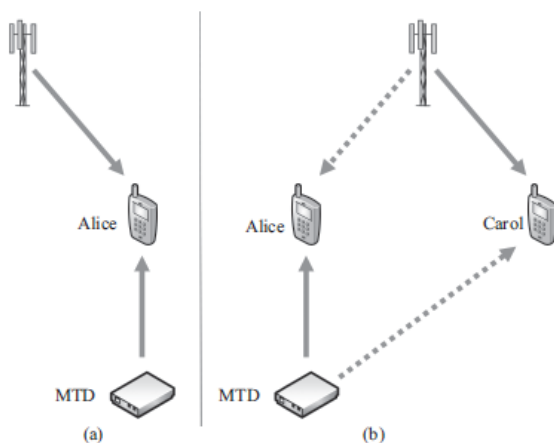
zauważamy, że dla niższych ładunków spikera i pomimo wyższej wymaganej mocy łącza w dół, schemat podkładania jest bardziej energooszczędny. Jest tak w tym przypadku, ponieważ kara wprowadzona wyrazem  $(1 + \Gamma_A)$  dotyczy ładunków, które są wystarczająco niskie, aby nie zrównoważyć w sposób znaczący przyrostów sumy w ustawieniu podkładania.

### 6.3.5 Uwagi

Wykrywanie zbliżeniowe jest istotnym czynnikiem ułatwiającym komunikację D2D. Pokazaliśmy, że wiarygodne wykrywanie bliskich podkładów jest wykonalne, osiągając wyższe sumy niż w ustawieniu zasobów ortogonalnych, kosztem większej ilości zużytej mocy łącza pobierającego. Z drugiej strony zaobserwowaliśmy, że w przypadku niewielkich ładunków komunikatora odkrycie podkładu jest dwa razy bardziej energooszczędne w porównaniu z ustawieniem prostopadłym.

### 6.4 Podkład bezpośredniej komunikacji

Bezpośrednia komunikacja pomiędzy dwoma urządzeniami ma miejsce, gdy są one względem siebie proksymalne, co można określić za pomocą opisanej wcześniej procedury. Rozważamy teraz przypadek, w którym te bezpośrednie połączenia opierają się na transmisji zstępującej. Rozważmy dwie topologie podkładania przedstawione na rysunku 6.16,



gdzie różnica występuje w urządzeniu, które działa jako zamierzony odbiornik transmisji w dół. Aby włączyć te dwie topologie komunikacji podkładania, wykorzystujemy wynik zerowego zaniku łącza w dół dla wspólnego dekodowania, jako prezentowana w punkcie 6.2. Oznaczamy topologię na rysunku 6.16 (a) i (b) odpowiednio jako topologie A i B. Rozpoczynamy od analizy topologii A, pod względem wymaganej mocy transmisji łącza nadawczego, aby osiągnąć taką samą wydajność transmisji, jak w przypadku bez przekładania podkładu. Celem jest zapewnienie, że transmisja w łączu w dół ma zerową awarię, podczas gdy transmisja w złączu odbiorczym nie wpływa na transmisję MTD. Te dwa warunki są zapewnione przez zastosowanie wyników w Lemacie 6.2.1 i Następstwie 6.2.2.

#### 6.4.1 Analiza topologii A

W tej topologii sieci, jak pokazano na Rysunku 6.16 (a), Alicja odbiera ruch zstępujący z BS i z MTD. Aby uprościć notację, oznaczamy odpowiednio BS i MTD jako B i M. Związek pomiędzy MTD i Alice charakteryzują się stałą szybkością i mocą, oznaczane odpowiednio jako  $R_M$  i  $P_M$ : MTD transmituje do Alicji podczas transmisji łącza w dół B, tak, że odbiornik Alice obserwuje kanał wielokrotnego dostępu (MAC) z dwoma nadajnikami:

$$y_A = h_{B,A}x_{B,A} + h_{M,A}x_M + Z$$

gdzie  $h_{B,A}$  i  $h_{M,A}$  to złożone zyski kanałów między BS i Alice, oraz między MTD i Alice, odpowiednio.  $x_B$  i  $x_M$  są podane przez okrągłe zero-średnie kompleksowe sygnały Gaussa transmitowane przez węzły B i M, tak, że odpowiednie wariancje to  $E[|x_B|^2] = P_B$  i  $E[|x_M|^2] = P_M$ . Tutaj  $P_B$  i  $P_M$  reprezentują poziomy mocy stałej używane odpowiednio przez B i M. Wreszcie,  $Z$  jest szumem Gaussa o wartościach zespolonych  $E[|Z|^2] = \sigma^2$ . Poniżej określimy mechanizm sterowania mocą dla transmisji w dół, która umożliwi transmisję łącza nadawczego do osiągnięcia takiego samego poziomu jak w przypadku bez transmisji podkładania. Definiowanie chwilowej wartości SNR transmisji w łączu w dół:

$$\gamma_B = \frac{P_B g d_B^{-\alpha}}{\sigma^2}$$

gdzie  $d_B^{-\alpha}$  to straty strat ścieżek,  $\sigma^2$  to moc szumów,  $g = |h|^2$  jest łączem w dół realizacją wzmocnienia kanału i  $P_B$  mocy transmisji łącza downlink. Biorąc pod uwagę górną granicę współczynnika dekodowania zera w punkcie zerowym, możemy wyrazić zerową stopę połączenia zstępującego jako

$$R_B = W \log_2 \left( 1 + \frac{P_B g d_B^{-\alpha}}{\sigma^2} \cdot \frac{1}{1 + \Gamma_A} \right)$$

które można przekształcić w:

$$P_B = \frac{1}{g} \cdot \frac{\sigma^2 (1 + \Gamma_A)}{d_B^{-\alpha}} \cdot \left[ 2^{R_B/W} - 1 \right]$$

Teraz zauważając, że osiągalna szybkość łącza nadawczego  $R_B$ , gdy nie ma podkładania obecny jest

$$\dot{R}_B = W \log_2 \left( 1 + \frac{\dot{P}_B g d_B^{-\alpha}}{\sigma^2} \right)$$

gdzie  $P_B$  jest oryginalną mocą transmisji w dół. Następnie:

$$P_B = \frac{1}{g} \cdot \frac{\sigma^2(1 + \Gamma_A)}{d_B^{-\alpha}} \cdot \left[ 2^{W \log_2 \left( 1 + \frac{P_B g d_B^{-\alpha}}{\sigma^2} \right) / W} - 1 \right]$$

$$= (1 + \Gamma_A) \dot{P}_B.$$

Dodatkowa moc pobierana w dół wymagana do zapewnienia, że transmisja łącza w dół jest w stanie osiągnąć tę samą szybkość łącza w dół, jest proporcjonalna do  $(1 + \Gamma_A) = 2^{R_A/W}$ . Innymi słowy, wymagana moc wzrośnie wykładniczo wraz z prędkością transmisji podkładania. Ten schemat podkładania jest zatem odpowiedni dla aplikacji o niskiej szybkości, zwykle związanych z MTC.

#### 6.4.2 Analiza topologii B

Rozważamy teraz topologię sieci przedstawioną na rysunku 6.16 (b), gdzie łącza komunikacyjne między BS i Carol oraz między MTD i Alice występują jednocześnie w szczelinie czasowej. Podobnie jak w poprzedniej topologii, związek między MTD i Alice charakteryzuje się stałą stawką i mocą, oznaczane odpowiednio jako  $R_M$  i  $P_M$ : podczas gdy związek między BS a Carol charakteryzuje się zmienną szybkością i mocą stałą, zwane dalej, odpowiednio, jako  $R_B$  i  $P_B$ . MTD transmituje do Alicji podczas transmisji B łącza w dół, tak że odbiorniki Alice i Carol obserwują kanał wielokrotnego dostępu (MAC) z dwoma nadajnikami:

$$y_A = h_{M,A}x_M + h_{B,A}x_B + Z, \quad y_C = h_{M,C}x_M + h_{B,C}x_B + Z$$

gdzie  $h_{B,A}$ ;  $h_{B,C}$ ;  $h_{M,C}$  i  $h^{M,A}$  oznaczają złożone zyski kanałów na danym kanale między odpowiednimi węzłami.  $x_B$  i  $x_M$  są odpowiednio sygnałami transmitowanymi przez B i MTD, tak że  $E[|x_B|^2] = P_B$  i  $E[|x_M|^2] = P_M$ .  $Z$  to zespolony szum Gaussa z wariancją  $\sigma^2$ : Przypomnijmy, że chcemy zapewnić, że transmisja w dół nie wpływa na transmisję podkładową MTD. Jest to ułatwione przez wynik zerowej przerwy w stosowności 6.2.2, która wymaga dekodowania transmisji w dół w odbiorniku Alice. Dlatego też wymagana moc transmisji łącza nadawczego jest obliczana na podstawie najgorszego łącza między BS a Alice lub Carol. Wymagana moc transmisji staje się wtedy obliczana na podstawie najgorszego powiązania między BS a Alice lub Carol. Wtedy wymagana moc transmisji staje się

$$P_B = \frac{1}{\min(g_A, g_C)} \cdot \frac{\sigma^2(1 + \Gamma_A)}{d^{-\alpha}} \cdot \left[ 2^{R_B/W} - 1 \right]$$

gdzie odpowiednio  $g_A$  i  $g_C$ , kanał łącza w dół zyskuje w kierunku Alice i Carol. W tym scenariuszu istnieje możliwość, że najgorsze wzmocnienie kanału łącza jest zbyt niskie, prowadząc do nadmiernej dużej ilości mocy, aby osiągnąć wymaganą szybkość łącza. Aby sobie z tym poradzić przy tych głębokich zanikach kanału przyjmujemy schemat sterowania mocą oparty na obciążeniu tekście odwrócenie kanału]. W tym ustawieniu stacja BS będzie próbować transmisji tylko wtedy, gdy głębokość zanikania jest powyżej progu odcięcia  $m$ ; tj. gdy  $\min(g_A, g_C) > \mu$ . Do konta dla wartości odcięcia wprowadzamy rozkład statystyk  $n$ -tego porządku:

$$f_n(x) = 2f_g(x) \binom{2-1}{n-1} F(x)^{n-1} (1 - F(x))^{2-n}$$

z którego chcemy  $n = 1$ , rozkład najgorszego kanału:

$$f_1(x) = \frac{2}{\bar{g}} \exp\left(-\frac{2x}{\bar{g}}\right)$$

Zdarzenie wyłączenia jest następnie definiowane jako

$$\begin{aligned} Pr\{\min(g_A, g_C) < \mu\} &= \int_0^\mu f_1(x) dx \\ &= 1 - \exp(-2\mu/\bar{g}) \end{aligned}$$

i powiązany próg odcięcia jako

$$\mu = -\frac{\bar{g}}{2} \log(1 - Pr\{\min(g_A, g_C) < \mu\})$$

Zakładamy, że w przypadku awarii, transmisja w dół nie następuje ani w Alice, ani w Carol. Teraz zauważając, że osiągalna szybkość pobierania  $R_B$ , gdy nie ma podkładu, jest,

$$\dot{R}_B = W \log_2 \left( 1 + \frac{\dot{P}_B g_C d_B^{-\alpha}}{\sigma^2} \right)$$

gdzie  $P_B$  jest oryginalną mocą transmisji w dół. Następnie:

$$\begin{aligned} P_B &= \frac{1}{\min(g_A, g_C)} \cdot \frac{\sigma^2(1 + \Gamma_A)}{d_B^{-\alpha}} \cdot \left[ 2^{W \log_2 \left( 1 + \frac{\dot{P}_B g_C d_B^{-\alpha}}{\sigma^2} \right) / W} - 1 \right] \\ &= (1 + \Gamma_A) \cdot \frac{g_C}{\min(g_A, g_C)} \cdot \dot{P}_B. \end{aligned}$$

Dodatkowa moc wymagana do spełnienia tej samej stawki połączenia z dostawą, jak w przypadku bez podkładania, zależy od najgorszego wykonania kanału. Przeciętnie moc potrzebna dodatkowa moc jest następnie przez

$$\begin{aligned} E \left[ \frac{P_B}{\dot{P}} \right] &= \int_0^\infty \int_\mu^\infty (1 + \Gamma_A) \frac{y}{x} f_1(x) f_g(y) dx dy \\ &= (1 + \Gamma_A) \cdot 2 \cdot E_1(2\mu) \end{aligned}$$

gdzie  $E_1(x)$  jest wykładniczą funkcją całkową. Podobnie jak w topologii A, wymagana dodatkowa moc downlink jest proporcjonalna do  $2^{RA/W}$ . Dlatego ten schemat podkładania jest również odpowiedni dla aplikacji o niskiej szybkości, takich jak te związane z MTC.