



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

***EFEKTYWNOŚĆ ODBIORNIKA RAKE
W INTERFEJSIE RADIOWYM
WCDMA/FDD SYSTEMU UMTS***

mgr inż. Rafał Niski

ROZPRAWA DOKTORSKA

***Promotor:
prof. dr hab. inż. Dominik Rutkowski***

Gdańsk, 2006

*Niniejszą pracę dedykuję mojej żonie **Magdalenie**.*

*Pragnę podziękować wszystkim,
którzy przyczynili się do powstania tej rozprawy,
a przede wszystkim promotorowi
prof. dr hab. inż. Dominikowi Rutkowskiemu
za inspirację i wiele cennych uwag merytorycznych.*

Spis treści

| | |
|---|----|
| <i>Wprowadzenie</i> | 1 |
| ROZDZIAŁ I – Założenia i charakterystyki systemu UMTS | 4 |
| 1.1. Ewolucja systemów II generacji i ogólne właściwości systemu III generacji | 4 |
| 1.2. Architektura systemu UMTS..... | 6 |
| 1.3. Środowiska pracy systemu UMTS..... | 8 |
| 1.4. Charakterystyka interfejsu radiowego WCDMA | 10 |
| 1.5. Pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD | 12 |
| ROZDZIAŁ II – Właściwości szerokopasmowego kanału radiokomunikacyjnego | 19 |
| 2.1. Fizyczne właściwości kanału szerokopasmowego | 19 |
| 2.1.1. Fluktuacje wolnozmiennie | 20 |
| 2.1.2. Fluktuacje szybkozmiennie | 21 |
| 2.1.3. Efekt Dopplera | 23 |
| 2.2. Charakterystyki i parametry kanału szerokopasmowego i symulacyjny model kanału.. | 24 |
| 2.3. Standaryzowane profile środowisk propagacyjnych w systemie UMTS | 30 |
| 2.4. Przykłady zmienności odpowiedzi impulsowej kanału w różnych środowiskach propagacyjnych systemu UMTS..... | 33 |
| ROZDZIAŁ III – Interfejs radiowy WCDMA/FDD | 37 |
| 3.1. Rodzaje kanałów w systemie UMTS w trybie FDD | 37 |
| 3.2. Struktura ramek czasowych w trybie FDD | 40 |
| 3.3. Formowanie kanałów transportowych w interfejsie radiowym WCDMA/FDD..... | 46 |
| 3.4. Ortogonalizacja i rozpraszanie widma sygnałów..... | 51 |
| 3.4.1. Ortogonalizacja i rozpraszanie widma sygnałów w łączu w górę | 51 |
| 3.4.2. Ortogonalizacja i rozpraszanie widma sygnałów w łączu w dół..... | 55 |
| 3.5. Modulacja i detekcja sygnałów QPSK..... | 56 |
| 3.6. Dynamiczne sterowanie mocą | 58 |
| 3.6.1. Realizacja dynamicznego sterowania mocą w pętli zamkniętej | 59 |
| ROZDZIAŁ IV – Wielodrogowy odbiór czasowy | 63 |
| 4.1. Warunki odbioru wielodrogowego | 63 |
| 4.2. Zasada pracy odbiornika RAKE | 64 |
| 4.3. Budowa odbiornika RAKE w interfejsie radiowym WCDMA/FDD | 67 |
| 4.4. Estymacja odpowiedzi impulsowej kanału w odbiorniku RAKE..... | 69 |
| 4.5. Metody estymacji odpowiedzi impulsowej kanału..... | 74 |
| 4.6. Reguły wyboru znaczących składowych użytecznego sygnału odbieranego w warunkach propagacji wielodrogowej | 81 |
| 4.7. Odbiór adaptacyjny | 82 |

| | |
|--|------------|
| ROZDZIAŁ V – Wyniki badań symulacyjnych | 84 |
| 5.1. Symulacyjny model interfejsu radiowego WCDMA/FDD | 84 |
| 5.1.1. Założenia i warunki badań symulacyjnych | 84 |
| 5.1.2. Model toru nadawczo-odbiorczego w łączu w górę i w dół..... | 85 |
| 5.2. Optymalizacja wzmocnienia sygnałów w kanałach fizycznych w łączu w górę | 88 |
| 5.3. Ocena jakości odbioru w zależności od zastosowanej reguły dynamicznego sterowania mocą | 91 |
| 5.3.1. Efektywność dynamicznego sterowania mocą | 91 |
| 5.3.2. Nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą..... | 105 |
| 5.3.3. Porównanie mechanizmów dynamicznego sterowania mocą | 114 |
| 5.3.4. Adaptacyjne algorytmy dynamicznego sterowania mocą | 120 |
| 5.4. Wpływ długości ciągu pilotowego na jakość odbioru w łączu w górę i w dół | 122 |
| 5.5. Ocena jakości metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału | 126 |
| 5.5.1. Ocena jakości metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w górę .. | 127 |
| 5.5.2. Ocena jakości metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w dół | 133 |
| 5.6. Wpływ reguł wyboru składowych sygnału użytecznego na jakość odbioru | 137 |
| Podsumowanie i wnioski | 139 |
| Załącznik A – Wartości parametrów wykorzystane w przeprowadzonych badaniach symulacyjnych | 144 |
| Załącznik B – Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych | 147 |
| Bibliografia | 158 |

Wprowadzenie

Dynamiczny rozwój systemów radiokomunikacji komórkowej, obserwowany od ponad 20 lat, doprowadził u progu 2001 r. do opracowania specyfikacji systemów trzeciej generacji (3G), których implementacja i budowa infrastruktury niedawno się rozpoczęła. Wysilek z tym związany został już w Polsce podjęty i system jest obecnie w fazie testowania sieci pilotowej. Jak podaje Urząd Komunikacji Elektronicznej, w ciągu najbliższych trzech lat każdy z polskich operatorów sieci komórkowych będzie wydawał na inwestycje ok. 1 mld zł rocznie, przy czym większa część tej kwoty będzie przeznaczona na budowę infrastruktury sieci 3G. W trakcie wdrażania nowego systemu, które będzie rozłożone na okres kilkunastu lat, obecnie pracujący system II generacji pn. GSM, wprowadzony do eksploatacji na początku lat 90-tych, będzie dalej użytkowany, przechodząc kolejny etap unowocześniania i zwiększania potencjalnych możliwości dostarczania usług, także nowych usług.

Jednym z podstawowych założeń systemu 3G pn. UMTS, obok realizacji szerokiego wachlarza usług o różnej jakości, przepływności, dopuszczalnych opóźnieniach i różnych trybach transmisji, w tym także usług szerokopasmowych o przepływnościach przekraczających 2 Mb/s, jest globalny zasięg systemu. W zależności od dostępności lub braku infrastruktury telekomunikacyjnej na danym obszarze, transmisja będzie realizowana poprzez naziemną sieć stacji bazowych lub przez łącza satelitarne. Ogromna różnorodność warunków i środowisk pracy systemu UMTS spowodowała wprowadzenie do użytkowania w systemie różnych klas komórek, począwszy od pikokomórek obejmujących swoim zasięgiem wnętrza budynków, poprzez mikro- i makrokomórki pokrywające tereny miast i obszary pozamiejskie, aż do hiperkomórek o dużych rozmiarach, w których dostęp do usług zapewni segment satelitarny systemu. Praca w tak zróżnicowanych środowiskach będzie wymagała od terminali ruchomych możliwości rozpoznawania i dostosowywania się do lokalnej infrastruktury systemowej oraz warunków propagacyjnych.

Sukces komercyjny systemu UMTS będzie zależał od jakości transmisji i pojemności w rzeczywistych warunkach, a także dostępności do nowych usług, stopnia pokrycia obszaru i kosztów przesyłania jednostkowej ilości danych, które muszą być bardzo umiarkowane. Na jakość transmisji, a pośrednio na pojemność systemu pierwszorzędny wpływ ma starannie zaprojektowany tor nadawczo-odbiorczy systemu, w tym zwłaszcza możliwie wysoka jakość odbioru. W tym zakresie istnieje możliwość adaptacji odbiornika do zmiennych warunków operacyjnych funkcjonowania interfejsu radiowego WCDMA/FDD. Taka adaptacja do różnych warunków operacyjnych może przyczynić się do zwiększenia jakości transmisji, a tym samym zwiększenia pojemności systemu. W związku z powyższym podjęta w pracy tematyka jest aktualna i ma duże uzasadnienie praktyczne.

W różnych ośrodkach badawczych na świecie są nieustannie prowadzone prace w zakresie opracowywania i implementacji nowych metod oraz technik zwiększających potencjalne możliwości interfejsu radiowego WCDMA/FDD. Prace te wymagają wielu analiz i badań, pozwalających na właściwy wybór metod i technik z uwzględnieniem aspektów praktycznych. W rezultacie tych prac powstają nowe, coraz bardziej złożone metody przetwarzania i formowania sygnałów, polepszające jakość odbioru wielodrogowego, wspartego transmisją wieloantenową, zwiększające efektywność dynamicznego sterowania mocą i estymacji odpowiedzi impulsowej kanału oraz zwiększające szybkość transmisji, dzięki nowym rodzajom modulacji wielowartościowej i innym metodom przetwarzania sygnałów. Celem tych prac jest podnoszenie jakości transmisji i zwiększanie pojemności

systemu oraz przepływności dostępnej dla każdego użytkownika, pomimo niestacjonarnych właściwości kanału i zmiennych warunków operacyjnych.

Specyfika pracy interfejsu WCDMA/FDD pokazuje, że efektywność pracy odbiornika w znacznym stopniu zależy od jakości szacowania odpowiedzi impulsowej kanału i efektywności dynamicznego sterowania mocą. Z tego względu autor rozprawy podjął się przeprowadzenia analizy i badań symulacyjnych mających na celu optymalizację odbioru wielodrogowego w oparciu o odbiornik RAKE w interfejsie radiowym WCDMA/FDD dla obu kierunków transmisji w łączu w dół i w górę, przy uwzględnieniu odmiennych sposobów przetwarzania i formowania sygnałów, różnych środowisk propagacyjnych i prędkości poruszania się terminali ruchomych oraz realizacji usług o różnych przepływnościach i jakości.

Główna teza pracy dotyczy wykazania, że adaptacyjna metoda odbioru wielodrogowego z optymalizowanym doбором parametrów odbiornika RAKE oraz wybór odpowiedniej metody szacowania odpowiedzi impulsowej kanału i przyspieszenie sterowania mocą, umożliwiają znaczną poprawę jakości odbioru w obu kierunkach przesyłania sygnałów, a tym samym zwiększenie pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD w poszczególnych rodzajach środowisk propagacyjnych i dla różnych rodzajów usług, przy różnych prędkościach przemieszczania się terminali i oszczędnym nakładzie przetwarzania.

Niniejsza rozprawa doktorska składa się z pięciu rozdziałów, podsumowania, bibliografii i dwóch załączników.

W rozdziale 1 przedstawiono założenia i charakterystyki systemu UMTS oraz jego architekturę i środowiska pracy.

Rozdział 2 zawiera charakterystyki zjawisk występujących w szerokopasmowym kanale radiokomunikacyjnym oraz definicje parametrów kanału, ważnych z punktu widzenia implementacji równoważnego, dolnopasmowego modelu kanału. W rozdziale tym podano również warunki transmisji szerokopasmowej, istotne z punktu widzenia realizacji odbioru zbiorczego czasowego z użyciem odbiornika RAKE. Ponadto zdefiniowano środowiska propagacyjne, zalecane przez ITU-R do analizy i badań symulacyjnych interfejsu radiowego systemu UMTS oraz przedstawiono ich przykładowe charakterystyki.

W rozdziale 3 wyjaśniono metody przetwarzania sygnałów w interfejsie radiowym WCDMA/FDD dla obu kierunków transmisji. W szczególności przedstawiono procesy kodowania i dekodowania kanałowego, rozpraszania i skupiania widma sygnałów, skramblowania i deskramblowania zespolonego, modulacji i detekcji sygnałów oraz dynamicznego sterowania mocą.

Rozdział 4 został poświęcony odbiornikowi wielodrogowemu RAKE i zawiera opis warunków odbioru oraz analizę metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w interfejsie radiowym WCDMA/FDD. Ponadto przedstawiono rozwiązanie aplikacyjne adaptacyjnego odbiornika RAKE, używanego do symulacyjnych badań jakości transmisji w różnych warunkach operacyjnych.

W rozdziale 5 opisano, opracowany przez autora, symulacyjny model systemu UMTS w trybie FDD oraz określono warunki badań symulacyjnych. Następnie przedstawiono wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych, których celem było określenie efektywności dynamicznego sterowania mocą oraz jakości estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w oparciu o wybrane metody, a także zbadanie ich wpływu na jakość transmisji w standaryzowanych środowiskach propagacyjnych, dla reprezentatywnych usług transmisji sygnałów mowy z szybkością 12,2 kb/s oraz transmisji danych z szybkościami 64 kb/s i 144 kb/s. Ponadto w rozdziale tym zaprezentowano metodę odbioru adaptacyjnego i nowy

mechanizm przyspieszonego sterowania mocą oraz sposób jego realizacji. Przedstawiono także wyniki badania wpływu nowych rozwiązań na jakość transmisji i pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD.

Podsumowanie do niniejszej rozprawy zawiera wnioski i spostrzeżenia dotyczące uzyskanych wyników.

W załącznikach zamieszczono tabele wartości parametrów stosowanych w przeprowadzanych badaniach symulacyjnych oraz przedstawiono szczegółowe wyniki tych badań. Ostatnią część pracy stanowi spis literatury zawierający 108 pozycji.

ROZDZIAŁ I

Założenia i charakterystyki systemu UMTS

1.1. Ewolucja systemów II generacji i ogólne właściwości systemu III generacji

Pierwsze systemy telefonii komórkowej powstały ponad ćwierć wieku temu i były oparte na technice analogowej, a dziś są znane powszechnie jako systemy telefonii komórkowej pierwszej generacji (1G). Do najbardziej znanych i rozpowszechnionych systemów tej generacji należą: AMPS (ang. *Analog Mobile Phone System*) oraz NMT (ang. *Nordic Mobile Telephony*). Były one dalekie od doskonałości, gdyż cechowały je m.in.: dokuczliwy wpływ zaników na połączenia rozmówne, mała odporność na zakłócenia, brak transmisji danych użytkownika, łatwość podsłuchu rozmów oraz co najwyżej zasięg krajowy. Pomimo tych istotnych wad, pierwsze systemy komórkowe zapoczątkowały wzrost zapotrzebowania na usługi telekomunikacyjne w nich świadczone. Konsekwencją tego było powstanie znacznie lepszych jakościowo systemów drugiej generacji (2G), do których należy m.in. system GSM (ang. *Global System for Mobile Communications*).

Dzięki zastosowaniu techniki cyfrowej w systemach drugiej generacji usunięto mankamenty występujące w systemach komórkowych pierwszej generacji. System GSM zapewnia znacznie lepszą jakość połączeń, tanie i niewielkie terminale o małym poborze mocy, wysoki stopień poufności, obsługę w warunkach międzynarodowego przemieszczania się terminali oraz wiele nowych i różnorodnych usług wzorowanych na sieci ISDN. Umożliwiło to ekspansję telefonii komórkowej na masową skalę i rozwój usług transmisji danych.

Systemy 2G, w początkowym okresie ich rozwoju, służyły głównie do realizacji usług transmisji sygnałów mowy, chociaż zapewniały również usługi transmisji danych, lecz z założenia ich potencjalne możliwości w tym zakresie były dość ograniczone i szybko okazały się niewystarczające. Aby zaspokoić oczekiwania użytkowników, dotyczące usług szybkiej transmisji danych, wprowadzono w systemie GSM w 2000 r. nowe techniki transmisji danych realizowane przez podsystem HSCSD (ang. *High Speed Circuit Switched Data*) w trybie komutacji kanałów oraz podsystem GPRS (ang. *General Packet Radio Services*) w trybie komutacji pakietów, które rozszerzają potencjalne możliwości systemu i określają jego fazę rozwoju jako GSM 2+. Obydwa podsystemy zapewniają możliwość korzystania przez użytkowników ruchomych z niektórych usług oferowanych współcześnie przez sieć Internet, tzn. poczty elektronicznej, handlu elektronicznego, faksu, VoIP, przesyłania plików tekstowych i usług LAN/Intranet. Jednak użytkownicy tych podsystemów nie mogą w pełni korzystać z usług WWW, sesji wideokonferencyjnych, przesyłania plików graficznych lub usług multimedialnych. Ostatnio w systemie GSM został wprowadzony nowy podsystem transmisji danych pn. EDGE (ang. *Enhanced Data Rates for GSM Evolution*), który umożliwi przyspieszoną transmisję danych z szybkością sięgającą 384 kb/s i poszerza gamę usług.

W przeciągu kilkunastu lat od chwili wprowadzenia systemów komórkowych drugiej generacji ich rozwój znacznie przekroczył wcześniejsze założenia. Potencjalne możliwości dalszego rozwoju tych systemów są już praktycznie wyczerpane. Dotyczy to nie tylko przepływności dostępnych dla użytkowników, lecz także ich pojemności. Przewidując taki scenariusz, podjęto w połowie lat 90-tych ubiegłego wieku prace nad opracowaniem nowego systemu komórkowego, który zapewniłby lepszy dostęp do zasobów Internetu i umożliwiłby

realizację przesyłania dźwięku o wysokiej jakości, określania położenia terminala i innych usług, przy jednoczesnej globalnej dostępności do usług podstawowych. Na taki rozwój oczekiwani w odniesieniu do nowego systemu nałożył się spodziewany dalszy gwałtowny wzrost liczby użytkowników w skali globalnej, a więc potrzeba zapewnienia znacznie większej jego pojemności. Dla tego nowego systemu przyjęto nazwę UMTS (ang. *Universal Mobile Telecommunications System*) [21,31,32,43,84,103]. Zapewnia on dostęp radiowy do globalnej infrastruktury telekomunikacyjnej w dowolnym miejscu na Ziemi oraz w dowolnym czasie za pośrednictwem segmentu naziemnego lub satelitarne, zarówno dla użytkowników ruchomych jak i stacjonarnych, korzystających z sieci publicznych, korporacyjnych oraz prywatnych. Dostępność do nowych rodzajów usług powoduje konieczność implementacji w systemie technik zapewniających wysoką jakość transmisji i dużą wydajność widmową. Umożliwia to interfejs radiowy przyjęty dla systemu UMTS, który jest oparty na szerokopasmowym bezpośrednim rozpraszaniu widma sygnałów - WCDMA (ang. *Wideband Code Division Multiple Access*). Użytkownicy systemu UMTS mają więc możliwość korzystania z kilku usług równocześnie, dostarczanych przez jednego lub kilku operatorów, w oparciu o ten sam lub różne rodzaje terminali. W planach przewiduje się trzy rodzaje terminali: terminal podstawowy, terminal notatnikowy oraz terminal audiowizualny. Terminale systemu UMTS będą miały możliwość programowej adaptacji do różnych rodzajów interfejsów radiowych i usług. W zależności od prędkości przemieszczania się, rodzaju usługi i połączenia (naziemne/satelitarne), terminal będzie funkcjonować w odpowiednim trybie, zapewniając optymalne parametry transmisji oraz minimalne zużycie energii.

Zastosowanie w systemie różnych rozwiązań interfejsów i związanych z nimi różnych metod dostępu do jego zasobów umożliwia współpracę pomiędzy zintegrowanymi z nim innymi systemami łączności komórkowej, a poprzez sieć rdzeniową z innymi sieciami w tym zwłaszcza z Internetem. Dostęp radiowy ma charakter otwarty, tzn. umożliwia połączenia dla różnego typu terminali, zgodnie ze standardami stosowanymi w Europie, Azji czy Ameryce.

System UMTS umożliwia korzystanie z usług, które wymagają dużej przepływności do 2 Mbit/s^1 (ang. *High Bit Rate Services*). Jednakże tak duża przepływność będzie dostępna jedynie lokalnie, natomiast przy pokryciu globalnym osiągalne będą przepływności do 144 kb/s^1 . W systemie jest możliwe korzystanie z usług o zmiennej przepływności (ang. *Variable Bit Rate Services*) i gęstym rastrze począwszy już od $1,2 \text{ kb/s}$. Użytkownik ma zapewniony ten sam zestaw usług podstawowych w dowolnym miejscu oraz stały adres i taką samą jakość połączenia niezależnie od tego, gdzie aktualnie się znajduje. Osiągalna jakość przesyłanych sygnałów dźwięku, w tym sygnałów mowy jest lepsza od jakości zapewnianej przez systemy drugiej generacji.

System UMTS wprowadza wielostopniową ochronę kryptograficzną dostępu do swoich zasobów i przesyłanych wiadomości. Stopień ochrony przed niepowołanym dostępem do informacji wysyłanych/odbieranych przez użytkownika jest, przy najniższym stopniu ochrony, podobny do stopnia ochrony znanego w systemie GSM. Konieczność wysokiego stopnia ochrony wynika z wymagań ochrony zwłaszcza w przypadku operacji bankowych, w których jest niezbędna wysoce wiarygodna autoryzacja użytkownika i zachowanie tajemnicy przesyłanych danych.

System UMTS został zaprojektowany do funkcjonowania w trudnym dla jego projektantów kanale radiowym, przy bardzo zróżnicowanych warunkach, tj. zmiennych w dużym zakresie prędkościach przemieszczania się stacji ruchomych, w środowiskach propagacyjnych o bardzo odmiennych charakterystykach i przy zmiennych w dużym przedziale szybkościach

¹ Według pierwotnej wersji systemu; nowe interfejsy radiowe umożliwią znacznie większe przepływności.

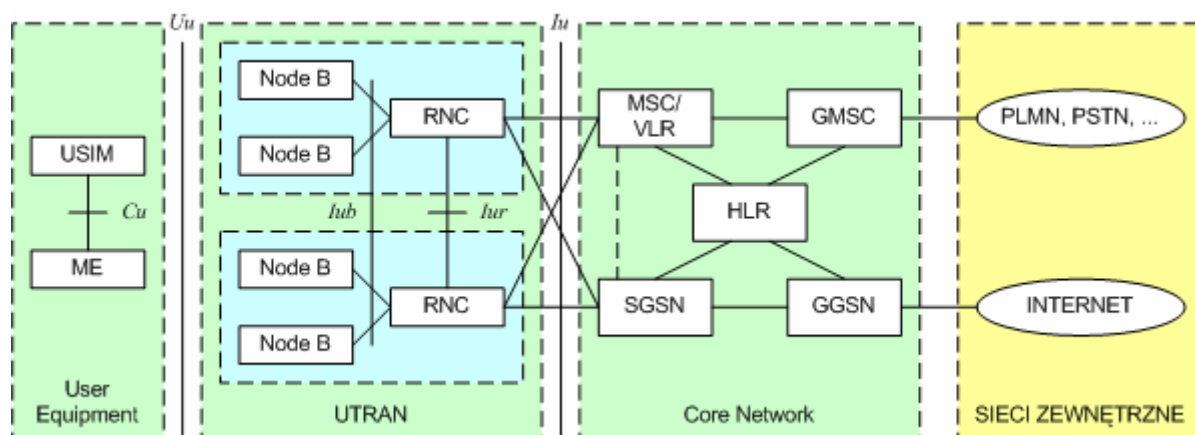
transmisji, dopuszczalnych opóźnieniach oraz ich fluktuacjach i zróżnicowanej jakości transmisji, w zależności od rodzaju usług. Zatem zaprojektowanie i zaimplementowanie dobrego jakościowo radiowego kanału cyfrowego pomiędzy terminalami, znajdującymi się w dowolnym miejscu na Ziemi a stacjami bazowymi, jest zadaniem trudnym, wymagającym stworzenia modeli symulacyjnych zarówno nadajnika, odbiornika jak i kanału radiowego oraz przeprowadzenia rozległych badań.

1.2. Architektura systemu UMTS

System radiokomunikacyjny składa się z różnego rodzaju bloków funkcjonalnych (urządzeń) o określonych regułach działania oraz współdziałania, które tworzą określoną architekturę i umożliwiają komunikowanie się użytkowników terminali ruchomych oraz stacjonarnych z wykorzystaniem kanałów radiowych. Ogólną architekturę systemu UMTS tworzą:

- terminale użytkowników (ang. *User Equipment – UE*),
- sieć dostępu radiowego (ang. *UMTS Terrestrial Radio Access Network – UTRAN*),
- sieć szkieletowa (ang. *Core Network - CN*).

Z punktu widzenia specyfikacji i standaryzacji systemów, zarówno *UE* jak i *UTRAN* są określone przez funkcje protokołów komunikacyjnych o hierarchicznej strukturze warstwowej, realizowanych w oparciu o radiowy interfejs szerokopasmowy WCDMA. Z kolei, sieć szkieletowa *CN* stanowi adaptację sieci stałej użytkowanej przez system GSM. Architekturę systemu z wyszczególnionymi blokami funkcjonalnymi i niektórymi interfejsami przedstawia rys. 1.1 [8,18].



Rys. 1.1. Architektura systemu UMTS

Oznaczenia: *USIM* - UMTS Subscriber Identity Module, *ME* - Mobile Equipment, *UTRAN* - UMTS Terrestrial Radio Access Network, *RNC* - Radio Network Controller, *MSC/VLR* - Mobile Services Switching Center/Visitor Location Register, *GMSC* - Gateway MSC, *HLR* - Home Location Register, *SGSN* - Service GPRS Support Node, *GGSN* - Gateway GPRS Support Node, *PSTN* - Public Switched Telephone Network, *PLMN* - Public Land Mobile Network,

Pokazany na rysunku terminal użytkownika składa się z dwóch bloków funkcjonalnych:

- wyposażenia mobilnego (ang. *Mobile Equipment*) – przeznaczonego do transmisji radiowej poprzez interfejs radiowy *Uu*,

- karty *USIM* (ang. *UMTS Subscriber Identity Module*), będącej odpowiednikiem karty *SIM* stosowanej w systemie GSM. Przechowuje ona informacje niezbędne do realizacji procedur uwierzytelniania użytkownika, autoryzacji dostępu do różnych usług i kryptograficznej ochrony informacji przesyłanych w kanale radiowym.

Sieć *UTRAN* tworzą z kolei dwa rodzaje bloków funkcjonalnych:

- stacja bazowa (ang. *Node B*), która zawiera jeden lub kilka transceiverów i uczestniczy w nawiązywaniu połączenia między terminalem oraz siecią *UTRAN*, a także pośredniczy w przekazywaniu rozkazów z/do sterownika *RNC* lub centrali z komutacją kanałów/pakietów do/z terminala oraz przeprowadza pomiary związane z jakością transmisji i dostarcza je do sterownika,
- sterownik sieci radiowej *RNC* (ang. *Radio Network Controller*), który zarządza zasobami stacji bazowych oraz połączeniami z terminalami i steruje dostępem do wszystkich usług dostarczanych przez *CN*.

Jak już wspomniano, sieć szkieletowa *CN* stanowi adaptację sieci stałej systemu GSM i w jej skład wchodzi:

- *MSC* (ang. *Mobile Services Switching Center*) – centrala komutacyjna realizująca usługi w trybie komutacji kanałów i pełniąca funkcje interfejsu pomiędzy siecią komórkową i sieciami PSTN lub ISDN.
- *GMSC* (ang. *Gateway MSC*) – tranzytowa centrala radiokomunikacyjna, pełniąca rolę interfejsu międzysieciowego pomiędzy siecią komórkową i zewnętrznymi sieciami z komutacją kanałów, gdy sieć komórkowa obsługuje kilka sprzężonych ze sobą central *MSC*.
- *HLR* (ang. *Home Location Register*) - baza danych użytkowników macierzystych, która przechowuje profile usługowe użytkowników zarejestrowanych w obszarze własnym centrali komutacyjnej, przy czym profil usługowy użytkownika jest tworzony podczas pierwszej rejestracji użytkownika w systemie i jest utrzymywany w pamięci tak długo, jak długo użytkownik ma uprawnienia do korzystania z zasobów systemu. Profil usługowy użytkownika zawiera m.in.
 - numer terminala sieci publicznej,
 - międzynarodowy numer IMSI użytkownika,
 - tajny identyfikator użytkownika niezbędny w procesie uwierzytelniania i szyfracji,
 - informacje o dozwolonych usługach podstawowych i dodatkowych,
 - aktualne położenie terminala w celu sprawnego kierowania do niego połączeń przychodzących (np. wywołań lub krótkich wiadomości).
- *VLR* (ang. *Visitor Location Register*) – baza danych użytkowników tymczasowych, która zawiera dane użytkowników przejściowo zarejestrowanych w obszarze pokrytym przez komórki obsługiwane przez określoną centralę *MSC*. Baza danych *VLR* ułatwia znalezienie abonenta z dokładnością do obszaru przywołań i wspomaga centralę *MSC* podczas nawiązywania połączenia ze stacją ruchomą.
- *SGSN* (ang. *Serving GPRS Support Node*) – węzeł podsystemu *GPRS* realizujący usługi w trybie komutacji pakietów.

- *GGSN* (ang. *Gateway GPRS Support Node*) – węzeł międzysieciowy podsystemu *GPRS*, który zapewnia interfejs z innymi sieciami (zwłaszcza Internetem), opartymi na technice komutacji pakietów. Jest on również odpowiedzialny za dobór drogi dla pakietów kierowanych do węzła *SGSN* obsługującego pożądaną stację ruchomą. Informacja o doborze drogi jest zapisywana w bazie danych *HLR*, do której węzeł *GGSN* ma dostęp.

Współpraca pomiędzy poszczególnymi blokami funkcjonalnymi architektury systemu UMTS odbywa się przy użyciu kilku nowych standardów interfejsów, obok innych już znanych z architektury systemu GSM. Wśród tych nowych interfejsów są:

- interfejs *Cu* na styku między kartą *USIM* i *ME*,
- interfejs *Uu*, tj. interfejs radiowy WCDMA, odpowiedzialny za łączność terminala (*UE*) z siecią dostępową *UTRAN*. Jest to najważniejszy interfejs w całym systemie.
- interfejs *Iu* na styku sieci dostępowej *UTRAN* z siecią szkieletową *CN*, dostosowany zarówno do techniki komutacji kanałów jak i komutacji pakietów.
- interfejs *Iur*, który umożliwia miękkie przełączanie połączeń pomiędzy sterownikami stacji bazowych *RNC*.
- interfejs *Iub* umożliwiający współpracę między stacją bazową (*Node B*) i sterownikiem stacji bazowych *RNC*.

Przewiduje się, że wraz z rozwojem systemu UMTS będzie on stopniowo wypierał system GSM. Rozbudowa infrastruktury segmentu naziemnego sieci *UTRAN* będzie się więc wiązała ze stopniowym ograniczaniem potencjalnych możliwości infrastruktury sieci GSM. Ponadto przewiduje się, że w przyszłości system UMTS będzie współpracował również z segmentem satelitarnym, zapewniającym globalny dostęp do usług zwłaszcza na obszarach mórz i oceanów oraz na obszarach trudnodostępnych. System satelitarny, określany nazwą *USRAN* (ang. *UMTS Satellite Radio Access Network*), jest obecnie w fazie standaryzacyjnej, a prace badawcze nad nim są prowadzone w wielu ośrodkach na świecie, m.in. skupionych wokół Europejskiej Agencji Kosmicznej *ESA* (ang. *European Space Agency*).

1.3. Środowiska pracy systemu UMTS

System UMTS ma zapewniać użytkownikom możliwość komunikowania się z dowolnego miejsca na Ziemi, dzięki wykorzystaniu segmentu naziemnego i/lub satelitarnego. W zależności od lokalnej infrastruktury na danym obszarze, transmisja będzie realizowana poprzez naziemną radiową sieć dostępową lub przez łącza satelitarne. Jeśli będą ograniczenia w dostępie, to będą one wynikały jedynie z braku umów między operatorami lub ograniczeń technologicznych stosowanych terminali.

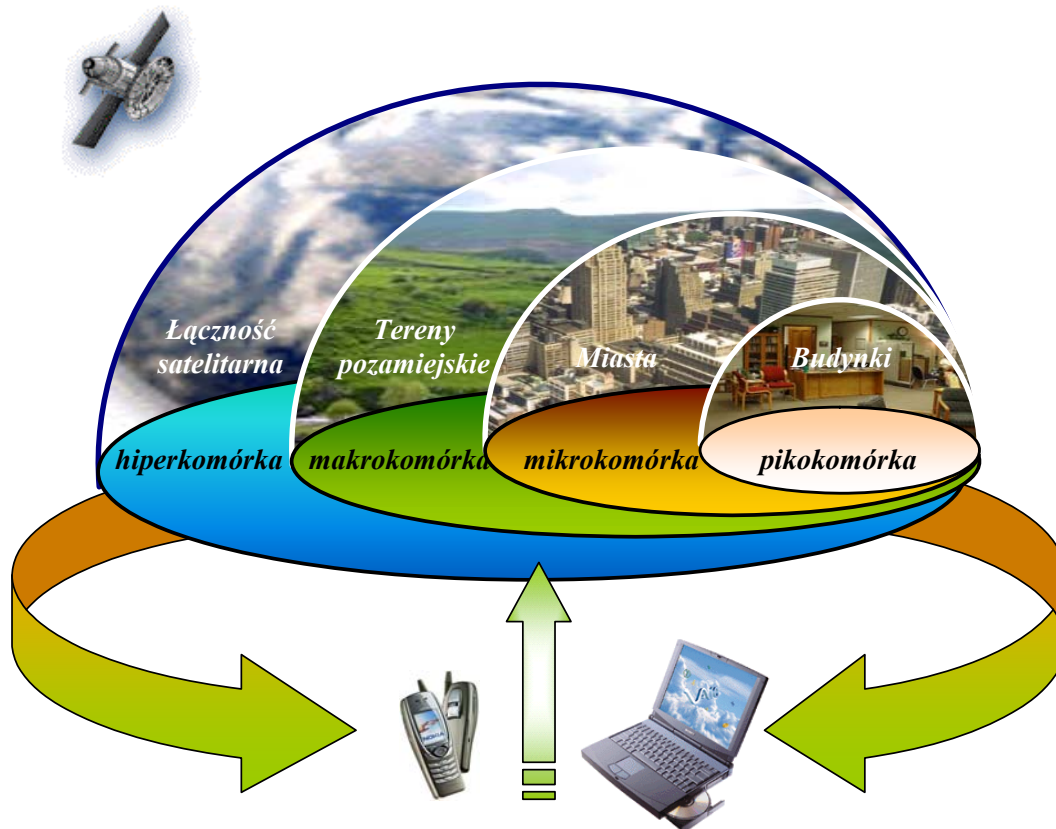
System III generacji będzie zatem funkcjonować w kilku różnych środowiskach propagacyjnych. Segment naziemny systemu będzie obejmować swoim zasięgiem środowiska wewnątrz budynków oraz środowiska zewnętrzne: miejskie, wiejskie i górskie. Natomiast segment satelitarny będzie zapewniać dostęp do usług na obszarach mórz i oceanów, a także pustyniach i obszarach górskich oraz na obszarach o słabo rozwiniętej naziemnej infrastrukturze telekomunikacyjnej lub w ogóle jej nie posiadających.

System UMTS będzie się charakteryzował ogromną różnorodnością warunków pracy, ze względu na lokalizację użytkowników w tych różnych środowiskach propagacyjnych i zróżnicowane warunki obsługi ruchu telekomunikacyjnego, a także ze względu na zmienne w

dużym zakresie prędkości przemieszczania się terminali. Aby zapewnić użytkownikom dostęp do usług bez względu na ich aktualną lokalizację, stworzono kilka klas komórek zorganizowanych w hierarchiczną strukturę. Można wśród nich wyszczególnić:

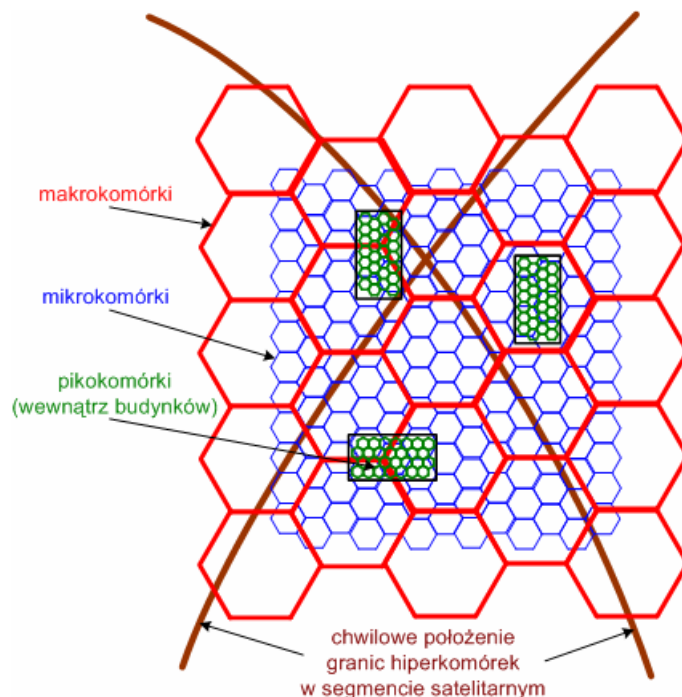
- *pikokomórki* o promieniu nie przekraczającym 100 m, obejmujące swoim zasięgiem wnętrza budynków biurowych oraz obiekty handlowe, dworce kolejowe, porty lotnicze i inne obiekty, które będą obsługiwały głównie użytkowników pieszych lub przemieszczających się z niedużymi prędkościami, zapewniając przy tym dostęp do wszystkich usług;
- *mikrokomórki* o promieniu z zakresu od 100 m do 1 km, pokrywające tereny miejskie i charakteryzujące się występowaniem licznej populacji użytkowników, które będą zapewniały dostęp do znacznego podzbioru usług głównie użytkownikom pieszym i przemieszczającym się w pojazdach;
- *makrokomórki* o promieniu z przedziału od 1 km do 20 km, pokrywające tereny pozamiejskie z małą lub niewielką gęstością powierzchniową użytkowników, które będą umożliwiały dostęp jedynie do usług podstawowych;
- *hiperkomórki* o promieniu z zakresu od 300 km do 800 km, obsługiwane przez satelity niskoorbitowe (LEO – *Low Earth Orbit*) i średnioorbitowe (MEO – *Medium Earth Orbit*) oraz hiperkomórki o promieniu z zakresu od 4000 km do 5000 km, obsługiwane przez satelity geostacjonarne (GEO – *Geostationary Earth Orbit*), które będą zapewniały dostęp do usług podstawowych użytkownikom znajdującym się na obszarach mórz i oceanów oraz na obszarach pozbawionych naziemnej infrastruktury telekomunikacyjnej.

Na rys. 1.2 zilustrowano hierarchię topologiczną poszczególnych klas komórek.



Rys. 1.2. Hierarchia topologiczna klas komórek systemu UMTS.

Aby rozwiązać problem pokrycia różnych obszarów, w których będzie występowało zmienne w dużym zakresie obciążenie obsługą ruchu telekomunikacyjnego oraz zmienne w dużym zakresie prędkości przemieszczania się terminali, zastosowano w systemie UMTS koncepcję nakładających się komórek, należących do różnych klas, które będą w ten sposób tworzyć strukturę parasolową. Oznacza to, że każda z większych komórek (nadrzędnych) będzie pokrywała grupę mniejszych komórek (podrzędnych), jak to pokazano na rys. 1.3.



Rys. 1.3. Hierarchia struktur komórkowych w systemie UMTS

Takie hierarchiczne rozwiązanie umożliwia sprawną i elastyczną obsługę zmiennego natężenia ruchu radiokomunikacyjnego oraz rekonfigurację połączeń terminali z różnymi klasami komórek w zależności od bieżącego obciążenia, a także w zależności od prędkości przemieszczania się terminali. Rozwiązanie to sprzyja też ograniczeniu natężenia ruchu przełączeniowego oraz redukcji znacznego nakładu przetwarzania i zaangażowania cennych zasobów systemowych.

1.4. Charakterystyka interfejsu radiowego WCDMA

Jak już wspomniano, system III generacji jest oparty na innych zasadach pracy niż systemy II generacji [43,84]. Podstawową różnicą jest nowa metoda wspólnego użytkowania tego samego kanału częstotliwościowego przez wielu użytkowników, nazywana techniką szerokopasmowego rozpraszania widma sygnałów (z wielokrotnienia kodowo-czasowego) WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*).

Dla systemu UMTS w Europie wydzielono ponad 20 kanałów częstotliwościowych, zgodnie z ustaleniami ERC/DEC/(97)07 Europejskiego Komitetu Radiokomunikacji z 1997 r. Kanały te są utworzone w pasmach częstotliwości od 1900 do 2025 MHz oraz od 2110 do 2200 MHz [25,43,84]. Podział tych pasm dla segmentu naziemnego i satelitarnego w obu trybach pracy, tj. w trybie dupleksu częstotliwościowego FDD (ang. *Frequency Division Duplex*) i czasowego TDD (ang. *Time Division Duplex*) jest przedstawiony na rys. 1.4.



Rys. 1.4. Zagospodarowanie pasma częstotliwości przydzielonego systemowi UMTS w Europie

Oznaczenia: FDD - Frequency Division Duplex, TDD - Time Division Duplex, MSS - Mobile Satellite System, UL - Uplink, DL - Downlink

Ponieważ w obu trybach pracy stosuje się szerokopasmowe zwielokrotnienie kodowe WCDMA, otrzymujemy odpowiednio dwa rodzaje interfejsów radiowych, które są oznaczone jako WCDMA/FDD oraz WCDMA/TDD. Podstawowe charakterystyki obu interfejsów w segmencie naziemnym [4] są przedstawione w tabeli 1.1. Pozostała część wydzielonego pasma częstotliwościowego jest przydzielona segmentowi satelitarnemu systemu UMTS.

Tabela 1.1. Charakterystyki interfejsu radiowego systemu UMTS w segmencie naziemnym.

| | | |
|--|--|--|
| Metoda wielodostępu | WCDMA/FDD | WCDMA/TDD |
| Metoda transmisji dwupleksowej | częstotliwościowa FDD | czasowa TDD |
| Zasięg działania | Globalny | lokalny do kilkuset metrów |
| Przydzielone pasma częstotliwościowe | 1920 – 1980 MHz – uplink 2110 – 2170 MHz – downlink | 1900 – 1920 MHz 2010 – 2025 MHz |
| Odstęp międzykanałowy | 5 MHz | 5 MHz lub 1,6 MHz |
| Szybkość ciągu rozpraszającego | 3,84 Mchip/s | 3,84 Mchip/s lub 1,28 Mchip/s |
| Liczba ramek elementarnych w ramce podstawowej | 15 | |
| Czas trwania ramki podstawowej | 10 ms (38400 chipów) | |
| Czas trwania ramki elementarnej | 666 μ s (2560 chipów) | |
| Czas trwania chipu | 0,2604 μ s | |
| Kodowanie kanałowe | kody blokowe, kody splotowe (2,1,9) i (3,1,9) lub turbokod | |
| Sposoby zapewnienia różnych szybkości transmisji | transmisja równoległa (uplink) z użytkowaniem kilku różnych ciągów ortogonalnych oraz dobór długości ciągu ortogonalnego | użytkowanie różnej liczby ramek elementarnych w ramce podstawowej, kilku różnych ciągów ortogonalnych lub dobór długości ciągu ortogonalnego |
| Modulacja | QPSK, 16 QAM | QPSK, 8 PSK, 16 QAM |
| Filtracja przedmodulacyjna | filtr o charakterystyce pierwiastka z podniesionego kosinusa, $\alpha=0,22$ | |
| Sterowanie mocą | 1500 rozkazów/s, pętla zamknięta w obu kierunkach | 100/200 rozkazów/s z pętlą otwartą (uplink) \leq 800 rozkazów/s z pętlą zamkniętą (downlink) |
| Transmisja sygnałów mowy | koder źródłowy od 4,8 kb/s do 12,2 kb/s | |
| Transmisja danych | wiele szybkości od 1,2 kb/s do 2,3 Mb/s z gęstym rastrem | wiele szybkości od 1,2 kb/s do 2,87 Mb/s z gęstym rastrem, przy asymetrii użytkowania ramek osiągającej krańcowo stosunek 2:13 |

W przypadku trybu FDD są potrzebne dwa pasma częstotliwości do łączności w kierunku od stacji ruchomej do stacji bazowej, czyli w łączu „w górę” (ang. *uplink*) oraz w kierunku odwrotnym od stacji bazowej do stacji ruchomej, tzn. w łączu „w dół” (ang. *downlink*). W przypadku pracy z podziałem czasowym TDD mamy to samo pasmo dla łącza w górę i w dół, więc oba łącza są realizowane przez rozdział czasowy, a niezależne użytkowanie tego samego pasma przez różnych użytkowników zapewniają przydzielone im odrębne ciągi pseudoprzypadkowe. Praca w trybie TDD pozwala na bardziej efektywne zagospodarowanie dostępnego pasma częstotliwości każdego kanału, z możliwością obsługi strumieni o znacznej asymetrii natężeń w obu kierunkach transmisji. Z kolei mniejsza odporność na zakłócenia oraz konieczność dokładnej synchronizacji (opóźnienia propagacyjne muszą być małe) powoduje, iż tryb TDD jest przewidywany do stosowania wybiórczo na niewielkich obszarach tzw. *hot spots* o dużym natężeniu ruchu (pikokomórki lub mikrokomórki), natomiast tryb FDD będzie stosowany globalnie. Inna zasadnicza różnica pomiędzy trybami transmisji FDD i TDD ujawnia się w przypadku transmisji multimedialnych, w których z istoty rzeczy natężenie strumienia odbieranego przez użytkownika (*downlink*) jest przeciętnie kilka razy większe niż natężenie strumieni w kierunku odwrotnym (*uplink*). W tym celu jest przewidziany dodatkowy fragment pasma od 2010 do 2025 MHz dla transmisji w trybie TDD, jak to pokazano na rys. 1.4.

1.5. Pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD

Pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD dla danego rodzaju usługi jest zwykle obliczana na podstawie wzoru wyznaczającego jakość odbioru [39,40,60,83] dla odpowiadających jej sygnałów, określoną poprzez niezbędną wartość stosunku energii E_b , przypadającej na pojedynczy sygnał elementarny, do gęstości mocy N_t interferencji i szumu na wejściu odbiornika. Jeżeli przyjmiemy, że moc szumu cieplnego w kanale jest mała w porównaniu z mocą interferencji, to pojemność interfejsu radiowego, wyrażona przez liczbę M użytkowników wspólnie korzystających z danej usługi, może być w uproszczeniu opisana zależnością:

$$M \approx \frac{G}{\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_n} \quad (1.1)$$

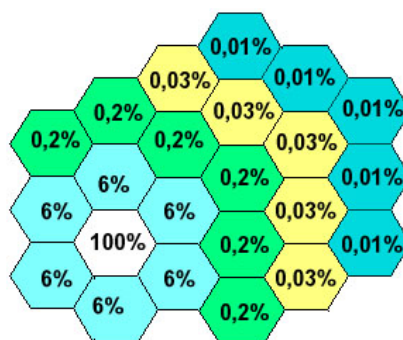
gdzie: G jest zyskiem przetwarzania dla określonej usługi, wynikającym z operacji rozpraszania widma sygnałów,

$\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_n$ jest nominalną wartością stosunku energii przypadającej na pojedynczy sygnał elementarny, do gęstości mocy interferencji i szumu na wejściu odbiornika, która spełnia wymagania jakościowe transmisji dla określonej usługi.

Jak widzimy, pojemność interfejsu radiowego jest uzależniona od zysku przetwarzania G i wymaganej jakości, reprezentowanej przez nominalną wartość stosunku $\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_n$ dla określonego rodzaju usługi. Oznacza to, że pojemność będzie tym większa, im większy będzie zysk przetwarzania oraz im mniejsza będzie wymagana, nominalna wartość $\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_n$ dla danej usługi. Wzór (1.1) jest ogólnie słuszny dla obu możliwych kierunków transmisji sygnałów, tzn. w łączu w dół i w górę, lecz nie uwzględnia niektórych istotnych praktycznie czynników, takich jak: aktywność źródła w generowaniu strumieni danych dla określonego

rodzaju usługi, wpływ interferencji z sąsiednich komórek, jakość mechanizmu sterowania mocą i inne.

Przede wszystkim w ocenie pojemności należy uwzględnić fakt, że w każdej komórce systemu UMTS jest wykorzystywane to samo pasmo kanału, tzn. liczność pęku komórek wynosi 1, co w porównaniu z systemami II generacji oznacza znaczny wzrost pojemności systemu. Jednak pod uwagę należy wziąć także fakt wzrostu wskutek tego interferencji wspólnokanałowych, pochodzących od stacji ruchomych i stacji bazowych z sąsiednich komórek. W przypadku miejskiego środowiska propagacyjnego, w pierścieniu bezpośrednio otaczającym daną komórkę powstaje 36% mocy interferencji do niej wnoszonych (patrz np. [29]). Pozostałe komórki wnoszą odpowiednio mniejszą moc interferencji, co przedstawiono na rys. 1.5. Na tej podstawie wzór (1.1) należy zmodyfikować o współczynnik udziału interferencji ζ [29], będący stosunkiem mocy średniej interferencji zewnętrznych do mocy średniej interferencji własnych komórki.



Rys. 1.5. Procent mocy średniej interferencji wnoszonych przez sąsiednie komórki do danej komórki. Moc średnia interferencji własnych każdej komórki jest jednostkowa (100%).

Należy tu również zwrócić uwagę na fakt, że sygnały nadawane przez stację bazową do wszystkich aktywnych stacji ruchomych (w łączu w dół), w przedziale czasu, gdy kanał można uznać za stacjonarny, mogą zachowywać w pewnym stopniu swój synchroniczny charakter i zapewnić odbiór zbliżony do odbioru ortogonalnego [33,38]. Dzięki temu, jak pokazano w [29], można osiągnąć większą pojemność, niż w przypadku transmisji w łączu w górę, w którym sygnały nadawane przez wiele stacji ruchomych docierają do stacji bazowej całkowicie asynchronicznie. Podczas analizy pojemności łącza w dół często uwzględnia się w związku z tym tzw. średni współczynnik ortogonalności $\bar{\alpha}$, który odzwierciedla stopień zmniejszenia pojemności w tym łączu, gdy odbiór w coraz większym stopniu traci ortogonalny charakter. Jego wartość zależy od środowiska propagacyjnego i może być wyznaczona wg przybliżonej metody opisanej w [11,76], na podstawie rozkładów względnej mocy średniej odpowiedzi impulsowej w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Wartości tego współczynnika zamieszczono w tabeli 1.2. Jak pokazano w [29], zapewnienie nawet częściowego odbioru ortogonalnego umożliwia osiągnięcie większej pojemności interfejsu radiowego niż w przypadku braku odbioru ortogonalnego.

Jest oczywiste, że wzrost mocy średniej interferencji wspólnokanałowych powoduje ograniczenie pojemności systemu. Dla ich redukcji w stacjach bazowych są już od dawna stosowane anteny wielosektorowe, które zwiększają pojemność systemu zależnie do liczby sektorów. Wpływ liczby sektorów na pojemność systemu odzwierciedla współczynnik G_s , który należy wprowadzić we wzór (1.1) [29]. Zastosowanie anteny sektorowej powoduje zatem zmniejszenie mocy średniej interferencji odbieranych w stacji bazowej w przybliżeniu tyle razy, ile wynosi liczba zastosowanych w komórce sektorów. Ponieważ rzeczywiste

charakterystyki promieniowania anten w sąsiednich sektorach zachodzą w pewnym stopniu na siebie, wzrost pojemności wynikający z sektoryzacji jest nieco mniejszy od liczby sektorów [105]. W typowym przypadku, gdy w stacji bazowej zostaną zastosowane anteny 3-sektorowe, wówczas $G_s = 2,5$, co oznacza, że pojemność systemu wzrośnie ok. 2,5-krotnie.

Tabela 1.2. Przybliżone średnie wartości współczynnika ortogonalności w łączu w dół dla standaryzowanych środowisk propagacyjnych.

| Środowisko propagacyjne | Średni współczynnik ortogonalności $\bar{\alpha}$ |
|---|---|
| Wewnątrzbudynkowe IO A | 0,62 |
| Wewnątrzbudynkowe IO B | 0,58 |
| Miejskie OIP A | 0,89 |
| Miejskie OIP B | 0,41 |
| Środowisko użytkowników w pojazdach V A | 0,49 |
| Środowisko użytkowników w pojazdach V B | 0,57 |

Kolejnym ważnym czynnikiem wpływającym na pojemność systemu z bezpośrednim rozpraszaniem widma sygnałów są straty wynikające z niedokładności dynamicznego sterowania mocą. Wpływ ten jest uwzględniony poprzez wprowadzenie do wzoru (1.1) współczynnika efektywności dynamicznego sterowania mocą d_{PC} [29], który jest liczbą mniejszą niż 1.

Ponadto w omawianym wzorze (1.1) trzeba też uwzględnić moc średnią interferencji, wynikającą z faktycznego wykorzystania zasobów radiowych podczas realizacji danej usługi. Odzwierciedla je tzw. współczynnik aktywności źródła sygnałów dla realizowanej usługi. Szczególne znaczenie ma on dla przypadku transmisji sygnałów mowy, dla których stosunek czasu trwania sygnałów mowy do czasu trwania połączenia rozmównego dla przeciętnego rozmówcy, zwany współczynnikiem aktywności użytkownika v (ang. *voice activity factor*), wynosi $v = 0,67$. Dzięki temu jest możliwa zdecydowana redukcja mocy średniej sygnału emitowanego przez terminal ruchomy i zmniejszenie mocy średniej interferencji wprowadzanych przez każdego użytkownika do kanału, co przyczynia się do wzrostu pojemności systemu. Wzrost ten jest więc odwrotnie proporcjonalny do v . W systemie UMTS parametr ten może charakteryzować źródło związane z usługą dowolnego rodzaju, pod warunkiem, że transmisja sygnałów odbywa się w sposób nieciągły.

Po uwzględnieniu omawianych czynników wzór (1.1) przyjmie ostatecznie postać

$$M_{UL} = \frac{G_s d_{PC}}{v} \cdot \frac{1}{1 + \zeta_{UL}} \cdot \frac{G}{\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{n,UL}} \quad (1.2)$$

dla łącza w górę oraz formę

$$M_{DL} = \frac{G_s d_{PC}}{v} \cdot \frac{1}{1 - \bar{\alpha} + \zeta_{DL}} \cdot \frac{G}{\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{n,DL}} \quad (1.3)$$

dla łącza w dół, przy czym

G_s jest zyskiem wynikającym z sektoryzacji,

d_{PC} oznacza efektywność dynamicznego sterowania mocą,

ν określa współczynnik aktywności źródła sygnałów dla danej usługi,

ζ_{UL} i ζ_{DL} reprezentują współczynniki udziału mocy średniej interferencji zewnętrznych do własnych dla łącza w górę i w dół,

$\bar{\alpha}$ jest średnim współczynnikiem ortogonalności sygnałów w łączu w dół,

G oznacza zysk przetwarzania dla określonej usługi,

natomiast $(E_b/N_t)_{n,UL}$ i $(E_b/N_t)_{n,DL}$ są nominalnymi wartościami stosunku (E_b/N_t) , które spełniają wymagania jakościowe transmisji dla określonej usługi, odpowiednio w łączu w górę i w dół.

Należy tu podkreślić, że powyższe wyrażenia zostały wyznaczone przy założeniu, że sygnały poszczególnych użytkowników docierają do stacji bazowej z taką samą mocą średnią dla określonej usługi, co w praktyce nie jest spełnione ze względu na ograniczoną efektywność sterowania mocą.

Jak już wspomniano, interferencje zewnętrzne, pochodzące od sygnałów emitowanych przez użytkowników pracujących zwłaszcza w sąsiednich komórkach, mają duży wpływ na jakość transmisji oraz pojemność interfejsu WCDMA/FDD. W analizie moc interferencji zewnętrznych została dla uproszczenia odniesiona do mocy interferencji własnych i wyrażona za pomocą współczynnika udziału interferencji ζ . Współczynnik ten jest czasami zastępowany przez współczynnik efektywności wielokrotnego wykorzystania pasma $F_e = 1/(1+\zeta)$ (ang. *frequency reuse efficiency*), który wyraża stosunek mocy średniej interferencji własnych do sumy mocy średniej interferencji własnych i zewnętrznych, odpowiednio w łączu w górę lub w dół [33]. Wpływ interferencji zewnętrznych na jakość transmisji zależy w istotny sposób od rozpatrywanego kierunku transmisji i jest różny w łączu w górę i w dół.

W przypadku transmisji w łączu w górę interferencje odbierane przez stację bazową pochodzą od aktywnych stacji ruchomych, których chwilowa liczba oraz położenie, na obszarze danej komórki oraz komórek sąsiednich, ulegają przypadkowym zmianom w czasie. Jednak można wykazać [44,55,60], że jeżeli stacje ruchome są równomiernie rozłożone na rozpatrywanym obszarze, a promienie komórek są jednakowe, to wartość współczynnika ζ_{UL} jest stała i w przypadku mikrokomórek wynosi $\zeta_{UL} = 0,33$ ($F_e = 0,75$). W środowisku miejskim tłumienie sygnału wzrasta z czwartą potęgą odległości, dlatego znaczący wpływ na moc interferencji będą miały stacje ruchome znajdujące się w dwóch najbliższych pierścieniach komórek otaczających rozważaną komórkę, a wpływ interferencji z komórek znajdujących się w bardziej oddalonych pierścieniach jest praktycznie pomijalny (patrz rys. 1.5). W przypadku środowiska wewnątrzbudynkowego oraz obejmującego użytkowników w pojazdach, tłumienie w funkcji odległości jest mniejsze niż w środowisku miejskim, przez co uzyskiwane wartości współczynnika ζ_{UL} są nieco większe. Opisywane w literaturze metody analityczne, pozwalające na oszacowanie wartości ζ_{UL} w tych środowiskach, są skomplikowane i obciążone znacznymi błędami, ze względu na idealizowane kształty analizowanych modeli struktur komórkowych. Dlatego zaleca się [43,58] przyjmowanie do obliczeń wartości $\bar{\zeta}_{UL} = 0,55$ ($\bar{F}_e = 0,65$), wyznaczonej na drodze symulacyjnej.

W przypadku transmisji w łączu w dół interferencje zewnętrzne, pochodzące od stacji bazowych zlokalizowanych w komórkach sąsiadujących z rozważaną komórką, są odbierane przez stacje ruchome, których położenie w komórce ulega oczywiście przypadkowym zmianom. W związku z tym, stacje ruchome znajdujące się na granicy danej komórki, będą narażone na największy poziom mocy średniej tych interferencji. Metoda analityczna opisana w [28,60] pozwala na określenie wartości współczynnika ζ_{DL} w funkcji odległości stacji ruchomej od stacji bazowej, unormowanej względem promienia komórki, dla wszystkich typów środowisk propagacyjnych. Na jej podstawie można stwierdzić, że wpływ interferencji zewnętrznych jest znikomy w przypadku stacji ruchomych znajdujących się w pobliżu macierzystej stacji bazowej, natomiast szybko rośnie w miarę ich zbliżania się do granicy komórki. Oznacza to, że pojemność łącza w dół jest znacznie mniejsza w obszarze granicznym komórki, aniżeli w pobliżu macierzystej stacji bazowej. W analizie pojemności łącza w dół bierze się więc pod uwagę wartości średnie pojemności, uzyskiwane na całym obszarze komórki, dlatego w obliczeniach przyjmuje się najczęściej wartość $\bar{\zeta}_{DL} = 0,55$ [43], tzn. identyczną jak w łączu w górę.

W systemie komórkowym wykorzystującym technikę DS-CDMA, przy założeniu jednego rodzaju usługi, ważnym parametrem wpływającym na pojemność systemu jest tzw. współczynnik obciążenia komórki η (ang. *cell loading*) [30,43]:

$$\eta = \frac{M}{M_{\max}} \quad (1.4)$$

gdzie: M – liczba aktywnych użytkowników w komórce, realizujących daną usługę,

M_{\max} – maksymalna liczba aktywnych użytkowników, mogących realizować daną usługę.

Ponieważ planowana pojemność systemu musi być odpowiednio mniejsza od pojemności maksymalnej, gdyż w innym przypadku system pracowałby na granicy blokowania, więc planowany współczynnik obciążenia nie powinien w praktyce przekraczać 60-75%, przy czym może on być różny dla obu kierunków transmisji. Taka wartość współczynnika obciążenia zmniejsza ryzyko blokowania oraz pozwala na utrzymanie założonego zasięgu w rozsądnych granicach. Przyjęty margines bezpieczeństwa, odnoszący się do mocy średniej interferencji występujących w danej komórce, pozwala na racjonalne planowanie pojemności oraz monitorowanie poziomu interferencji własnych komórki i interferencji wnoszonych przez komórki sąsiednie. Współczynnik obciążenia systemu może więc być wyrażony w postaci [29,30]:

$$\eta_{UL} = (1 + \zeta_{UL}) \sum_{j=1}^M \frac{v_j}{d_{PC,j}} \cdot \frac{(E_b/N_t)_{n,UL,j}}{G_j} \quad (1.5)$$

dla przypadku łącza w górę oraz może przyjąć formę:

$$\eta_{DL} = (1 - \bar{\alpha} + \zeta_{DL}) \sum_{j=1}^M \frac{v_j}{d_{PC,j}} \cdot \frac{(E_b/N_t)_{n,DL,j}}{G_j} \quad (1.6)$$

w przypadku łącza w dół, gdzie:

M jest liczbą realizowanych w danej chwili usług określonego rodzaju,

v_j oznacza współczynnik aktywności źródła dla użytkownika realizującego j -tą usługę,

$d_{PC,j}$ określa efektywność sterowania mocą w połączeniu, w ramach którego jest realizowana j -ta usługa,

G_j reprezentuje zysk przetwarzania dla j -tej usługi,

natomiast $(E_b/N_t)_{n,UL,j}$ i $(E_b/N_t)_{n,DL,j}$ są nominalnymi wartościami stosunku (E_b/N_t) , które spełniają wymagania jakościowe transmisji dla j -tej usługi w łączu w górę i w dół.

Wyznaczony w ten sposób współczynnik obciążenia może być wykorzystany do określenia dopuszczalnych interferencji w systemie oraz do racjonalnego zaplanowania podziału dostępnych zasobów dla różnych rodzajów usług. Określenie rzeczywistej pojemności systemu, w którym jest realizowanych wiele rodzajów usług o różnych szybkościach transmisji i o różnej jakości, wymaga znajomości liczby użytkowników realizujących poszczególne rodzaje usług [37,43]. Na tej podstawie jest możliwe wyznaczenie całkowitej pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD, która w przypadku łącza w górę przyjmuje postać [29,43]:

$$M_{UL,t} = \frac{\eta_{UL}}{1 + \zeta_{UL}} \cdot \frac{G_S}{\sum_{j=1}^U \beta_j \cdot \frac{v_j}{d_{PC,j}} \cdot \frac{(E_b/N_t)_{n,UL,j}}{G_j}} \quad (1.7)$$

a dla łącza w dół jest określona przez:

$$M_{DL,t} = \frac{\eta_{DL}}{1 - \bar{\alpha} + \zeta_{DL}} \cdot \frac{G_S}{\sum_{j=1}^U \beta_j \cdot \frac{v_j}{d_{PC,j}} \cdot \frac{(E_b/N_t)_{n,DL,j}}{G_j}} \quad (1.8)$$

gdzie: U jest całkowitą liczbą wszystkich rodzajów realizowanych usług,

$\beta_j = M_j/M_t$ określa częstość realizacji j -tego rodzaju usługi,

przy czym M_j oznacza liczbę użytkowników realizujących j -ty rodzaj usługi.

W rozważaniach muszą być oczywiście spełnione warunki:

$$M_t = \sum_{j=1}^U M_j \quad (1.9)$$

oraz

$$\sum_{j=1}^U \beta_j = 1 \quad (1.10)$$

Warto tu podkreślić, że pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD, niezależnie od rozpatrywanego kierunku transmisji, będzie zależała od rodzaju usług i częstości ich występowania oraz różnych charakterystyk środowiskowych, do których zalicza się charakterystyki statyczne kanału, określone przez profile propagacyjne oraz charakterystyki dynamiczne, związane z różnymi prędkościami poruszania się stacji ruchomych [29]. Zależności te będą odzwierciedlone poprzez różne wartości parametrów występujących we wzorach na pojemność.

Jak pokazano w [29], w łączu w dół można osiągnąć większą pojemność niż w łączu w górę, gdyż sygnały nadawane w łączu w dół przez stację bazową do wszystkich aktywnych stacji

ruchoomych mogą zachowywać w pewnym stopniu swój synchroniczny charakter i ortogonalność w odbiornikach. Niestety w łączu w górę sygnały nadawane przez wiele stacji ruchomych docierają do stacji bazowej całkowicie asynchronicznie i są pozbawione własności ortogonalnych.

ROZDZIAŁ II

Właściwości szerokopasmowego kanału radiokomunikacyjnego

2.1. Fizyczne właściwości kanału szerokopasmowego

W typowych kanałach radiowych systemów komórkowych fale elektromagnetyczne docierają od nadajnika do odbiornika wieloma drogami, które są rezultatem:

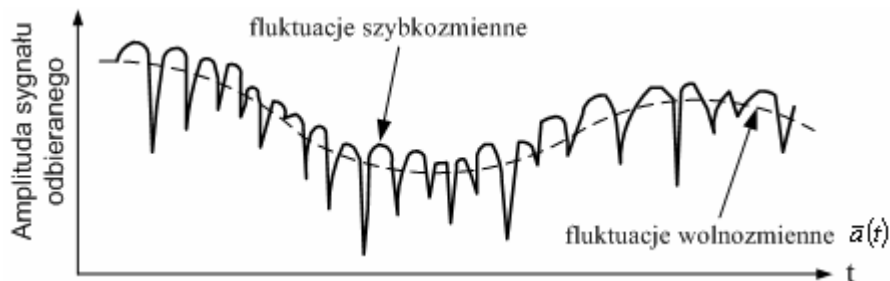
- odbić, w przypadku gdy fale uderzają w gładką powierzchnię różnych przeszkód o wymiarze porównywalnym z długością fali;
- rozproszenia, w przypadku gdy fale uderzają w powierzchnie niegładką o wymiarze porównywalnym z ich długością, a energia fal zostaje rozproszona w różnych kierunkach;
- ugięcia, w przypadku gdy na drodze fali znajdują się przeszkody z krawędziami o długości porównywalnej z ich długością, wywołując powstanie nowych fal za przeszkodami.

W rezultacie tych zjawisk drogi, którymi docierają fale od nadajnika do odbiornika, mają różną długość, która jest przypadkowo zmienna w czasie, a zatem również różne i zmienne w czasie jest opóźnienie odbieranych sygnałów. Decydujący wpływ na te zjawiska ma ukształtowanie i zabudowa terenu otaczającego terminala. Ukształtowanie to i zabudowa ulegają zmianom w miarę przemieszczania się terminali lub ruchu przeszkód odbijających fale bądź powodujących ich rozpraszanie albo ugięcie. Oczywiście wewnątrz budynków występują te same zjawiska w rozchodzeniu się fal jak w przestrzeni otwartej, chociaż inne są rodzaje przeszkód, wśród których najczęściej występują: ścianki działowe, stropy, futryny okien i drzwi oraz różnego rodzaju sprzęt i wyposażenie.

Na skutek wielodrogowej propagacji fal elektromagnetycznych emitowanych przez nadajnik występuje zjawisko przypadkowego nakładania się na siebie fal docierających do odbiornika i w szczególności powstawanie fal stojących. Powoduje to zmienność obwiedni sygnału odbieranego, charakterystyczną zwłaszcza w przypadku przemieszczających się terminali, która w zależności od zmian fazy, częstotliwości oraz amplitudy sygnałów odbieranych wzdłuż różnych dróg może powodować powstawanie zaników, nawet jeżeli sygnał nadawany ma stałą amplitudę i częstotliwość. Objawia się to pojawianiem zaokrąglonych maksimumów oraz ostro opadających minimumów obwiedni sygnału odbieranego [94]. Fluktuacje takie, nazywane zanikami szybkimi, nakładają się na wolnozmiennie fluktuacje średniej amplitudy sygnału odbieranego, nazywane zanikami powolnymi, które są spowodowane znacznymi zmianami odległości pomiędzy odbiornikiem i nadajnikiem oraz wynikającymi stąd zmianami tłumienia sygnału, co zostało pokazane na rys. 2.1.

Sygnał odbierany w dowolnej chwili czasu składa się więc z wielu replik sygnału nadawanego, które po dotarciu do odbiornika mają przypadkowo zmienną w czasie amplitudę, fazę i kąt nadejścia. Są one sumowane wektorowo w odbiorniku, powodując zaniki. W przypadku, gdy odbiornik względem nadajnika nie porusza się, odbierany sygnał może także wykazywać obecność zaników, ze względu na ruch przeszkód na drodze

propagacji fal od nadajnika do odbiornika. Należy tu dodać, że poruszanie się terminali powoduje również zmiany fazy chwilowej sygnału odbieranego, na skutek przesunięcia częstotliwości sygnału odbieranego, wynikającego z występowania efektu Dopplera, którego wpływ jest tym większy, im większe są prędkości poruszania się terminali.



Rys. 2.1. Nakładanie się fluktuacji szybkozmiennych na wolnozmiennych;
 $\bar{a}(t)$ - średnia amplituda sygnału odbieranego.

W efekcie propagacji wielodrogowej oraz przemieszczania się terminali lub innych obiektów ruchomych znajdujących się pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem, można więc zaobserwować następujące zjawiska:

- szybkie zmiany mocy średniej krótkookresowej sygnału odbieranego na niewielkim odcinku drogi o długości $\lambda/2$ (zaniki),
- rozrzut czasowy mocy sygnału odbieranego, spowodowany przez różne przypadkowo zmienne długości dróg propagacji wielodrogowej, a więc i opóźnienia,
- przypadkowe, pasożytnicze modulacje częstotliwości, spowodowane przez różne przesunięcia dopplerowskie dla różnych dróg propagacji.

Obecność obiektów powodujących rozpraszanie, odbicia i ugięcia fal powoduje, że warunki propagacyjne nieustannie się zmieniają, co wywołuje niestacjonarność charakterystyk kanału i degradację jakości odbioru sygnałów przesyłanych w systemie UMTS. Fluktuacje liczby i długości dróg propagacyjnych, a także wielkości tłumienia oraz opóźnienia wzdłuż każdej z nich i przesunięcia dopplerowskiego są bardzo silnie destrukcyjne. Charakter tych fluktuacji zależy od prędkości i kierunku poruszania się terminala oraz częstotliwości nośnej. W związku z tym sygnał odbierany musi być traktowany jako losowo zmienny o niestacjonarnych charakterystykach statystycznych, które będą zależały od prędkości poruszania się odbiornika względem nadajnika i kąta padania fal docierających różnymi drogami do odbiornika względem kierunku przemieszczania się odbiornika.

Technika rozpraszania widma sygnałów odznacza się tą cenną właściwością, że pomimo wielodrogowej propagacji i przypadkowo zmiennych w czasie faz i amplitud odbieranych replik sygnału, silnie degradujących jakość odbieranego sygnału, istnieje możliwość akumulowania energii sygnałów docierających różnymi drogami za pomocą odbioru zbiorczego czasowego w odbiorniku RAKE.

2.1.1. Fluktuacje wolnozmiennych

Fluktuacje wolnozmiennych występują zarówno w odbiorniku ruchomym jak i nieruchomym. Powstają one na skutek zmian stanu środowiska propagacyjnego, w szczególności zmian współczynnika refrakcji troposferycznej, pojawiających się wraz z upływem czasu.

Najczęściej można je zaobserwować w trakcie poruszania się terminala, przy znaczącej zmianie jego odległości od stacji bazowej (zmianie tłumienia) lub w przypadku, gdy terminal znajdzie się w obszarze cienia propagacyjnego bądź też wyłoni się z takiego cienia i znajdzie się w obszarze o wyraźnie zwiększonym natężeniu pola. W związku z tym, fluktuacje wolnozmiennie są zależne w ogólności od czasu oraz od miejsca usytuowania terminala. Rozkład prawdopodobieństwa obwiedni sygnału odbieranego jest w przypadku fluktuacji wolnozmiennych opisany rozkładem logarytmiczno-normalnym, nazywanym w skrócie rozkładem lognormalnym [91,92,94].

W przypadku systemów komórkowych odchylenie standardowe tego rozkładu może wynosić od kilku do kilkunastu dB w miejskim środowisku propagacyjnym. Obecność w tych systemach mechanizmów dynamicznego sterowania mocą umożliwia z dużą skutecznością kompensację fluktuacji wolnozmiennych i w związku z tym nie będziemy im poświęcać większej uwagi.

2.1.2. Fluktuacje szybkozmiennie

Jak już wcześniej wspomniano, w systemach radiokomunikacji komórkowej funkcjonujących zwłaszcza w miejskim środowisku propagacyjnym rzadko zdarza się w praktyce, aby istniała droga bezpośredniej widoczności pomiędzy antenami stacji bazowej i stacji ruchomej. W takim przypadku sygnał dociera do odbiornika najczęściej na skutek odbić od zabudowy i przeszkód naturalnych. Skutkiem tego jest powstawanie fluktuacji (zaników) szybkozmiennych amplitudy sygnału odbieranego, które mają silnie destrukcyjny wpływ na jakość odbioru. Podobnie jak w przypadku fluktuacji wolnozmiennych obecność w niektórych systemach dynamicznego sterowania mocą pozwala na poprawę jakości odbioru, a tym samym przyczynia się do wzrostu ich pojemności. Jednak efektywność dynamicznego sterowania mocą znacząco maleje wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali [68,71], przez co, przy dużych prędkościach, nie jest ono w stanie kompensować zaników szybkich, co powoduje wyraźne zmniejszenie pojemności systemów.

Najpoważniejszym skutkiem zaników szybkozmiennych są błędy seryjne. Ważna jest więc znajomość charakterystyk statystycznych chwilowej obwiedni sygnału odbieranego, która pozwala na przeciwdziałanie skutkom zaników szybkozmiennych w połączeniu z odpowiednimi metodami formowania i przetwarzania sygnałów w torze nadawczo-odbiorczym. Zastosowanie w interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS, kodowania kanałowego, połączonego z podwójnym przeplotem oraz rozpraszania widma, umożliwia, w powiązaniu z mechanizmem dynamicznego sterowania mocą sygnału zmodulowanego, znaczące polepszenie jakości transmisji. Jednakże duża pojemność interfejsu radiowego jest możliwa do osiągnięcia przy stosunkowo małych prędkościach poruszania się stacji ruchomych, rzędu kilku do kilkudziesięciu km/h, dla których dynamiczne sterowanie mocą jest bardziej efektywne [68,71].

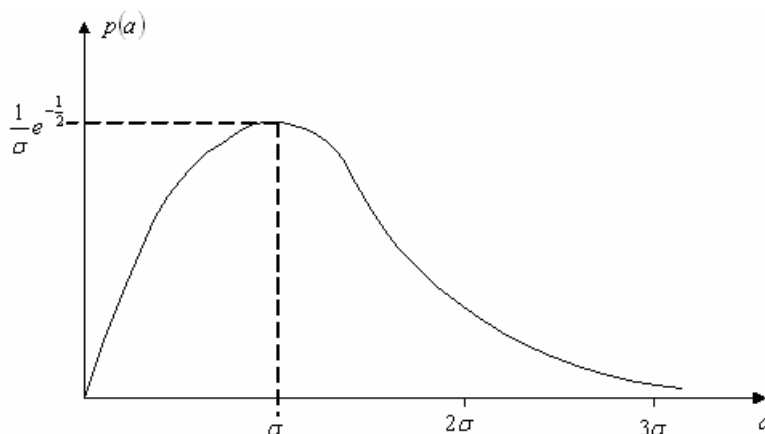
Rozważając charakter zmian obwiedni sygnałów odbieranych w przypadku występowania fluktuacji szybkozmiennych, możemy założyć, że przy wystarczająco dużej liczbie dróg propagacyjnych, równomiernym rozkładzie azymutów fal padających i niezależności faz odbieranych składowych sygnału, są spełnione warunki centralnego twierdzenia granicznego [44,77,94], a więc wynikowa zespolona amplituda sygnału odbieranego $\tilde{A} = A_r + jA_u$ ma gaussowskie składowe rzeczywistą A_r i urojona A_u o wartości średniej równej zero i wariancji $\sigma_r^2 = \sigma_u^2 = \sigma^2$, przy założeniu, że amplituda sygnału nadawanego jest stała.

Wówczas, jak wiadomo [77,94], zmienna losowa $\underline{A} = \sqrt{\underline{A}_r^2 + \underline{A}_u^2}$, reprezentująca amplitudę sygnału odbieranego, ma rozkład prawdopodobieństwa dany wzorem:

$$p(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}, \quad a \geq 0 \quad (2.1)$$

który jest zwany rozkładem Rayleigh'a. Sygnał odbierany o rozkładzie amplitudy określonym przez rozkład Rayleigh'a jest to więc taki sygnał, który powstaje w antenie odbiorczej bez wyróżnionego kierunku padania fali.

Rozkład Rayleigh'a, przedstawiony na rys. 2.2, jest stosunkowo prostym modelem jednoparametrowym. Jednak stanowi on wystarczająco dokładny opis własności statystycznych sygnału odbieranego z zanikami, występującego w wielu systemach radiokomunikacyjnych. Rozkład ten pozwala na łatwe szacowanie istotnych z praktycznego punktu widzenia parametrów zaników, przez co jest najczęściej wykorzystywany do opisu i symulacji zaników w powszechnie stosowanych symulatorach kanałów radiokomunikacyjnych [24,36,44,48,94].



Rys. 2.2. Rozkład prawdopodobieństwa Rayleigh'a

Gdy do odbiornika dociera sygnał drogą bezpośrednią, niezależnie od składowych powstających w wyniku odbić, ugięć i rozpraszania, tj. gdy istnieje droga bezpośredniej widoczności pomiędzy antenami nadawczą i odbiorczą, to mamy do czynienia z rozkładem Rice'a amplitudy sygnału odbieranego. Zakłada się w nim, że w sygnale odbieranym obok składowej charakteryzującej się rozkładem Rayleigh'a występuje składowa deterministyczna, reprezentowana przez sygnał harmoniczny, przy czym udział mocy tych składowych w mocy wynikowej może być dowolny. Jeżeli więc wynikowa, zespolona amplituda sygnału odbieranego $\tilde{\underline{A}} = \underline{A}_r + j\underline{A}_u$ ma gaussowską składową rzeczywistą \underline{A}_r i urojoną \underline{A}_u o wartościach średnich odpowiednio m_r i m_u oraz jednakowej wariancji $\sigma_r^2 = \sigma_u^2 = \sigma^2$, przy założeniu, że amplituda sygnału nadawanego jest stała, to wówczas rozkład prawdopodobieństwa zmiennej losowej $\underline{A} = \sqrt{\underline{A}_r^2 + \underline{A}_u^2}$, która reprezentuje amplitudę sygnału odbieranego, nazywa się rozkładem Rice'a i jest określony wzorem:

$$p(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{as}{\sigma^2}\right), \quad a \geq 0 \quad (2.2)$$

gdzie $s^2 = m_r^2 + m_u^2$, a

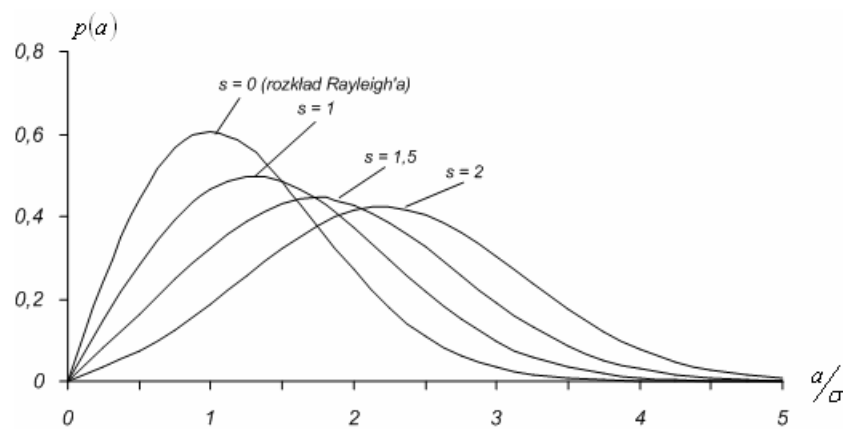
$$I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{2k}}{k! \Gamma(k+1)}, \quad x \geq 0 \quad (2.3)$$

jest zmodyfikowaną funkcją Bessel'a pierwszego rodzaju i zerowego rzędu, natomiast

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt, \quad x > 0 \quad (2.4)$$

oznacza funkcję gamma Eulera.

Na rys. 2.3 przedstawiono rozkład Rice'a dla kilku wartości parametru s . W przypadku gdy zanika składowa sygnału docierająca drogą bezpośrednią ($s \rightarrow 0$), rozkład Rice'a przechodzi w rozkład Rayleigh'a, natomiast gdy składowa bezpośrednia ma moc dominującą, sygnał odbierany ma rozkład zbliżony do rozkładu gaussowskiego o niewielkiej wariancji, a sam sygnał odbierany ma postać zbliżoną do sygnału harmonicznego.



Rys. 2.3. Rozkład prawdopodobieństwa Rice'a.

W razie potrzeby do opisu właściwości sygnałów odbieranych z zanikami o zmiennych charakterystykach statystycznych można wykorzystać bardziej złożone modele. Opisują one szerszą klasę sygnałów z zanikami, kosztem większej złożoności postaci rozkładu i szacowania parametrów zaników. Najszerzą klasę sygnałów z zanikami opisuje wieloparametrowy rozkład prawdopodobieństwa m-Nakagami [62], jednak jego złożoność ogranicza praktyczną przydatność w badaniach symulacyjnych. Dlatego w specyfikacji technicznej systemu UMTS zaleca się używanie rozkładu Rayleigh'a [23,24,36,48] do badań symulacyjnych interfejsu radiowego WCDMA/FDD.

2.1.3. Efekt Dopplera

W systemach radiokomunikacji ruchomej wzajemne przemieszczanie się nadajnika i odbiornika jest sprawą oczywistą. Można wówczas zaobserwować zjawisko zwane efektem Dopplera, objawiające się zmianą częstotliwości sygnału odbieranego względem częstotliwości sygnału nadawanego i wywołujące potrzebę poszerzenia pasma toru odbiorczego. Sygnał odbierany przez stację ruchomą, przy założeniu stałej amplitudy sygnału harmonicznego emitowanego przez stację bazową, można wówczas dla jednej składowej sygnału wyrazić zależnością:

$$s(t) = Ae^{j\left[2\pi f_0 t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{\lambda} vt \cos \theta\right]} \quad (2.5)$$

gdzie A – amplituda sygnału odbieranego,

f_0 – częstotliwość fali nośnej,

φ_0 – faza początkowa,

λ – długość fali nośnej,

v – prędkość poruszania się stacji ruchomej,

θ – kąt pomiędzy kierunkiem nadejścia składowej sygnału, a kierunkiem wektora prędkości stacji ruchomej.

Ostatni składnik w wykładniku wzoru (2.5) reprezentuje przesunięcie częstotliwości spowodowane zjawiskiem Dopplera [61]. Jego wielkość określa wzór:

$$f_D = f_0 \frac{v}{c} \cos \theta \quad (2.6)$$

Ruch odbiornika względem nieruchomego nadajnika, bądź ruch nadajnika względem nieruchomego odbiornika wywołuje ten sam efekt, a mianowicie przesunięcie częstotliwości, z jaką sygnał dociera do odbiornika. Przesunięcie to może być dodatnie bądź ujemne i osiąga maksymalną wartość dodatnią, gdy stacja ruchoma porusza się w kierunku stacji bazowej. W tym ostatnim przypadku przesunięcie częstotliwości wynosi:

$$f_{D\max} = f_0 \frac{v}{c} \quad (2.7)$$

Stąd:

$$f_D = f_{D\max} \cos \theta \quad (2.8)$$

W praktyce do odbiornika dociera wiele składowych sygnału użytecznego, spośród których każda może być odbierana na częstotliwościach z przedziału $\langle f_0 - f_{D\max}, f_0 + f_{D\max} \rangle$ i częstotliwość każdej z nich może podlegać zmianom w czasie wskutek zmiany kąta θ . W związku z tym pasmo częstotliwości odpowiadające dwustronnemu, maksymalnemu przesunięciu częstotliwości sygnału odbieranego względem częstotliwości sygnału nadawanego nazywa się pasmem dopplerowskim i wynosi:

$$B_D = 2f_{D\max} \quad (2.9)$$

Jeśli przykładowo założymy, że stacja ruchoma porusza się z prędkością 120 km/h w kierunku stacji bazowej lub w kierunku przeciwnym, gdy ta ostatnia nadaje sygnał na częstotliwości 2 GHz, to stacja ruchoma odbierze go na częstotliwości $2 \text{ GHz} \pm 222 \text{ Hz}$, czyli przesunięcie dopplerowskie wyniesie maksymalnie 222 Hz, a pasmo dopplerowskie będzie równe 444 Hz, co należy uwzględnić przy projektowaniu toru odbiorczego zarówno stacji ruchomej, jak i stacji bazowej.

2.2. Charakterystyki i parametry kanału szerokopasmowego i symulacyjny model kanału

Jednym z efektów, jakie towarzyszą transmisji sygnału w kanale radiowym jest powstawanie replik nadawanego sygnału, docierających do odbiornika w różnym czasie, z różnym i zmiennym tłumieniem oraz przesunięciem fazowym. Powoduje to rozrzut energii sygnału

odebranego w różnych przedziałach czasu, które zależą od środowiska propagacyjnego. Przy dostatecznie dużej szybkości modulacji rozrzut czasu trwania sygnałów odbieranych jest zazwyczaj znacznie większy niż przedziały czasu trwania sygnałów nadawanych. Jest on rezultatem pamięci kanału, która wynika z jego odpowiedzi impulsowej.

Do dalszych rozważań przyjęto, że kanał jest pobudzany zespolonym sygnałem wejściowym $\tilde{s}(t)$ o postaci:

$$\tilde{s}(t) = a(t)e^{j[2\pi f_0 t + \varphi(t)]} = \tilde{a}(t)e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.10)$$

gdzie: $a(t)$ – amplituda sygnału,

$\varphi(t)$ – faza sygnału,

$\tilde{a}(t) = a(t)e^{j\varphi(t)}$ – amplituda zespolona,

f_0 – częstotliwość nośna.

Sygnał ten dociera do odbiornika różnymi drogami, a z każdą i -tą drogą jest związane określone opóźnienie propagacyjne t_i , współczynnik tłumienia $\alpha_i(t_i, \tau)$ i przesunięcie dopplerowskie $\Delta f_i(\tau)$, które są zmienne w czasie wskutek ruchu odbiornika i zmieniających się właściwości kanału, wywołanych głównie zmieniającym się środowiskiem propagacyjnym. W rezultacie sygnał odebrany jest określony zależnością:

$$\tilde{y}(t, \tau) = \sum_i \alpha_i(t_i, \tau) \cdot \tilde{a}(t - t_i) \cdot e^{j2\pi f_0(t - t_i)} \cdot e^{j2\pi \Delta f_i(\tau)t} \quad (2.11)$$

gdzie τ oznacza przedział czasu pomiędzy momentami pobudzenia kanału.

Zatem równoważny dolnopasmowy sygnał odebrany $\tilde{r}(t, \tau)$ przyjmuje postać:

$$\tilde{r}(t, \tau) = \sum_i \alpha_i(t_i, \tau) \cdot e^{-j2\pi f_0 t_i} \cdot \tilde{a}(t - t_i) \cdot e^{j2\pi \Delta f_i(\tau)t} \quad (2.12)$$

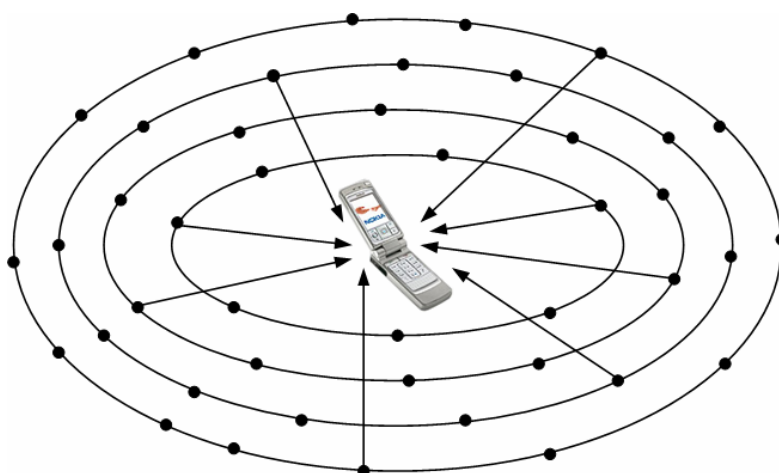
Oznacza to, że sygnał $\tilde{r}(t, \tau)$ możemy potraktować jako odpowiedź równoważnego kanału dolnopasmowego na pobudzenie sygnałem dolnopasmowym $\tilde{a}(t)$. Jeżeli liczba składników we wzorze (2.12) będzie dostatecznie duża, a pobudzenie będzie miało postać impulsu delta-Diraca, to właściwości równoważnego kanału dolnopasmowego będzie można w ogólności opisać za pomocą ciągłej funkcji $\tilde{h}(t, \tau)$ zwanej funkcją przejścia równoważnego kanału dolnopasmowego lub odpowiedzią impulsową kanału:

$$\tilde{h}(t, \tau) = \sum_i \alpha_i(t_i, \tau) \cdot e^{-j2\pi [f_0 - \Delta f_i(\tau)]t_i} \quad (2.13)$$

Zależność odpowiedzi impulsowej od t i τ oznacza, że kanał jest niestacjonarny. Ponieważ współczynniki tłumienia sygnałów $\alpha_i(t_i, \tau)$ oraz fazy $2\pi [f_0 - \Delta f_i(\tau)]t_i$ we wzorze (2.13) mogą zmieniać się w sposób przypadkowy, więc dla dostatecznie dużej liczby różnych dróg propagacji sygnału można przyjąć, że są spełnione założenia centralnego twierdzenia granicznego [74] i odpowiedź impulsowa kanału jest zespolonym, gaussowskim, niestacjonarnym procesem stochastycznym $\underline{\tilde{h}}(t, \tau)$ o wartości średniej równej zero, a jego realizacją jest funkcja $\tilde{h}(t, \tau)$. Jeśli τ jest dostatecznie małe, to $\tilde{h}(t, \tau) \approx \tilde{h}(t, 0)$ i wówczas można uznać, że kanał jest quasistacjonarny (stacjonarny w szerokim sensie).

Często stosowanym modelem kanału radiowego, szczególnie przydatnym w badaniach symulacyjnych, jest tzw. dwuwymiarowy model horyzontalny [16,17,44], który w wystarczająco dokładnym stopniu opisuje wielodrogową propagację, a jednocześnie jest stosunkowo prosty do zaimplementowania. Zakłada się w nim, że przeszkody odbijające lub rozpraszające sygnał są rozmieszczone przypadkowo na współśrodkowych okręgach, jak ilustruje to rys. 2.4, a ponadto:

- sygnały docierające od przeszkód umieszczonych na tym samym okręgu podlegają jednakowemu opóźnieniu,
- liczba okręgów wynosi L ,
- przeszkód na każdym z okręgów jest N_l ; $l=1,2,\dots,L$,
- z każdą z przeszkód jest związany przypadkowy kąt nadejścia fali.



Rys. 2.4. Ilustracja do wielodrogowego, horyzontalnego modelu propagacyjnego.

Każdy sygnał dochodzący do odbiornika l -tą drogą propagacyjną może być więc traktowany jako superpozycja sygnałów pochodzących od każdej z N_l przeszkód. Zatem równoważną dolnopasmową odpowiedź impulsową kanału można zapisać w postaci [60]:

$$h(t, \tau) = \sum_l h_l(t, \tau) \quad (2.14)$$

gdzie

$$h_l(t, \tau) = \left[\sum_{n=1}^{N_l} \alpha_{nl}(t, \tau) \cdot e^{-j\Psi_{nl}(t, \tau)} \right] \cdot \delta(t - t_l) \quad (2.15)$$

przy czym:

$\alpha_{nl}(t, \tau)$ – amplituda sygnału pochodzącego od n -tej przeszkody na l -tym okręgu,

$\Psi_{nl}(t, \tau) = \Phi_{nl} + 2\pi f_0 t + 2\pi f_{D\max} t \cos \beta_{nl}(\tau)$ – przesunięcie fazowe sygnału pochodzącego od n -tej przeszkody na l -tym okręgu,

Φ_{nl} – faza początkowa sygnału,

$\beta_{nl}(\tau)$ – kąt pomiędzy kierunkiem, z którego jest odbierana fala przenosząca daną składową sygnału i kierunkiem poruszania się stacji ruchomej.

Na podstawie powyższego możemy również określić współczynnik tłumienia związany z l -tą drogą propagacyjną:

$$\alpha_l(t, \tau) = \sum_{n=1}^{N_l} \alpha_{nl}(t, \tau) \cdot e^{-j\psi_{nl}(t, \tau)} \quad (2.16)$$

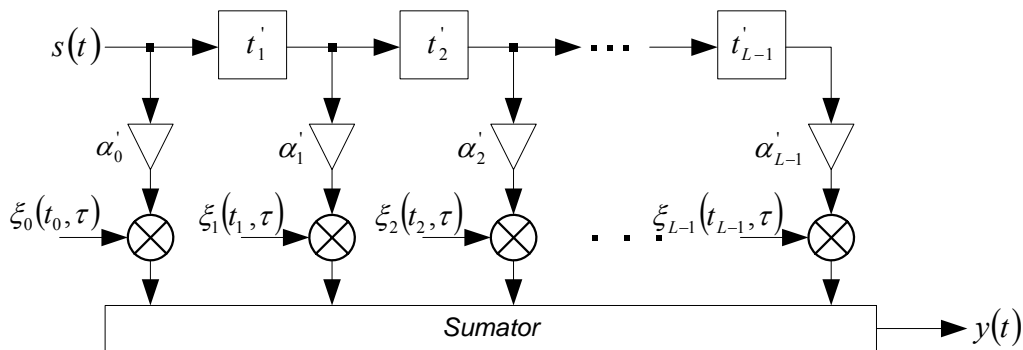
Zakładając, że średnia moc sygnału pochodzącego od każdej przeszkody na l -tym okręgu jest taka sama, tzn.:

$$E[\alpha_{nl}^2(t, \tau)] = \frac{E[\alpha_l^2(t, \tau)]}{N_l} = \frac{(\alpha_l')^2}{N_l} \quad (2.17)$$

a β_{nl} charakteryzuje się rozkładem równomiernym w przedziale $(0, 2\pi]$ oraz przyjmując, że są spełnione warunki centralnego twierdzenia granicznego, to dla dostatecznie dużych N_l (w praktyce $N_l \geq 6$ [50]), l -ta składowa równoważnego dolnopasmowego sygnału odebranego jest zespolonym, gaussowskim procesem stochastycznym o zerowej wartości średniej i wariancji $\sigma^2 = (\alpha_l')^2$. Zatem odpowiedź impulsowa dla l -tego okręgu przyjmuje postać:

$$h_l(t, \tau) = \frac{\alpha_l'}{\sqrt{N_l}} \cdot \sum_{n=1}^{N_l} e^{-j\psi_{nl}(t, \tau)} = \alpha_l' \cdot \xi_l(t_l, \tau) \quad (2.18)$$

Na tej podstawie oraz biorąc pod uwagę zależności (2.14) i (2.15) można opracować model kanału radiokomunikacyjnego w postaci filtru o skończonej odpowiedzi impulsowej FIR [42,77,79], charakteryzujący się zmiennymi w czasie współczynnikami wagowymi $\xi_l(t_l, \tau)$, $l = 0, 1, \dots, L-1$, jak pokazuje to rys. 2.5.



Rys. 2.5. Model kanału radiokomunikacyjnego jako filtr FIR

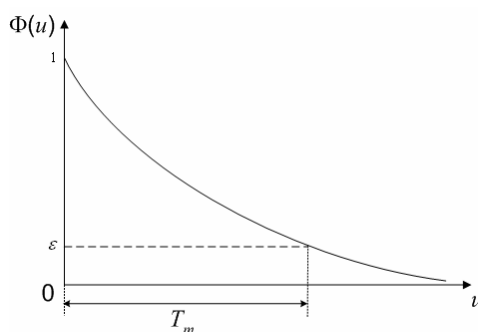
Każde odgałęzienie filtru dostarcza składowych sygnału związanych z przeszkodami znajdującymi się na odpowiednim okręgu, które w tym modelu są traktowane jako nowe źródła sygnału. Wartości $t_l' = t_l - t_{l-1}$, $l = 1, 2, \dots, L-1$ reprezentują różnice opóźnień sygnału odbieranego ze źródeł znajdujących się na sąsiednich okręgach, przy założeniu, że opóźnienie ze źródeł na pierwszym okręgu $t_0 = 0$, tzn. pomijane jest opóźnienie propagacyjne składowej sygnału, która najwcześniej dociera do odbiornika. Liczba odczepów filtru FIR modelującego kanał jest związana z czasem trwania rozrzutu opóźnień dla wszystkich dróg propagacyjnych, a współczynniki α_l' określają statyczną charakterystykę środowiska propagacyjnego. Są one wyznaczone na podstawie pomiarów określających tzw. profil opóźnienia, tj. rozkład w czasie mocy średniej odpowiedzi impulsowej. Funkcje $\xi_l(t_l, \tau)$ są

często nazywane współczynnikami Rayleigh'a i są zależne od różnicy momentów czasu, w których wyznaczana jest odpowiedź impulsowa kanału. Określają one zmiany postaci odpowiedzi impulsowej kanału wskutek jej niestacjonarności.

Odpowiedź impulsowa kanału, opisana zależnością (2.18) jest funkcją wolnozmienną względem τ . Jeśli przyjmiemy $\tau \approx 0$, to odpowiedź impulsowa $h(t, \tau) = h(t)$ i kanał staje się quasistacjonarny. Dla takiego kanału możemy wyznaczyć funkcję korelacji jego odpowiedzi impulsowej, która będzie odzwierciedlać powiązania statystyczne między wartościami odpowiedzi impulsowej. Mogą one być wykorzystane do bliższego poznania charakterystyk kanału. Zgodnie z definicją funkcja autokorelacji jest określona zależnością:

$$\Phi(t', t'') = \frac{1}{2} E \left[\tilde{h}^*(t') \cdot \tilde{h}(t'') \right] = \Phi(|t'' - t'|) = \Phi(u) \quad (2.19)$$

gdyż w przypadku quasistacjonarnym jest to funkcja bezwzględnej różnicy argumentów t' i t'' . Na rys. 2.6 został przedstawiony jej typowy przebieg.



Rys. 2.6. Typowy przebieg funkcji autokorelacji odpowiedzi impulsowej kanału w warunkach quasistacjonarnych.

Jak wynika z rys. 2.6, parametrem charakteryzującym kanał jest czas korelacji T_m , który jest określony jako przedział czasu, po którym wartość funkcji autokorelacji maleje do wartości ε , w stosunku do swojej wartości maksymalnej $\Phi(0)$. Najczęściej $\varepsilon = 1/e$ lub $\varepsilon = 0,1$ [94]. Czas korelacji T_m reprezentuje przedział czasu, w którym występują powiązania statystyczne między wartościami quasistacjonarnej odpowiedzi impulsowej kanału i jest związany z czasem pamięci kanału. Czas korelacji T_m zależy od rodzaju środowiska propagacyjnego i określa przedział czasu, w którym można akumulować energię sygnału odbieranego z użyciem odbiornika RAKE i docierającego różnymi drogami propagacyjnymi z różnymi opóźnieniami. W środowisku wewnątrzbudynkowym T_m wynosi od ok. 0,1 μs do ok. 0,3 μs , w środowisku miejskim mieści się w przedziale od ok. 0,1 μs do ok. 2,3 μs , a w środowisku pozamiejskim przyjmuje wartości od ok. 1,1 μs do ok. 13 μs .

Jak już o tym była mowa, kanał radiokomunikacyjny jest w ogólnym przypadku niestacjonarny i na rys. 2.7 jest zilustrowane zachowanie się jego odpowiedzi impulsowej jako funkcji obydwu argumentów t i τ .

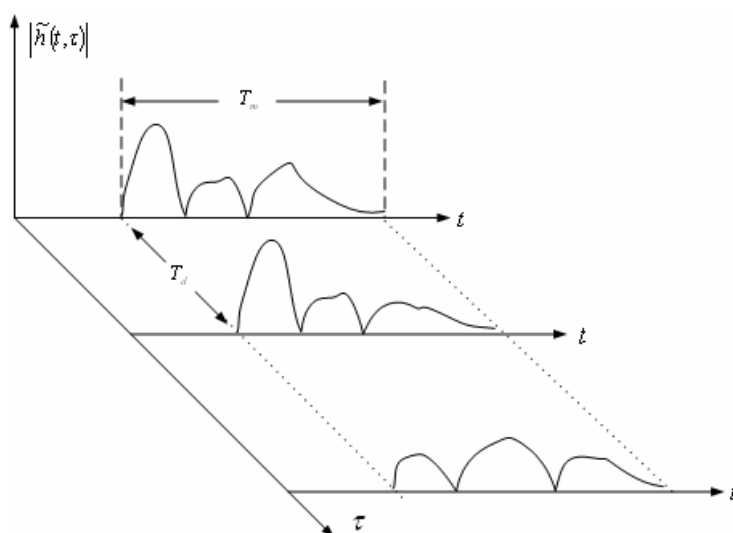
Jak widać, funkcja $\tilde{h}(t, \tau)$ szybko zmienia się względem czasu t , natomiast stosunkowo powolne są zmiany jej postaci względem różnicy momentów czasu τ , w których tę funkcję wyznaczamy [77,81,94]. Oczywiście przy dostatecznie dużym τ odpowiedzi impulsowe kanału będą całkowicie różne i niekorelowane. Przedział czasu τ , po którym odpowiedzi impulsowe kanału są niekorelowane, nazywa się czasem koherencji zaników (lub inaczej

czasem koherencji kanału) i jest oznaczany przez T_d . Czas ten zależy od maksymalnego przesunięcia dopplerowskiego $f_{D\max}$ [94] i może być określony wzorem:

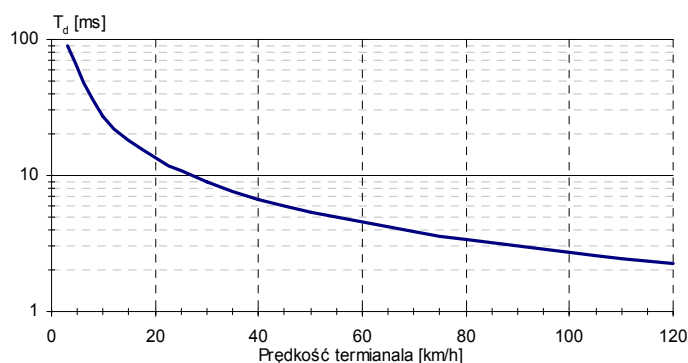
$$T_d \approx \frac{\lambda}{2v} = \frac{1}{2} \frac{c}{f_0 \cdot v} \approx \frac{1}{2f_{D\max}} = \frac{1}{B_D} \quad (2.20)$$

gdzie: λ – długość fali nośnej,
 v – prędkość poruszania się terminala,
 c – prędkość światła,
 f_0 – częstotliwość fali nośnej,
 B_D – pasmo dopplerowskie.

Oznacza to, że czas koherencji zaników T_d jest odwrotnie proporcjonalny do pasma dopplerowskiego B_D , co zostało pokazane na rys. 2.8.



Rys. 2.7. Ilustracja zmienności odpowiedzi impulsowej kanału w funkcji t i τ .



Rys. 2.8. Zależność czasu koherencji kanału T_d od prędkości poruszania się terminala, dla częstotliwości fali nośnej $f_0 = 2\text{GHz}$.

Z czasem korelacji odpowiedzi impulsowej kanału T_m w warunkach quasistacjonarnych jest związane pasmo koherencji kanału, określone przez zależność:

$$B_c \cong \frac{1}{T_m} \quad (2.21)$$

które należy rozumieć jako pasmo częstotliwości, w którym harmoniczne sygnały wejściowe, odległe na osi częstotliwości o mniej niż B_c , mają skorelowane odpowiedzi amplitudowe i fazowe na wyjściu kanału [81,91,92]. W interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS, pasmo koherencji kanału B_c jest zależne od środowiska propagacyjnego. Dla środowiska wewnątrzbudynkowego wynosi ono od ok. 3,3 MHz do ok. 9,1 MHz, dla środowiska miejskiego mieści się w przedziale od ok. 430 kHz do ok. 9,1 MHz, a dla środowiska pozamiejskiego przyjmuje wartości z przedziału od ok. 70 kHz do ok. 920 kHz.

Jeżeli pasmo koherencji kanału B_c jest małe w porównaniu z pasmem B sygnałów w nim przesyłanych lub równoważnie, jeżeli czas trwania pojedynczego sygnału elementarnego T_{chip} jest krótszy od czasu pamięci kanału T_m , czyli:

$$\frac{B}{B_c} = \frac{T_m}{T_{chip}} \gg 1 \quad (2.22)$$

to wówczas kanał jest selektywny częstotliwościowo [29]. Jeżeli ponadto czas koherencji zaników T_d jest duży w porównaniu z czasem trwania sygnału elementarnego T_{chip} lub równoważnie, jeżeli pasmo sygnału B jest znacznie większe od pasma dopplerowskiego $B_D = 2f_{Dmax}$, czyli:

$$\frac{B}{B_D} = \frac{T_d}{T_{chip}} \gg 1 \quad (2.23)$$

to kanał jest quasistacjonarny w czasie trwania odpowiednio długiego ciągu sygnałów elementarnych i ich odbiór podlega prawie takim samym zniekształceniom, które zmieniają się powoli od jednego ciągu do drugiego.

W interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS czas trwania sygnału elementarnego $T_{chip} \cong 0,26 \mu s$, a w związku z tym pasmo sygnałów przesyłanych przez kanał $B = 1/T_{chip} \cong 3,84 MHz$. Oznacza to, że w systemie UMTS kanał jest na ogół selektywny częstotliwościowo, ponieważ niemal we wszystkich środowiskach propagacyjnych jest spełniony warunek (2.22). Ponadto czas koherencji zaników T_d , nawet przy dużych prędkościach poruszania się stacji ruchomych, jest znacznie większy od czasu trwania sygnału elementarnego T_{chip} , tzn. jest spełniona zależność (2.23). W związku z powyższym, w takim systemie jest możliwy odbiór zbiorczy wielodrogowy z użyciem odbiornika RAKE [60], a warunki realizacji takiego odbiornika zostaną podane w dalszej części rozprawy.

2.3. Standaryzowane profile środowisk propagacyjnych w systemie UMTS

Różnorodność środowisk propagacyjnych oraz struktur komórkowych, występujących w systemie UMTS, spowodowała, że dla celów badawczych i dalszego rozwoju systemu zostały zdefiniowane typowe środowiska propagacyjne i odpowiadające im charakterystyki opóźnienia dla średniej mocy odpowiedzi impulsowej. Pozwala to na odniesienie uzyskiwanych wyników badań symulacyjnych różnych funkcji i charakterystyk systemu do tych samych warunków transmisji w kanale, przy typowych oraz najbardziej niekorzystnych

właściwościach kanału, przez co jest możliwa obiektywna ocena jakości badanych funkcji i charakterystyk.

Środowiska propagacyjne zalecane do badań interfejsu radiowego WCDMA/FDD oraz ich podstawowe charakterystyki i parametry zostały zdefiniowane w zaleceniach ITU-R [48] oraz ETSI [24]. Można wśród nich wyróżnić następujące środowiska:

- środowisko wewnątrzbudynkowe (ang. *Indoor Office*),
- środowisko miejskie (ang. *Outdoor to Indoor and Pedestrian*),
- środowisko użytkowników w pojazdach (ang. *Vehicular*),

Środowisko wewnątrzbudynkowe (ang. *Indoor Office – IO*) jest charakterystyczne dla komórek o bardzo małych rozmiarach (pikokomórek), w których zarówno stacje bazowe jak i ruchome znajdują się wewnątrz budynków, a poziom mocy sygnału nadawanego przez terminale jest mały. Przykładami mogą być np. budynki biurowe, hotelowe, supermarkety czy dworce kolejowe. W takich warunkach propagacyjnych wypadkowe tłumienie sygnału radiowego jest kształtowane przez zjawiska odbicia, rozproszenia bądź ugięcia fal na przeszkodach będących elementami konstrukcji budynku i wyposażenia wnętrza (ściany, stropy, sprzęt). W tym środowisku jest również możliwe występowanie obszarów stałego cienia propagacyjnego, które stwarzają groźbę powstawania głębokich zaników. Pasma koherencji dla omawianego środowiska jest duże, powodując znaczne ograniczenie skuteczności odbiornika RAKE.

Odrębnym rodzajem środowiska propagacyjnego jest miejskie środowisko okołobudynkowe (ang. *Outdoor to Indoor and Pedestrian – OIP*), w którym użytkownicy poruszają się pieszo lub w pojazdach. Występują w nim komórki o małych rozmiarach (mikrokomórki), w których moc sygnału nadawanego przez stacje bazowe i terminale ruchome jest nieduża. W tym środowisku anteny stacji bazowych są umieszczone na zewnątrz budynków i na niewielkich wysokościach. Propagacja fal odbywa się typowo w tzw. „kanionie ulic”, w którym jest zachowana bezpośrednia widoczność pomiędzy stacją bazową i stacją ruchomą. Sygnał w antenie odbiorczej jest superpozycją sygnału docierającego drogą bezpośrednią i replik sygnału powstających na skutek odbić i rozproszenie od budynków i nawierzchni ulic oraz ugięcia na narożnikach budynków. Miejskie środowisko okołobudynkowe jest korzystne z punktu widzenia odbioru zbiorczego w odbiorniku RAKE, ponieważ wielkość pasma koherencji zaników pozwala odbierać niezależnie kilka znaczących replik sygnału użytecznego, przyczyniając się znacznie do poprawy jakości odbioru.

Środowisko propagacyjne użytkowników w pojazdach (ang. *Vehicular – V*) obejmuje użytkowników przemieszczających się z dużymi prędkościami wzdłuż dróg szybkiego ruchu w miastach i na obrzeżach miast oraz na rozległych terenach wiejskich i górzystych. Występują w nim duże komórki (makrokomórki), a nadajniki emitują sygnały z dużymi poziomami mocy. W tym środowisku pasmo koherencji zaników pozwala na odbiór kilku replik sygnału. Zwiększa to znacznie skuteczność działania odbiornika RAKE. Niestety duża prędkość przemieszczania się stacji ruchomych i gorsza przez to skuteczność dynamicznego sterowania mocą ma znaczny wpływ, jak zobaczymy to później, na pogorszenie jakości odbieranego sygnału.

W specyfikacji systemu UMTS dla każdego środowiska propagacyjnego są przypisane dwa profile opóźnienia dla mocy średniej odpowiedzi impulsowej, które są rozróżniane przez tzw. typ A oraz typ B. Profil typu A przedstawia najczęściej spotykany rozkład mocy średniej odpowiedzi impulsowej i charakteryzuje się mniejszą wartością czasu pamięci kanału, natomiast profil typu B obrazuje najgorszy przypadek takiego rozkładu. Należy tu podkreślić, że na przykład profil typu A dla środowiska *V*, tj. środowiska użytkowników

przemierzających się w pojazdach na głównych trasach komunikacyjnych, odpowiada płaskim lub lekko pofałdowanym obszarom miejskim i pozamiejskim, natomiast profil typu B jest charakterystyczny dla obszarów miejskich oraz pozamiejskich o charakterze górzystym. Prawdopodobieństwa wystąpienia profilu typu A lub B w poszczególnych środowiskach propagacyjnych podano w tabeli 2.1.

Tabela 2.1. Prawdopodobieństwa wystąpienia profilu typu A lub B.

| Środowisko propagacyjne | P_A | P_B | P_N |
|--|-------|-------|-------|
| Wewnątrzbudynkowe IO | 50 % | 45 % | 5 % |
| Miejskie OIP | 40 % | 55 % | 5 % |
| Środowisko użytkowników w pojazdach V | 40 % | 55 % | 5 % |
| Oznaczenia: P_A (P_B) – prawdopodobieństwo wystąpienia profilu typu A (B) P_N – prawdopodobieństwo wystąpienia profilu nieokreślonego | | | |

Każdemu ze środowisk propagacyjnych przypisano testowe prędkości poruszania się stacji ruchomych [23,24], które zostały wybrane dla celów badawczych w taki sposób, aby obejmowały najbardziej charakterystyczne przypadki. Prędkości te zostały podane w tabeli 2.2.

Tabela 2.2. Testowe prędkości poruszania się terminali.

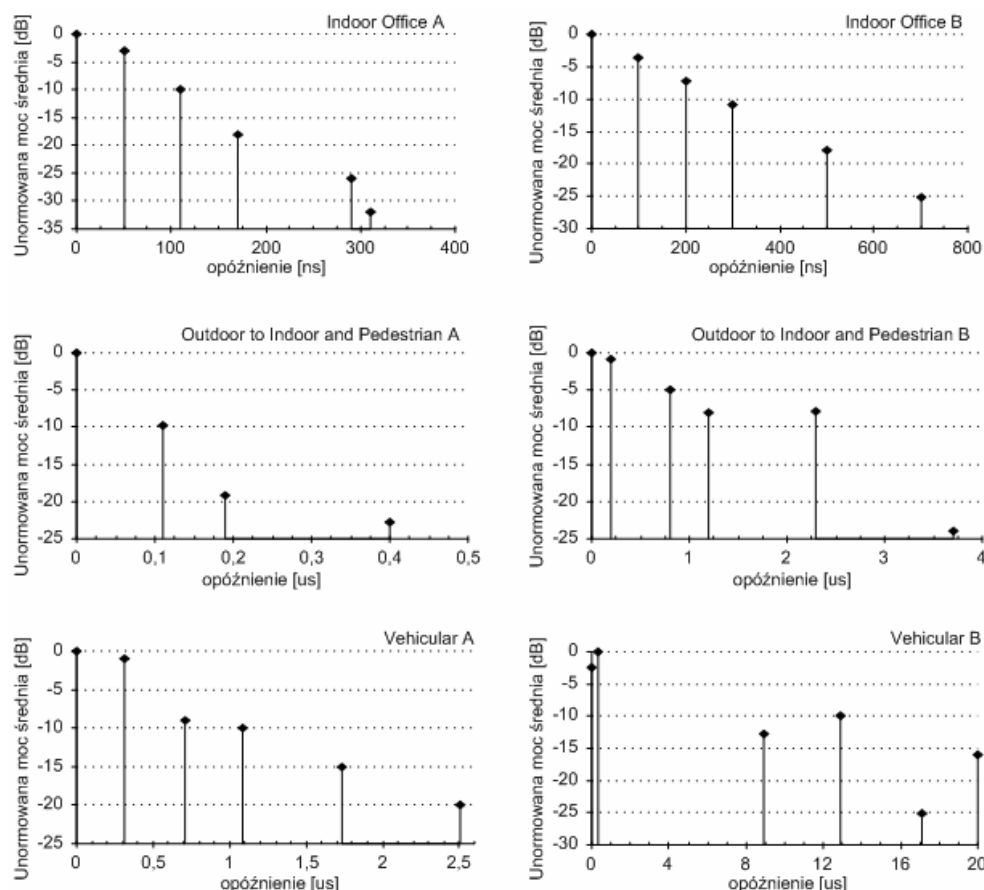
| Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala [km/h] |
|---------------------------------------|---------------------------|
| Wewnątrzbudynkowe IO | 3 |
| Miejskie OIP | 3, 10, 30, 50 |
| Środowisko użytkowników w pojazdach V | 50, 70, 90, 120 |

Unormowane rozkłady mocy średniej odpowiedzi impulsowej w funkcji opóźnienia dla wszystkich środowisk propagacyjnych zamieszczono na rys. 2.9 oraz w załączniku A w tabeli A.4 [48].

Dla poszczególnych profili propagacyjnych zostały określone, istotne z punktu widzenia odbioru wielodrogowego, średnie czasy korelacji odpowiedzi impulsowej kanału (czasy pamięci kanału) oraz typowe pasma koherencji, które podano w tabeli 2.3.

Tabela 2.3. Czasy pamięci kanału i pasma koherencji dla standaryzowanych środowisk propagacyjnych.

| Środowisko propagacyjne | Czas pamięci kanału T_m | Pasma koherencji kanału B_c |
|---|---------------------------|-------------------------------|
| Wewnątrzbudynkowe IO A | 0,11 μ s | 9,09 MHz |
| Wewnątrzbudynkowe IO B | 0,3 μ s | 3,33 MHz |
| Miejskie OIP A | 0,11 μ s | 9,09 MHz |
| Miejskie OIP B | 2,3 μ s | 435 kHz |
| Środowisko użytkowników w pojazdach V A | 1,09 μ s | 917 kHz |
| Środowisko użytkowników w pojazdach V B | 12,9 μ s | 77 kHz |



Rys. 2.9. Rozkład unormowanej mocy średniej odpowiedzi impulsowej w funkcji względnego opóźnienia propagacyjnego w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.

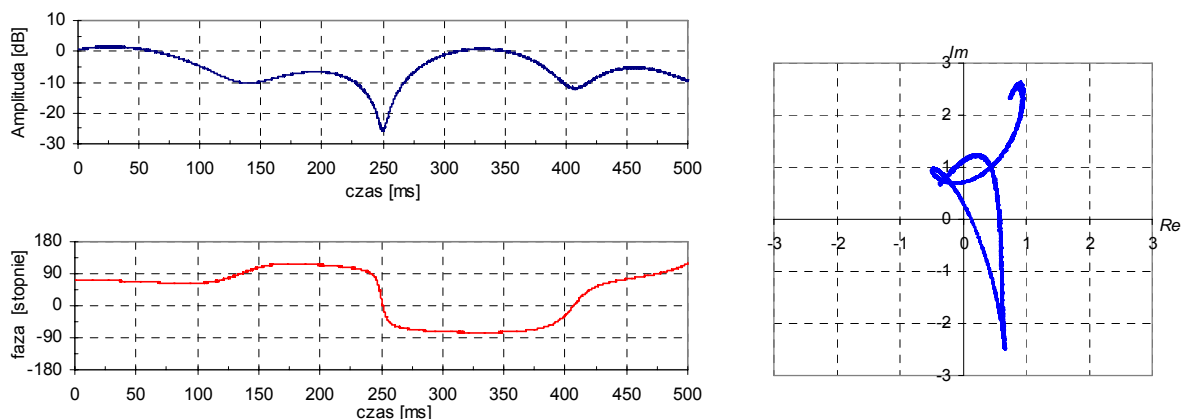
Krótki czas pamięci kanału, a więc szerokie pasmo koherencji powoduje, że możliwość realizacji odbioru zbiorczego czasowego jest ograniczona lub w ogóle nie wchodzi w grę. Jak wynika z tabeli 2.3 w obu środowiskach wewnątrzbudynkowych *IO A* oraz *IO B*, a także w miejskim środowisku okołobudynkowym *OIP A* szerokości pasma koherencji kanału są większe bądź w przybliżeniu równe szerokości pasma sygnałów przesyłanych w kanale, które wynosi 3,84 MHz, przez co kanał nie będzie selektywny częstotliwościowo i możliwy będzie odbiór tylko jednej znaczącej energetycznie składowej sygnału użytecznego. Natomiast w środowisku miejskim *OIP B* oraz w obu środowiskach użytkowników w pojazdach *VA* i *VB* czas pamięci kanału jest na tyle duży, że pasmo koherencji jest znacznie mniejsze od pasma przesyłanych w kanale sygnałów, więc kanał w tych przypadkach jest selektywny częstotliwościowo, co pozwoli na odbiór kilku znaczących energetycznie składowych sygnału użytecznego i odpowiednio lepszą jakość odbioru.

2.4. Przykłady zmienności odpowiedzi impulsowej kanału w różnych środowiskach propagacyjnych systemu UMTS

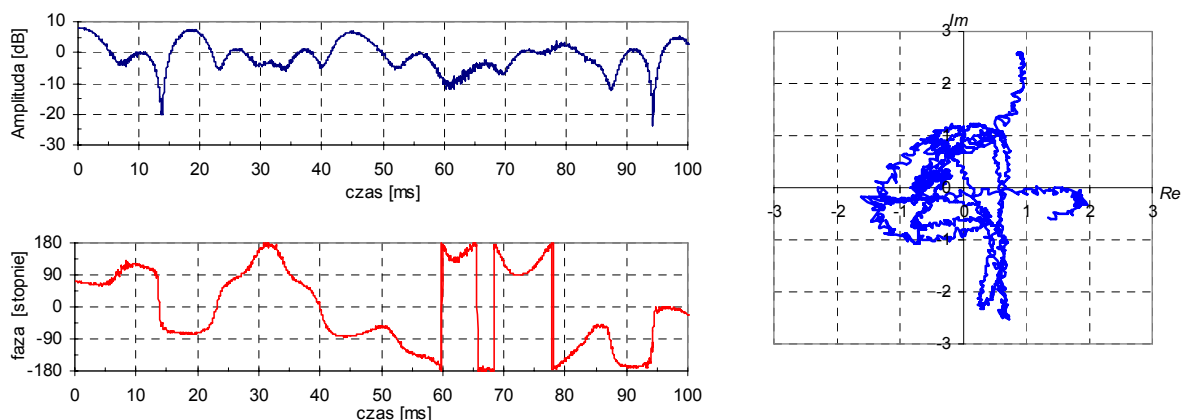
Aby bliżej poznać właściwości kanałów w tych środowiskach propagacyjnych systemu UMTS, w których odbiór wielodrogowy za pomocą odbiornika RAKE zapewnia wyraźnie lepszą jakość, zostaną w tym punkcie przedstawione przykłady zaników sygnału oraz odpowiedzi impulsowe kanału. Na rys. 2.10 zobrazowano zaniki sygnału użytecznego w kanale oraz towarzyszące im przesunięcia fazowe, a także przedstawiono rotację fazy na płaszczyźnie zespolonej przy różnych prędkościach poruszania się stacji ruchomej i w określonym czasie obserwacji. Z kolei na rys. 2.11 pokazano przykłady odpowiedzi

impulsowej kanału i jej zmienność w czasie w środowisku miejskim okołobudynkowym OIP B oraz w środowisku użytkowników w pojazdach VA, dla testowych prędkości poruszania się stacji ruchomej i w odstępach czasu koherencji kanału, zależnego od tejże prędkości. Należy tu wspomnieć, że odpowiedź impulsowa kanału jest dyskretną funkcją czasu, natomiast w celu przejrzystości rysunków została przedstawiona w formie krzywych łamanych, aproksymowanych odcinkami linii prostych.

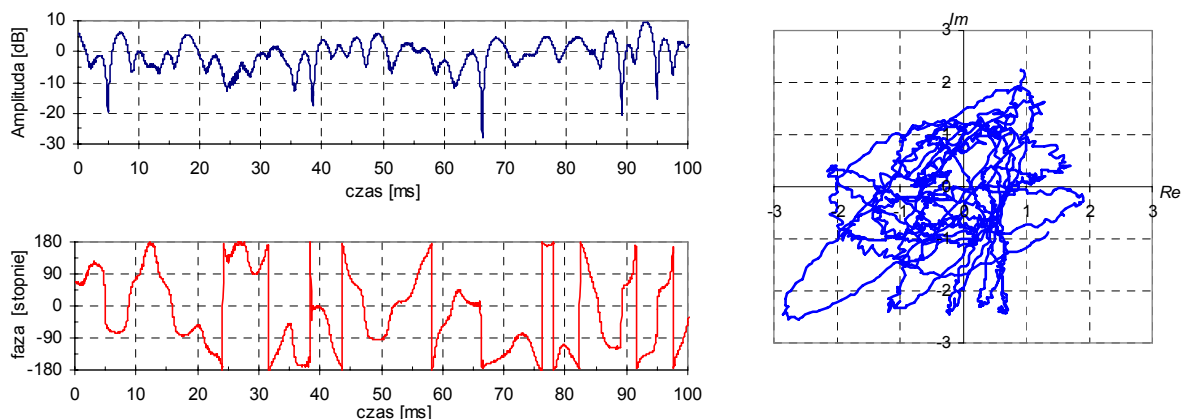
a) środowisko OIP B, prędkość terminala 3 km/h, czas obserwacji 500 ms



b) środowisko OIP B, prędkość terminala 50 km/h, czas obserwacji 100 ms

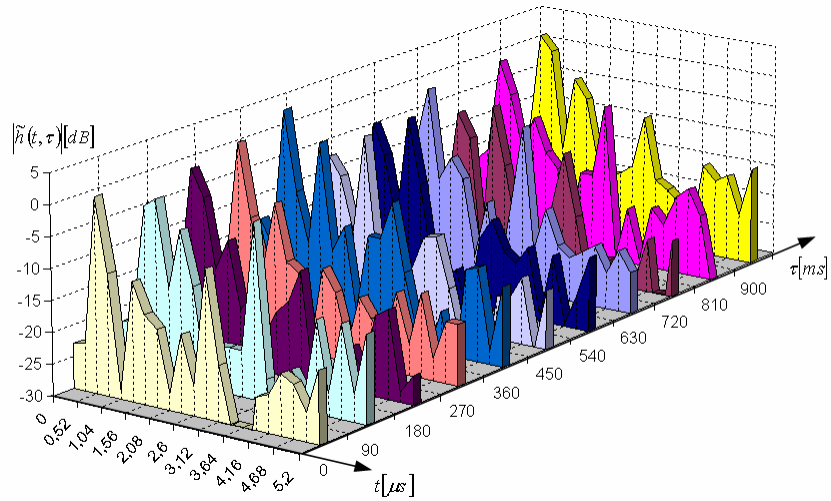


c) środowisko VA, prędkość terminala 120 km/h, czas obserwacji 100 ms

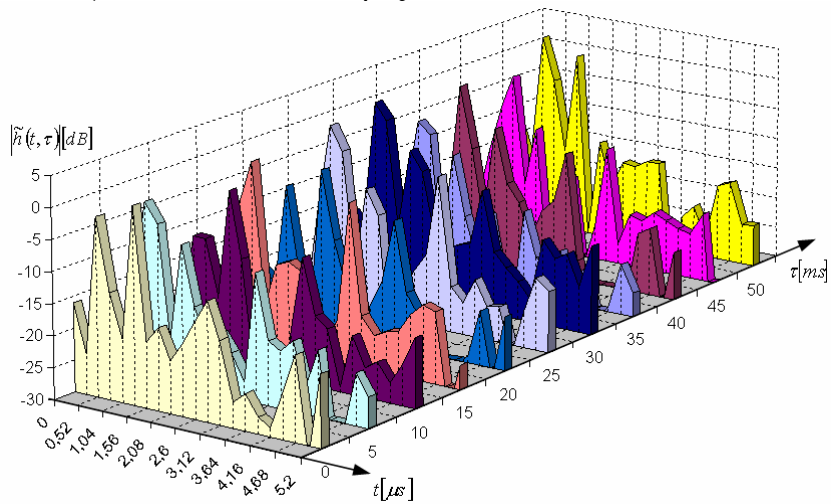


Rys. 2.10. Przykładowy rozkład zaników amplitudy i przesunięcia fazowego wprowadzanego przez kanał radiowy oraz odpowiadająca mu rotacja fazy na płaszczyźnie zespolonej w wybranych środowiskach propagacyjnych.

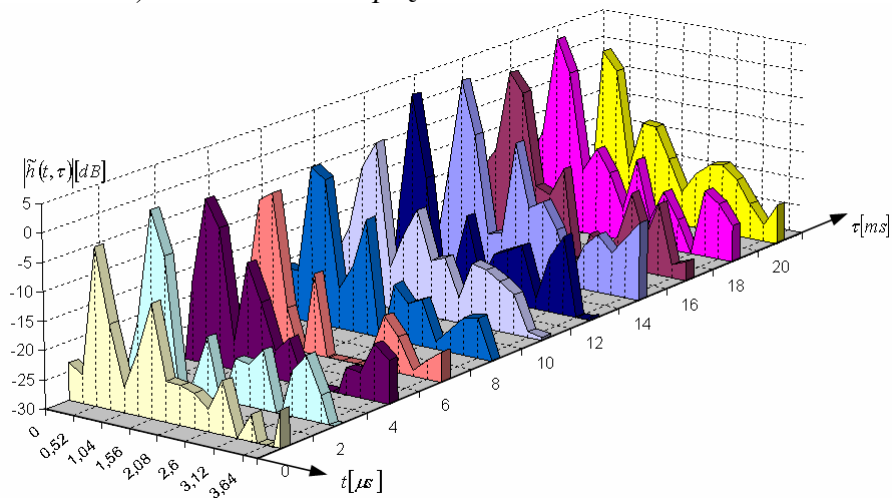
a) środowisko OIP B, prędkość terminala 3 km/h.



b) środowisko OIP B, prędkość terminala 50 km/h.



c) środowisko VA, prędkość terminala 120 km/h.



Rys. 2.11. Ilustracja zmienności odpowiedzi impulsowej kanału w wybranych środowiskach propagacyjnych.

Przedstawione na powyższych rysunkach przykłady zaników sygnału oraz odpowiedzi impulsowej kanału pokazują charakter ich zmienności w funkcji czasu. W systemie UMTS dzięki odbiorowi zbiorczemu czasowemu w odbiorniku RAKE i różnym metodom zastosowanym równocześnie, które będą przedstawione w dalszej części pracy, można osiągnąć wysoką jakość odbioru pomimo złożonych i niestacjonarnych właściwości kanału.

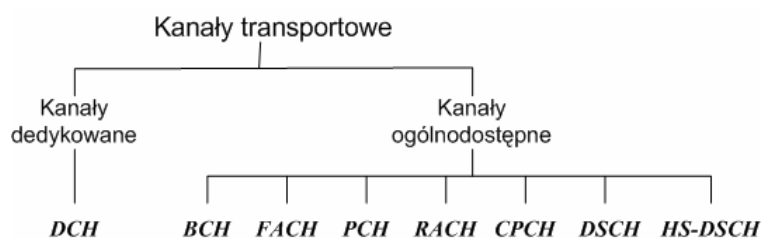
ROZDZIAŁ III

Interfejs radiowy WCDMA/FDD

Zbiór rozwiązań systemowych oraz funkcji, charakterystyk i parametrów fizycznych transmisji radiowej, tzn. częstotliwości nośne, odległości międzykanałowe, metody formowania i przetwarzania sygnałów, obejmujące kodowanie i dekodowanie kanałowe, ortogonalizację i deortogonalizację, rozpraszanie i skupianie widma sygnałów, modulację i detekcję, techniki nadawania i odbioru sygnałów i inne funkcje oraz zbiór protokołów umożliwiających komunikację pomiędzy stacją ruchomą a stacją bazową, dla różnych usług, w różnych warunkach transmisji związanych z przemieszczaniem się stacji ruchomych w określonych środowiskach propagacyjnych, nazywamy interfejsem radiowym systemu UMTS [23].

3.1. Rodzaje kanałów w systemie UMTS w trybie FDD

W systemie UMTS są zdefiniowane tzw. kanały fizyczne, które służą do fizycznego przesyłania sygnałów we wspólnie użytkowanym kanale radiowym. Każdy kanał fizyczny jest zdefiniowany przez częstotliwość nośną i pasmo (częstotliwościowy kanał radiowy), ciąg ortogonalny i rozpraszający ciąg skramblujący, czas rozpoczęcia i zakończenia ramki elementarnej, a w łączu „w górę” również przez fazę początkową (0 lub $\pi/2$). Dane do przesłania w kanale fizycznym (kanałach fizycznych) są dostarczane do warstwy łącza danych przez wyższe warstwy protokolarne za pośrednictwem tzw. kanałów transportowych. Wśród różnych funkcji warstwy łącza danych jest także funkcja przyporządkowująca kanałom fizycznym dane zawarte w kanałach transportowych. Ogólny podział kanałów transportowych w systemie UMTS [5,43] został przedstawiony na rys. 3.1.



Rys. 3.1. Podział kanałów transportowych w systemie UMTS

W systemie UMTS jest dostępny tylko jeden rodzaj kanału dedykowanego tzw. kanał *DCH* (ang. *Dedicated Channel*), który umożliwia przenoszenie strumienia danych określonego użytkownika w ramach wykorzystywanej usługi (usług) i towarzyszących mu danych sterujących z/do wyższych warstw protokolarnych. Jest więc odpowiednikiem trzech kanałów wykorzystywanych w systemie GSM: tj. kanału roboczego *TCH* (ang. *Traffic Channel*) oraz dwóch kanałów sterujących *SACCH* i *FACCH* (ang. *Slow/Fast Associated Control Channel*). Kanał ten służy więc do przesyłania ramek sygnałów mowy, sygnałów obrazu i wideo lub innych danych użytkownika, a także pomiarów, niezbędnych do określenia jakości połączenia oraz rozkazów sterowania mocą i przenoszenia połączenia. Kanał dedykowany może być

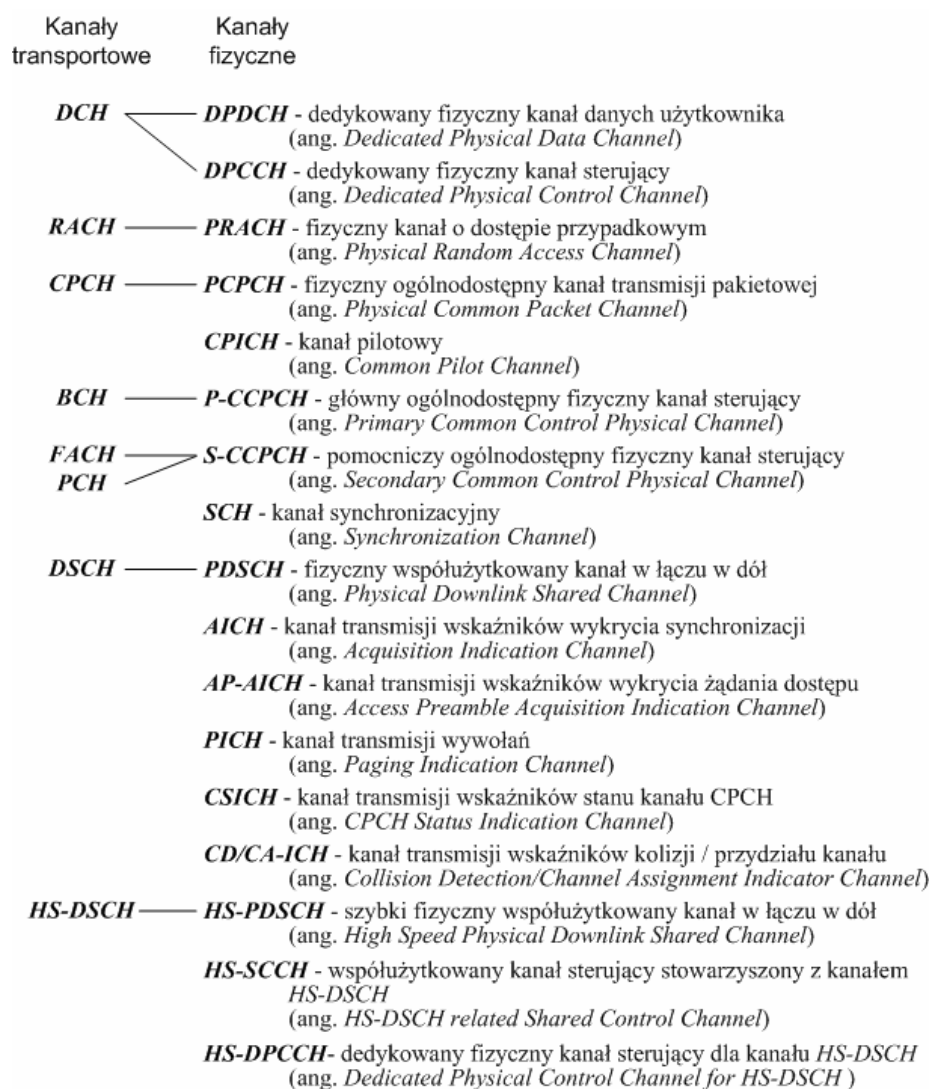
użytkowany na obszarze całej komórki lub na obszarze wydzielonym za pomocą anten sektorowych. Charakteryzuje się zmienną szybkością transmisji, która może ulegać zmianom w kolejnych ramkach podstawowych, tj. co 10 ms.

Jak pokazano na rys. 3.1 w systemie UMTS wyróżniono siedem ogólnodostępnych kanałów transportowych. Są to następujące kanały:

- kanał rozświeczy *BCH* (ang. *Broadcast Channel*), który jest kanałem transportowym funkcjonującym w relacji od stacji bazowej do stacji ruchomej, tj. w łączu w dół i wykorzystywanym do transmisji informacji systemowych dla potrzeb wszystkich użytkowników lub tylko znajdujących się na obszarze określonej komórki bądź sektora. Do tych informacji należą m.in. numery ciągów użytkowanych w kanale o dostępie przypadkowym (*RACH*) oraz rozmieszczenie ramek dostępowych. W kanale *BCH* dane są przesyłane ze stałą, małą szybkością, lecz z mocą przewyższającą moc w pozostałych kanałach, aby użytkownicy poruszający się z różnymi prędkościami mogli odebrać poprawnie przesyłane w tym kanale informacje, niezależnie od swojego położenia na obszarze danej komórki lub sektora.
- podstawowy kanał dostępowy *FACH* (ang. *Forward Access Channel*), który jest kanałem transportowym użytkowanym w kierunku od stacji bazowej do określonego terminala lub określonej grupy terminali i służy do przesyłania informacji sterujących w odpowiedzi na żądanie (żądania) nawiązania połączenia, przesłane w kanale *RACH*. W komórce może być użytkowanych kilka kanałów *FACH*, ale jeden z nich musi funkcjonować z małą szybkością, tak by przesyłane w nim informacje były poprawnie odbierane przez wszystkie terminale znajdujące się na obszarze komórki lub sektora.
- kanał wywoławczy *PCH* (ang. *Paging Channel*), który jest kanałem transportowym funkcjonującym w kierunku od stacji bazowej do określonego terminala użytkownika lub terminali określonej grupy użytkowników. Przenosi on informacje wywoławcze, które powodują przejście (ang. *wake up*) terminala (terminali) ze stanu czuwania (ang. *sleep-mode*) do stanu aktywnego. Informacje wywoławcze są transmitowane w kanale *PCH*, w którym nasłuch jest możliwy na całym obszarze wywołań, obejmującym na ogół pewną grupę komórek.
- kanał o dostępie przypadkowym *RACH* – (ang. *Random Access Channel*), który jest ogólnodostępnym kanałem transportowym umożliwiającym przesyłanie danych ze stacji ruchomej do stacji bazowej. Jest on wykorzystywany do przesyłania żądań nawiązania połączenia przez stacje ruchome znajdujące się na obszarze danej komórki, a także służy opcjonalnie do przesyłania niewielkich ilości danych użytkownika. Ze względu na możliwość kolizji żądań dostępu przesyłanych w tym samym czasie w tym kanale przez różnych użytkowników, obowiązuje w nim reguła dostępu oparta na regule *Slotted Aloha*, która w przypadku kolizji, wymusza retransmisję żądań z randomizacją ich wysyłania w czasie. Kanał o dostępie przypadkowym jest też wykorzystany do sterowania mocą z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego.
- ogólnodostępny kanał transmisji pakietowej *CPCH* (ang. *Common Packet Channel*) umożliwia zwiększenie przepływności dla danych użytkownika, jakie zapewnia kanał *RACH*. Kanał ten tworzy parę z kanałem *FACH*. Cechą odróżniającą kanał *CPCH* od *RACH* jest stosowanie w tym pierwszym dynamicznego sterowania mocą, i monitorowania jego stanu. Długość pakietów przesyłanych w kanale *CPCH* może być wielokrotnością długości mieszczącej się w ramce podstawowej, podczas gdy w kanale *RACH* można przesłać jedynie pakiet o długości nie większej niż dopuszczalna długość dla 2 ramek podstawowych (20ms).

- współużytkowany kanał w łączu w dół *DSCH* (ang. *Downlink Shared Channel*), który jest używany do przekazywania danych dedykowanych do określonego użytkownika lub danych sterujących. Może być wspólnie użytkowany przez kilku użytkowników na obszarze całej komórki bądź w określonym jej sektorze. Kanał ten jest podobny do kanału *FACH*, lecz z tą różnicą, że jest w nim wykorzystywane dynamiczne sterowanie mocą oraz możliwa jest zmienna szybkość transmisji. Kanał *DSCH* zawsze funkcjonuje równolegle z kanałem *DCH*.
- szybki współużytkowany kanał w łączu w dół *HS-DSCH* (ang. *High Speed Downlink Shared Channel*), który jest kanałem transportowym funkcjonującym w łączu w dół i wykorzystywanym w celu przesyłania m.in. informacji sterujących do wielu użytkowników na obszarze całej komórki bądź jej sektora. Jest on stowarzyszony z jednym kanałem *DPCH* oraz jednym bądź kilkoma kanałami *HS-SCCH* (ang. *HS-DSCH related Shared Control Channel*).

Warstwa fizyczna systemu UMTS musi zapewniać zmienną szybkość transmisji, aby istniała możliwość świadczenia usług o różnej przepływności (tzw. *bandwidth-on-demand*) oraz multipleksowania kilku usług w ramach jednego połączenia. W związku z tym różne kanały transportowe używają tych samych bądź różnych kanałów fizycznych. Kanały transportowe oraz kanały fizyczne zdefiniowane dla systemu UMTS zostały przedstawione na rys. 3.2.



Rys. 3.2. Odzworowanie kanałów transportowych na kanały fizyczne.

Warto tu podkreślić, że niektóre spośród kanałów fizycznych przenoszą tylko informacje sterujące związane z procedurami warstwy fizycznej. Są one niezbędne dla poprawnego funkcjonowania systemu i są utrzymywane przez każdą stację bazową systemu, ale nie są widoczne dla warstw wyższych z funkcjonalnego punktu widzenia. Do tego typu kanałów należą: kanał synchronizacyjny (*SCH*), kanał pilotowy (*CPICH*) oraz kanał transmisji wskaźników wykrycia synchronizacji (*AICH*). W przypadku wykorzystywania współdzielonego kanału transmisji pakietowej (*CPCH*) są niezbędne również kanały transmisji wskaźników stanu kanału *CPCH* (*CSICH*) oraz wskaźników wykrywania kolizji/przydziału kanału (*CD/CA-ICH*), natomiast w przypadku, gdy kanał *CPCH* nie jest używany, wówczas są one zbędne.

3.2. Struktura ramek czasowych w trybie FDD

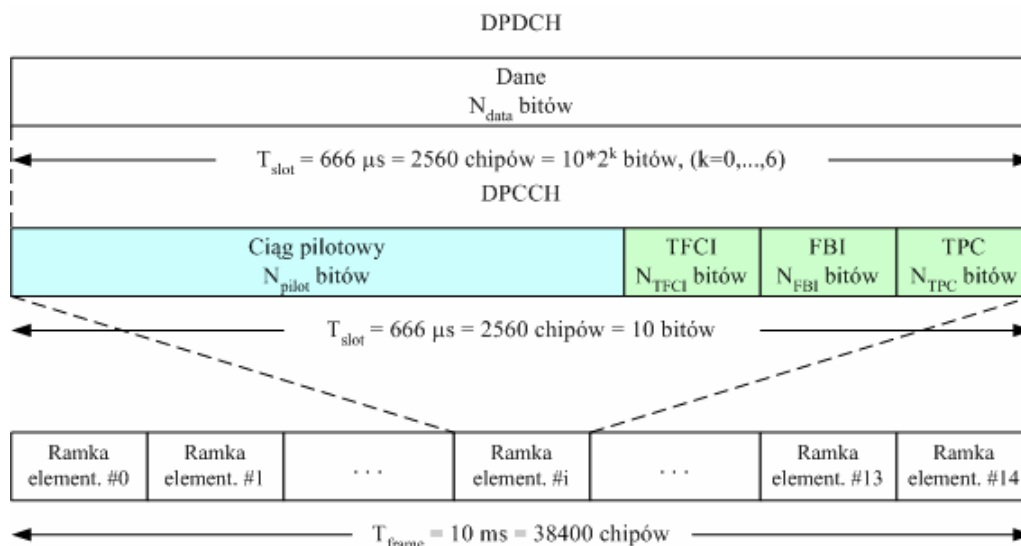
W przedstawionych w rozprawie rozważaniach symulacja pracy systemu UMTS została oparta na transmisji danych w dedykowanym fizycznym kanale transportowym *DPCH* (ang. *Dedicated Physical Channel*), za pomocą dedykowanych kanałów fizycznych *DPDCH* (ang. *Dedicated Physical Data Channel*) i *DPCCH* (ang. *Dedicated Physical Control Channel*). Oba te kanały są kanałami dwukierunkowymi, ale ich struktura w przypadku transmisji w różnych kierunkach, tj. od/do stacji bazowej jest odmienna [5,43].

W przypadku transmisji do stacji bazowej (*uplink*) w dedykowanych kanałach fizycznych *DPDCH* i *DPCCH* dane użytkownika i dane sterujące są transmitowane oddzielnie w torach odpowiednio synfazowym *I* i kwadraturowym *Q*. Kanał *DPDCH* służy do przesyłania danych użytkownika dostarczanych w dedykowanym kanale transportowym *DCH*, natomiast kanał *DPCCH* służy do przesyłania danych sterujących i pomocniczych generowanych w warstwie fizycznej systemu. Te ostatnie dane reprezentują:

- ciąg pilotowy umożliwiający w odbiorniku estymację odpowiedzi impulsowej kanału i koherentną detekcję,
- rozkazy sterowania mocą *TPC* (ang. *Transmit Power Control*),
- informację o zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego *FBI* (ang. *Feedback Information*), w celu sterowania mocą nadajnika stacji bazowej, gdy jest stosowana wymuszona transmisja dwuantenowa,
- opcjonalnie wskaźnik kombinacji użytkowanych kanałów transportowych: *TFCI* (ang. *Transport Format Combination Indicator*).

Transmisja danych może odbywać się równolegle w kanałach fizycznych, przy czym w grę wchodzi od 0 do 6 kanałów *DPDCH* oraz jeden kanał *DPCCH* w każdym połączeniu. Na rys. 3.3 przedstawiono strukturę czasową ramki podstawowej i elementarnej dla transmisji w łączu w górę. Jak widać, ramka podstawowa o czasie trwania 10 ms jest podzielona na 15 ramek elementarnych (ang. *time slot*) o czasie trwania 666 μ s. Na każdy pakiet przesyłany w ramce elementarnej składa się 10 bitów sterujących przekazywanych w kanale *DPCCH* oraz $N_{data} = 10 \cdot 2^k$ bitów danych użytkownika przekazywanych w kanałach *DPDCH*, $k = 0, \dots, 6$. Występująca tu liczba k jest powiązana ze współczynnikiem rozproszenia widma *SF* (ang. *Spreading Factor*), który wyznacza liczbę chipów przypadającą na 1 bit danych po rozproszeniu. Relacja pomiędzy nimi jest następująca: $SF = 256/2^k$. Wartość współczynnika rozproszenia dla danych kanału *DPDCH* zawiera się pomiędzy 4 a 256, skąd wynika, że liczba N_{data} bitów, przypadająca na jedną ramkę elementarną, zawiera się przedziale odpowiednio od 640 do 10. Współczynnik rozproszenia dla kanału sterującego *DPCCH* jest

zawsze stały i wynosi 256. W zależności od formatu ramki zmienna może być liczba bitów przypadających na poszczególne pola sterujące: N_{pilot} (od 3 do 8 bitów), N_{TFCI} (od 0 do 4 bitów), N_{FBI} (od 0 do 2 bitów), N_{TPC} (od 1 do 2 bitów), przy czym ich suma $N_{pilot} + N_{TFCI} + N_{FBI} + N_{TPC}$ zawsze wynosi 10 bitów, co razem daje 150 bitów na ramkę podstawową. W tabeli 3.1 przedstawiono formaty pola danych w pakiecie przesyłanym w kanale *DPDCH* dla przypadku transmisji w łączu w górę [5]. Wybór określonego formatu jest dokonywany przez wyższe warstwy protokołów komunikacyjnych systemu UMTS.

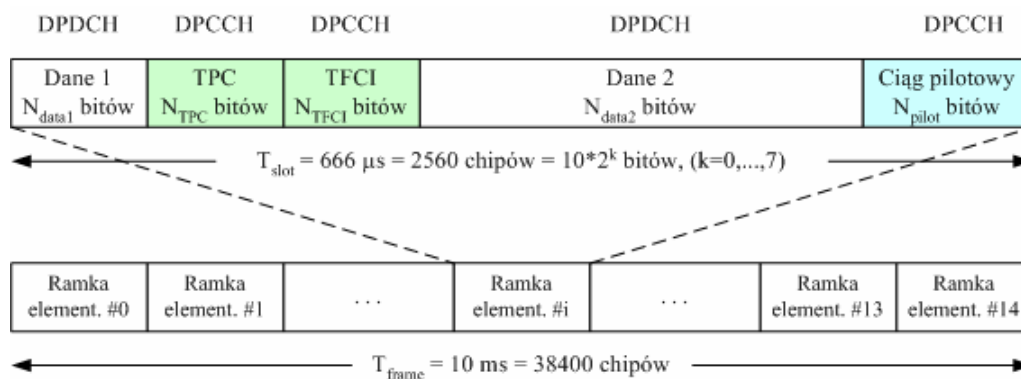


Rys. 3.3. Struktury pakietów przesyłanych w ramce elementarnej dla kanałów *DPDCH* i *DPCCH* dla transmisji w łączu w górę, na tle ramki podstawowej.

Tabela 3.1. Formaty pola danych w pakiecie przesyłanym w kanale *DPDCH* w łączu w górę.

| Format ramki | Przeptywność kanału <i>DPCH</i> [kb/s] | SF | Liczba N_{data} bitów w ramce | | Przeptywność kanału <i>DPDCH</i> [kb/s] |
|--------------|--|-----|---------------------------------|-------------|---|
| | | | elementarnej | podstawowej | |
| 0 | 15 | 256 | 10 | 150 | 15 |
| 1 | 30 | 128 | 20 | 300 | 30 |
| 2 | 60 | 64 | 40 | 600 | 60 |
| 3 | 120 | 32 | 80 | 1200 | 120 |
| 4 | 240 | 16 | 160 | 2400 | 240 |
| 5 | 480 | 8 | 320 | 4800 | 480 |
| 6 | 960 | 4 | 640 | 9600 | 960 |

W przypadku transmisji przez stację bazową (*downlink*), dane z obu dedykowanych kanałów fizycznych *DPDCH* i *DPCCH* są multipleksowane w czasie i przesyłane w tym samym pakiecie do określonego użytkownika. Jednocześnie może być użytkowanych w danym połączeniu do 3 kanałów równolegle. Na rys. 3.4 przedstawiono strukturę czasową ramki dla transmisji w łączu w dół.



Rys. 3.4. Struktury pakietu przesyłanego w ramce elementarnej dla kanałów DPDCH i DPCCH dla transmisji w łączu w dół na tle ramki podstawowej.

Podobnie jak w przypadku łącza w górę, ramka podstawowa o czasie trwania 10 ms jest podzielona na 15 ramek elementarnych o czasie trwania 666 μ s. Każda ramka elementarna składa się z $10 \cdot 2^k$ bitów danych użytkownika i danych sterujących, $k = 0, \dots, 7$. Liczba k jest powiązana ze współczynnikiem rozproszenia widma SF , który dla transmisji w dół zawiera się pomiędzy 4 a 512. Relacja pomiędzy nimi jest następująca: $SF = 512/2^k$. Wynika stąd, że liczba bitów przypadająca na jedną ramkę elementarną zawiera się pomiędzy 1280 a 10. W tabeli 3.2 przedstawiono formaty pól danych w pakiecie przesyłanym w kanale DPDCH w łączu w dół. W zależności od formatu ramki zmienna może być także liczba bitów przypadających na poszczególne pola sterujące w pakiecie, które zawierają następujące liczby bitów: N_{pilot} (od 2 do 32 bitów), N_{TFCI} (od 0 do 16 bitów), N_{TPC} (od 2 do 16 bitów), przy czym suma wszystkich bitów w ramce elementarnej $N_{pilot} + N_{TFCI} + N_{FBI} + N_{TPC} + N_{data1} + N_{data2}$ zawsze wynosi $10 \cdot 2^k$ bitów. Wybór formatu jest dokonywany przez wyższe warstwy protokołów komunikacyjnych systemu.

Tabela 3.2. Formaty pól danych w pakiecie przesyłanym w kanale DPDCH w łączu w dół.

| Format ramki | Przepływność kanału DPCH [kb/s] | SF | Liczba $N_{data1} + N_{data2}$ bitów w ramce | | Przepływność kanału DPDCH [kb/s] |
|--------------|---------------------------------|-----|--|---------------|----------------------------------|
| | | | elementarnej | podstawowej | |
| 0 | 15 | 512 | 2 ÷ 4 | 30 ÷ 60 | 3 ÷ 6 |
| 1 | 30 | 256 | 4 ÷ 16 | 60 ÷ 240 | 6 ÷ 24 |
| 2 | 60 | 128 | 16 ÷ 34 | 240 ÷ 510 | 24 ÷ 51 |
| 3 | 120 | 64 | 52 ÷ 68 | 780 ÷ 1020 | 78 ÷ 102 |
| 4 | 240 | 32 | 120 ÷ 140 | 1800 ÷ 2100 | 180 ÷ 210 |
| 5 | 480 | 16 | 280 ÷ 288 | 4200 ÷ 4320 | 420 ÷ 432 |
| 6 | 960 | 8 | 576 ÷ 608 | 8640 ÷ 9120 | 864 ÷ 912 |
| 7 | 1920 | 4 | 1216 ÷ 1248 | 18240 ÷ 18720 | 1824 ÷ 1872 |

Jak widać, w zależności od wartości współczynnika rozproszenia widma SF , uzyskuje się różną przepływność kanału dla obu kierunków transmisji. Poprzez zastosowanie różnego

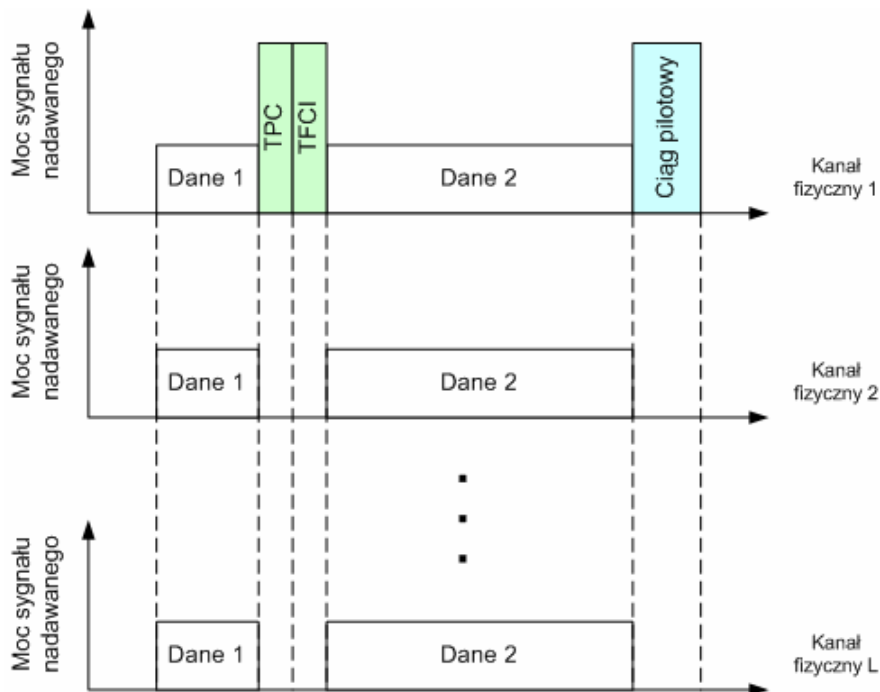
rodzaju kodowania kanałowego o różnej sprawności, uzyskuje się też różną szybkość transmisji danych użytkownika. Ponieważ jednocześnie w jednym połączeniu może być użytkowanych do 6 kanałów *DPDCH* w przypadku łącza w górę oraz do 3 kanałów w przypadku łącza w dół, maksymalna szybkość transmisji wzrasta odpowiednio 6-cio i 3-krotnie. W tabeli 3.3 przedstawiono maksymalne prędkości transmisji danych przy zastosowaniu kodowania o różnej sprawności dla obu kierunków transmisji.

Tabela 3.3. Przepływności kanału (kanałów) *DPDCH* uwzględniające kodowanie kanałowe o różnej sprawności.

| SF | Przepływność kanału <i>DPCH</i> [kb/s] | Przepływność kanału <i>DPDCH</i> [kb/s] | Maksymalna szybkość transmisji danych użytkownika [kb/s] | | |
|--------------|--|---|--|-------------------------|-------------------------|
| | | | brak kodowania | sprawność kodowania 1/2 | sprawność kodowania 1/3 |
| Łącze w górę | | | | | |
| 256 | 15 | 15 | 15 | 7,5 | 5 |
| 128 | 30 | 30 | 30 | 15 | 10 |
| 64 | 60 | 60 | 60 | 30 | 20 |
| 32 | 120 | 120 | 120 | 60 | 40 |
| 16 | 240 | 240 | 240 | 120 | 80 |
| 8 | 480 | 480 | 480 | 240 | 160 |
| 4 | 960 | 960 | 960 | 480 | 320 |
| 4 | 6*960=5760 | 5760 | 5760 | ≈2300 | ≈1800 |
| Łącze w dół | | | | | |
| 512 | 15 | 3 ÷ 6 | 3 ÷ 6 | 1,5 – 3 | 1 - 2 |
| 256 | 30 | 6 ÷ 24 | 6 ÷ 24 | 3 – 12 | 2 - 8 |
| 128 | 60 | 24 ÷ 51 | 24 ÷ 51 | 12 – 24 | 8 - 17 |
| 64 | 120 | 78 ÷ 102 | 78 ÷ 102 | 39 ÷ 51 | 26 ÷ 34 |
| 32 | 240 | 180 ÷ 210 | 180 ÷ 210 | 90 ÷ 105 | 60 ÷ 70 |
| 16 | 480 | 420 ÷ 432 | 420 ÷ 432 | 210 ÷ 216 | 140 ÷ 144 |
| 8 | 960 | 864 ÷ 912 | 864 ÷ 912 | 432 ÷ 456 | 288 ÷ 304 |
| 4 | 1920 | 1824 ÷ 1872 | 1824 ÷ 1872 | 912 ÷ 936 | 608 ÷ 624 |
| 4 | 3*1920=5760 | 5472 ÷ 5616 | 5472 ÷ 5616 | ≈2300 | ≈1800 |

Kiedy wymagana szybkość transmisji w kanale transportowym przewyższa dostępną szybkość transmisji w jednym kanale fizycznym *DPDCH*, jest stosowana transmisja równoległa w kilku kanałach fizycznych z użyciem kilku różnych ciągów ortogonalnych o tym samym współczynniku rozpraszania *SF*. W przypadku łącza w dół dane sterujące związane z kanałem transportowym *DPCCH* są przesyłane tylko w jednym spośród tych kilku kanałów fizycznych. Pozostałe kanały fizyczne *DPDCH* realizujące połączenie nie przenoszą danych sterujących, co przedstawia rys. 3.5. Identycznie postępuje się w przypadku transmisji

w kilku kanałach *DPDCH* z różnymi współczynnikami rozpraszania. Dane sterujące pochodzące z kanału transportowego *DPCCH* są przesyłane tylko w jednym z nich. Jak widać na rys. 3.5 sygnały w kanale *DPCCH* są wysyłane z większą mocą, niż sygnały w kanale *DPDCH*. Natomiast w przypadku łącza w górę jest zawsze obecny jeden oddzielny kanał sterujący *DPCCH*, niezależnie od liczby funkcjonujących kanałów danych użytkownika *DPDCH*.

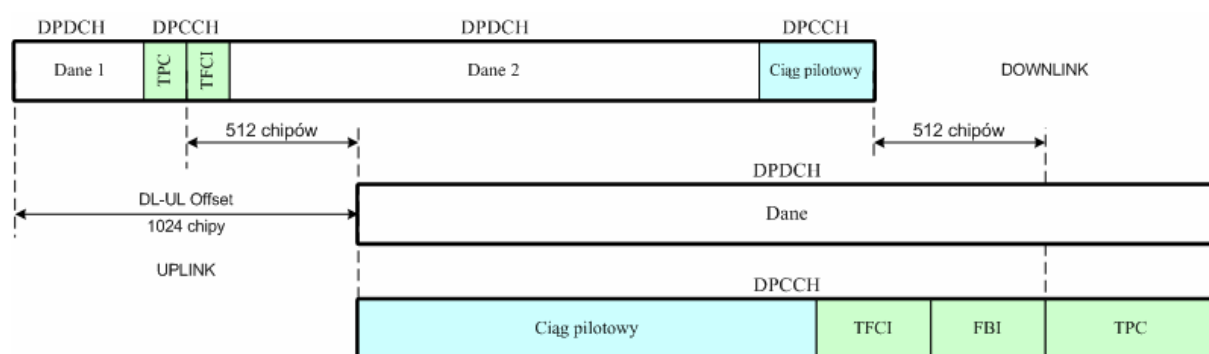


Rys. 3.5. Formaty i moce sygnałów nadawanych w ramce elementarnej w przypadku stosowania transmisji równoległej w łączu w dół do określonego użytkownika za pomocą L kanałów *DPCH* ($L=1,2$ lub 3).

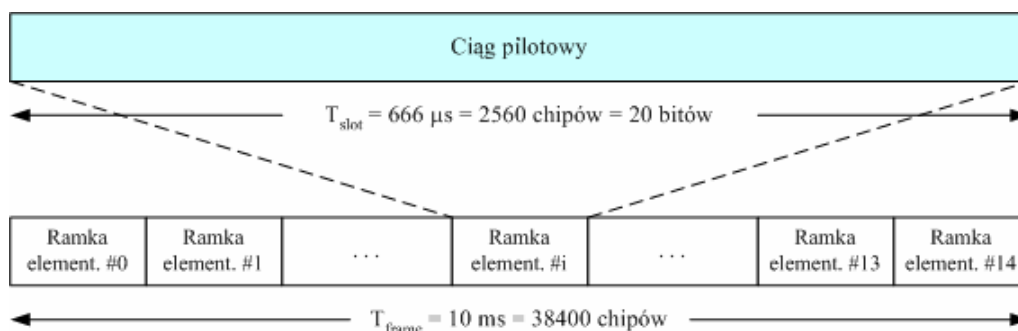
Należy tu nadmienić, że w stacji ruchomej początek ramki w kanale *DPCH* dla łącza w górę jest opóźniony w stosunku do początku odpowiadającej jej ramki w kanale *DPCH* dla łącza w dół o stałą wartość wynoszącą 1024 chipy, tj. ok. 266 μ s [6,8], co zostało zobrazowane na rys. 3.6. Owo przesunięcie czasowe jest związane z procedurą dynamicznego sterowania mocą. W zaleceniach interfejsu radiowego WCDMA/FDD podaje się [6,8], że czas wymagany na interpretację odebranego rozkazu sterowania mocą *TPC* i odpowiednią korekcję mocy nadajnika oraz czas na generację rozkazu sterowania mocą *TPC* na podstawie odebranego ciągu pilotowego powinien wynosić 512 chipów, tj. ok. 133 μ s, czyli połowę offsetu czasowego pomiędzy ramkami w kanale *DPCH* dla obu kierunków transmisji. Taka relacja czasowa powoduje, że na skutek opóźnienia propagacyjnego pakiety przesyłane w kanale *DPCH* i pochodzące od różnych użytkowników systemu, znajdujących się na obszarze danej komórki, docierają do stacji bazowej w różnym czasie, a więc stacje bazowe pracują asynchronicznie.

W systemie WCDMA/FDD w łączu w dół został utworzony dodatkowy ogólnodostępny kanał pilotowy *CPICH* (ang. *Common Pilot Channel*), którego zadaniem jest umożliwienie estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w terminalu ruchomym dla danych przesyłanych w kanałach ogólnodostępnych, które nie są stowarzyszone z kanałami dedykowanymi i nie jest w nich stosowana transmisja dwuantenowa. Ogólnodostępny kanał pilotowy przenosi ustalony ciąg bitów ze stałą szybkością 30 kb/s i stałym współczynnikiem rozpraszania $SF=256$. Ciąg ten jest rozpraszany za pomocą odrębnego dla każdej komórki ciągu

skramblingowego. Można wyszczególnić dwa kanały pilotowe: główny *P-CPICH* (ang. *Primary CPICH*) i pomocniczy *S-CPICH* (ang. *Secondary CPICH*). Wyróżnia się tylko jeden główny kanał pilotowy *P-CPICH* na komórkę lub sektor, którego zadaniem jest umożliwienie dokonywania pomiarów mocy niezbędnych do wyboru komórki lub jej sektora przez stację ruchomą podczas nawiązywania połączenia oraz do celów przełączania (ang. *handover*). Zmniejszenie mocy średniej długookresowej w tym kanale do założonego poziomu progowego powoduje przełączenie połączenia terminala do stacji bazowej w sąsiedniej komórce lub sektorze. Sygnał w tym kanale jest zawsze rozpraszany przy użyciu odrębnego w każdej komórce lub sektorze ciągu skramblingowego i ciągu ortogonalnego o współczynniku rozpraszania $SF = 256$ i może być transmitowany przez dwie różne anteny. W każdej komórce może natomiast być dostępnych kilka pomocniczych kanałów pilotowych *S-CPICH*. W kanałach tych mogą być wykorzystywane różne ciągi ortogonalne o stałym współczynniku rozpraszania $SF = 256$. Struktura ramki w obu rodzajach kanałów pilotowych (głównym i pomocniczym) jest taka sama i została pokazana na rys. 3.7.



Rys. 3.6. Relacja czasowa pomiędzy ramkami w kanale DPCH w stacji ruchomej dla łącza w dół i w górę.



Rys. 3.7. Struktura ramki w fizycznych kanałach pilotowych *P-CPICH* i *S-CPICH* dla transmisji w łączu w dół.

Jak już wspomniano, niektóre z kanałów fizycznych w łączu w dół nie posiadają własnego, wydzielonego sygnału pilotowego i w związku z tym estymacja odpowiedzi impulsowej kanału w odbiorniku jest dokonywana na podstawie sygnału pilotowego, przesyłanego w kanale pilotowym *CPICH*. W tabeli 3.4 przedstawiono rodzaje kanałów fizycznych w łączu w dół oraz wykorzystanie sygnałów pilotowych do estymacji przesunięcia fazowego w odbiorniku.

Tabela 3.4. Wykorzystanie sygnału pilotowego do estymacji przesunięcia fazowego w poszczególnych kanałach fizycznych w łączu w dół.

| Rodzaj kanału fizycznego | Kanał, z którego sygnał pilotowy jest wykorzystywany do estymacji przesunięcia fazowego | | |
|--------------------------|---|----------------|--------------|
| | <i>P-CPICH</i> | <i>S-CPICH</i> | Kanał własny |
| <i>P-CCPCH</i> | X | – | – |
| <i>S-CCPCH</i> | X | – | – |
| <i>SCH</i> | X | – | – |
| <i>PICH</i> | X | – | – |
| <i>AICH</i> | X | – | – |
| <i>CSICH</i> | X | – | – |
| <i>DPCH</i> | X | X | X |
| <i>PDSCH*</i> | X | X | X |

Oznaczenia: X : używany,
 – : nie używany
 * – wykorzystanie sygnału pilotowego przesyłanego w kanale *DPCH*
P/S-CCPCH (Primary/Secondary Common Control Physical Channel),
SCH (Synchronisation Channel),
PICH (Page Indicator Channel),
AICH (Acquisition Indicator Channel),
CSICH (CPCH Status Indicator Channel),
DPCH (Dedicated Physical Channel),
PDSCH (Physical Downlink Shared Channel),

Tabela 3.5. Wzmocnienia sygnałów w fizycznych kanałach sterujących w łączu w dół względem wzmocnienia sygnałów w kanale *DPCH*.

| Kanał sterujący | Wzmocnienie |
|-----------------|-------------|
| <i>P-CPICH</i> | +7 dB |
| <i>P-CCPCH</i> | +5 dB |
| <i>SCH</i> | +5 dB |
| <i>PICH</i> | +2 dB |

Funkcjonujące w danej komórce w łączu w dół kanały sterujące: pilotowy *CPICH*, synchronizacyjny *SCH* i wywoławczy *PICH*, pełnią ważną rolę w utrzymaniu możliwie niezawodnej pracy systemu i z tego względu wzmocnienie sygnałów fizycznych w tych kanałach powinno być większe od wzmocnienia sygnałów w dedykowanym kanale transportowym *DPCH*. W tabeli 3.5 przedstawiono, zgodnie z zaleceniami systemu UMTS [5,8], niezbędne do tego wzmocnienia względne sygnałów w kanałach sterujących w odniesieniu do sygnałów w kanale *DPCH*.

3.3. Formowanie kanałów transportowych w interfejsie radiowym WCDMA/FDD

Procesy przetwarzania, formowania oraz multipleksowania sygnałów w systemie UMTS składają się z wielu operacji, w zależności od rodzaju realizowanych usług oraz wymagań jakościowych im stawianych i przebiegają one w ogólności według schematu pokazanego na

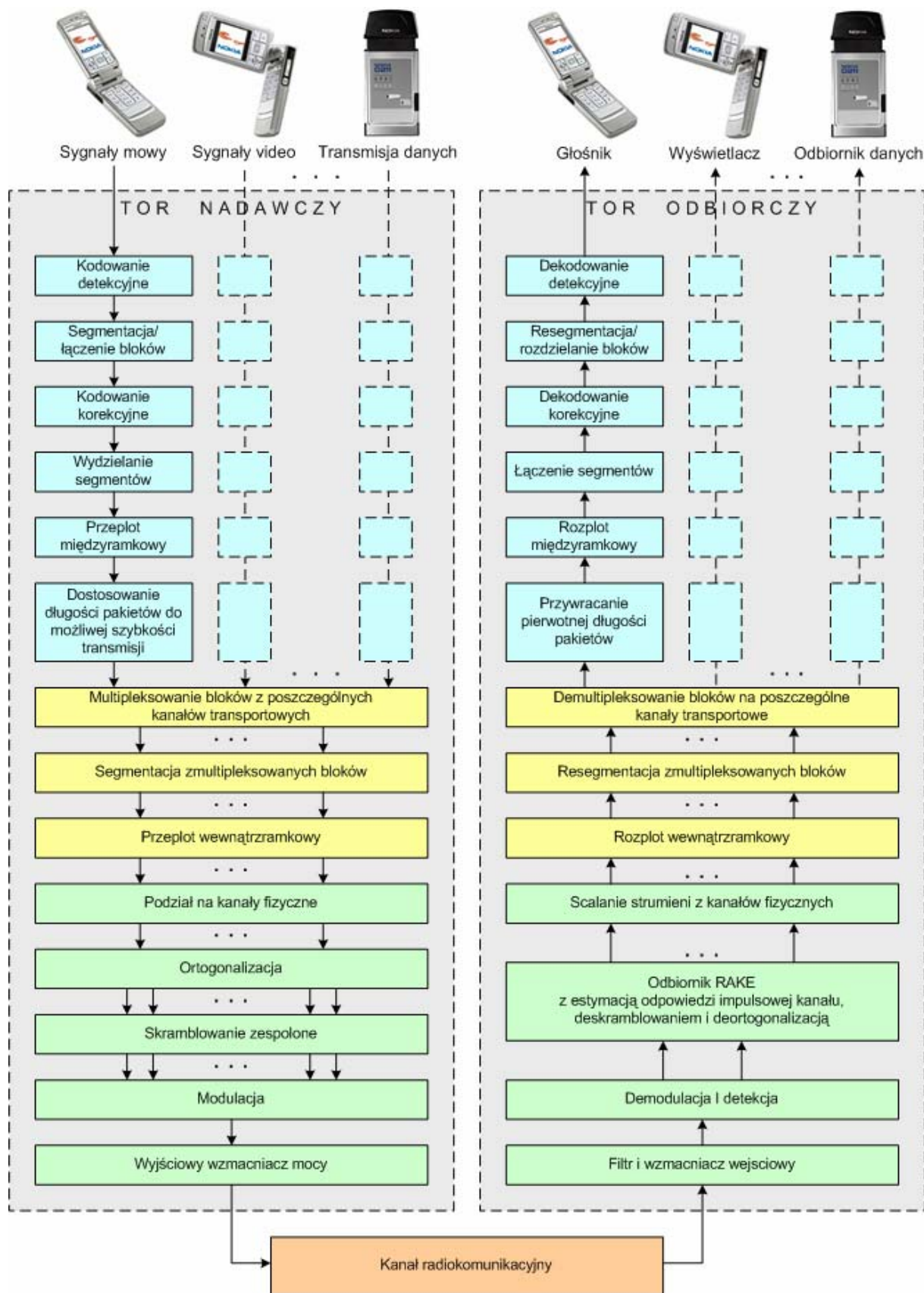
rys. 3.8. Lista usług oferowanych przez system jest bardzo szeroka i nieustannie się rozszerza, w miarę pojawiania się nowych aplikacji. Wśród najważniejszych usług możemy wyróżnić: usługi rozmówne i wideorozmówne, przeglądanie stron WWW, odczytywanie i odtwarzanie plików audio, odczytywanie i wyświetlanie wideoklipów, gry interaktywne, komunikację tekstową off-line (SMS, e-mail), komunikację tekstową on-line, transakcje bankowe, odczytywanie informacji o położeniu, zdalny dostęp do baz danych, odczytywanie pomiarów i inne [9,82,96,107]. Realizacja poszczególnych usług polega na przekazywaniu różnych rodzajów strumieni danych ze źródła do obiektu ich przeznaczenia, przy czym każda z usług ma specyficzne charakterystyki generowanych strumieni. Często sygnały cyfrowe przesyłane w interfejsie radiowym są dostarczane z koderów źródłowych, których rodzaj jest uzależniony od rodzaju oferowanych usług. W szczególności kodowanie źródłowe sygnałów mowy w systemie UMTS jest realizowane z wykorzystaniem wieloszybkowościowego kodera źródłowego z liniową predykcją (ang. *Adaptive Multi-rate Algebraic Code Excited Linear Prediction Coder – AMR ACELP*) [43], dostarczającego z określonej puli wzorcowe ciągi sygnałów binarnych w zależności od wyników analizy kolejnych wycinków sygnałów mowy, który pozwala na uzyskiwanie 8 różnych przepływności od 4,75 kb/s do 12,2 kb/s. W przypadku usługi wideorozmównej jest stosowany standard H.324M w trybie komutacji kanałów, a w trybie komutacji pakietów ulepszona wersja standardu H.323 [82], aktualnie stosowanego w sieci Internet. Kodowanie źródłowe sygnałów obrazu jest w tym przypadku realizowane wg standardu *MPEG-4* [107], natomiast kodowanie źródłowe sygnałów mowy – wg standardu *AMR-ACELP*. Transmisja danych w systemie UMTS, pochodzących z zewnętrznego komputera, nie wymaga kodera źródłowego, lecz zastosowania odpowiedniego interfejsu do współpracy terminala ruchomego z komputerem. Dla wymienionych powyżej trzech podstawowych rodzajów usług, tzn. usług transmisji sygnałów mowy, sygnałów video oraz danych komputerowych, wielostopniowy proces formowania strumieni w kanałach transportowych interfejsu radiowego WCDMA/FDD został przedstawiony na rys. 3.8.

Jak widać na rysunku, strumienie danych pochodzące z warstwy aplikacji docierają do warstwy łącza danych w formie bloków transportowych o długości wynikającej z przepływności niezbędnej dla realizowanej usługi i w odstępach czasu *TTI* (ang. *Transmission Time Interval*) wynoszących 10, 20, 40 lub 80 ms w zależności od rodzaju usługi. Oznacza to, że dostarczane każdorazowo dane są przesyłane przez kanał częstotliwościowy w 1, 2, 4 lub 8 kolejnych ramkach podstawowych.

Pierwszym etapem przetwarzania jest kodowanie detekcyjne cykliczne *CRC* (ang. *Cyclic Redundancy Code*), które jest zabezpieczeniem umożliwiającym jedynie wykrywanie błędów. Na podstawie wielomianu generującego jest ustalany ciąg kontrolny dołączany do ciągu informacyjnego. W zależności od rodzaju kodowania detekcyjnego mogą wchodzić w grę następujące wielomiany generujące:

$$\begin{aligned} g_{CRC24}(u) &= u^{24} + u^{23} + u^6 + u^5 + u + 1 & g_{CRC12}(u) &= u^{12} + u^{11} + u^3 + u^2 + u + 1 \\ g_{CRC16}(u) &= u^{16} + u^{12} + u^5 + 1 & g_{CRC8}(u) &= u^8 + u^7 + u^4 + u^3 + u + 1 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Długość ciągu kontrolnego, określona przez stopień wielomianu generującego, jest ustalona przez warstwę aplikacji i wynosi odpowiednio dla każdego rodzaju kodowania: 24, 16, 12 lub 8 bitów. Możliwe jest też zaniechanie kodowania detekcyjnego. Omawiane zabezpieczenie pozwala na wykrywanie błędów w odbiorniku, co powoduje odrzucenie bloku danych zawierającego błędy i wysłanie żądania powtórzenia transmisji zgodnie z regułą protokolarną *ARQ* (ang. *Automatic Request to Repeat*), jeśli jest ona dopuszczalna (dotyczy to usług nie podlegających ograniczeniom czasu rzeczywistego) lub interpolacji odtworzonych sygnałów między ich segmentami odebranymi bezbłędnie w przypadku usług czasu rzeczywistego.



Rys. 3.8. Schemat toru nadawczo-odbiorczego w interfejsie radiowym WCDMA/FDD. Poszczególne bloki funkcjonalne toru nadawczego i odbiorczego w przypadku transmisji sygnałów video oraz transmisji danych są zgodne z blokami funkcjonalnymi dla transmisji sygnałów mowy.

W kolejnym kroku zakodowane bloki są dostarczane do członu segmentacji/łączenia bloków transportowych. Wybór segmentacji lub łączenia zależy od rodzaju kodowania korekcyjnego bezpośrednio po nim występującego, a ten zależy od jakości realizowanej usługi. Jeżeli liczba bitów po kodowaniu korekcyjnym będzie większa od dopuszczalnego rozmiaru bloku kodowego, to ciąg wyjściowy zostanie podzielony na segmenty.

W zależności od rodzaju kanału transportowego, a więc związanej z nim usługi oraz wymaganej dla niej przepływności i jakości są możliwe następujące schematy kodowania: kodowanie splotowe o sprawności 1/2 lub 1/3, turbokod o sprawności 1/3 lub brak zabezpieczenia kodowego. Oba stosowane kody splotowe (2,1,9) i (3,1,9) charakteryzują się stałą ograniczającą $K=9$, co przyczynia się do znacznej odporności przesyłanych ciągów na błędy wprowadzane w kanale i dużego zysku kodowania. Dla porównania w systemie GSM $K=5$, a sprawność kodowania wynosi 1/2. Oprócz kodów splotowych w systemie UMTS jest możliwe stosowanie turbokodów, które są odmianą kodów splotowych opartych na rekursywnym kodowaniu systematycznym oraz iteracyjnej metodzie dekodowania. W przypadku kodów splotowych powiązania statystyczne w ciągu kodowym rozciągają się na podciąg o długości $(4 \div 5) \cdot K$, czyli $36 \div 45$. Natomiast ciągi kodowe turbokodów są powiązane na całej swojej długości. Powoduje to znaczną złożoność procesu dekodowania, która wymaga dużego nakładu przetwarzania, lecz zapewnia lepszą jakość niż kodowanie splotowe, zwłaszcza dla dłuższych ciągów informacyjnych.

W kolejnym kroku ciągi kodowe trafiają do członu wydzielania segmentów, z których każdy ma być przesyłany w oddzielnej ramce podstawowej, a więc zadaniem tego członu jest dzielenie każdego ciągu kodowego na segmenty o równych rozmiarach. Uzyskane w ten sposób segmenty trafiają do członu przeplotu międzyramkowego. Jest on bezpośrednio związany z czasem transmisji bloków transportowych TTI . Gdy czas ten jest równy 10 ms, wówczas przeplot międzyramkowy nie jest stosowany. W każdym innym przypadku zostaje wyznaczony rozmiar macierzy przeplotu, a następnie ciąg bitów wejściowych zostaje do niej wpisany wierszami. Liczba kolumn macierzy zależy od czasu transmisji bloków transportowych TTI , natomiast liczba wierszy zależy od długości ciągu wejściowego. Następnie kolumny macierzy zostają zamienione miejscami zgodnie z regułą permutacji kolumn (patrz tabela 3.6) i jest dokonywany odczyt danych kolumnami.

Tabela 3.6. Przeplot międzyramkowy.

| TTI | Liczba kolumn macierzy | Wzór permutacji kolumn |
|-------|------------------------|--------------------------|
| 10 ms | 1 | {0} |
| 20 ms | 2 | {0, 1} |
| 40 ms | 4 | {0, 2, 1, 3} |
| 80 ms | 8 | {0, 4, 2, 6, 1, 5, 3, 7} |

Ze względu na różnorodność realizowanych usług i różnych dla nich przepływności, jest konieczny ostateczny dobór długości pakietu, umożliwiający osiągnięcie możliwych w kanale przepływności. Dobór ten jest realizowany w członie dostosowania długości pakietu do możliwej szybkości transmisji w zależności od tego, czy długość pakietu jest nieco krótsza, czy też nieco dłuższa od długości zapewniającej osiągnięcie najbliższej, możliwej przepływności i polega na powtarzaniu (repetycji) lub usuwaniu (punktowaniu) części bitów dostarczanych w kanale transportowym. Oczywiście usunięcie części bitów z zakodowanego ciągu danych powoduje pewne osłabienie jakości dekodowania, natomiast powtórzenie niektórych bitów może wpływać na polepszenie tej jakości. W procedurze przywracania

pierwotnej długości pakietów po stronie odbiorczej, w miejsce usuniętych bitów wprowadza się przypadkowe wartości binarne, natomiast powtarzane bity zostają usunięte, przy czym mogą one być wykorzystane przy podejmowaniu decyzji większościowej o wartości binarnej każdego z nich, polepszając jakość ich odbioru. Jeżeli liczba usuwanych bitów jest mała w porównaniu z długością ciągu wejściowego (kilka procent), wówczas dekodery kodu korekcyjnego jest w stanie odtworzyć nadany ciąg danych z taką samą w praktyce jakością, jaką zapewnia stosowany kod. Warto tu nadmienić, że warstwa aplikacji określa przepływność każdego kanału transportowego, na podstawie której jest obliczana liczba bitów, które mają zostać powtórzone lub usunięte. Całkowita liczba bitów dostarczanych w każdym kanale transportowym może się zmieniać jedynie co *TTI*. Procedura ta ma na celu zapewnienie takiej przepływności dla każdego kanału transportowego, aby uzyskać maksymalną przepływność w dedykowanym kanale fizycznym (dedykowanych kanałach fizycznych) w każdej ramce podstawowej. Człon dostosowujący długość pakietów do możliwej szybkości transmisji jest ostatnim członem przetwarzania sygnałów dla pojedynczego kanału transportowego.

Jeżeli liczba kanałów transportowych jest większa niż 1, wówczas strumienie sygnałów im odpowiadające podlegają najpierw multipleksowaniu w członie multipleksowania kanałów transportowych. Operacja ta polega na łączeniu ze sobą bloków transportowych, które mają być przesłane w jednej ramce podstawowej o czasie trwania 10 ms, po czym jest realizowana segmentacja zmultipleksowanego bloku, jeśli będzie potrzebnych więcej niż jeden kanał fizyczny do jego przesłania.

W kolejnym kroku jest dokonywany drugi ze stosowanych przeplotów, tj. przeplot wewnętrzny, który w odróżnieniu od pierwszego przeplotu jest zawsze aktywny. Jego zasięg obejmuje tylko jedną ramkę podstawową o czasie trwania 10 ms, a liczba kolumn macierzy przeplotu jest z góry ustalona i wynosi 30. W związku z tym w pierwszej kolejności wyznacza się liczbę wierszy macierzy przeplotu. Następnie do macierzy wprowadza się wierszami poszczególne bity ciągu wejściowego. Podobnie jak poprzednio, przeprowadza się permutację kolumn, po czym dokonuje się odczytu bitów kolumnami. Permutacja kolumn jest dokonywana według wzoru:

$$\{0, 20, 10, 5, 15, 25, 3, 13, 23, 8, 18, 28, 1, 11, 21, \\ 6, 16, 26, 4, 14, 24, 19, 9, 29, 12, 2, 7, 22, 27, 17\} \quad (3.2)$$

gdzie kolejne liczby odpowiadają numerom kolumn przed przeplotem.

W kolejnym członie odbywa się rozdział bitów po operacji przeplotu wewnętrznego na poszczególne kanały fizyczne (ang. *channel mapping*). W punkcie 3.1 zostały opisane typy kanałów fizycznych przyporządkowanych kanałom transportowym.

Następnie jest dokonywana operacja ortogonalizacji i rozpraszania widma sygnałów przekazywanych w poszczególnych kanałach fizycznych, która szczegółowo zostanie omówiona w następnym punkcie. Do jej realizacji wykorzystuje się ciągi ortogonalne o współczynniku rozpraszania (ang. *Orthogonal Variable Spreading Factor*) dobieranym do rodzaju usługi. Długość ciągu ortogonalnego zależy od szybkości transmisji w kanale fizycznym, przy czym zawsze szybkość R transmisji danych w każdym kanale fizycznym pomnożona przez długość ciągu ortogonalnego SF jest stała, tj. $R \cdot SF = 3,84 \text{ Mchip/s}$. Wynikowe strumienie chipów z poszczególnych kanałów fizycznych, przynoszących dane określonego użytkownika, formują następnie strumień zespolony i podlegają zespolonemu skramblowaniu, w wyniku którego powstają dwa ciągi chipów, z których jeden reprezentuje składową rzeczywistą, a drugi składową urojoną sygnału modulującego.

W ogólności przedstawiony proces przetwarzania sygnałów jest podobny w obu kierunkach transmisji. W przypadku łącza w dół, proces ten jest jednak uzupełniony o dodatkowe funkcje związane z trybem tzw. nieciągłej pracy nadajnika *DTX* (ang. *Discontinuous Transmission*) [43], który jest wykorzystywany w celu zmniejszenia mocy średniej interferencji, gdy przejściowo, wskutek porowatości strumienia danych, nie są one dostarczane ze źródła sygnału. W przypadku odbioru sygnałów przedstawiony powyżej wielostopniowy proces przetwarzania, multipleksowania i formowania sygnałów przebiega w odwrotnej kolejności.

3.4. Ortogonalizacja i rozpraszanie widma sygnałów

W interfejsie radiowym WCDMA/FDD proces rozpraszania widma sygnałów, stosowany w kanałach fizycznych, odbywa się w dwóch fazach [7]. W pierwszej kolejności odwzorowuje się każdy bipolarny sygnał elementarny reprezentujący dane na określoną postać ciągu chipów, poprzez wymnożenie go przez odpowiednio wybrany bipolarny ciąg ortogonalny, powiększając w ten sposób pasmo sygnałów przenoszących dane. Liczba chipów przypadająca na sygnał elementarny jest określona przez współczynnik rozpraszania *SF* (ang. *Spreading Factor*), który może przyjmować jedną z wartości 2^k , $k = 2,3,\dots,8$ dla łącza w górę lub $k = 2,3,\dots,9$ dla łącza w dół. Wstępnie rozproszone w ten sposób sygnały użyteczne, przekazywane w poszczególnych kanałach fizycznych przenoszących dane określonego użytkownika wraz z danymi sterującymi, tworzą następnie strumień zespolony chipów i zostają poddane operacji zespolonego skramblowania, polegającej na wymnożeniu przez zespolony ciąg skramblingowy, w wyniku czego widmo sygnału zostaje rozproszone bardziej równomiernie w całym paśmie systemu. Proces ortogonalizacji i rozpraszania widma sygnałów przebiega podobnie dla łącza w górę i w dół, lecz formowanie zespolonego strumienia chipów poprzedzającego operację zespolonego skramblowania, jest dla obu tych kierunków odmienne, co zostanie omówione w dalszej części pracy.

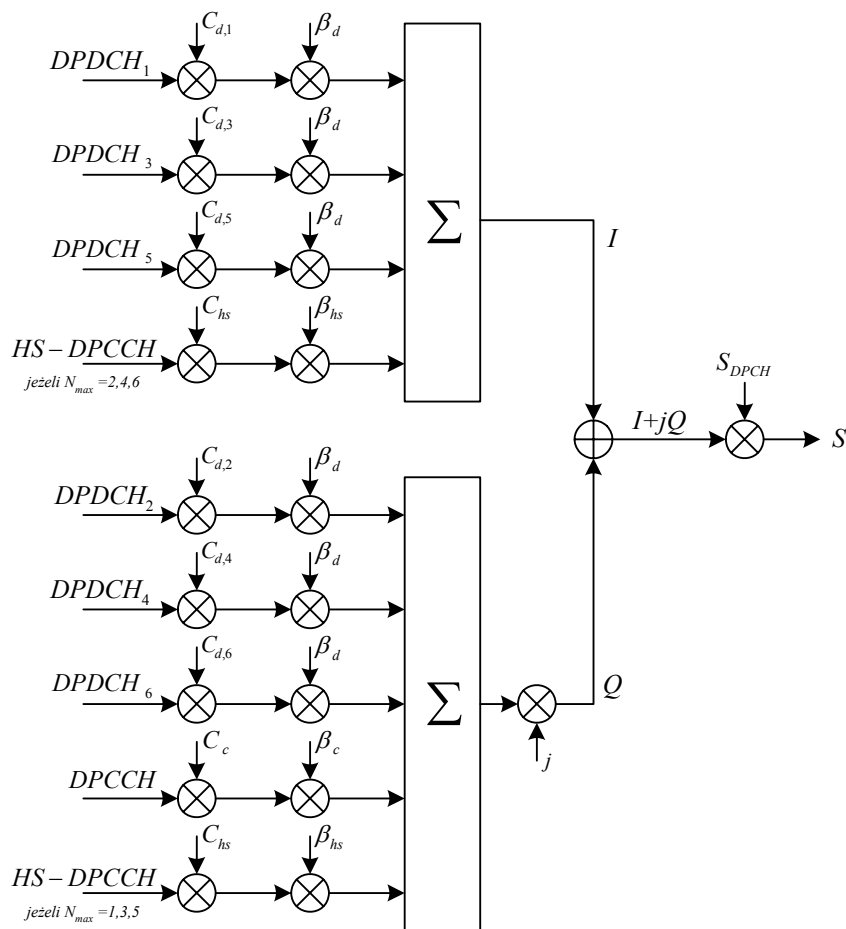
3.4.1. Ortogonalizacja i rozpraszanie widma sygnałów w łączu w górę

W interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w górę stosuje się równoległą transmisję sygnałów przenoszących dane użytkownika w dedykowanych kanałach fizycznych danych *DPDCH* oraz sygnałów przenoszących dane sterujące, przesyłanych w dedykowanym kanale fizycznym sterującym *DPCCH* lub *HS-DPCCH*. Proces ortogonalizacji i rozpraszania widma sygnałów dla łącza w górę został pokazany na rys. 3.9.

Ortogonalizacja zapewnia niezależność statystyczną sygnałów przesyłanych w poszczególnych kanałach i niezależny ich odbiór. Każdy wejściowy sygnał elementarny w danym kanale *DPDCH*, *DPCCH* lub *HS-DPCCH* jest sumowany modulo 2 z przyporządkowanym temu kanałowi ciągiem ortogonalnym. Długość tego ciągu (liczba chipów w ciągu) zależy od szybkości transmisji w danym kanale, o czym była mowa w punkcie 3.3. W celu fizycznej ortogonalizacji sygnały elementarne każdego z kanałów, przed operacją ortogonalizacji, są przetwarzane w koderach różnicowych na elementarne sygnały bipolarne, przy czym binarnej wartości "0" przypisuje się poziom "+1", natomiast binarnej wartości "1" – poziom "-1". W identycznej formie są też reprezentowane poszczególne chipy ciągu ortogonalnego.

Aby umożliwić przesyłanie sygnałów o różnych szybkościach, konieczne jest stosowanie ciągów o odpowiednio dobranej długości i współczynnika rozproszenia *SF* (ang. *Spreading Factor*). Na rys. 3.10 przedstawiono fragment grafu drzewiastego obrazującego metodę

generowania ciągów ortogonalnych. Ciągi te są oznaczone jako $C_{SF,k}$, gdzie SF jest współczynnikiem rozpraszania, który wyraża liczbę elementów (chipów) danego ciągu ortogonalnego, przypadającą na sygnał elementarny podlegający ortogonalizacji, a k oznacza numer ciągu, $0 \leq k \leq SF - 1$. Jak widać, długość ciągu ortogonalnego oraz liczba ciągów o tej samej długości, jest równa wartości współczynnika rozpraszania SF .



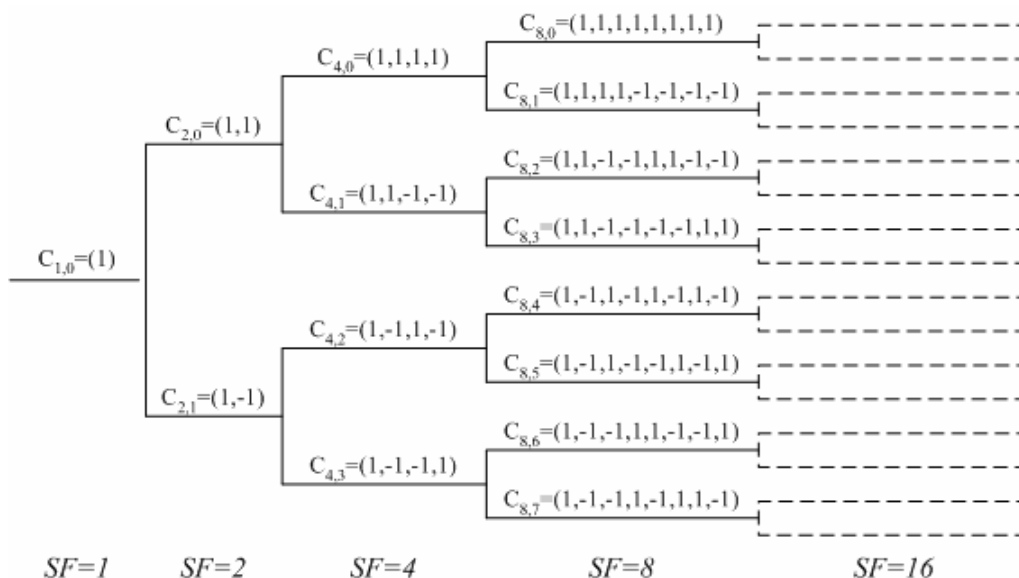
Rys. 3.9. Proces ortogonalizacji i rozpraszania widma sygnałów w interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w górę.

Oznaczenia: N_{\max} - liczba wykorzystywanych kanałów DPDCH

W interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w górę mogą być jednocześnie przesyłane dane za pośrednictwem od 1 do 6 równoległych kanałów fizycznych danych $DPDCH_n$, $n=1, \dots, 6$ oraz jeden kanał fizyczny sterujący $DPCCH$. Może też przejściowo nie być używany żaden kanał fizyczny danych, jeżeli jest przerwa w dostarczaniu danych ze źródła. Opcjonalnie dane sterujące mogą być również przesyłane za pośrednictwem jednego kanału sterującego $HS-DPCCH$, ale tylko wówczas, gdy w łączu w dół jest wykorzystywany kanał do szybkiej transmisji danych $HS-DSCH$. Dla każdego z tych kanałów jest dobierany oddzielny ciąg ortogonalny z drzewa pokazanego na rys. 3.10 wg poniższych zasad:

- transmisja w jednym kanale $DPDCH$ wymaga ciągu $C_{d,1} = C_{SF,SF/4}$;
- transmisja równoległa w kilku kanałach $DPDCH$ wymaga jednakowego współczynnika rozpraszania $SF=4$, przy czym poszczególnym parom kanałów są przypisane następujące ciągi: $C_{d,1} = C_{d,2} = C_{4,1}$, $C_{d,3} = C_{d,4} = C_{4,3}$, $C_{d,5} = C_{d,6} = C_{4,2}$.

- kanał *DPCCH* ma przypisany ciąg $C_c = C_{256,0}$;
- kanał *HS-DPCCH* ma przypisany ciąg $C_{hs} = C_{256,64}$, gdy funkcjonuje tylko jeden kanał *DPDCH*, natomiast $C_{hs} = C_{256,1}$, gdy funkcjonują 2, 4 lub 6 kanałów *DPDCH* bądź $C_{hs} = C_{256,32}$, gdy funkcjonuje 3 lub 5 kanałów *DPDCH*;



Rys. 3.10. Fragment drzewa ciągów ortogonalnych o dobieranym współczynniku rozpraszania SF .

Jak widać, współczynnik rozpraszania widma dla obu kanałów sterujących *DPCCH* oraz *HS-DPCCH* wynosi $SF = 256$, co zapewnia największy zysk przetwarzania, niezbędny dla możliwie niezawodnej transmisji danych sterujących.

Po operacji ortogonalizacji wynikowe sygnały są mnożone przez odpowiednie współczynniki wzmocnienia, oznaczone na rys. 3.9 jako β_c dla kanału *DPCCH*, β_d dla wszystkich kanałów *DPDCH* przenoszących strumień danych określonego użytkownika oraz β_{hs} dla kanału *HS-DPCCH*. Współczynniki wzmocnienia są ustalane przez wyższe warstwy protokołowe systemu w zależności od wymaganej jakości usługi (usług) i w każdej chwili czasu jeden ze współczynników β_c lub β_d ma wartość równą 1. Współczynniki wzmocnienia przyjmują skwantowane wartości ponumerowane od 0 do 15, którym są przyporządkowane rzeczywiste wartości wzmocnienia nie przekraczające 1 i podane w 3 kolumnie tabeli 3.7 [7,43].

Wprowadzenie różnych wartości wzmocnień w poszczególnych kanałach ma na celu dobór energii sygnału przypadającej na pojedynczy bit w każdym z multipleksowanych kanałów, zgodnie z pożądaną dla tych kanałów jakością transmisji.

Otrzymane w wyniku powyższych operacji strumienie chipów o szybkości 3,84 Mchip/s, odpowiadające poszczególnym kanałom fizycznym, są oddzielnie sumowane w gałęziach I oraz Q i są dalej traktowane jako zespolony sygnał o części rzeczywistej określonej przez składową synfazową I oraz części urojonej określonej przez składową kwadraturową Q . Tak uformowany sygnał wynikowy podlega następnie operacji zespolonego skramblowania za pomocą krótkiego lub długiego zespolonego ciągu pseudolosowego o szybkości podawania chipów także równej 3,84 Mchip/s. Polega ona na wymnożeniu zespolonego strumienia chipów przenoszącego dane użytkownika i dane sterujące przez zespolony ciąg

pseudolosowy, zwany zespolonym ciągiem skramblingowym, w celu nadania otrzymanemu sygnałowi zespolonemu możliwie dobrych właściwości statystycznych, niezbędnych do sprawnej synchronizacji. Powtórzenie tych operacji w odbiorniku z tą różnicą, że w operacji deskramblowania bierze udział zespolony sprzężony ciąg skramblingowy, pozwala na odtworzenie sygnałów reprezentujących dane użytkownika i dane sterujące. Dzięki operacji zespolonego skramblowania zapewnia się niewielkie wahania amplitudy sygnału zmodulowanego na granicy pomiędzy kolejnymi symbolami przenoszącymi 2 chipy oraz uzyskuje się niemal jednakowe odstępki między końcami czterech wektorów, reprezentujących sygnały zmodulowane w przestrzeni sygnałowej dla modulacji QPSK, pomimo różnych szybkości transmisji w różnych kanałach, wymagających właściwego doboru mocy, a w szczególności w sytuacji, gdy w kanale (kanałach) danych użytkownika nie występują przejściowo żadne sygnały.

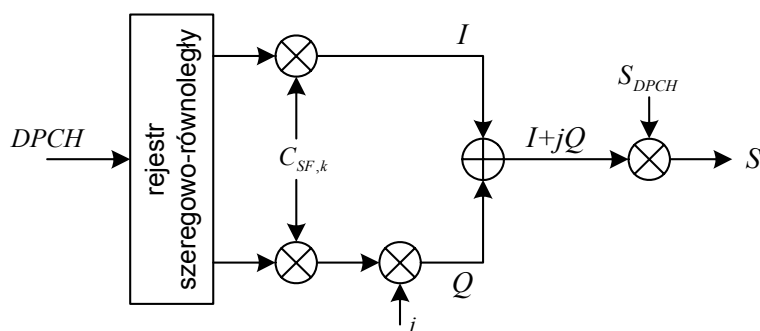
Tabela 3.7. Wartości współczynników wzmocnienia β_c i β_d .

| Poziom wzmocnienia | | Stosunek współczynników wzmocnienia β_c / β_d | |
|--------------------|-----------|---|--------------|
| β_d | β_c | | |
| 15 | 15 | 1,000 | 0,00 dB |
| 15 | 14 | 0,933 | -0,60 dB |
| 15 | 13 | 0,867 | -1,24 dB |
| 15 | 12 | 0,800 | -1,94 dB |
| 15 | 11 | 0,733 | -2,69 dB |
| 15 | 10 | 0,667 | -3,52 dB |
| 15 | 9 | 0,600 | -4,44 dB |
| 15 | 8 | 0,533 | -5,46 dB |
| 15 | 7 | 0,467 | -6,62 dB |
| 15 | 6 | 0,400 | -7,96 dB |
| 15 | 5 | 0,333 | -9,54 dB |
| 15 | 4 | 0,267 | -11,48 dB |
| 15 | 3 | 0,200 | -13,98 dB |
| 15 | 2 | 0,133 | -17,50 dB |
| 15 | 1 | 0,067 | -23,52 dB |
| 15 | 0 | 0 | $-\infty$ dB |

W przypadku transmisji w łączu w górę istnieje 2^{24} różnych krótkich ciągów skramblingowych i tyle samo długich ciągów skramblingowych. Planowanie rozdziału tych ciągów pomiędzy różne komórki systemu nie jest więc konieczne, a w sytuacji miękkiego przenoszenia połączenia (ang. *soft handover*) nie ma potrzeby zmiany ciągu skramblingowego. Wybór długiego lub krótkiego ciągu skramblingowego zależy od rodzaju odbiorników stosowanych w stacji bazowej. W przypadku typowego odbiornika RAKE jest stosowany długi ciąg skramblingowy, ze względu na jego korzystniejsze własności korelacyjne. Jeśli jest stosowany odbiór łączny sygnałów wielu użytkowników w danej komórce (ang. *Multi-User Joint Detection*), w celu zmniejszenia interferencji pochodzących od współużytkowników, do skramblingu jest używany krótki ciąg, by zmniejszyć nakład przetwarzania w takim odbiorniku. Długi ciąg skramblingowy jest segmentem ciągu Golda o maksymalnej długości $2^{25} - 1$, przy czym długość wygenerowanego segmentu ciągu wynosi 38400 chipów, co odpowiada ilości chipów zawartych w jednej ramce podstawowej. Z kolei krótki ciąg skramblingowy jest powtarzającym się cyklicznie ciągiem S(2) o długości 256 chipów [7].

3.4.2. Ortogonalizacja i rozpraszanie widma sygnałów w łączu w dół

W interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w dół dane użyteczne, dostarczane w kanale *DPDCH* oraz dane sterujące przekazywane w kanale *DPCCH*, są ze sobą multipleksowane w czasie i przesyłane w tej samej ramce elementarnej w tzw. dedykowanym kanale fizycznym *DPCH*. W pierwszej fazie operacji przetwarzania i formowania strumienia w paśmie podstawowym (patrz rys. 3.11) dane napływające w kanale *DPCH* są rozdzielane w rejestrze szeregowo-równoległym na dwa strumienie w dwóch gałęziach o przepływności dwukrotnie mniejszej niż na wejściu. Podobnie jak w przypadku łącza w górę, dane w każdej gałęzi, przed operacją ortogonalizacji, są przetwarzane w koderach różnicowych na elementarne sygnały bipolarne, przy czym binarnemu "0" przypisuje się amplitudę "+1", natomiast binarnej "1" – amplitudę "-1". Operacja ortogonalizacji polega na sumowaniu modulo 2 każdego bipolarnego sygnału elementarnego z przyporządkowanym mu bipolarnym chipem ciągu ortogonalnego. Różnica w procesie ortogonalizacji między łączem w górę i w dół polega na tym, że w przypadku łącza w dół jest stosowany ten sam ciąg ortogonalny $C_{SF,k}$ w obu gałęziach. Długość tego ciągu zależy od wymaganej szybkości transmisji sygnałów w kanale *DPCH* i jest dobierana w taki sposób, aby szybkość transmisji ciągu chipów po kodowaniu ortogonalnym wynosiła 3,84 Mchip/s w każdej gałęzi. Metoda generowania ciągów ortogonalnych jest taka sama dla obu kierunków transmisji i została zobrazowana na rys. 3.10.



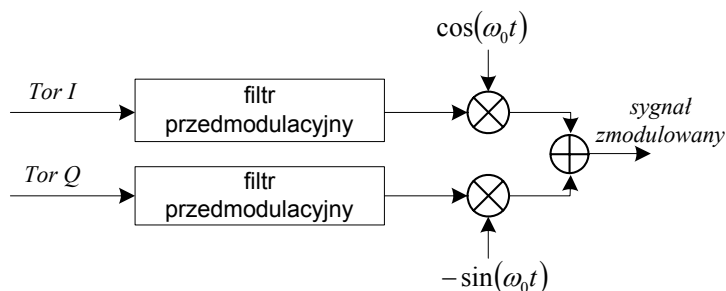
Rys. 3.11. Proces ortogonalizacji i rozpraszania widma w interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w dół.

Strumienie chipów o szybkości 3,84 Mchip/s, otrzymane w każdej gałęzi w wyniku powyższej operacji, stanowią odpowiednio składową rzeczywistą i składową urojoną, zespolonego ciągu chipów, które, podobnie jak w przypadku łącza w górę, podlegają następnie zespolonemu skramblowaniu przy wykorzystaniu zespolonego ciągu skramblingowego S_{DPCH} o szybkości podawania chipów równej 3,84 Mchip/s. W rezultacie otrzymuje się zespolony sygnał w jednym kanale, który niezależnie od sygnałów w innych kanałach jest odpowiednio wzmacniany w zależności od rodzaju usługi i wymaganej jakości.

W łączu w dół zespolony ciąg skramblingowy jest segmentem ciągu Golda o maksymalnej długości $2^{18} - 1$, przy czym długość używanego w ramce podstawowej segmentu ciągu wynosi 38400 chipów. Segment ciągu skramblingowego w łączu w dół służy do identyfikacji stacji bazowej i ciąg Golda został w tym celu podzielony na 512 zbiorów, z których każdy składa się z jednego ciągu głównego oraz 15 ciągów pomocniczych, przy czym powstałe zbiory są podzielone na 64 grupy [7].

3.5. Modulacja i detekcja sygnałów QPSK

Proces kwadraturowej modulacji fazy *QPSK* (ang. *Quadrature Phase Shift Keying*) jest realizowany w sposób identyczny w łączy w górę i w dół. Oba strumienie sygnałów, tzn. strumień składowej synfazowej oraz strumień składowej kwadraturowej, uzyskane w wyniku operacji zespolonego skramblowania, są dostarczane do modulatora kwadraturowego, którego schemat pokazano na rys. 3.12.

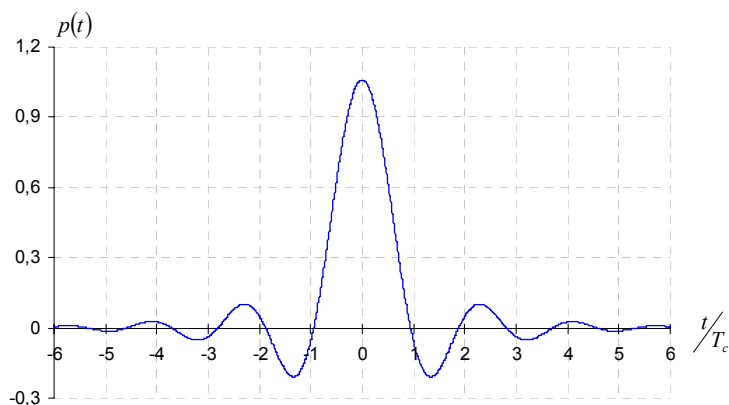


Rys. 3.12. Schemat modulatora QPSK.

Sygnały w obu torach zostają podane na dolnoprzepustowe filtry przedmodulacyjne o charakterystyce pierwiastka z podniesionego kosinusa (ang. *Root Raised Cosine Filter*) i współczynnikiem opadania charakterystyki filtru $\alpha = 0,22$ oraz odpowiedzi impulsowej $p(t)$ określonej wzorem (3.3), która jest pokazana na rys. 3.13 [2,78].

$$p(t) = \frac{\sin\left(\pi \frac{t}{T_c}(1-\alpha)\right) + 4\alpha \frac{t}{T_c} \cos\left(\pi \frac{t}{T_c}(1+\alpha)\right)}{\pi \frac{t}{T_c} \left(1 - \left(4\alpha \frac{t}{T_c}\right)^2\right)} \quad (3.3)$$

gdzie: T_c – czas trwania chipu.

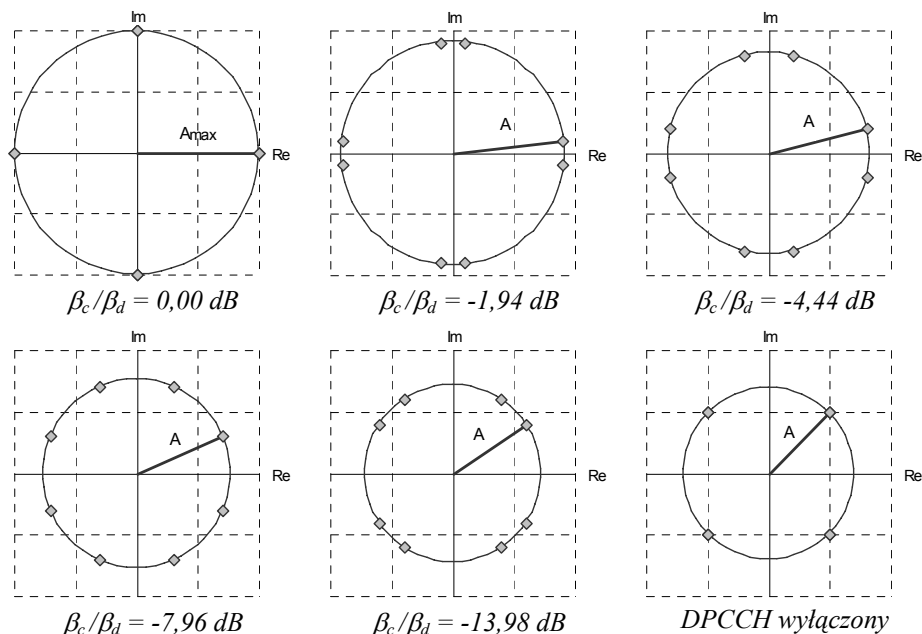


Rys. 3.13. Odpowiedź impulsowa filtra przedmodulacyjnego o charakterystyce pierwiastka z podniesionego kosinusa ($\alpha = 0,22$).

Odfiltrowane sygnały kluczują następnie tę samą nośną, która w jednej gałęzi jest przesunięta w fazie o $\pi/2$ w porównaniu z drugą gałęzią i po zsumowaniu obu tych sygnałów są one przekazane do stopnia wyjściowego nadajnika, a następnie do kanału radiowego.

Należy tu zwrócić uwagę na fakt, że sposób przetwarzania i formowania sygnałów w paśmie podstawowym, a także przejściowa obecność lub nieobecność sygnału użytecznego mają

wpływ na konstelację sygnałów na płaszczyźnie zespolonej, a operacja zespolonego skramblowania powoduje dodatkowo jej obrót [34]. W zależności od wartości wzmocnień β_c i β_d w łączy w górę uzyskuje się różne rozmieszczenie konstelacji sygnałów nadawanych. Na rys. 3.14 przedstawiono konstelacje sygnałów na płaszczyźnie zespolonej po operacji skramblowania, dla przykładowych wartości wzmocnień w kanałach, gdy jest wykorzystywany jeden kanał danych *DPDCH* i stowarzyszony z nim kanał sterujący *DPCCH* w łączy w górę.



Rys. 3.14. Konstelacja sygnałów na płaszczyźnie zespolonej po operacji zespolonego skramblowania w łączy w górę;
Oznaczenia: A , A_{max} – amplituda sygnału

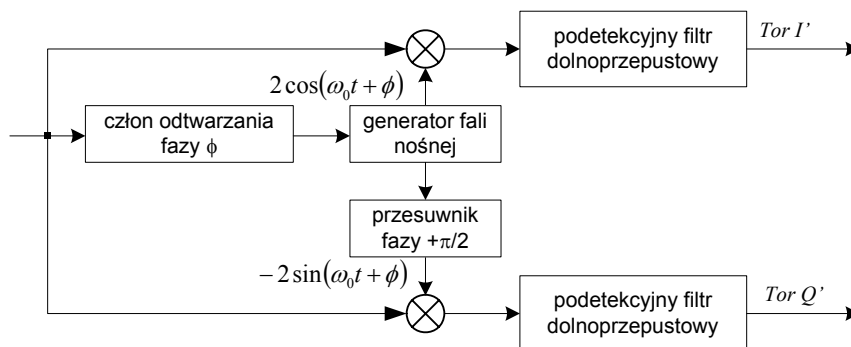
Z powyższego rysunku wynika, że dla różnych wartości wzmocnienia uzyskuje się różną wartość amplitudy A sygnału nadawanego, która maleje w stosunku do maksymalnej amplitudy A_{max} wraz ze zmniejszaniem się stosunku wzmocnienia β_c/β_d według zależności:

$$A = A_{max} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\beta_c}{\beta_d}\right)^2} \quad (3.4)$$

Można pokazać [34], że moc P emitowanego sygnału maleje w stosunku do mocy maksymalnej P_{max} zgodnie z zależnością:

$$P = P_{max} \cdot \left[\left(\frac{\beta_c}{\beta_d}\right)^2 + 1 \right] \quad (3.5)$$

Należy tu podkreślić, że wspomniana amplituda maksymalna A_{max} i moc maksymalna P_{max} odnoszą się do przypadku, gdy wzmocnienie w obu kanałach jest maksymalne ($\beta_c/\beta_d=0$ dB).



Rys. 3.15. Uproszczony schemat demodulatora QPSK.

Demodulacja sygnałów z kwadraturowym kluczowaniem fazy odbywa się w sposób synchroniczny, zgodnie z uproszczonym schematem pokazanym na rys. 3.15. W ogólności polega ona na wymnożeniu sygnału odebranego przez nośną w kwadraturze i odfiltrowaniu składowych synfazowej i kwadraturowej. W rezultacie takiego postępowania otrzymujemy sygnały, które są przekazywane do członów skupiających widmo i realizujących operację deortogonalizacji oraz akumulacji sygnałów użytecznych w odbiorniku RAKE. Realizacja demodulatora synchronicznego wymaga zastosowania członu odtwarzania fazy fali nośnej, który w ogólnym przypadku może być zrealizowany w oparciu o układ z pętlą Costasa [104].

3.6. Dynamiczne sterowanie mocą

Dokładne i dostatecznie szybkie sterowanie mocą odgrywa ważną rolę w interfejsie WCDMA/FDD, w szczególności w łączu w górę i wpływa na osiągnięcie wyższej jakości transmisji oraz pojemności systemu. Jak wiadomo, wielu użytkowników systemu zajmuje to samo pasmo częstotliwości i dlatego sygnał użyteczny każdego z nich stanowi równocześnie zakłócenie dla sygnałów użytecznych pozostałych użytkowników, więc każdy z nich powinien przysyłać swoje sygnały tylko z taką minimalną mocą średnią, aby uzyskać akceptowalną jakość odbioru dla danej usługi (usług). W przypadku braku procedury sterowania mocą może się zdarzyć, że moc średnia sygnałów docierających do stacji bazowej, od użytkowników znajdujących się zwłaszcza na granicy danej komórki, jest znacznie mniejsza od mocy średniej sygnałów pochodzących od użytkowników znajdujących się w jej pobliżu. Zjawisko to jest nazywane efektem maskowania (ang. *near-far problem*) i powoduje niewystarczającą jakość transmisji dla użytkowników przebywających na obrzeżach komórki.

W przypadku łącza w dół nie występuje efekt maskowania, gdyż funkcjonuje tu scenariusz transmisji punkt–wielopunkt. W ramach jednej komórki sygnały przekazywane do wszystkich stacji ruchomych pochodzą od jednej stacji bazowej, jednak dla każdej z nich funkcjonuje osobny mechanizm dynamicznego sterowania mocą. W przypadku stacji ruchomych znajdujących się na granicy danej komórki jest pożądane dostarczanie sygnałów o pewnej dodatkowej mocy średniej, ponieważ są one narażone na większe interferencje ze strony sąsiednich komórek. Zwiększona moc średnia jest potrzebna również do przeciwdziałania skutkom zwłaszcza długotrwałych zaników, które występują przy małych prędkościach poruszania się stacji ruchomych, gdyż przeplot i korekcja błędów mają z natury ograniczony efekt.

W interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS wyróżniono trzy mechanizmy sterowania mocą [43]:

- z otwartą pętlą sterowania mocą (ang. *open loop power control*),

- z zamkniętą pętlą sterowania mocą (ang. *closed loop power control*),
- z zewnętrzną pętlą sterowania mocą (ang. *outer loop power control*).

Mechanizm sterowania mocą w *pętli otwartej* polega na ocenie tłumienności trasy propagacyjnej na podstawie pomiaru mocy średniej krótkookresowej sygnału odbieranego przez stację ruchomą oraz znajomości mocy sygnałów nadawanych przez stację bazową. Taka metoda jest bardzo niedokładna ze względu na fakt, że zaniki szybkozmienne zasadniczo nie są skorelowane pomiędzy łączem w górę i łączem w dół, na skutek dużego odstepu pomiędzy pasmami pracy obu łączy w interfejsie WCDMA/FDD. Sterowanie mocą w pętli otwartej jest jednak wykorzystywane w systemie UMTS, ale wyłącznie do zgrubnego doboru mocy nadajnika stacji ruchomej w fazie nawiązywania połączenia.

W przypadku sterowania mocą w *pętli zamkniętej* w łączu w górę, stacja bazowa wyznacza okresowo dla każdej stacji ruchomej wartość stosunku krótkookresowej mocy średniej sygnału odbieranego do mocy średniej interferencji *SIR* (ang. *Signal to Interference Ratio*) i porównuje go z pożądaną dla danej stacji ruchomej wartością *SIR*, zależną od rodzaju usługi. W wyniku porównania jest przesyłana periodycznie do stacji ruchomej informacja o skokowym zwiększeniu lub zmniejszeniu krótkookresowej mocy średniej sygnału przez nią nadawanego, przy czym przyrost mocy może w każdym kroku wynosić ± 1 dB lub ± 2 dB. Informacja o zmianie mocy jest przesyłana w każdej ramce elementarnej, czyli z częstotliwością 1500 rozk/sek. Taka częstotliwość uaktualniania krótkookresowej mocy średniej sygnału umożliwia znaczącą kompensację zaników powstałych w kanale radiowym. Mechanizm sterowania mocą w pętli zamkniętej jest stosowany również w łączu w dół. Funkcjonuje on analogicznie jak w łączu w górę, mając na celu utrzymanie ustalonego dla tego kierunku transmisji stosunku *SIR* dla każdej stacji ruchomej, uzależnionego od rodzaju usługi.

Trzecim rodzajem sterowania mocą jest *sterowanie w pętli zewnętrznej*. Mechanizm ten dopasowuje wartość stosunku mocy średniej sygnału do mocy średniej interferencji *SIR*, zapewniając odpowiednią jakość usługi *QoS* (ang. *Quality of Service*). Działanie zewnętrznej pętli sprzężenia zwrotnego jest możliwe dzięki dostarczaniu przez stację bazową do sterownika sieci radiowej *RNC* (ang. *Radio Network Controller*) informacji o jakości odbioru pakietów wysyłanych przez stację ruchomą, którą może określać np. częstość retransmisji pakietów. Na podstawie takiej informacji *RNC* może podejmować decyzję o zwiększeniu lub zmniejszeniu poziomu mocy średniej sygnału emitowanego przez stację ruchomą.

3.6.1. Realizacja dynamicznego sterowania mocą w pętli zamkniętej

Przesyłanie sygnałów drogą radiową wiąże się z pewnym opóźnieniem propagacyjnym, które zależy głównie od odległości pomiędzy stacją ruchomą i stacją bazową. Ogólnie wiadomo, że fale radiowe rozchodzą się w powietrzu z prędkością zbliżoną do prędkości światła, w związku z tym czas wymagany na pokonanie odcinka o długości jednego kilometra wynosi ok. 3,5 μ s. Należy tu pamiętać, że każde ze środowisk propagacyjnych charakteryzuje się innym czasem pamięci kanału, który odzwierciedla rozrzut mocy w czasie odbioru sygnału (patrz tabela 2.3). Sumę czasu wymaganego na pokonanie odległości pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem oraz czasu pamięci kanału można więc traktować jako rzeczywiste opóźnienie propagacyjne [68,70]. W przypadku pikokomórek we wnętrzach budynków, których promień nie przekracza 100 metrów, tak rozumiane opóźnienie propagacyjne będzie mniejsze od 1 μ s. Z kolei w mikrokomórkach w środowisku miejskim, których promień sięga 1 km, opóźnienie propagacyjne nie będzie przekraczać 6 μ s. Natomiast w przypadku makrokomórek na obszarach pozamiejskich, o promieniu dochodzącym do 20 km, opóźnienie propagacyjne

będzie nie większe niż 83 μs [68,70]. Dla porównania czas trwania chipu w interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS wynosi 0,26 μs , a czas trwania ramki elementarnej – 666 μs [4].

W dedykowanym kanale transportowym *DCH* interfejsu radiowego WCDMA/FDD funkcjonuje dla obu kierunków transmisji mechanizm dynamicznego sterowania mocą w pętli zamkniętej. Rozkazy sterowania mocą są wysyłane w każdej ramce elementarnej co 666 μs tj. z częstotliwością 1500 rozk/sek, przy czym rozkazy przesyłane w łączu w dół dotyczą korekcji mocy nadajnika stacji ruchomej i na odwrót, rozkazy przesyłane w łączu w górę dotyczą korekcji mocy nadajnika stacji bazowej. Ponadto, zgodnie z zaleceniami systemu [3,43], zmiana mocy nadajnika może być dokonana tylko tuż przed początkiem bloku sygnałów pilotowych w każdej ramce elementarnej. Oznacza to, że w przypadku łącza w górę moment korekcji poziomu mocy nadajnika przypada na początku każdej ramki elementarnej (patrz rys. 3.3), podczas gdy w przypadku łącza w dół przypada on na początku ciągu pilotowego usytuowanego pod koniec ramki elementarnej (patrz rys. 3.4), co może powodować różne położenie tego momentu w ramce ze względu na różne długości ciągu pilotowego. Jak pamiętamy, w stacji ruchomej początek ramki w kanale *DPCH* w łączu w górę jest opóźniony w stosunku do początku odpowiadającej jej ramki w kanale *DPCH* w łączu w dół o stałą wartość wynoszącą 1024 chipy, tj. ok. 266 μs [5,8,68,70] (patrz rys. 3.6). Ponadto w zaleceniach interfejsu radiowego WCDMA/FDD podaje się, że czas wymagany na interpretację odebranego rozkazu sterowania mocą *TPC* i odpowiednią korekcję mocy nadajnika oraz czas niezbędny na generację rozkazu sterowania mocą *TPC* na podstawie odebranego ciągu pilotowego powinien wynosić 512 chipów, tj. ok. 133 μs , czyli połowę offsetu czasowego pomiędzy ramkami w kanale *DPCH* dla obu kierunków transmisji.

Na rys. 3.16 przedstawiono mechanizm dynamicznego sterowania mocą, pracujący z częstotliwością 1500 rozk/sek i uwzględniający powyższe zależności czasowe. Ponadto założono, że długość ciągu pilotowego w ramce w łączu w górę wynosi 6 bitów, natomiast w łączu w dół wynosi 512 chipów, co stanowi 20% czasu trwania ramki elementarnej. Kolorem żółtym oznaczono na rys. 3.16 sterowanie mocą w łączu w dół, a kolorem niebieskim – sterowanie mocą w łączu w górę.

W przypadku dynamicznego sterowania mocą w łączu w dół, dzięki zastosowaniu offsetu czasowego pomiędzy ramkami w kanale *DPCH* dla obu kierunków transmisji, generacja rozkazu sterowania mocą *TPC*, dokonywana na podstawie sygnału pilotowego, odbywa się w wymaganym czasie 512 chipów. Na podstawie powyższego rysunku można napisać następującą zależność czasową:

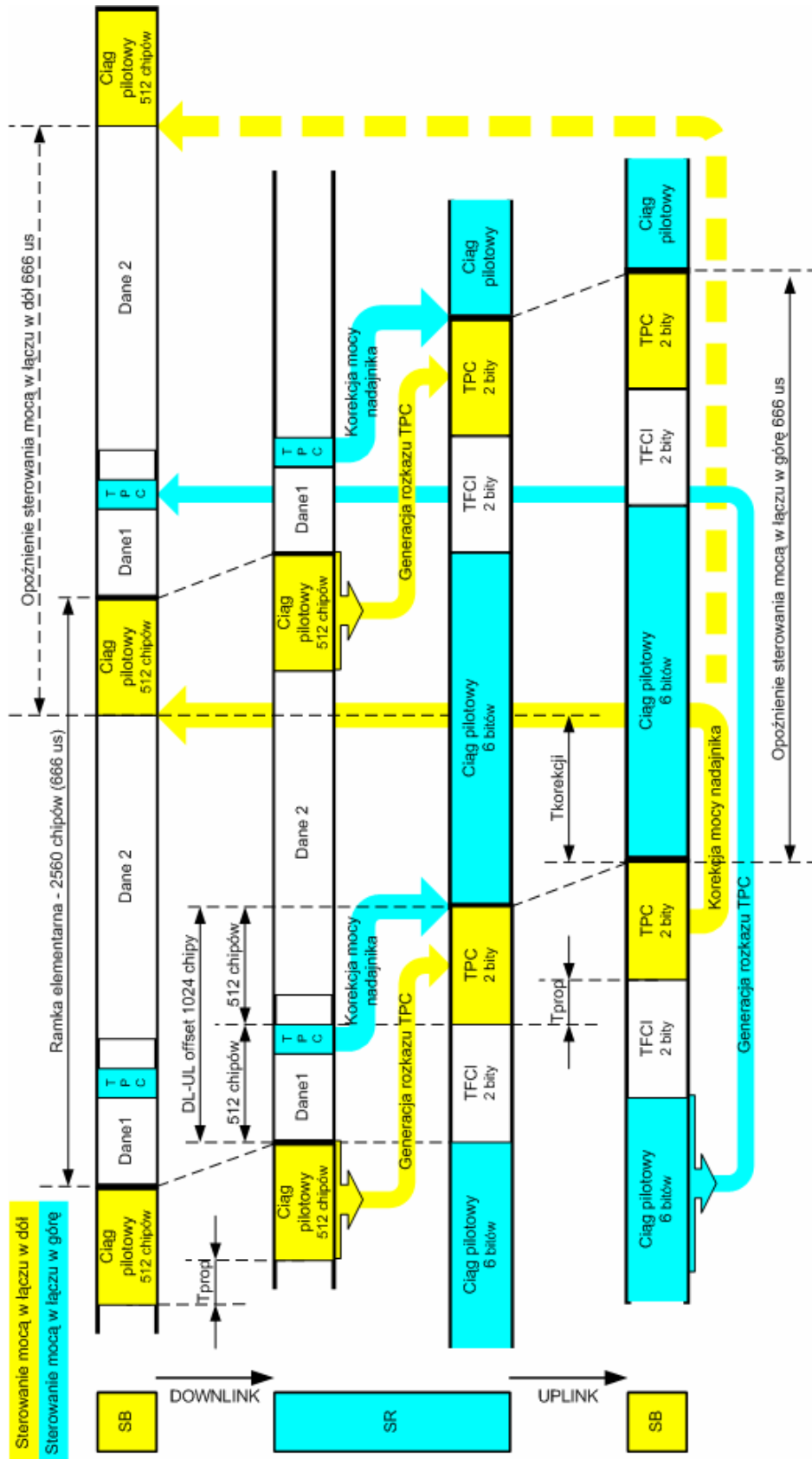
$$T_{prop}^{DL} + T_{Dane}^{DL} + T_{TPC}^{DL} + T_{TPC}^{UL} + T_{prop}^{UL} + T_{korekcji} + T_{Pilot}^{DL} = 2560 \cdot T_{chip} \quad (3.6)$$

w której zgodnie z zadanymi formatami ramek czasowych mamy:

$$\begin{aligned} T_{Dane}^{DL} + T_{TPC}^{DL} &= 512 \cdot T_{chip} \\ T_{TPC}^{UL} &= 512 \cdot T_{chip} \\ T_{Pilot}^{DL} &= 512 \cdot T_{chip} \\ T_{prop}^{DL} &= T_{prop}^{UL} = T_{prop} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Jeżeli przyjmiemy, że czas korekcji mocy nadajnika $T_{korekcji} = 512 \cdot T_{chip}$, więc po podstawieniu (3.7) do (3.6) można wyznaczyć maksymalne opóźnienie propagacyjne:

$$T_{prop} \leq 256 \cdot T_{chip} \approx 67 \mu\text{s} \quad (3.8)$$



Rys. 3.16. Ilustracja położenia rozkazów dynamicznego sterowania mocą przekazywanych z częstotliwością 1500 rozk/sek, z uwzględnieniem opóźnienia propagacyjnego i offsetu czasowego pomiędzy ramkami w kanale DPCH dla obu kierunków transmisji

Oznacza to, że w przypadku makrokomórek na obszarach pozamiejskich, o promieniu dochodzącym do 20 km, dla których opóźnienie propagacyjne może sięgać 83 μ s, dynamiczne sterowanie mocą będzie funkcjonowało z opóźnieniem równym czasowi trwania ramki elementarnej, tj. 666 μ s, wynikającym z przesunięcia momentu korekcji mocy nadajnika stacji bazowej. Przypadek ten został zaznaczony na rys. 3.16 żółtą przerywaną linią. Tak duże opóźnienie może spowodować, że przy większych prędkościach przemieszczania się terminali, dynamiczne sterowanie mocą nie będzie nadążać za szybkimi zanikami mocy w kanale, przez co nie będzie w stanie im skutecznie przeciwdziałać i stanie się nieefektywne. Natomiast w przypadku pikokomórek we wnętrzach budynków, dla których maksymalne opóźnienie propagacyjne jest mniejsze od 1 μ s oraz w przypadku mikrokomórek środowiska miejskiego, dla których opóźnienie to jest mniejsze od 8 μ s, dynamiczne sterowanie mocą będzie funkcjonowało bez znacznego opóźnienia momentu korekcji mocy nadajnika stacji bazowej.

Z kolei, w przypadku dynamicznego sterowania mocą w łączu w górę, dzięki zastosowaniu offsetu czasowego pomiędzy ramkami w kanale *DPCH* dla obu kierunków transmisji, interpretacja rozkazu sterowania mocą *TPC*, odebranego w ramce kanału *DPCCH* w łączu w dół oraz odpowiednia korekcja mocy nadajnika stacji ruchomej, odbywać się będzie w wymaganym czasie 512 chipów. Jak wynika z rys. 3.16, generacja rozkazu sterowania mocą *TPC*, dokonywana na podstawie sygnału pilotowego przesyłanego w ramce kanału *DPCCH* w łączu w górę, będzie niezależnie od środowiska propagacyjnego powodowała, że dynamiczne sterowanie mocą w łączu w górę będzie funkcjonowało z opóźnieniem równym czasowi trwania ramki elementarnej, tj. 666 μ s. Może to wpływać na znaczne obniżenie efektywności dynamicznego sterowania mocą.

ROZDZIAŁ IV

Wielodrogowy odbiór czasowy

4.1. Warunki odbioru wielodrogowego

Jak wiadomo sygnał użyteczny na skutek propagacji wielodrogowej trafia do odbiornika wieloma przypadkowymi i zmieniającymi się drogami, których liczba jest także zmienna. Wzdłuż każdej z nich sygnał ten dociera z odmienną energią, opóźnieniem i przesunięciem fazowym. W systemie UMTS skutki tej wielodrogowej propagacji mogą być wykorzystane z pożytkiem dla polepszenia jakości odbioru przez realizację odbioru zbiorczego czasowego z użyciem odbiornika wielodrogowego RAKE. Jest to możliwe dzięki temu, że szerokopasmowy kanał radiowy, wykorzystywany do transmisji sygnałów w interfejsie radiowym WCDMA/FDD, jest selektywny częstotliwościowo w większości środowisk propagacyjnych systemu, tzn. czas trwania chipu T_{chip} jest krótszy od czasu pamięci kanału T_m , czyli jest spełniony warunek (2.22). Oznacza to, że jest możliwy odbiór korelacyjny z użyciem odbiornika RAKE [41,60,83,84] za pomocą pewnej liczby korelatorów pracujących równolegle, których maksymalna liczba wynosi [41,83]:

$$Q = \left\lfloor \frac{T_m}{T_{chip}} \right\rfloor + 1 \quad (4.1)$$

gdzie $\lfloor x \rfloor$ oznacza największą liczbę całkowitą nie większą niż x .

Oczywiście rzeczywista liczba korelatorów biorących udział w odbiorze będzie na ogół dużo mniejsza niż Q i będzie się zmieniać w czasie w zależności od chwilowych warunków propagacyjnych. Wzór (4.1) wynika z obecności ciągu pseudolosowego zawartego w każdej składowej sygnału odbieranego, docierającego odrębną drogą, jeśli różnice opóźnień pomiędzy różnymi drogami są przynajmniej równe czasowi trwania pojedynczego chipu $T_{chip} = 0,26 \mu s$, gdyż wtedy ciągi pseudolosowe są praktycznie niekorelowane. Różnica opóźnień wynosząca T_{chip} występuje dla różnicy długości dróg propagacyjnych wynoszącej

$$\Delta L = c \cdot T_{chip} \approx 78m \quad (4.2)$$

gdzie: c oznacza prędkość światła.

Realizacja odbioru wielodrogowego jest uzależniona od stosunku T_m/T_{chip} , lecz także w pewnym stopniu od rozmiarów komórek systemu i w związku z tym będzie możliwa w makro- i mikrokomórkach, ale raczej nie będzie wchodzić w grę w pikokomórkach w środowisku wewnątrzbudynkowym. Oczywiście odbiornik RAKE będzie funkcjonował we wszystkich środowiskach, lecz w środowisku wewnątrzbudynkowym będzie odbierać praktycznie wyłącznie jedną składową sygnału. Maksymalna liczba składowych odbieranych przez odbiornik RAKE jest więc różna w każdym ze standaryzowanych środowisk propagacyjnych systemu UMTS, ponieważ środowiska te charakteryzują się odmiennym rozrzutem w czasie mocy średniej odbieranego sygnału i do celów badawczych wykorzystuje się standaryzowane dla tego systemu prążkowe rozkłady mocy średniej odpowiedzi

impulsowej [48]. Każdy z prążków odpowiada kolejnym replikom tego samego sygnału nadanego, docierającym do odbiornika z różnymi opóźnieniami względnymi, przy czym prążki mające większe opóźnienie względne charakteryzują się niewielkim poziomem mocy średniej. W związku z tym praktycznie użyteczne czasy pamięci kanału, przedstawione w tabeli 2.3, są krótsze od maksymalnych opóźnień względnych występujących w rozkładach mocy średniej odpowiedzi impulsowej. Dlatego w obu typach środowiska wewnątrzbudynkowego, tj. *IO A* i *IO B* odbiór zbiorczy czasowy nie wchodzi praktycznie w grę, podobnie jak w środowisku miejskim typu *OIP A*. Natomiast w środowisku miejskim typu *OIP B* maksymalna liczba rozróżnialnych ścieżek wynosi 9, a w środowisku użytkowników w pojazdach odpowiednio 5 dla środowiska typu *VA* i 50 – dla typu *VB* [29]. Jednak w praktyce wykorzystuje się tylko kilka ścieżek, w których składowe sygnały odbieranego są znaczące energetycznie. Można to osiągnąć poprzez zastosowanie odpowiedniej reguły wyboru znaczących energetycznie składowych użytecznego sygnału odbieranego, co zostanie pokazane w dalszej części pracy. Wprowadzenie ograniczenia liczby uwzględnianych każdorazowo składowych może zapewnić osiągnięcie maksimum S/N , a więc optymalizację odbioru.

4.2. Zasada pracy odbiornika RAKE

Założmy, że na wyjściu demodulatora sygnał w paśmie podstawowym jest opisany zależnością:

$$\tilde{r}(t, \tau) = \tilde{h}(t, \tau) * s(t) + \tilde{\eta}(t) \quad (4.3)$$

gdzie: $\tilde{h}(t, \tau)$ jest odpowiedzią impulsową kanału wielodrogowego,

t jest momentem bieżącym, a τ jest różnicą momentów, w których wyznaczamy odpowiedź impulsową,

$s(t)$ jest równoważnym sygnałem nadawanym w paśmie podstawowym,

$\tilde{\eta}(t)$ reprezentuje szum addytywny,

przy czym wszystkie funkcje przyjmują w ogólności wartości zespolone.

Zależność funkcji $\tilde{h}(t, \tau)$ od τ opisuje więc powolne zmiany odpowiedzi impulsowej kanału w czasie.

Dla uproszczenia rozważmy transmisję bipolarnych sygnałów rozpraszanych przy pomocy ciągu rozpraszającego w następującej postaci:

$$s(t) = a \cdot u(t) \text{ dla } 0 \leq t \leq T \quad (4.4)$$

gdzie: a jest amplitudą sygnału ($a = \pm 1$), $u(t)$ jest bipolarnym ciągiem rozpraszającym, a T jest czasem trwania sygnału.

Niech pasmo tego sygnału jest zawarte w przedziale częstotliwości $|f| \leq W/2$. W związku z tym, sygnał $u(t)$ można przedstawić w postaci:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \frac{\sin\left[\pi W\left(t - \frac{n}{W}\right)\right]}{\pi W\left(t - \frac{n}{W}\right)} \quad (4.5)$$

A jego widmo ma postać:

$$U(f) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi f \frac{n}{W}} & \text{dla } |f| \leq \frac{W}{2} \\ 0 & \text{dla } |f| > \frac{W}{2} \end{cases} \quad (4.6)$$

Sygnał odebrany na wyjściu kanału niestacjonarnego o transmitancji $H(f, \tau)$ w przypadku braku szumu ma postać:

$$\tilde{r}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, \tau) U(f) e^{j2\pi f t} df \quad (4.7)$$

Wstawiając (4.6) do (4.7) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t, \tau) &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \int_{-\infty}^{\infty} H(f, \tau) e^{j2\pi f \left(t - \frac{n}{W}\right)} df = \\ &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \tilde{h}\left(t - \frac{n}{W}, \tau\right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Dokonując zmiany zmiennych we wzorze (4.8) dostajemy:

$$\tilde{r}(t, \tau) = \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{n}{W}\right) \tilde{h}\left(\frac{n}{W}, \tau\right) \quad (4.9)$$

Definiując:

$$\tilde{h}_n(t, \tau) = \frac{1}{W} \tilde{h}\left(\frac{n}{W}, \tau\right) \quad (4.10)$$

możemy $\tilde{r}(t, \tau)$ zapisać w postaci:

$$\tilde{r}(t, \tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{h}_n(t, \tau) u\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (4.11)$$

Wynika stąd, że odpowiedź impulsowa kanału ma postać:

$$\tilde{h}(t, \tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{h}_n(t, \tau) \delta\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (4.12)$$

Maksymalna liczba składowych Q , które odbiornik RAKE może odróżnić, pozwala na aproksymację odpowiedzi impulsowej kanału przez $L=Q$ współczynników $h_n(t, \tau)$, ($n=0, 1, \dots, L-1$), a więc:

$$\tilde{h}(t, \tau) = \sum_{n=0}^{L-1} \tilde{h}_n(t, \tau) \delta\left(t - \frac{n}{W}\right) = \sum_{n=0}^{L-1} \tilde{h}_n\left(\frac{n}{W}, \tau\right) \quad (4.13)$$

Rozważmy przypadek transmisji ciągu binarnego za pomocą sygnałów bipolarnych o postaci $u(t)$ oraz $-u(t)$ i czasie trwania T , czyli sygnałów $a_i u(t)$, przy czym $a_i = \pm 1$, a czas T jest dużo większy niż czas pamięci kanału ($T \gg T_m$). Równoważny sygnał odebrany w paśmie podstawowym ma postać:

$$\tilde{r}(t, \tau) = \sum_{n=0}^{L-1} a_n \tilde{h}_n \left(\frac{n}{W}, \tau \right) u \left(t - \frac{n}{W} \right) + \tilde{\eta}(t) \quad iT \leq t \leq (i+1)T \quad (4.14)$$

gdzie: $\tilde{\eta}(t)$ jest zespolonym białym szumem gaussowskim.

Zakładając, że dyskretne momenty czasu t , w których wartości funkcji $\tilde{h}_n(t, \tau)$ są znane i są różne od zera, możemy przedstawić optymalny odbiornik w postaci filtra dopasowanego do sygnału $\tilde{v}(t, \tau)$:

$$\tilde{v}(t, \tau) = \sum_{n=0}^{L-1} \tilde{h}_n^*(t, \tau) u \left(t - \frac{n}{W} \right) \quad (4.15)$$

którego wyjście jest próbkowane w chwilach $t = iT$. Równoważną realizacją odbiornika optymalnego jest korelator, którego sygnał wyjściowy określa wzór:

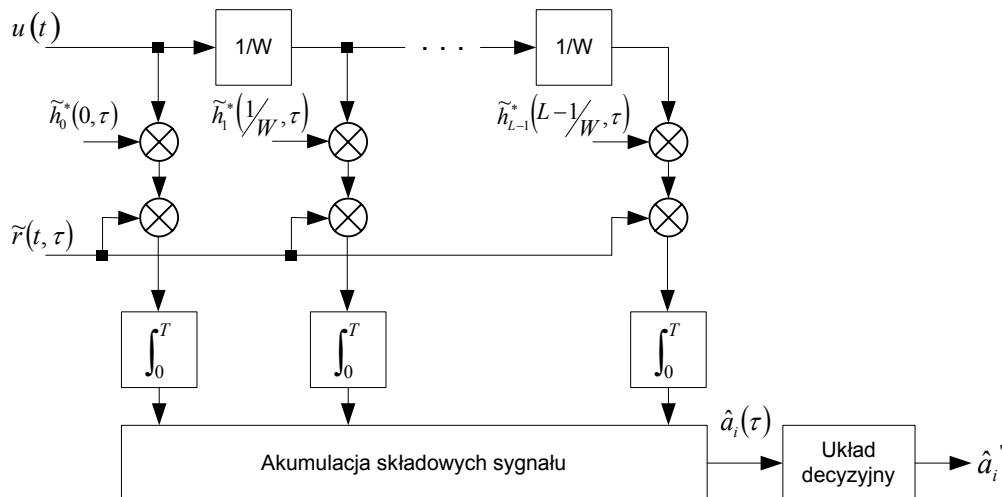
$$\hat{a}_i(\tau) = \int_0^T \tilde{r}(t, \tau) \tilde{v}^*(t, \tau) dt = \sum_{n=0}^{L-1} \int_0^T \tilde{h}_n^* \left(\frac{n}{W}, \tau \right) \tilde{r}(t, \tau) u \left(t - \frac{n}{W} \right) dt \quad (4.16)$$

gdzie $*$ oznacza wielkość zespoloną sprzężoną.

Ponieważ w czasie T trwania sygnału odbieranego zmiana postaci odpowiedzi impulsowej kanału jest niewielka, więc szacowana wartość sygnału wyjściowego odbiornika może być w przybliżeniu opisana wzorem:

$$\hat{a}_i(\tau) = \sum_{n=0}^{L-1} \tilde{h}_n^* \left(\frac{n}{W}, \tau \right) \int_0^T \tilde{r}(t, \tau) u \left(t - \frac{n}{W} \right) dt \quad (4.17)$$

Na podstawie wzoru (4.17) możemy narysować schemat optymalnego odbiornika, który pokazano na rys. 4.1.

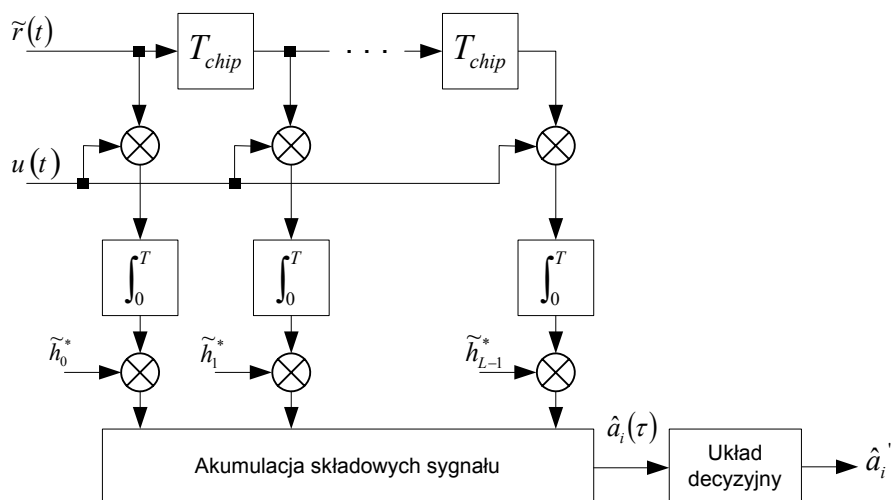


Rys. 4.1. Schemat optymalnego odbiornika dla kanału wielodrogowego.

W odbiorniku tym impuls $u(t)$ jest podawany na zespół członów opóźniających, z których każdy wprowadza opóźnienie $1/W$. Sygnały z poszczególnych odczepów po wymnożeniu przez współczynniki $\tilde{h}_n^*(n/W, \tau)$ ($n = 0, \dots, L-1$) są przekazywane do korelatorów, na których drugie wejście jest dostarczany sygnał $\tilde{r}(t, \tau)$. Sygnały wyjściowe poszczególnych

korelatorów podlegają odpowiednim opóźnieniom, aby mogły być zsumowane w celu podjęcia decyzji o wartości odebranego sygnału \hat{a}_i .

W systemach szerokopasmowych zamiast impulsu $u(t)$ mamy sekwencję bipolarnych impulsów pseudolosowych, a częstotliwość próbkowania W może być wyrażona przez odwrotność czasu trwania chipu $1/T_{chip}$. Optymalny odbiornik pokazany na rys. 4.1 może być, z punktu widzenia realizacji technicznej, przedstawiony w równoważnej formie pokazanej na rys. 4.2, na którym sygnał odebrany jest podawany na linię opóźniającą z odczepami co T_{chip} , a sygnały z poszczególnych odczepów są wykorzystywane do obliczania ich funkcji korelacji z ciągiem pseudolosowym $u(t)$. Tak zmodyfikowana wersja odbiornika, znana jest pod nazwą odbiornika RAKE. Korelatory w poszczególnych gałęziach gromadzą składowe sygnały użytecznego, docierające do odbiornika poszczególnymi drogami propagacyjnymi i wszystkie składowe są, po uprzednim uwzględnieniu współczynników wagowych \tilde{h}_n^* ($n = 0, \dots, L-1$), odpowiednio opóźniane i sumowane. W rezultacie odbiornik realizuje zasadę odbioru zbiorczego wielodrogowego z akumulacją składowych sygnałów odbieranych z różnymi opóźnieniami odpowiadającymi poszczególnym drogom propagacyjnym.



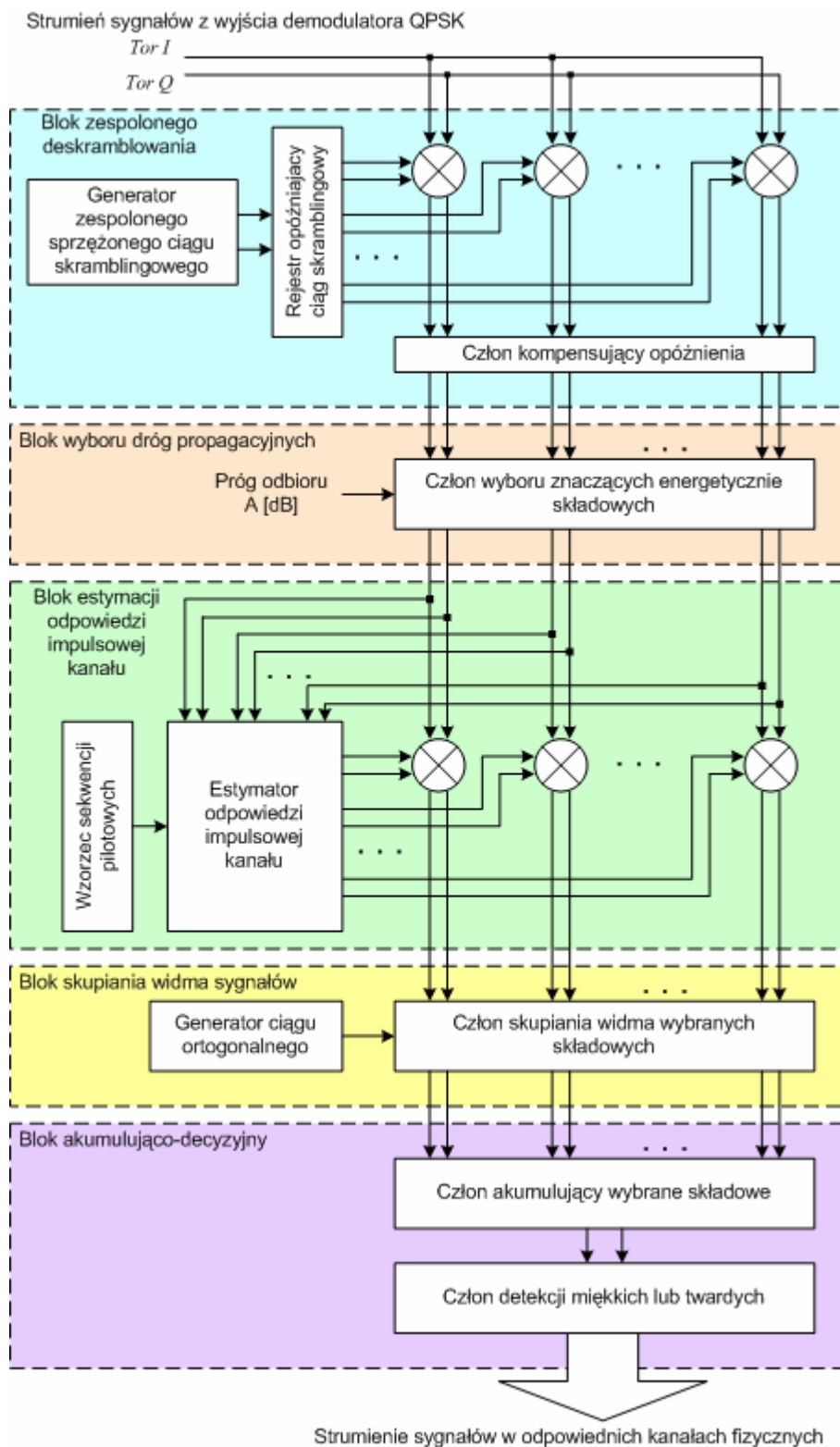
Rys. 4.2. Schemat optymalnego odbiornika RAKE.

Struktura odbiornika przedstawionego na rys. 4.2 jest optymalna i realizuje działanie filtra dopasowanego do ciągu rozpraszającego splecionego z odpowiedzią impulsową kanału. W rzeczywistych warunkach pracy systemu UMTS, odpowiedź impulsowa kanału nie jest znana po stronie odbiorczej. Jest możliwe jedynie uzyskanie jej estymaty na podstawie przesyłanych sygnałów pilotowych. Dokładność jej wyznaczenia zależy od kilku czynników, m.in. od postaci oraz sposobu przesyłania sygnałów pilotowych, a także od samej metody estymacji. W rezultacie odbiornik RAKE jest odbiornikiem suboptymalnym. Ze względu na różne metody przetwarzania sygnałów wyjściowych korelatorów oraz różne metody estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, można wyróżnić różne struktury suboptymalne odbiornika RAKE.

4.3. Budowa odbiornika RAKE w interfejsie radiowym WCDMA/FDD

Ogólna budowa odbiornika RAKE stosowanego w systemach z bezpośrednim rozpraszaniem widma sygnałów jest znana [14,19,22,43,45,56,57,60,83,84,98,102,]. Jednak szczegółowe

rozwiązania tego odbiornika, uwzględniające istotne zagadnienia praktyczne, nie są publikowane. Z tego względu w niniejszym punkcie przedstawiono własne rozwiązanie aplikacyjne, opracowane dla potrzeb badań symulacyjnych interfejsu radiowego WCDMA/FDD, które zostało pokazane na rys. 4.3.



Rys. 4.3. Schemat odbiornika RAKE w interfejsie radiowym WCDMA/FDD

W przedstawionym na rys. 4.3 schemacie odbiornika RAKE można wyszczególnić 5 bloków funkcjonalnych:

- blok zespolonego deskramblowania,
- blok wyboru dróg propagacyjnych,
- blok estymacji odpowiedzi impulsowej kanału,
- blok skupiania widma wybranych składowych,
- blok akumulująco–decyzyjny.

W bloku zespolonego deskramblowania następuje wymnożenie sygnału odbieranego, dla każdej z wyodrębnionych składowych sygnału użytecznego, przez zespolony sprzężony ciąg skramblingowy, odpowiednio opóźniony o wielokrotność czasu trwania chipu T_{chip} .

Wyznaczenie funkcji korelacji wzajemnej sygnału odbieranego z ciągiem pseudolosowym pozwala na odtworzenie bieżącej charakterystyki kanału [20,27,35,43,60,83,84,90,99,103,108]. Następnie jest dokonywana kompensacja opóźnienia dla każdej z wyodrębnionych składowych sygnału użytecznego

W kolejnym bloku są podejmowane decyzje o przyjęciu bądź odrzuceniu sygnałów z poszczególnych gałęzi na podstawie ich mocy. Pod uwagę są brane tylko te składowe (z odpowiednich odczepów odbiornika RAKE), dla których moc średnia sygnału odbieranego przewyższa poziom mocy wyznaczony przez próg detekcji A [dB] [26,27,47,83,84,86], przy czym moc odniesienia jest każdorazowo określana dla składowej o największej mocy średniej.

Dynamiczny charakter propagacji sygnału w kanale radiowym wymaga śledzenia szybkich zmian amplitudy i fazy spowodowanych zanikami. W tym celu, odbiornik RAKE jest wyposażony w blok estymacji odpowiedzi impulsowej kanału. Estymacja ta nie musi być dokonywana podczas odbioru każdego symbolu, ponieważ dla dostatecznie krótkich przedziałów czasu kanał radiokomunikacyjny jest quasistacjonarny i jego odpowiedź impulsowa w tym czasie jest w przybliżeniu ustalona. Dlatego estymacja odpowiedzi impulsowej kanału może być dokonywana w pewnych odstępach czasu, nie większych jednak niż czas koherencji zaników T_D .

W bloku skupiania widma wybranych składowych sygnału następuje odtworzenie sygnału, poprzez wymnożenie każdej z nich przez ciąg ortogonalny i całkowanie realizowane w czasie trwania pojedynczego sygnału elementarnego (bitu). W przypadku większej liczby kanałów multipleksowanych w nadajniku, operacja ta jest przeprowadzana niezależnie dla każdego kanału. W ostatnim bloku akumulująco–decyzyjnym sygnały pochodzące z poszczególnych odczepów odbiornika RAKE są w odpowiedni sposób sumowane. W rezultacie wynikowy sygnał użyteczny ma na ogół znacznie większą energię, niż byłoby to możliwe w przypadku odbioru tylko jednej składowej, co znacząco poprawia jakość odbioru. W ten sposób zjawisko wielodrogowości jest wykorzystane z korzyścią dla jakości odbioru.

4.4. Estymacja odpowiedzi impulsowej kanału w odbiorniku RAKE

Niezwykle ważny w pracy odbiornika RAKE jest człon estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, która niestety jest inna dla każdej składowej sygnału odtwarzanej w poszczególnych odczepach odbiornika. Ze względu na różny sposób formowania sygnałów w obu kierunkach transmisji, tj. w łączu w górę i w dół, estymacja odpowiedzi impulsowej kanału jest realizowana odmiennie. W literaturze można znaleźć wiele metod wyznaczania tej estymaty,

bazujących na znajomości po stronie odbiorczej postaci nadawanych sygnałów pilotowych [12,13,15,46,67,75,80,85,89,99], jednak w praktyce jest konieczne stosowanie kompromisu pomiędzy złożonością obliczeniową danej metody, a jakością szacowania przy jej pomocy odpowiedzi impulsowej kanału.

Bardzo ważna jest także postać sygnału pilotowego, jego długość oraz sposób przesyłania. W przypadku transmisji w łączu w górę, realizacja estymacji odpowiedzi impulsowej kanału jest stosunkowo prosta ze względu na fakt, że sygnał pilotowy jest równolegle przesyłany z sygnałami użytecznymi. Natomiast w przypadku transmisji w łączu w dół sygnał pilotowy jest przesyłany w każdej ramce elementarnej wraz z danymi użytecznymi, co w pewnym stopniu komplikuje proces estymacji. Uwidacznia się tu wyraźna zależność pomiędzy jakością estymacji odpowiedzi impulsowej kanału a długością ciągu sygnałów pilotowych, która nie zawsze jest wystarczająca. Można jednak uzyskać poprawę jakości tego procesu, o ile wykorzystamy dodatkowo w łączu w dół sygnał pilotowy przesyłany w kanale pilotowym *CPICH* [99], co zostanie wykazane w rozdziale 5.

Poniżej zostanie przedstawiony sposób wyznaczania estymaty odpowiedzi impulsowej kanału, który jest wzorowany na rozważaniach zawartych w literaturze [12,13,15]. Rozpatrzmy przypadek pojedynczego użytkownika, wykorzystującego jeden fizyczny kanał danych *DPDCH* i towarzyszący mu fizyczny kanał sterujący *DPCCH* dla obu kierunków transmisji, przy czym założmy dla uproszczenia, że w kanale sterującym *DPCCH* jest przesyłany wyłącznie sygnał pilotowy, co zostało przedstawione graficznie na rys. 4.4 i 4.5, a ponadto interferencje pochodzące od innych użytkowników systemu mają charakter szumu gaussowskiego. Wprowadźmy oznaczenia:

$\tilde{x}^{UL}(t)$ – zespolony sygnał przesyłany w łączu w górę,

$\tilde{x}^{DL}(t)$ – zespolony sygnał przesyłany w łączu w dół,

$\tilde{S}_{DPCH}^{UL}(t)$ – zespolony ciąg skramblingowy w łączu w górę,

$\tilde{S}_{DPCH}^{DL}(t)$ – zespolony ciąg skramblingowy w łączu w dół,

$c_{DPDCH}^{UL}(t)$ – ciąg ortogonalny w kanale *DPDCH* w łączu w górę,

$c_{DPCCH}^{UL}(t)$ – ciąg ortogonalny w kanale *DPCCH* w łączu w górę,

$c_{DPCH}^{DL}(t)$ – ciąg ortogonalny w kanale *DPCH* w łączu w dół,

SF_{DPDCH}^{UL} – współczynnik rozpraszania widma w kanale *DPDCH* w łączu w górę,

SF_{DPCCH}^{UL} – współczynnik rozpraszania widma w kanale *DPCCH* w łączu w górę,

SF_{DPCH}^{DL} – współczynnik rozpraszania widma w kanale *DPCH* w łączu w dół,

$d_{DPDCH}^{UL}(t)$ – sygnał danych przesyłany w kanale *DPDCH* w łączu w górę,

$d_{DPCCH}^{UL}(t)$ – sygnał pilotowy przesyłany w kanale *DPCCH* w łączu w górę,

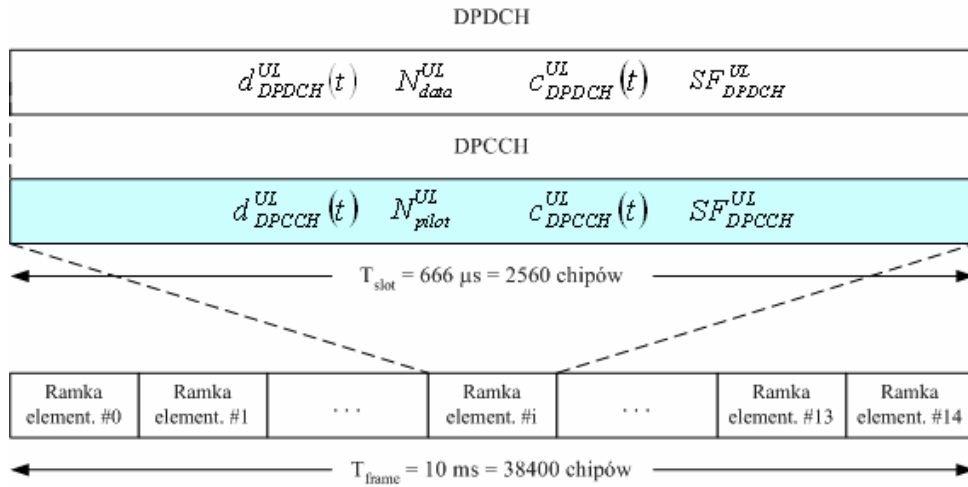
$\tilde{d}_{DPCH}^{DL}(t)$ – zespolony sygnał przesyłany w kanale *DPCH* w łączu w dół,

$\tilde{d}_{DPDCH}^{DL}(t)$ – zespolony sygnał danych przesyłany w kanale *DPDCH* w łączu w dół,

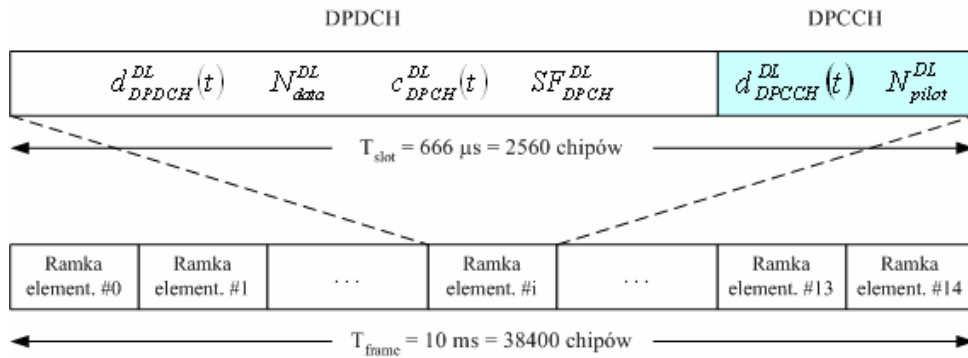
$\tilde{d}_{DPCCH}^{DL}(t)$ – zespolony sygnał pilotowy przesyłany w kanale *DPCCH* w łączu w dół,

N_{pilot}^{UL} – liczba bitów sygnału pilotowego w kanale *DPCCH* w łączu w górę,

- N_{pilot}^{DL} – liczba bitów sygnału pilotowego w kanale $DPCH$ w łączu w dół,
 N_{data}^{UL} – liczba bitów sygnału danych w kanale $DPDCH$ w łączu w górę,
 N_{data}^{DL} – liczba bitów sygnału danych w kanale $DPDCH$ w łączu w dół,
 T_{slot} – czas trwania ramki elementarnej,
 T_{chip} – czas trwania chipu,
 $T_{bit,DPCH}^{DL} = T_{chip} \cdot SF_{DPCH}^{DL}$ – czas trwania bitu w kanale $DPCH$ w łączu w dół,
 $T_{bit,DPDCH}^{UL} = T_{chip} \cdot SF_{DPDCH}^{UL}$ – czas trwania bitu w kanale $DPDCH$ w łączu w górę;
 $T_{bit,DPCCCH}^{UL} = T_{chip} \cdot SF_{DPCCCH}^{UL}$ – czas trwania bitu w kanale $DPCCCH$ w łączu w górę;



Rys. 4.4. Uproszczona zawartość ramki przesyłanej w dedykowanych kanałach fizycznych DPDCH i DPCCCH dla transmisji w łączu w górę



Rys. 4.5. Uproszczona zawartość ramki obejmującej dedykowane kanały fizyczne DPDCH i DPCCCH dla transmisji w łączu w dół

Transmitowany sygnał w paśmie podstawowym $\tilde{s}(t)$ może być wówczas przedstawiony jako:

$$\tilde{s}(t) = \tilde{x}(t) \cdot \tilde{S}_{DPCH}(t) \quad (4.18)$$

przy czym dla łączu w górę:

$$\begin{aligned} \tilde{s}^{UL}(t) &= \tilde{x}^{UL}(t) \cdot \tilde{S}_{DPCH}^{UL}(t) = \\ &= [d_{DPDCH}^{UL}(t) \cdot c_{DPDCH}^{UL}(t) + j \cdot d_{DPCCCH}^{UL}(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t)] \cdot \tilde{S}_{DPCH}^{UL}(t) \end{aligned} \quad (4.19)$$

oraz dla łącza w dół

$$\begin{aligned}\tilde{s}^{DL}(t) &= \tilde{x}^{DL}(t) \cdot \tilde{S}_{DPCH}^{DL}(t) = \\ &= [\tilde{d}_{DPCH}^{DL}(t) \cdot c_{DPCH}^{DL}(t)] \cdot \tilde{S}_{DPCH}^{DL}(t)\end{aligned}\quad (4.20)$$

przy czym:

$$\tilde{d}_{DPCH}^{DL}(t) = \begin{cases} \tilde{d}_{DPCH}^{DL}(t), & \text{dla } 0 \leq t < N_{data}^{DL} \cdot T_{bit,DPCH}^{DL} \\ \tilde{d}_{DPCH}^{DL}(t), & \text{dla } N_{data}^{DL} \cdot T_{bit,DPCH}^{DL} \leq t < (N_{data}^{DL} + N_{pilot}^{DL}) \cdot T_{bit,DPCH}^{DL} \end{cases}\quad (4.21)$$

Na skutek wielodrogowej propagacji nadany sygnał dociera do odbiornika wieloma przypadkowymi drogami (ścieżkami) o przypadkowej i zmiennej w czasie długości i ze zmiennym w czasie opóźnieniem. Odebrany sygnał może być przedstawiony, dla obu kierunków transmisji, za pomocą zależności:

$$\tilde{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{r}_l(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l(t) \cdot \tilde{s}(t - \tau_l) + \tilde{\eta}_l(t)\quad (4.22)$$

gdzie L – liczba rozróżnialnych ścieżek propagacyjnych,

$\tilde{r}_l(t)$ – sygnał docierający do odbiornika l -tą ścieżką,

$\tilde{h}_l(t)$ – odpowiedź impulsowa kanału dla l -tej ścieżki,

τ_l – opóźnienie propagacyjne związane z l -tą ścieżką,

$\tilde{\eta}_l(t)$ – szum addytywny związany z l -tą ścieżką.

Dokonując porównania (4.22) z (4.18) otrzymujemy:

$$\tilde{r}_l(t) = \tilde{h}_l(t) \cdot \tilde{x}(t) \cdot \tilde{S}_{DPCH}(t - \tau_l) + \tilde{\eta}_l(t)\quad (4.23)$$

W odbiorniku RAKE, w bloku zespolonego deskramblingu, sygnał odebrany jest mnożony przez odpowiednio przesunięty w czasie sprzężony ciąg skramblingowy $\tilde{S}_{DPCH}^*(t - \tau)$. W wyniku tej operacji na wyjściu bloku, dla l -tej ścieżki, otrzymujemy sygnał:

$$\hat{r}_l(t) = \tilde{r}_l(t) \cdot \tilde{S}_{DPCH}^*(t - \tau_l) = \tilde{h}_l(t) \cdot \tilde{x}(t) \cdot \tilde{S}_{DPCH}(t - \tau_l) \cdot \tilde{S}_{DPCH}^*(t - \tau_l) + \tilde{\eta}_l'(t)\quad (4.24)$$

gdzie: $*$ – oznacza wielkość sprzężoną, a $\tilde{\eta}_l'(t) = \tilde{\eta}_l(t) \cdot \tilde{S}_{DPCH}^*(t - \tau_l)$.

Korzystając z właściwości zespolonego ciągu skramblingowego:

$$\tilde{S}_{DPCH}(n \cdot T_{chip}) \cdot \tilde{S}_{DPCH}^*(m \cdot T_{chip}) = \begin{cases} 2 & n = m \\ \approx 0 & n \neq m \end{cases}\quad (4.25)$$

otrzymujemy dla l -tej ścieżki propagacyjnej:

$$\hat{r}_l(t) = \tilde{h}_l(t) \cdot \tilde{x}(t) + \tilde{\eta}_l'(t)\quad (4.26)$$

W celu wyznaczenia odpowiedzi impulsowej kanału należy z tak powstałego sygnału wyodrębnić sygnał pilotowy. W tym celu jest stosowana operacja skupiania widma za pomocą tych samych ciągów ortogonalnych, które zostały zastosowane w nadajniku. Dla m -tego sygnału pilotowego przekazywanego w n -tej ramce elementarnej i odbieranego w l -tej ścieżce propagacyjnej w łączu w górę dostajemy:

$$\begin{aligned}
\tilde{r}_l(n, m) &= \tilde{r}_l(n \cdot T_{slot} + m \cdot T_{bit, DPCCCH}^{UL}) = \\
&= \int_{n \cdot T_{slot} + m \cdot T_{bit, DPCCCH}^{UL}}^{n \cdot T_{slot} + (m+1) T_{bit, DPCCCH}^{UL}} \tilde{r}_l(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t) dt = \\
&= \int_{n \cdot T_{slot} + m \cdot T_{bit, DPCCCH}^{UL}}^{n \cdot T_{slot} + (m+1) T_{bit, DPCCCH}^{UL}} \tilde{h}_l^{UL}(t) \cdot \tilde{x}(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t) + \tilde{\eta}_l^{UL'}(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t) dt = \\
&= \int_{n \cdot T_{slot} + m \cdot T_{bit, DPCCCH}^{UL}}^{n \cdot T_{slot} + (m+1) T_{bit, DPCCCH}^{UL}} \tilde{h}_l(t) \cdot d_{DPDCH}^{UL}(t) \cdot c_{DPDCH}^{UL}(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t) dt + \\
&\quad + \int_{n \cdot T_{slot} + m \cdot T_{bit, DPCCCH}^{UL}}^{n \cdot T_{slot} + (m+1) T_{bit, DPCCCH}^{UL}} \tilde{h}_l^{UL}(t) \cdot d_{DPCCCH}^{UL}(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t) dt + \tilde{\eta}_l^{UL''}(t)
\end{aligned} \tag{4.27}$$

przy czym $m = 0, 1, \dots, N_{pilot}^{UL} - 1$ oraz $\tilde{\eta}_l^{UL''}(t) = \int_{n \cdot T_{slot} + m \cdot T_{bit, DPCCCH}^{UL}}^{n \cdot T_{slot} + (m+1) T_{bit, DPCCCH}^{UL}} \tilde{\eta}_l^{UL'}(t) \cdot c_{DPCCCH}^{UL}(t) dt$,

natomiast dla łącza w dół

$$\begin{aligned}
\tilde{r}_l(n, m) &= \tilde{r}_l(n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m) \cdot T_{bit, DPCH}^{DL}) = \\
&= \int_{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m) T_{bit, DPCH}^{DL}}^{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m + 1) T_{bit, DPCH}^{DL}} \tilde{r}_l(t) \cdot c_{DPCH}^{DL}(t) dt = \\
&= \int_{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m) T_{bit, DPCH}^{DL}}^{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m + 1) T_{bit, DPCH}^{DL}} \tilde{h}_l^{DL}(t) \cdot \tilde{x}(t) \cdot c_{DPCH}^{DL}(t) + \tilde{\eta}_l^{DL'}(t) \cdot c_{DPCH}^{DL}(t) dt = \\
&= \int_{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m) T_{bit, DPCH}^{DL}}^{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m + 1) T_{bit, DPCH}^{DL}} \tilde{h}_l(t) \cdot \tilde{d}_{DPCH}^{DL}(t) \cdot c_{DPCH}^{DL}(t) \cdot c_{DPCH}^{DL}(t) dt + \tilde{\eta}_l^{DL''}(t)
\end{aligned} \tag{4.28}$$

przy czym $m = 0, 1, \dots, N_{pilot}^{DL} - 1$ oraz $\tilde{\eta}_l^{DL''}(t) = \int_{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m) T_{bit, DPCH}^{DL}}^{n \cdot T_{slot} + (N_{data}^{DL} + m + 1) T_{bit, DPCH}^{DL}} \tilde{\eta}_l^{DL'}(t) \cdot c_{DPCH}^{DL}(t) dt$.

Dzięki właściwościom ciągów ortogonalnych uzyskujemy dla sygnałów pilotowych w łączu w górę następujące zależności:

$$\tilde{r}_l(n, m) = \tilde{h}_l^{UL}(n, m) \cdot d_{DPCCCH}^{UL}(n, m) + \tilde{\eta}_l^{UL''}(t) \tag{4.29}$$

natomiast dla sygnałów pilotowych w łączu w dół dostajemy:

$$\tilde{r}_l(n, m) = \tilde{h}_l^{DL}(n, m) \cdot \tilde{d}_{DPCH}^{DL}(n, m) + \tilde{\eta}_l^{DL''}(t) \tag{4.30}$$

Do estymaty odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w górę w n -tej ramce elementarnej i dla l -tej ścieżki propagacyjnej są brane początkowe N_{pilot}^{UL} bity z każdej ramki elementarnej, natomiast w łączu w dół, są brane ostatnie N_{pilot}^{DL} bity z każdej ramki elementarnej. W ten sposób estymata odpowiedzi impulsowej kanału wyznaczona na podstawie m -tego sygnału pilotowego w n -tej ramce elementarnej dla l -tej ścieżki propagacyjnej jest określana dla łącza w górę na podstawie następującej zależności:

$$\tilde{\xi}_l(n, m) = \frac{\tilde{r}_l(n, m)}{d_{DPCCCH}^{UL}(n, m)} = \tilde{h}_l^{UL}(n, m) + \tilde{\eta}_l^{UL''}(t) \tag{4.31}$$

a dla łącza w dół wzorem o postaci:

$$\tilde{\xi}_l(n, m) = \frac{\tilde{r}_l(n, m)}{\tilde{d}_{DPCCCH}^{DL}(n, m)} = \tilde{h}_l^{DL}(n, m) + \tilde{\eta}_l^{DL''}(t) \tag{4.32}$$

gdzie $\tilde{\eta}_l^{UL''}(t) = \tilde{\eta}_l^{UL}(t) / d_{DPCH}^{UL}(n, m)$ oraz $\tilde{\eta}_l^{DL''}(t) = \tilde{\eta}_l^{DL}(t) / \tilde{d}_{DPCH}^{DL}(n, m)$.

Uzyskana estymata odpowiedzi impulsowej kanału jest następnie wykorzystywana do korekcji amplitudy i fazy sygnału odbieranego, które uległy zmianie na skutek propagacji wielodrogowej. Odbywa się to przez mnożenie sygnału $\hat{r}_l(t)$ przez zespoloną sprzężoną estymatę odpowiedzi impulsowej kanału $\tilde{\xi}_l^*(t)$, w wyniku czego otrzymujemy:

$$\hat{x}(t) = \hat{r}_l(t) \cdot \tilde{\xi}_l^*(t) = \tilde{h}_l(t) \cdot \tilde{x}(t) \cdot \tilde{\xi}_l^*(t) + \tilde{\eta}_l''(t) \approx \tilde{x}(t) + \tilde{\eta}_l''(t) \quad (4.33)$$

gdzie $\tilde{\eta}_l''(t) = \tilde{\eta}_l'(t) \cdot \tilde{\xi}_l^*(t)$.

Następnie po operacji skupiania widma, przy pomocy ciągu ortogonalnego, są wyodrębniane poszczególne sygnały przesyłane w kanale *DPDCH*, które są w odpowiedni sposób sumowane z sygnałami pochodzącymi z innych gałęzi odbiornika RAKE, po czym powstały w ten sposób ciąg bitów jest poddawany operacji rozplotu i dekodowaniu w celu odtworzenia nadanego ciągu danych.

4.5. Metody estymacji odpowiedzi impulsowej kanału

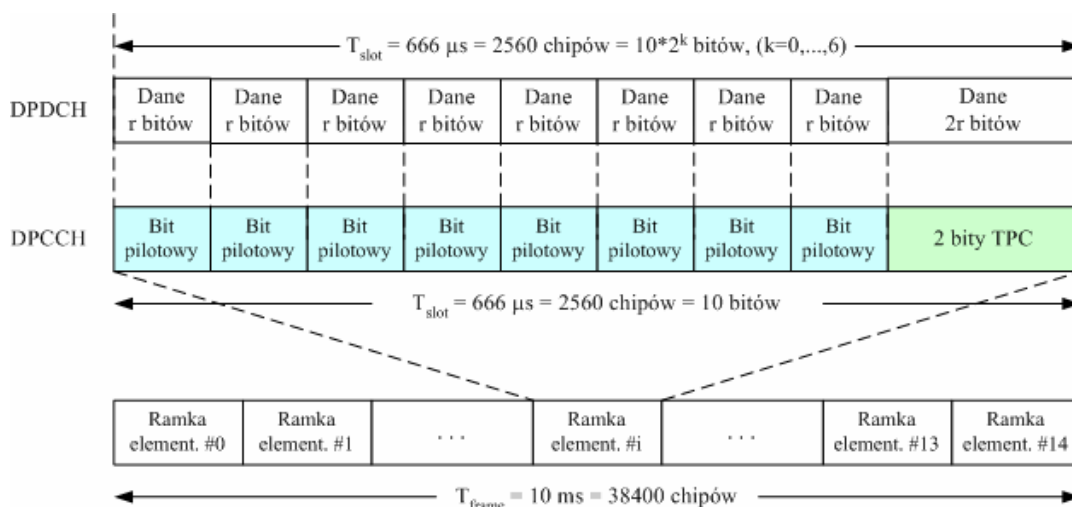
Dokładność wyznaczenia w odbiorniku RAKE estymaty odpowiedzi impulsowej kanału $\tilde{\xi}_l(t)$ decyduje o uzyskiwanej jakości odbioru sygnałów w interfejsie radiowym WCDMA/FDD. W literaturze można spotkać wiele metod tego rodzaju estymacji [12,13,15,46,75,80,85,89,100], spośród których można wyodrębnić następujące:

- metodę bezpośrednią,
- metodę uśredniania,
- metodę liniowej interpolacji,
- metodę ważoną.

Metoda bezpośrednia jest najprostszą z wymienionych, gdyż funkcjonuje w oparciu o pojedynczy bit sygnału pilotowego. Może ona być zastosowana tylko wtedy, gdy równoległe z sygnałem danych w kanale transportowym jest przesyłany sygnał pilotowy w niezależnym kanale sterującym, przy czym rozdział pomiędzy tymi kanałami może być dokonywany za pomocą różnych ciągów ortogonalnych, jak ma to miejsce w przypadku kanałów *DPDCH* i *DPCH* w łączu w górę lub różnych ciągów skramblingowych, jak ma to miejsce w przypadku kanału pilotowego *CPICH* i kanału *DPCH* w łączu w dół.

Zarówno w przypadku łącza w górę jak i łącza w dół, współczynnik rozpraszania widma dla kanału sterującego, przenoszącego sygnał pilotowy, wynosi $SF_{DPCH}^{UL} = SF_{CPICH}^{DL} = 256$, co zapewnia największy zysk przetwarzania niezbędny dla kanału sterującego. Z kolei wartość współczynnika rozpraszania widma dla kanału danych w przypadku obu kierunków transmisji SF_{DPCH}^{UL} i SF_{DPCH}^{DL} zawiera się typowo w granicach od 4 do 256 dla łącza w górę oraz od 4 do 512 dla łącza w dół. Oznacza to, że na jeden bit sygnału pilotowego przypada $r = SF_{DPCH}^{UL} / SF_{DPCH}^{DL} = SF_{CPICH}^{DL} / SF_{DPCH}^{UL}$ bitów danych, przy czym $r \in \{1,2,4,8,16,32,64\}$ dla łącza w górę oraz $r \in \{0.5,1,2,4,8,16,32,64\}$ dla łącza w dół. W ten sposób estymata odpowiedzi impulsowej kanału $\tilde{\xi}_l(n, m)$ wyznaczona, na podstawie m -tego bitu sygnału pilotowego w n -tej ramce elementarnej, dla l -tej ścieżki propagacyjnej, jest stosowana do

korekcji amplitudy i przesunięcia fazowego grupy r bitów danych, którym ten sygnał pilotowy odpowiada, co dla przypadku łącza w górę zostało zilustrowane na rys. 4.6.



Rys. 4.6. Bity sygnału pilotowego i odpowiadające im grupy bitów danych w przypadku łącza w górę.

Druga z prezentowanych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, tj. *metoda uśredniania*, polega na uśrednianiu wartości estymat odpowiedzi impulsowej kanału, dla tej samej l -tej ścieżki propagacyjnej, uzyskanych dla określonej grupy N_{pilot} bitów sygnału pilotowego przesyłanych w n -tej ramce elementarnej [67], tzn.

$$\tilde{\xi}_l(n) = \frac{1}{N_{\text{pilot}}} \sum_{m=0}^{N_{\text{pilot}}-1} \tilde{\xi}_l(n, m) \quad (4.34)$$

Uzyskana w ten sposób estymata jest wykorzystywana do korekcji amplitudy i fazy wszystkich N_{data} bitów danych w n -tej ramce elementarnej. Takie rozwiązanie pozwala na dokonanie korekcji nawet w przypadku, gdy sygnał pilotowy stanowi jedynie fragment ramki elementarnej, co zazwyczaj ma miejsce dla obu kierunków transmisji.

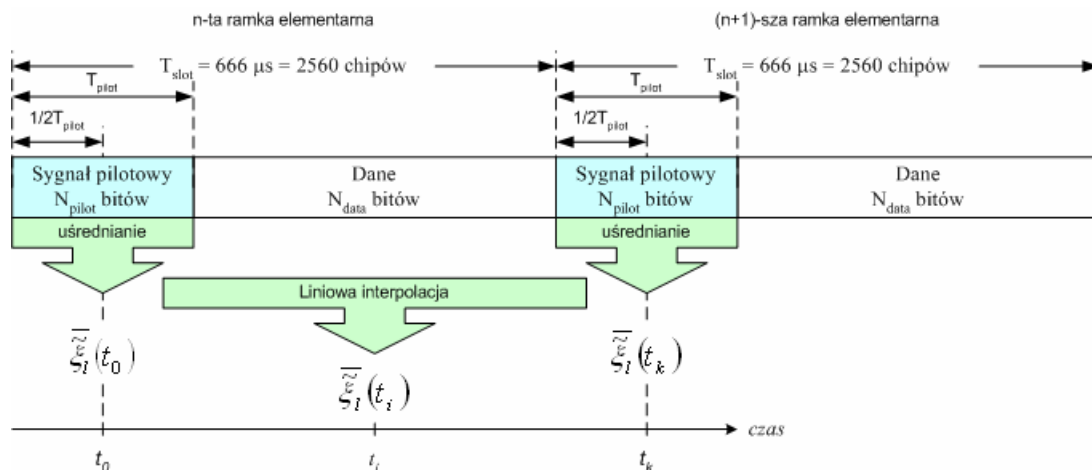
Metoda liniowej interpolacji polega na wyznaczeniu wartości estymaty odpowiedzi impulsowej kanału $\tilde{\xi}_l(t)$, w danym momencie czasu t_i , na podstawie liniowej interpolacji dokonywanej na podstawie estymat otrzymanych dla dwóch bitów sygnału pilotowego $\tilde{\xi}_l(t_0)$ i $\tilde{\xi}_l(t_k)$, według zależności [67]:

$$\tilde{\xi}_l(t_i) = \tilde{\xi}_l(t_0) + \frac{t_i - t_0}{t_k - t_0} \cdot [\tilde{\xi}_l(t_k) - \tilde{\xi}_l(t_0)] \quad (4.35)$$

przy czym $t_0 < t_i < t_k$.

Liniowa interpolacja może być także dokonywana w oparciu o uśrednione estymaty odpowiedzi impulsowej kanału $\tilde{\xi}_l(t_0)$ i $\tilde{\xi}_l(t_k)$, wyznaczone dla dwóch sąsiednich ramek elementarnych, przy czym momenty t_0 i t_k powinny być odpowiednio dobrane, aby odpowiadały środkowi przedziału czasu trwania ciągu bitów sygnału pilotowego poddawanego operacji uśredniania, co zostało pokazane na rys. 4.7.

Podobnie jak poprzednio, metoda ta może być wykorzystana dla obu kierunków transmisji, przy czym wiąże się ona z wprowadzeniem pewnego opóźnienia w wykorzystaniu otrzymanej estymaty, wynikającego z konieczności wyznaczenia średniej estymaty odpowiedzi impulsowej kanału dla kolejnej ramki elementarnej. Zastosowana w tej metodzie interpolacja liniowa może być zastąpiona innym rodzajem interpolacji, np. kwadratowej lub wielomianowej, co z kolei wymaga zwiększenia zasięgu przetwarzania ciągów pilotowych do kilku ramek elementarnych i tym samym zwiększenia wspomnianego opóźnienia.



Rys. 4.7. Ilustracja do liniowej interpolacji odpowiedzi impulsowej kanału na podstawie estymat w dwóch sąsiednich ramkach elementarnych.

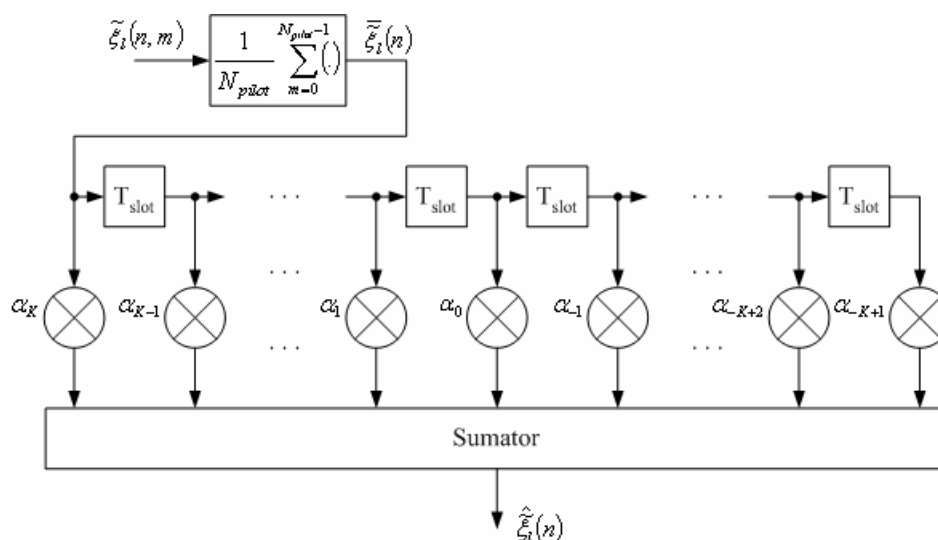
Ostatnią z prezentowanych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału jest *metoda ważona*, zaprezentowana w literaturze pod nazwą WMSA (*ang. Weighted Multi-Slot Averaging*) [12,13,15], która jest podobna do metody uśredniania, z tą różnicą, że zastosowano w niej współczynniki wagowe do estymat wyznaczanych na podstawie znajomości poszczególnych sygnałów pilotowych. Realizacja metody ważonej odbywa się za pomocą filtru WMSA, przy czym jego budowa jest zależna od sposobu przesyłania sygnału pilotowego. W przypadku łącza w dół ciąg pilotowy przesyłany w kanale DPCCCH jest multipleksowany czasowo z blokiem danych przesyłanym w kanale DPDCH, natomiast w przypadku łącza w górę oba kanały DPDCH i DPCCCH funkcjonują równolegle, w związku z czym budowa filtru WMSA jest odmienna dla obu kierunków transmisji.

Na rys. 4.8 przedstawiono schemat filtru WMSA z czasowym rozdziałem sygnału pilotowego, odpowiadający przypadkowi transmisji w łączu w dół. W pierwszej kolejności jest dokonywane uśrednianie estymat $\tilde{\xi}_l(m, n)$ uzyskanych na podstawie wszystkich N_{pilot} bitów sygnału pilotowego n -tej ramki elementarnej, dla tej samej l -tej ścieżki propagacyjnej, zgodnie z zależnością (4.34). W wyniku tej operacji uzyskujemy średnią estymatę $\tilde{\xi}_l(n)$, która w kolejnym kroku jest podawana na wejście linii opóźniającej, pracującej z krokiem równym czasowi trwania ramki elementarnej T_{slot} . Następnie przy pomocy $2K$ współczynników wagowych α_j , $j \in \{-K+1, -K+2, \dots, -1, 0, 1, \dots, K-1, K\}$ jest dokonywane ważne sumowanie tych estymat, w wyniku którego uzyskujemy wypadkową estymatę odpowiedzi impulsowej kanału, dla l -tej ścieżki propagacyjnej w n -tej ramce elementarnej, zgodnie z zależnością [13,67]:

$$\hat{\xi}_l(n) = \sum_{j=-K+1}^K \alpha_j \cdot \tilde{\xi}_l(n+j) \quad (4.36)$$

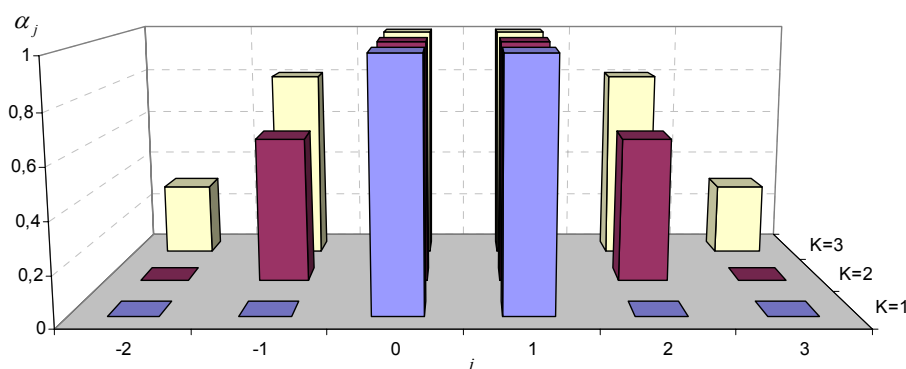
gdzie: α_j – współczynniki wagowe o wartościach rzeczywistych,

$2K$ – liczba ramek elementarnych, w których jest przeprowadzane ważone uśrednianie odpowiedzi impulsowej kanału.



Rys. 4.8. Schemat filtru WMSA z czasowym rozdziałem sygnału pilotowego w łączu w dół.

Należy tu dodać, że podobnie jak w przypadku metody uśredniania, uzyskana w ten sposób estymata $\hat{\xi}_i(n)$ jest wykorzystywana do korekcji amplitudy i fazy wszystkich N_{data} bitów danych w n -tej ramce elementarnej, niezależnie od ich położenia wewnątrz ramki. Ponadto współczynniki wagowe α_j mają ustalone wartości, które zależą od okresu obserwacji filtra $2K \cdot T_{slot}$. W praktyce nie stosuje się filtrów WMSA dla $K > 3$, ponieważ dla $K = 4$ muszą być brane pod uwagę sygnały pilotowe przesyłane w 8-u ramkach elementarnych, co oznacza znaczne opóźnienie w wyznaczaniu estymaty i możliwe duże różnice między rzeczywistą odpowiedzią impulsową a jej estymatą. W pracy [15] rozważane były zagadnienia doboru wartości współczynników α_j na drodze badań symulacyjnych, a jej autorzy poszukiwali takich wartości współczynników α_j , dla których uzyskuje się minimalną wartość stopy błędów BER , przy zadanym E_b/N_t , dla wybranych prędkości poruszania się terminala. W rezultacie tych badań zaproponowano wartości współczynników α_j dla różnych K , przedstawione na rys. 4.9 oraz w załączniku A w tabeli A.5.

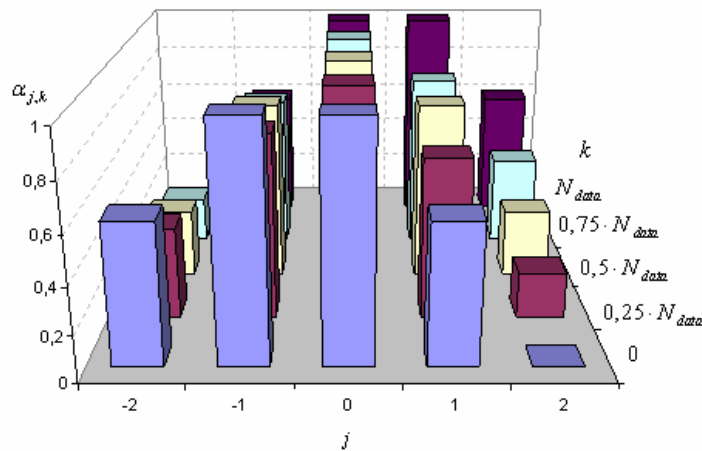


Rys. 4.9. Wartości współczynników α_j filtru WMSA dla łączu w dół wyznaczone na drodze symulacyjnej [15].

W przypadku szybkiego przemieszczania się stacji ruchomej, obserwujemy znaczne fluktuacje fazy odbieranego sygnału w stosunkowo krótkim czasie obserwacji, co zostało podkreślone w punkcie 2.5. Wówczas odpowiedź impulsowa kanału może zmieniać się nawet w czasie trwania ramki elementarnej, w związku z czym estymata odpowiedzi impulsowej kanału, wyznaczona na podstawie sygnału pilotowego, może być niedokładna. Wprowadzenie niewielkiej modyfikacji w metodzie ważonej WMSA, polegającej na uzależnieniu wartości współczynników wagowych filtra WMSA od pozycji sygnału danych w ramce, może przyczynić się do poprawy jakości estymacji. W takim przypadku wartości współczynników wagowych są zmienne, co zaznaczamy przez wprowadzenie indeksu k o wartości zależnej od położenia k -tego bitu danych w ramce i współczynniki oznaczamy przez $\alpha_{j,k}$. W wyniku takiej zmiany wypadkowa estymata odpowiedzi impulsowej kanału w łączy w dół, dla k -tego bitu danych, w n -tej ramce elementarnej, dla l -tej ścieżki propagacyjnej, dana jest zależnością [13]:

$$\hat{\xi}_l(n,k) = \sum_{j=-K+1}^K \alpha_{j,k} \cdot \tilde{\xi}_l(n+j) \quad (4.37)$$

W pracy [13] rozważane były zagadnienia doboru wartości współczynników $\alpha_{j,k}$ na drodze badań symulacyjnych i jej autorzy, wzorując się na własnych wynikach opublikowanych w [15], zaproponowali także dobór wartości współczynników $\alpha_{j,k}$. Na rys. 4.10 oraz w załączniku A w tabeli A.6 przedstawiono przykładowe wartości tych współczynników dla $j \in (-2, -1, \dots, 2)$ i k przyjmującego 5 wartości.



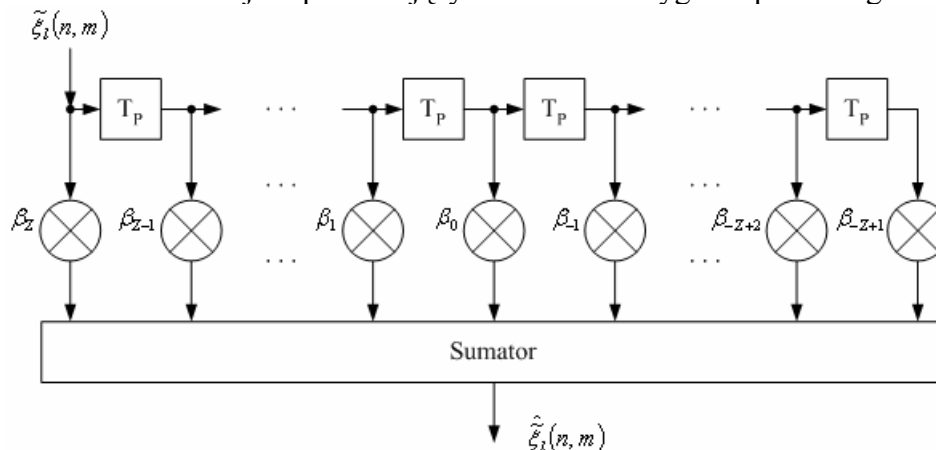
Rys. 4.10. Przykładowe wartości współczynników $\alpha_{j,k}$ filtra WMSA dla łączy w dół [13].

Na rys. 4.11 przedstawiono drugi typ filtra WMSA z równoległym sygnałem pilotowym, odpowiadający przypadkowi transmisji w łączy w górę. Teraz estymaty $\tilde{\xi}_l(m,n)$ są wyznaczone na podstawie kolejnych sygnałów pilotowych i są bezpośrednio podawane na wejście linii opóźniającej, pracującej z krokiem równym czasowi trwania sygnału pilotowego T_p . Następnie przy pomocy $2Z$ współczynników wagowych β_j , $j \in \{-Z+1, -Z+2, \dots, -1, 0, 1, \dots, Z-1, Z\}$ jest dokonywane ważne sumowanie tych estymat, w wyniku którego uzyskujemy wypadkową estymatę odpowiedzi impulsowej kanału, odpowiadającą m -temu sygnałowi pilotowemu, w n -tej ramce elementarnej, dla l -tej ścieżki propagacyjnej zgodnie z zależnością [13,67]:

$$\hat{\xi}_i(n, m) = \sum_{j=-Z+1}^Z \beta_j \cdot \tilde{\xi}_i(n, m + j) \quad (4.38)$$

gdzie: β_j – współczynniki wagowe o wartościach rzeczywistych,

$2Z$ – okres obserwacji odpowiadający liczbie bitów sygnału pilotowego.



Rys. 4.11. Schemat filtru WMSA z równoległym sygnałem pilotowym w łączu w górę.

Współczynniki wagowe β_j filtru WMSA mają dla danego j ustaloną wartość, która zależy od okresu obserwacji filtru $2Z \cdot T_p$. W przypadku łącza w górę nie stosuje się ograniczeń długości okresu obserwacji $2Z \cdot T_p$, określającej liczbę bitów sygnału pilotowego, dla których jest wyznaczana estymata odpowiedzi impulsowej kanału. W praktyce jednak $Z \leq 20$, co odpowiada przedziałowi czasu trwania 4 ramek elementarnych. Wynika to ze specyfiki przesyłania sygnałów pilotowych w oku kierunkach transmisji. W łączu w górę sygnały pilotowe stanowią znaczącą większość (do 80%) zawartości ramki elementarnej kanału sterującego *DPCCH*, natomiast w przypadku łącza w dół, nie przekraczają 30% zawartości ramki elementarnej, ze względu na ich czasową multipleksację z blokami danych kanału *DPDCH*. W związku z tym czas trwania sygnałów pilotowych jest dłuższy w przypadku łącza w górę i okres uśredniania $2Z \cdot T_p$ filtru WMSA można ograniczyć do 4 ramek elementarnych. Aby omawiana metoda przyniosła zamierzone korzyści, okres obserwacji $2Z \cdot T_p$ powinien obejmować przynajmniej jedną ramkę elementarną.

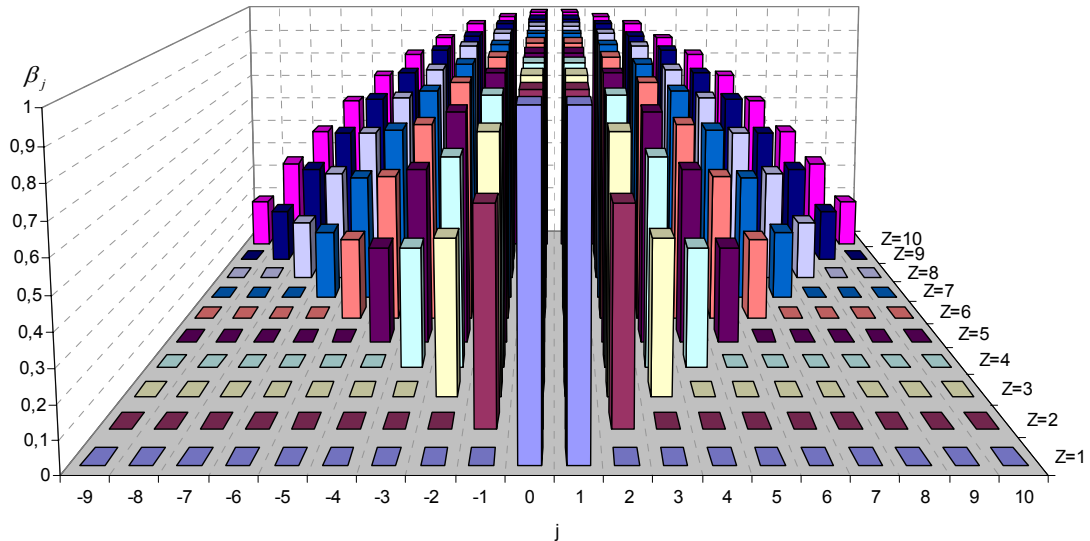
W pracy [13] rozważane były zagadnienia doboru wartości współczynników β_j na drodze badań symulacyjnych. Autorzy tej pracy zaproponowali sposób wyznaczania wartości współczynników β_j zgodnie z zależnością:

$$\begin{aligned} \beta_j &= 1 - q \cdot j^2 + q \cdot j \\ q &= 1 / (Z^2 + Z) \\ j &= -Z + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, Z \end{aligned} \quad (4.39)$$

co zostało przedstawione na rys. 4.12 oraz w załączniku A w tabeli A.7.

Podobnie jak w przypadku metody bezpośredniej, uzyskana estymata $\hat{\xi}_i(n, m)$ jest stosowana do korekcji amplitudy i przesunięcia fazowego grupy r bitów danych przypadających na m -ty sygnał pilotowy w n -tej ramce elementarnej. Jak pamiętamy z poprzednich rozważań, na jeden bit sygnału pilotowego przypada r bitów danych, przy czym

$r \in \{1,2,4,8,16,32,64\}$ dla łącza w górę oraz $r \in \{0.5,1,2,4,8,16,32,64\}$ dla łącza w dół. Ze względu na fakt, że wynikowe estymaty odpowiedzi impulsowej są wyznaczone dla każdego sygnału pilotowego, nie zachodzi konieczność uzależniania wartości współczynników wagowych β_j od pozycji bitów danych w ramce, co miało miejsce w przypadku łącza w dół.



Rys. 4.12. Wartości współczynników β_j filtra WMSA dla łącza w górę wyznaczone na podstawie zależności (4.39) [13].

Przedstawiony na rys. 4.11 filtr WMSA, pracujący w oparciu o sygnał pilotowy przesyłany w oddzielnym kanale w łączu w górę, może być zastosowany również w przypadku łącza w dół, gdy jest wykorzystywany dodatkowy kanał pilotowy *CPICH*. W takim przypadku istnieje również możliwość wyznaczenia estymaty odpowiedzi impulsowej kanału na podstawie sygnałów pilotowych przesyłanych w kanałach *DPCCH* oraz *CPICH*. Wówczas jest konieczne dobranie odpowiednich proporcji pomiędzy tymi estymatami, zgodnie z poniższą zależnością [99]:

$$\tilde{\xi}_l(n,m) = \chi \cdot \tilde{\xi}_l^{CPICH}(n,m) + (1-\chi) \cdot \tilde{\xi}_l^{DPCCH}(n,m) \quad (4.40)$$

przy czym:

$$\chi = \frac{N_{pilot}^{CPICH} \cdot SF_{CPICH}}{N_{pilot}^{CPICH} \cdot SF_{CPICH} + N_{pilot}^{DPCCH} \cdot SF_{DPCCH}} \quad (4.41)$$

gdzie: N_{pilot}^{CPICH} liczba bitów sygnału pilotowego przesyłanych w kanale *CPICH*, na podstawie których jest wyznaczana estymata $\tilde{\xi}_l^{CPICH}(n,m)$ odpowiedzi impulsowej kanału, N_{pilot}^{DPCCH} liczba bitów sygnału pilotowego przesyłanych w kanale *DPCCH*, na podstawie których jest wyznaczana estymata $\tilde{\xi}_l^{DPCCH}(n,m)$ odpowiedzi impulsowej kanału.

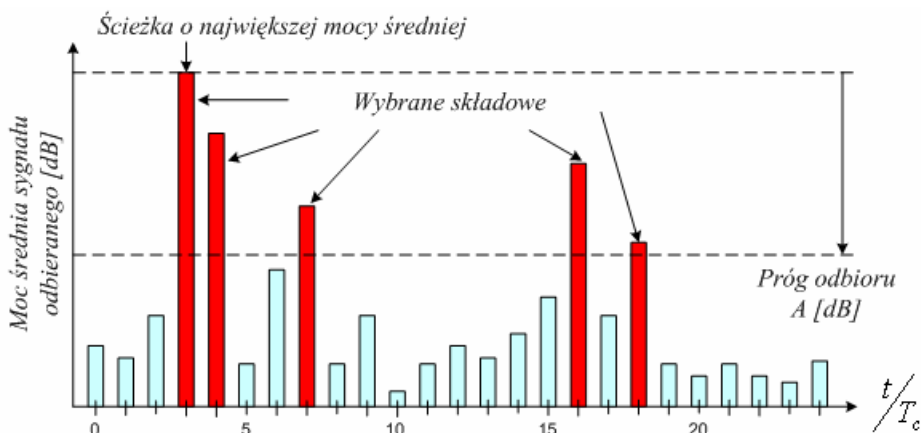
W przypadku, gdy estymaty odpowiedzi impulsowej kanału są wyznaczone na podstawie sygnałów pilotowych z k ramek elementarnych, należy k -krotnie powiększyć N_{pilot}^{CPICH} i/lub N_{pilot}^{DPCCH} we wzorze (4.41).

4.6. Reguły wyboru znaczących składowych użytecznego sygnału odbieranego w warunkach propagacji wielodrogowej

Liczba rozróżnialnych składowych sygnału użytecznego, docierających różnymi drogami do odbiornika, może zmieniać się dynamicznie w czasie, na skutek przemieszczania się odbiornika względem nadajnika, a także przemieszczania się obiektów odbijających, rozpraszających lub uginających fale i znajdujących się na drogach propagacji fal. W związku z tym liczba i rozmieszczenie aktywnych odczepów odbiornika RAKE powinny się także zmieniać, aby zapewnić odbiór jedynie znaczących energetycznie składowych sygnału użytecznego.

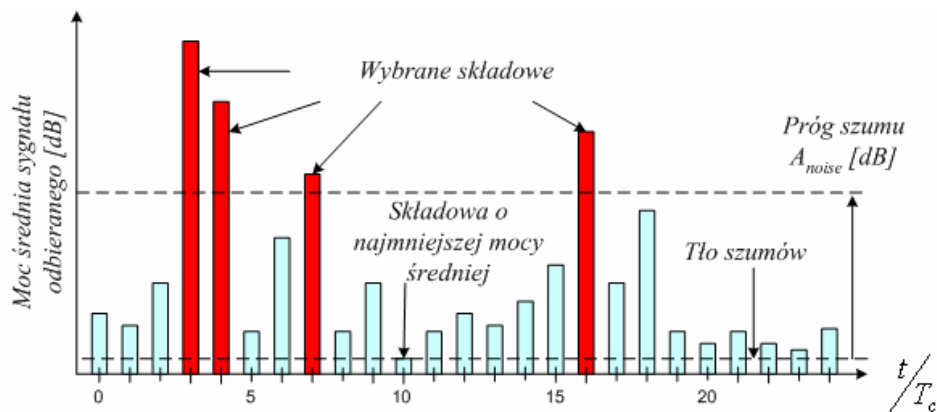
Z tego względu ważna jest reguła wyboru znaczących składowych sygnału użytecznego i odrzucania wszystkich pozostałych składowych. Najprościej regułę tę oprzeć na chwilowym rozkładzie mocy średniej krótkookresowej² sygnału odbieranego w funkcji opóźnienia propagacyjnego, którą można wyznaczyć na podstawie pomiaru mocy średniej sygnałów pilotowych, występującej w poszczególnych odczepach odbiornika RAKE. W oparciu o ten rozkład można dokonywać wyboru znaczących energetycznie składowych sygnału użytecznego, przy czym w literaturze [26,27,47,86] można spotkać różne kryteria wyboru:

- wybór składowych na podstawie składowej o największej mocy średniej wraz z określeniem „okna” dla akceptowalnych wartości innych składowych przez przyjęcie względnego progu odbioru A , co zostało zobrazowane na rys. 4.13,
- wybór składowych na podstawie składowej o najmniejszej mocy średniej odniesionej do tła szumów, tj. określonej przez próg szumu A_{noise} , co zostało zobrazowane na rys. 4.14,
- wybór składowych na podstawie składowej o najmniejszej mocy średniej odniesionej do mocy średniej interferencji, tj. określonej przez próg interferencji A_{int} , co zostało zobrazowane na rys. 4.15.

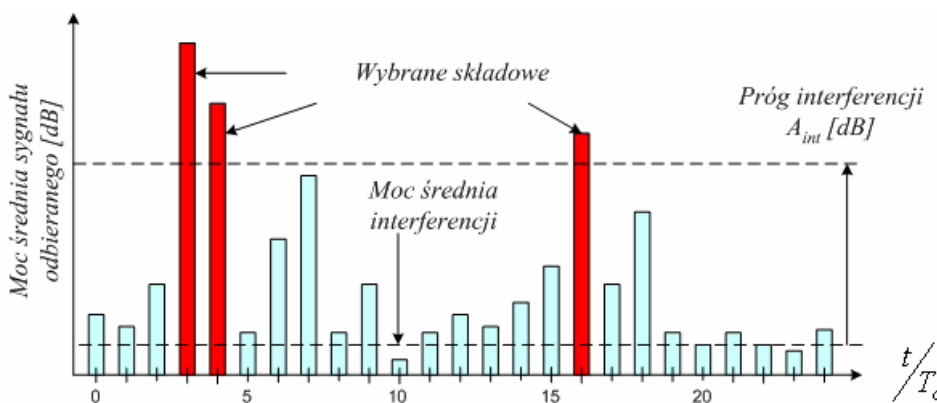


Rys. 4.13. Ilustracja do reguły wyboru składowych sygnału użytecznego na podstawie względnego progu odbioru A , w odniesieniu do mocy średniej składowej o największej mocy średniej

² W dalszych rozważaniach moc średnia krótkookresowa będzie nazywana w skrócie mocą średnią.



Rys. 4.14. Ilustracja do reguły wyboru składowych sygnału użytecznego na podstawie względnego progu szumów A_{noise} , w odniesieniu do mocy średniej składowej o najmniejszej mocy średniej



Rys. 4.15. Ilustracja do reguły wyboru składowych sygnału użytecznego na podstawie względnego progu interferencji A_{int} , w odniesieniu do mocy średniej interferencji.

Omawiane metody, zwłaszcza pierwsza i druga, są stosunkowo proste do zaimplementowania w odbiorniku RAKE. Jest możliwe również stosowanie metody mieszanej obejmującej metody pierwszą i drugą oraz pierwszą i trzecią [26,27], co pozwala na odrzucenie pewnych składowych, których poziom mocy jest wyższy od poziomu wyznaczonego przez A , ale jest zarazem niższy niż poziom wyznaczony przez A_{noise} lub próg interferencji A_{int} . Zastosowanie odpowiedniego progu odbioru A może jednak wyeliminować metody drugą i trzecią. Za zastosowaniem pierwszej metody przemawia też jej prostota.

4.7. Odbiór adaptacyjny

Jak wiadomo, system UMTS charakteryzuje się ogromną różnorodnością warunków pracy, ze względu na przemieszczanie się terminali z różnymi prędkościami w różnych środowiskach propagacyjnych o zmiennym obciążeniu. Jednym z założeń systemu UMTS jest integracja segmentów naziemnego i satelitarnego, zapewniająca użytkownikom dostęp do określonych rodzajów usług, w dowolnym miejscu na Ziemi. Wybór pomiędzy użytkowaniem segmentu naziemnego lub satelitarnego będzie zależał od lokalnej infrastruktury na danym obszarze oraz możliwości terminala. Przewiduje się, że terminale systemu UMTS będą miały możliwość programowego przystosowania się do pracy z interfejsem radiowym segmentu naziemnego lub satelitarnego, co będzie stanowiło pierwszy etap adaptacji odbiornika [69].

Należy jednak pamiętać, że ze względu na koszt połączenia, decyzja o przełączeniu pomiędzy segmentem naziemnym i satelitarnym systemu UMTS będzie należała do użytkownika.

Praca w różnych środowiskach propagacyjnych segmentu naziemnego systemu UMTS, począwszy od wnętrza budynków, poprzez tereny miejskie i wiejskie, aż do rozległych obszarów górzystych, będzie pociągać za sobą drugi etap adaptacji odbiornika, polegający na dostosowaniu parametrów terminala do warunków środowiskowych. Jednym z tych parametrów jest liczba rozróżnialnych składowych sygnału odbieranego, zależna od czasu pamięci kanału. Jak pamiętamy, w niektórych środowiskach propagacyjnych czas ten jest krótszy od czasu trwania pojedynczego chipu, przez co możliwość realizacji odbioru zbiorczego czasowego w ogóle nie wchodzi w grę. W związku z tym dostosowanie liczby odczepów odbiornika RAKE do rodzaju środowiska propagacyjnego może przyczynić się jednocześnie do zmniejszenia zużycia energii, która w przypadku terminala ruchomego ma znaczący wpływ na jego funkcjonalność.

W dalszej części rozprawy zostanie rozważona efektywność mechanizmu dynamicznego sterowania mocą oraz wybór odpowiedniej metody estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, które jak się okaże, zależą od prędkości poruszania się terminala. W związku z tym, trzeci etap adaptacji odbiornika będzie polegać na dostosowaniu jego parametrów do prędkości, z jaką terminal się porusza.

Należy tu jednak wspomnieć, że drugi i trzeci etap adaptacji odbiornika będą wymagały przesyłania dodatkowych informacji sterujących oraz wyznaczania przez system średnich prędkości terminali. Ze względu na dużą dynamikę zmian prędkości terminala zadanie to może okazać się zbyt skomplikowane, a przez to mało efektywne. Dlatego wydaje się, że parametry odbiornika RAKE powinny być przypisane do komórki systemu UMTS, w której użytkownik może poruszać się z określonymi prędkościami. W ten sposób terminal, logując się w danej stacji bazowej, otrzymywałby zestaw parametrów, zapewniających optymalną pracę jego odbiornika w określonych warunkach środowiskowych, tym samym ułatwiając realizację w nim funkcji adaptacji [69].

ROZDZIAŁ V

Wyniki badań symulacyjnych

5.1. Symulacyjny model interfejsu radiowego WCDMA/FDD

Badania symulacyjne efektywności odbioru wielodrogowego zostały przeprowadzone przy pomocy symulatora warstwy fizycznej oraz warstwy łącza danych interfejsu radiowego WCDMA/FDD, dla obu kierunków transmisji. W budowie symulatora zastosowano rozwiązania zgodne z dokumentacją techniczną systemu UMTS [4,5,6,7,8,43], dla tych wszystkich funkcji, które były przedmiotem badań, aby można było uzyskać obiektywną ocenę efektywności pracy interfejsu radiowego. W skład opracowanego modelu symulatora wchodzi następujące człony funkcjonalne:

- blok toru nadawczego dla obu kierunków transmisji, w tym: generatory ciągów informacyjnych, generatory ciągów pilotowych, blok kodowania cyklicznego detekcyjnego i kodowania splotowego, blok przeplotu, generatory ciągów ortogonalnych i zespolonych ciągów pseudolosowych, bloki ortogonalizacji, skrambrowania zespolonego i modulacji oraz formowania ramek,
- równoważny dolnopasmowy model szerokopasmowego kanału radiokomunikacyjnego z propagacją wielodrogową, efektem Dopplera oraz gaussowskim szumem białym, z uwzględnieniem statycznych i dynamicznych charakterystyk kanału i zgodnie ze specyfikacją standaryzowanych profili propagacyjnych kanałów [24,36,48],
- blok toru odbiorczego, w tym: demodulator i detektor, blok odbiornika wielodrogowego RAKE z estymacją przesunięć fazowych wprowadzanych przez kanał, bloki deskrambrowania zespolonego, deortogonalizacji, bloki rozplotu, dekodowania splotowego z detekcją miękko decyzyjną i dekodowania cyklicznego detekcyjnego,
- blok dynamicznego sterowania mocą w pętli zamkniętej.

Badania symulacyjne obejmują przypadek transmisji sygnałów w pojedynczym fizycznym kanale danych użytkownika *DPDCH* oraz fizycznym kanale sterującym *DPCCH* oraz dodatkowo w przypadku łącza w dół, w fizycznym kanale pilotowym *CPICH*. Transmisja w pozostałych fizycznych kanałach sterujących, jak również równoległych kanałach transmisji danych *DPDCH* tego samego użytkownika oraz innych użytkowników, nie była badana, chociaż wpływ sygnałów przesyłanych w tych kanałach jest zawarty w postaci szumopodobnych interferencji dodawanych do sygnałów użytkownika i sygnałów sterujących w bloku kanału radiowego.

5.1.1. Założenia i warunki badań symulacyjnych

Zgodnie z zaleceniami 3GPP dla systemu UMTS [1,43], jako podstawowe rodzaje usług można uznać usługi transmisji sygnałów mowy o szybkościach transmisji 8 kb/s, 12,2 kb/s, oraz usługi transmisji danych o szybkościach 64 kb/s, 144 kb/s oraz 384 kb/s. Ze względu na objętość pracy oraz ogromne nakłady czasu konieczne do przeprowadzenia wiarygodnych badań symulacyjnych, ograniczono się jedynie do usługi transmisji sygnałów mowy o szybkości 12,2 kb/s oraz dwóch usług transmisji danych o szybkościach 64 kb/s oraz

144 kb/s. Oprogramowanie wykorzystywane w trakcie badań symulacyjnych umożliwia jednak symulację usługi transmisji sygnałów mowy 8 kb/s oraz transmisji danych 384 kb/s. Dla wszystkich badanych usług przyjęto kod splotowy (3,1,9) oraz kod detekcyjny cykliczny CRC 12 dla usługi transmisji sygnałów mowy oraz CRC 16 – dla usługi transmisji danych.

Jako miary jakości transmisji podczas badań przyjęto prawdopodobieństwo błędu elementarnego P_b oraz prawdopodobieństwo błędu blokowego P_r , których oszacowaniem są częstość błędów elementarnych BER (ang. *Bit Error Rate*) oraz częstość błędów w bloku BLER (ang. *Block Error Rate*) [10]. Szacowanie tych prawdopodobieństw błędu stanowiło podstawę do określenia jakości transmisji w interfejsie radiowym, a do wiarygodnej oceny tych prawdopodobieństw konieczne było przesłanie znacznej liczby sygnałów elementarnych. W przypadku transmisji sygnałów mowy przyjęto $P_b = 10^{-3}$, natomiast w przypadku transmisji danych założono $P_b = 10^{-5}$.

W celu uświadomienia sobie skali nakładów przetwarzania niezbędnych do określenia BER i BLER warto zauważyć, iż dla oceny prawdopodobieństwa błędu elementarnego o wartości P_b i uzyskania wiarygodnych statystycznie wyników, jest konieczne zrealizowanie co najmniej kilkunastokrotnych badań symulacyjnych na ciągach n_b -bitowych [50,94], gdzie

$$n_b \geq \frac{10}{P_b(1-P_b)} \quad (5.1)$$

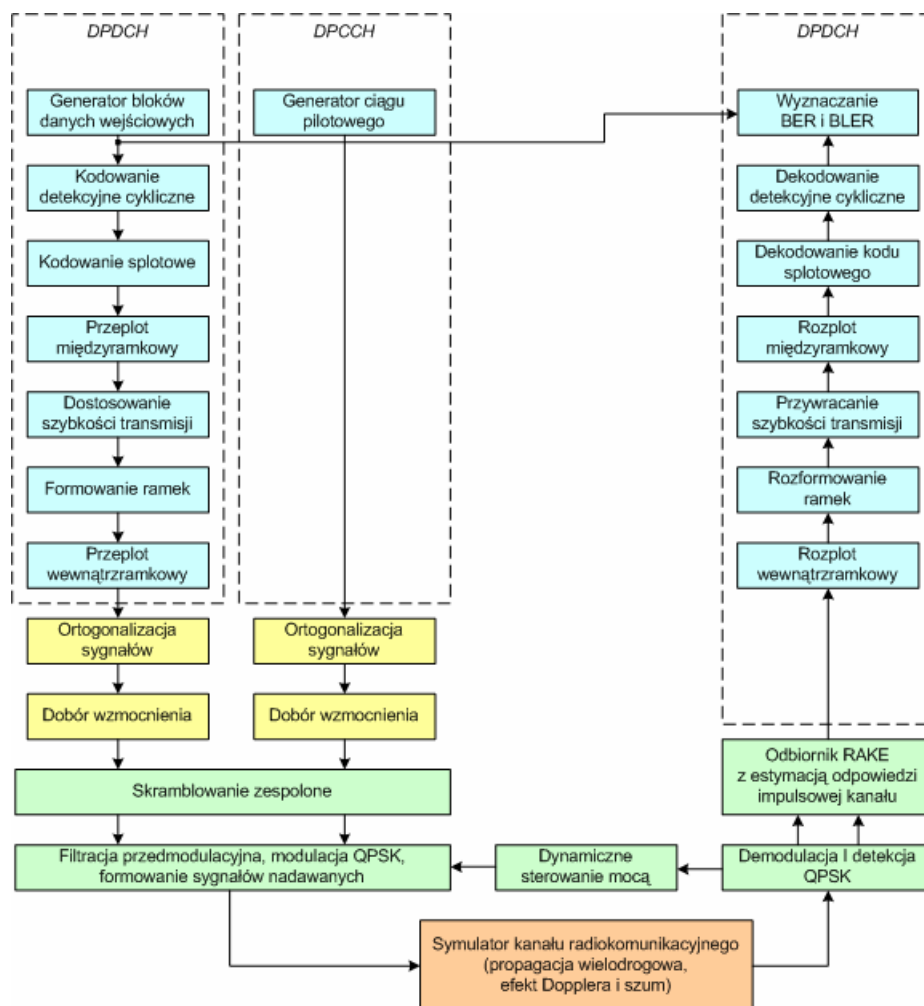
Zakładając stopę błędów $P_b = 10^{-3}$, uzyskujemy liczbę bitów w ciągu nie mniejszą niż 10^4 , natomiast w przypadku $P_b = 10^{-5}$ – nie mniejszą niż 10^6 . Należy też pamiętać, że symulacja jest procesem złożonym i niezwykle czasochłonnym, gdyż do przesłania ciągów danych o wspomnianych długościach jest konieczne przesłanie o wiele dłuższych ciągów chipów. W załączniku A (tabela A.1 ÷ A.3) zostały podane podstawowe parametry symulacji, przyjęte dla poszczególnych rodzajów usług dla obu kierunków transmisji, uzyskane w oparciu o zestawienia przedstawione w literaturze [2,3,34,35,63,72,73].

5.1.2. Model toru nadawczo-odbiorczego w łączu w górę i w dół

Ze względu na odmienny sposób formowania i przetwarzania sygnałów w torze nadawczym interfejsu WCDMA/FDD dla obu kierunków transmisji, konieczne jest zastosowanie dwóch odmiennych modeli dla potrzeb transmisji w łączu w górę i w dół. Schemat blokowy symulatora interfejsu radiowego WCDMA/FDD w łączu w górę przedstawiono na rys. 5.1, a w łączu w dół – na rys. 5.2.

Praca programu symulacyjnego jest wieloetapowa i są w niej uwzględnione różne uwarunkowania odnoszące się zarówno do danych wejściowych jak i systemowe. W szczególności dotyczą one:

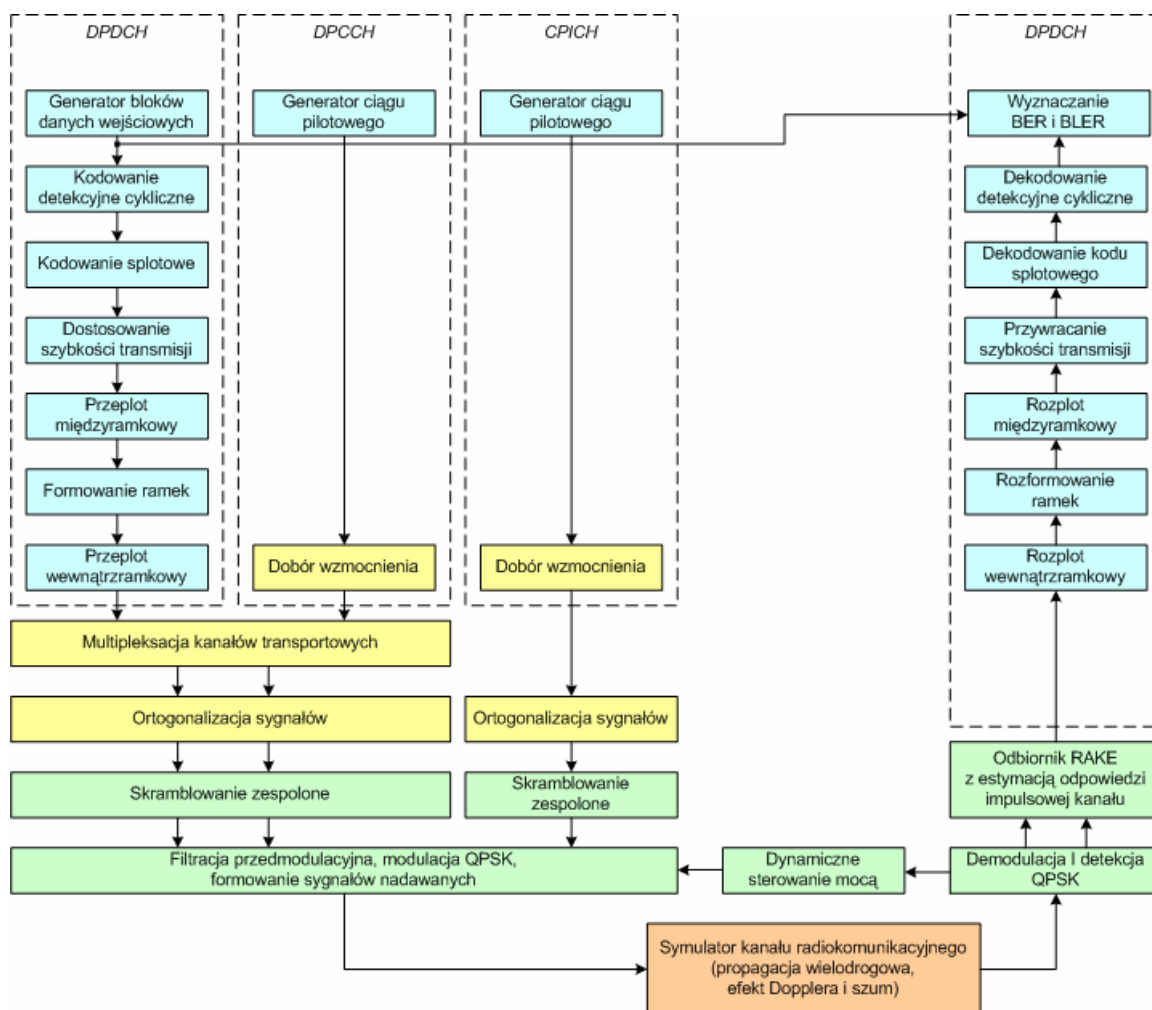
- sygnału wejściowego, który jest ciągiem binarnym pseudolosowym o równomiernym rozkładzie prawdopodobieństwa występowania "0" i "1". W zależności, od wybranego rodzaju usługi, generator danych reprezentujących ciąg wejściowy dostarcza bloki informacyjne o odpowiedniej długości, przy czym liczba wygenerowanych bloków zależy od liczby ramek podstawowych używanych w symulacji.
- bloków informacyjnych, które są poddawane kodowaniu blokowemu detekcyjnemu z wykorzystaniem kodu cyklicznego, a następnie kodowaniu splotowemu korekcyjnemu.



Rys. 5.1. Schemat blokowy opracowanego symulatora interfejsu radiowego WCDMA/FDD w łączu w górę

- przeplotu międzyramkowego, dostosowania długości transmitowanego ciągu do możliwej szybkości transmisji w kanale, formowania ramki podstawowej złożonej z 15 ramek elementarnych oraz przeplotu wewnętrzramkowego.
- ciągu informacyjnego, który stanowi dane kanału *DPDCH*, natomiast dane pilotowe stanowią dane kanałów *DPCCH*, a także *CPICH* w przypadku łączu w dół.
- sygnałów z obu kanałów, które w przypadku transmisji w łączu w górę, są poddawane ortogonalizacji i odpowiedniemu wzmocnieniu, po czym są poddawane operacji zespolonego skramblowania.
- multipleksowania sygnałów z obu gałęzi modulatora QPSK, w przypadku transmisji w łączu w dół i po dobraniu wzmocnienia sygnału pilotowego, które są następnie poddawane ortogonalizacji i zespolonemu skramblowaniu.
- korekcji amplitudy sygnałów w modulatorze QPSK zgodnie z procedurą dynamicznego sterowania mocą, przy czym korekcja ta dotyczy tylko sygnałów przesyłanych w kanale *DPCCH*.
- przekazywania strumieni sygnałów z obu gałęzi modulatora QPSK do modelu symulatora kanału radiokomunikacyjnego z zanikami, efektem Dopplera oraz szumem białym [36,44,94]. Zgodnie z zaleceniami ETSI [23,24], do badań interfejsu radiowego WCDMA/FDD systemu UMTS wykorzystuje się modele kanałów zbudowane wg

standaryzowanych charakterystyk (patrz rozdz. 2). Charakterystyki statyczne i dynamiczne modeli kanału zalecane do badań interfejsu WCDMA/FDD zostały określone przez ITU-R [48]. Opis matematyczny i podstawowe charakterystyki stosowanych modeli zostały szczegółowo opisane w [36]. Ponieważ przeprowadzone badania symulacyjne nie obejmują badań, w których wykorzystujemy sygnały interferujące, pochodzące od innych użytkowników kanału, dlatego addytywny biały szum gaussowski odzwierciedla nie tylko szum cieplny, ale również interferencje. Generowany szum o odpowiedniej mocy jest dodawany do sygnału użytecznego zgodnie z powszechnie stosowaną metodą Boxa - Müllera [29,44,49,94].



Rys. 5.2. Schemat blokowy opracowanego symulatora interfejsu radiowego WCDMA/FDD w łączu w dół

- skupiania widma odebranego sygnału użytecznego w adaptacyjnym odbiorniku RAKE oraz korekcji amplitudy i przesunięcia fazowego wywołanego przez propagację wielodrogową dla każdej znaczącej składowej sygnału. Korekcja amplitudy i przesunięcia fazowego jest dokonywana na podstawie ciągów pilotowych, a adaptacja polega na każdorazowym wyborze składowych o największej mocy średniej i akumulacji odpowiadających im sygnałów (komplementarne ich opóźnianie w odniesieniu do opóźnienia wprowadzanego przez kanał i zespolone sumowanie).
- rozplotu wewnątrzramkowego i międzyramkowego sygnałów odtworzonych w odbiorniku RAKE, przy czym w przypadku łącza w górę, przed dokonaniem drugiego rozplotu, jest

przywracana właściwa szybkość transmisji, a w przypadku łącza w dół, operacja ta jest dokonywana po drugim rozplocie. Następnie sygnał jest poddawany dekodowaniu splotowemu, w oparciu o miękko decyzyjny dekodery Viterbiego (ang. *Soft Output Viterbi Algorithm – SOVA*) i dekodowaniu blokowemu cyklicznemu, w celu określenia liczby błędnie odebranych bloków.

- wyznaczenia elementarnych stóp błędów: bitowej BER oraz blokowej BLER.

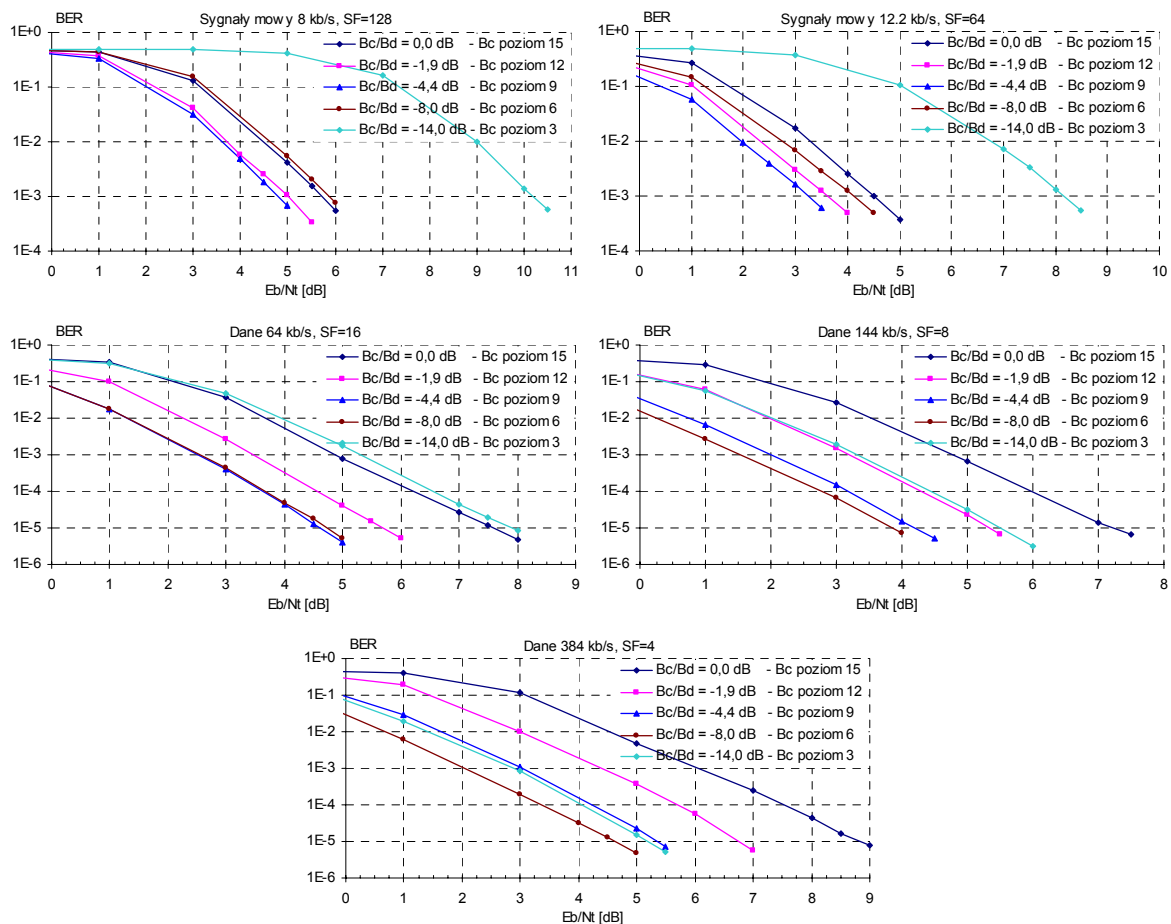
5.2. Optymalizacja wzmocnienia sygnałów w kanałach fizycznych w łączu w górę

Jak wspomniano w podpunkcie 3.4.1, wprowadzenie różnych wartości wzmocnień w torach sygnałowych poszczególnych kanałów fizycznych *DPDCH* i *DPCCH* w łączu w górę, ma na celu zapewnienie odpowiedniej jakości transmisji dla wchodzących w grę usług i sygnałów sterujących oraz wyrównanie odstępów między końcami wektorów reprezentujących sygnały zmodulowane w przestrzeni sygnałowej. Warto tu zaznaczyć, że współczynnik rozproszenia widma SF_{DPCCH}^{UL} dla kanału sterującego *DPCCH* w łączu w górę jest zawsze równy 256, natomiast w przypadku kanału danych *DPDCH* wartość współczynnika SF_{DPDCH}^{UL} zależy od rodzaju realizowanej usługi, w tym głównie od wymaganej przepływności – im większa szybkość transmisji tym mniejsza wartość współczynnika rozpraszania widma³ [5,7,43]. Takie rozwiązanie powoduje, że energia przypadająca na pojedynczy bit w kanale sterującym *DPCCH* jest znacznie większa od energii przypadającej na pojedynczy bit w kanale *DPDCH*. W związku z tym, zachodzi konieczność doboru wzmocnień, mająca na celu osiągnięcie takiej energii sygnału przypadającej na pojedynczy bit w każdym z multipleksowanych kanałów, aby przesyłać sygnały z pożądaną dla rozważanej usługi (usług) jakością [34].

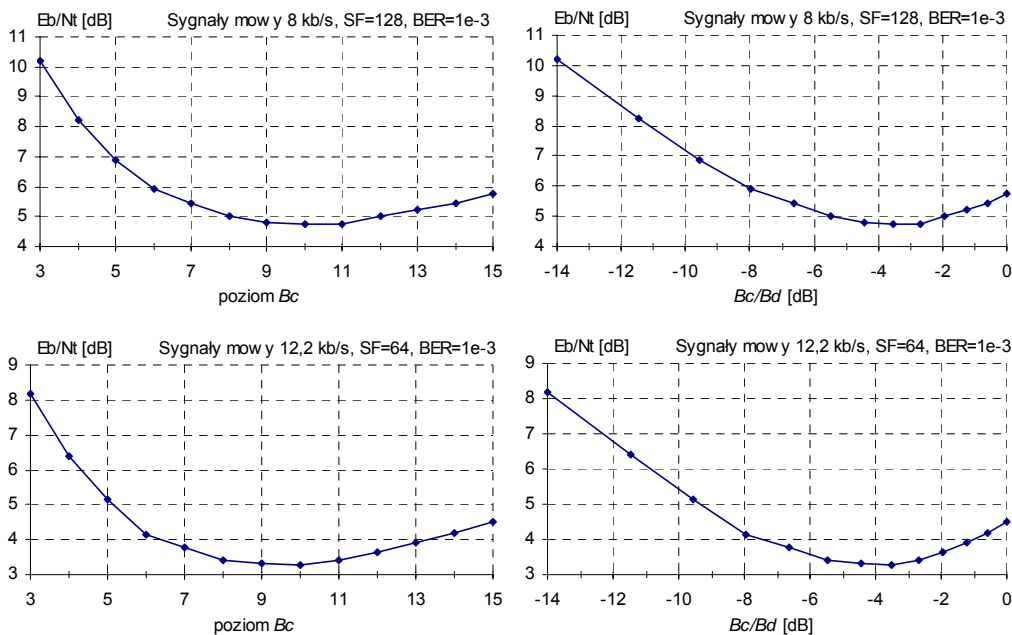
Badania symulacyjne, polegające na ocenie jakości transmisji dla pięciu podstawowych usług o szybkościach transmisji 8 kb/s, 12,2 kb/s, 64 kb/s, 144 kb/s oraz 384 kb/s, zostały przeprowadzone przy różnych wartościach wzmocnień w torach sygnałowych poszczególnych kanałów fizycznych, przy założeniu, że dane są przesyłane tylko w jednym kanale *DPDCH*. Na rys. 5.3 ÷ 5.5 przedstawiono wyniki przeprowadzonych symulacji.

Jak widać, stosowanie różnych wzmocnień w torach sygnałowych wpływa znacząco na jakość transmisji. Jest to szczególnie istotne dla przesyłania danych o dużych przepływnościach, gdyż zastosowanie odpowiedniego wzmocnienia zapewnia zysk od 3 dB do 4 dB w stosunku do przypadku, gdy wzmocnienia w poszczególnych torach sygnałowych są jednakowe. Z kolei, w przypadku przesyłania sygnałów mowy o niewielkiej przepływności, zysk wynosi ok. 1 dB. Należy tu podkreślić, że zgodnie z zależnością (3.5) zastosowanie optymalnego wzmocnienia w torach sygnałowych kanałów fizycznych powoduje zmniejszenie średniego poziomu mocy sygnału emitowanego przez pojedynczą stację ruchomą, co w połączeniu z poprawą jakości odbioru ma fundamentalne znaczenie dla zapewnienia dużej pojemności systemu.

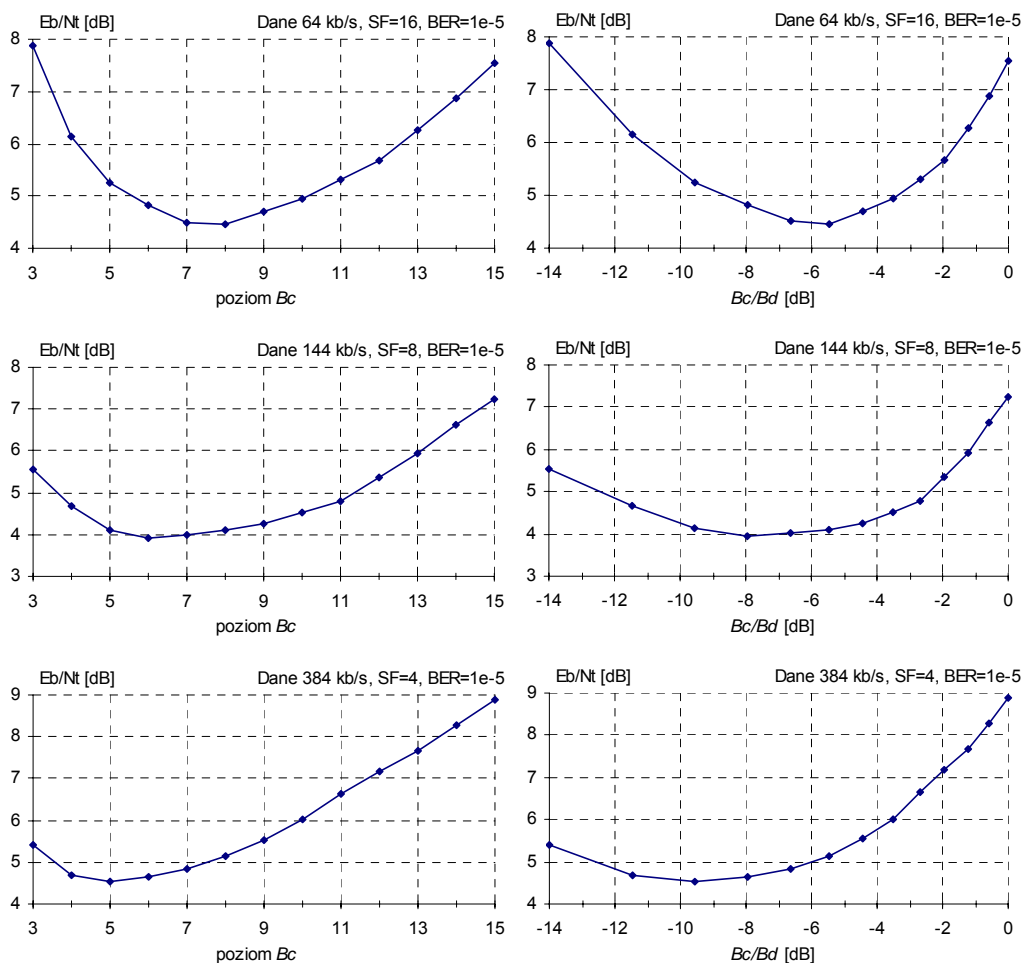
³ chociaż przy większych przepływnościach jest realizowana transmisja równoległa w kilku kanałach danych.



Rys. 5.3. Wpływ poziomu wzmacnienia na jakość transmisji dla rozważanych rodzajów usług.



Rys. 5.4. Zależność stosunku E_b/N_t od poziomu wzmacnienia, zapewniającego odpowiednią jakość określoną przez $BER=10^{-3}$, dla usług transmisji sygnałów mowy.



Rys. 5.5. Zależność stosunku E_b/N_t od poziomu wzmocnienia, zapewniającego odpowiednią jakość określoną przez $BER=10^{-5}$, dla usług transmisji danych.

Uzyskane na drodze symulacji wyniki pozwoliły na określenie optymalnych wartości współczynnika wzmocnienia β_c w torze sygnałowym kanału sterującego *DPCCH*, dla wybranych rodzajów usług, które zostały przedstawione w tabeli 5.1.

Tabela 5.1. Optymalne wartości współczynnika wzmocnienia w torach sygnałowych rozważanych kanałów fizycznych

| Rodzaj usługi | Sygnały mowy | | Dane | | |
|---|--------------|-------|-------|-------|-------|
| Przepływność strumienia źródłowego [kb/s] | 8 | 12,2 | 64 | 144 | 384 |
| Współczynnik rozproszenia widma SF_{DPDCH}^{UL} | 128 | 64 | 16 | 8 | 4 |
| Przepływność w kanale <i>DPDCH</i> [kb/s] | 30 | 60 | 240 | 480 | 960 |
| Współczynnik wzmocnienia β_d w torze sygnałowym kanału <i>DPDCH</i> | 15 | | | | |
| Współczynnik wzmocnienia β_c w torze sygnałowym kanału <i>DPCCH</i> | 11 | 10 | 8 | 6 | 5 |
| Poziomy względny wzmocnienia β_c/β_d [dB] | -2,69 | -3,52 | -5,46 | -7,96 | -9,54 |

Wprowadzenie w przyszłości przez operatorów sieci UMTS nowych usług powinno być poprzedzone badaniami symulacyjnymi, które pozwolą na dobór optymalnych dla nich parametrów transmisji, dzięki czemu będzie możliwa maksymalizacja pojemności systemu.

5.3. Ocena jakości odbioru w zależności od zastosowanej reguły dynamicznego sterowania mocą

5.3.1. Efektywność dynamicznego sterowania mocą

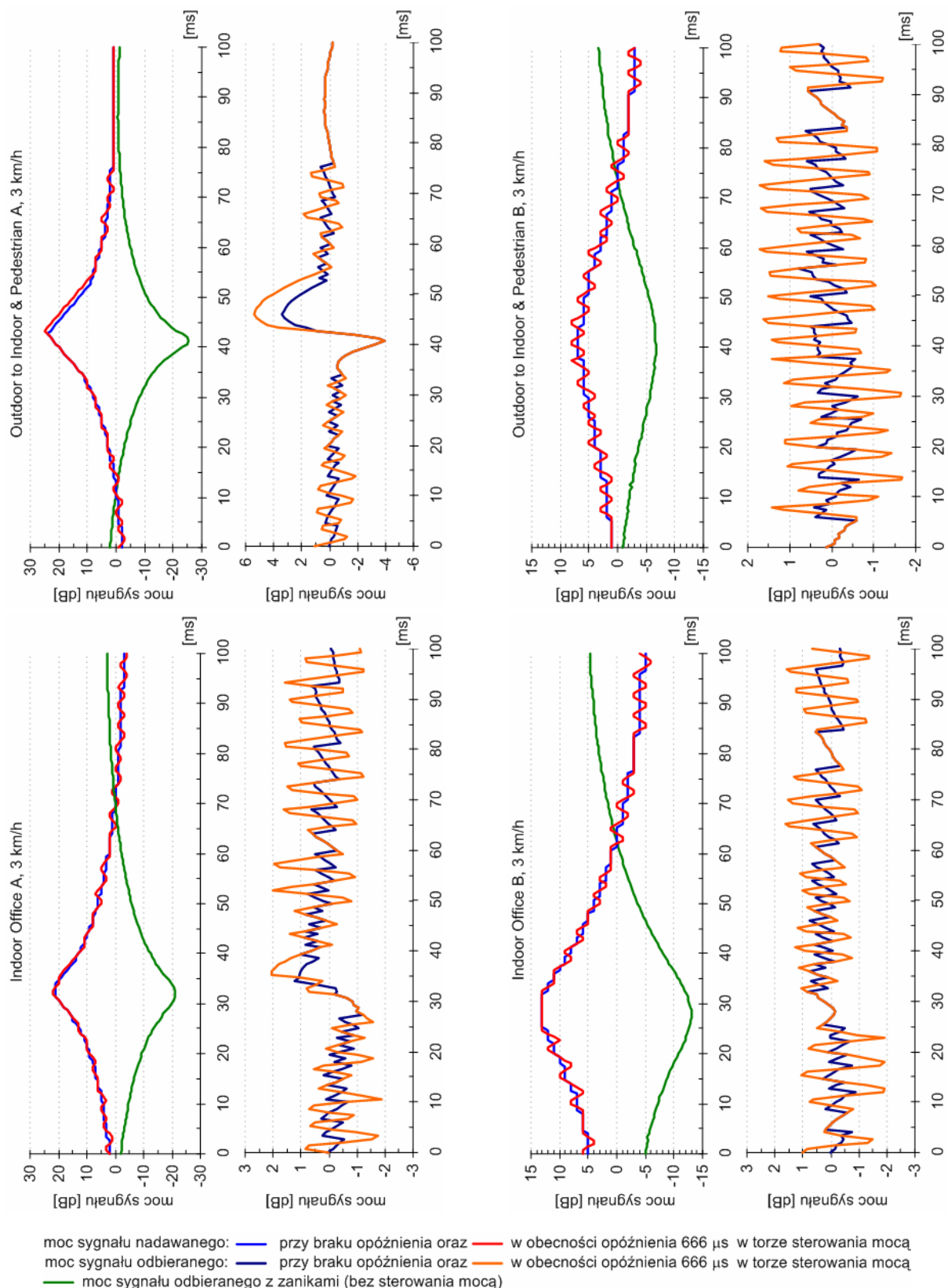
Jak już wspomniano, możliwie dokładne sterowanie mocą jest jednym z najważniejszych zagadnień funkcjonowania interfejsu radiowego WCDMA/FDD, gdyż jego efektywność ma duży wpływ na pojemność systemu UMTS. Określenie efektywności dynamicznego sterowania mocą wiąże się jednak z koniecznością przyjęcia odpowiedniej jej miary [71,95]. Może to być prosta, lecz mało dokładna miara subiektywna oparta na obserwacjach lub bardziej złożona miara analityczna, wykorzystująca pomiary i określone kryterium jakości. W szczególności można przyjąć:

- orientacyjną miarę opartą na dokładności utrzymywania założonego poziomu mocy średniej w odbiorniku,
- miarę wykorzystującą rozkład odchylenia mocy średniej sygnału odbieranego od zadanej wartości i zdefiniowane na tej podstawie kryterium statystyczne, lub inne miary.

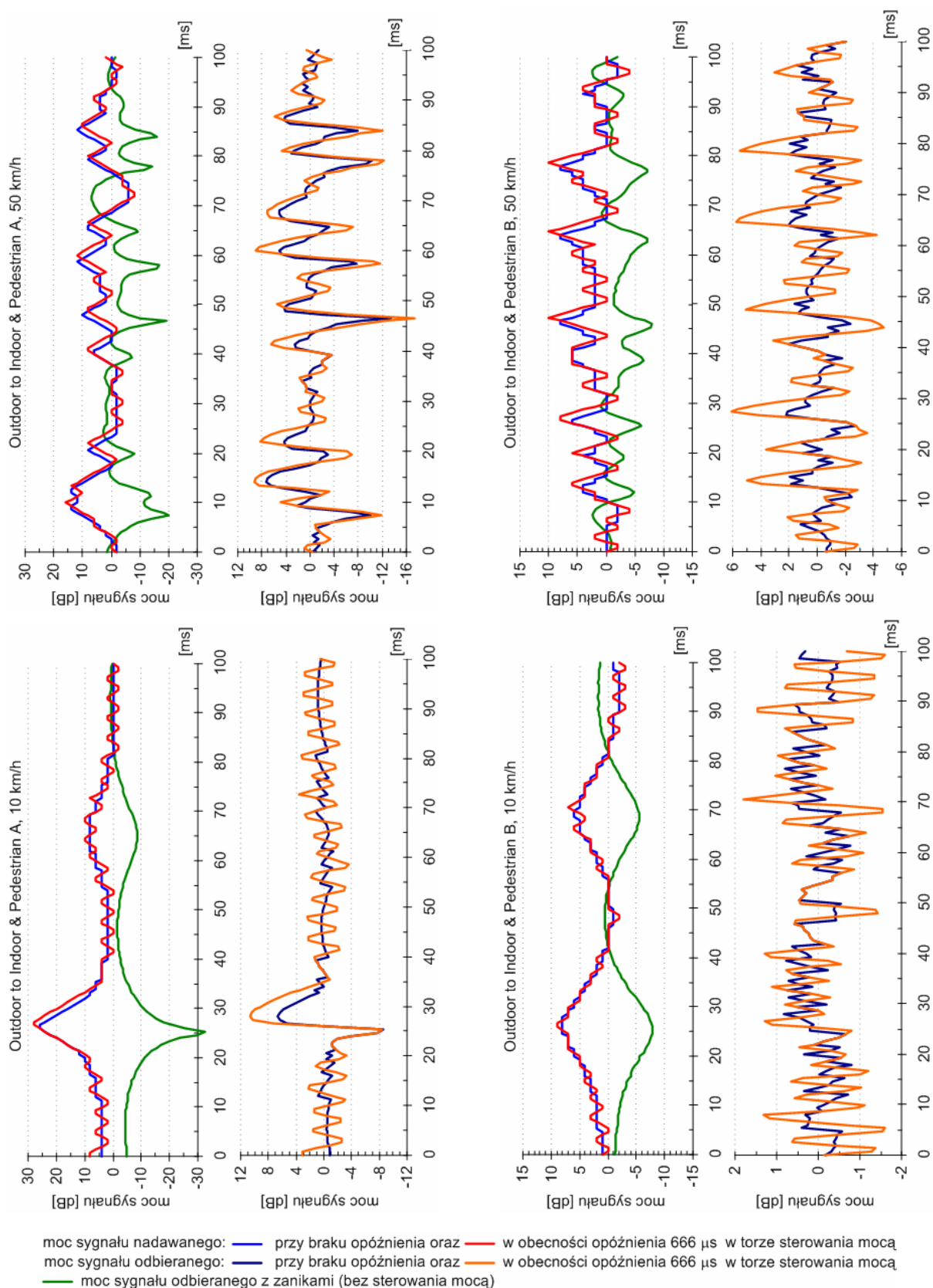
W celu zbadania efektywności mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w interfejsie radiowym WCDMA/FDD przeprowadzono szereg badań symulacyjnych, w różnych środowiskach propagacyjnych. W pierwszej fazie badań obserwowano poziom mocy sygnału nadawanego w stacji ruchomej oraz poziom mocy średniej sygnału odbieranego w stacji bazowej, a także jego odchylenie od zadanej wartości. Badania te, mające na celu ustalenie dokładności mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, zostały przeprowadzone przy braku szumu w kanale.

Warto tu zwrócić uwagę na fakt, że dynamiczne sterowanie mocą w interfejsie radiowym WCDMA/FDD prawie zawsze funkcjonuje z pewnym opóźnieniem, wynikającym chociażby z opóźnienia propagacyjnego między momentami wysłania rozkazu o korekcji mocy a jego odbiorem. Ponadto do tego opóźnienia trzeba dodać opóźnienie generowania rozkazu po stronie nadawczej i jego przetwarzania po stronie odbiorczej. W związku z tym, badaniom symulacyjnym poddano dwa przypadki pracy mechanizmu dynamicznego sterowania mocą: gdy brak jest wspomnianych opóźnień, a więc w idealnych warunkach oraz w przypadku, gdy te opóźnienia są równe czasowi trwania ramki elementarnej tj. 666 μ s. Należy tu podkreślić, że zasadniczo efektywność mechanizmu dynamicznego sterowania mocą nie zależy od kierunku transmisji, ani od rodzaju przesyłanych strumieni danych, ale jedynie od obecności lub braku opisanych opóźnień oraz od rodzaju środowiska propagacyjnego i prędkości poruszania się terminala. W związku z tym przyjęto w tej części badań symulacyjnych format pakietów odpowiadający transmisji sygnałów mowy o przepływności 12,2 kb/s w łączu w górę. Badania symulacyjne zostały przeprowadzone we wszystkich rodzajach środowisk propagacyjnych i dla typowych dla nich prędkości poruszania się terminali.

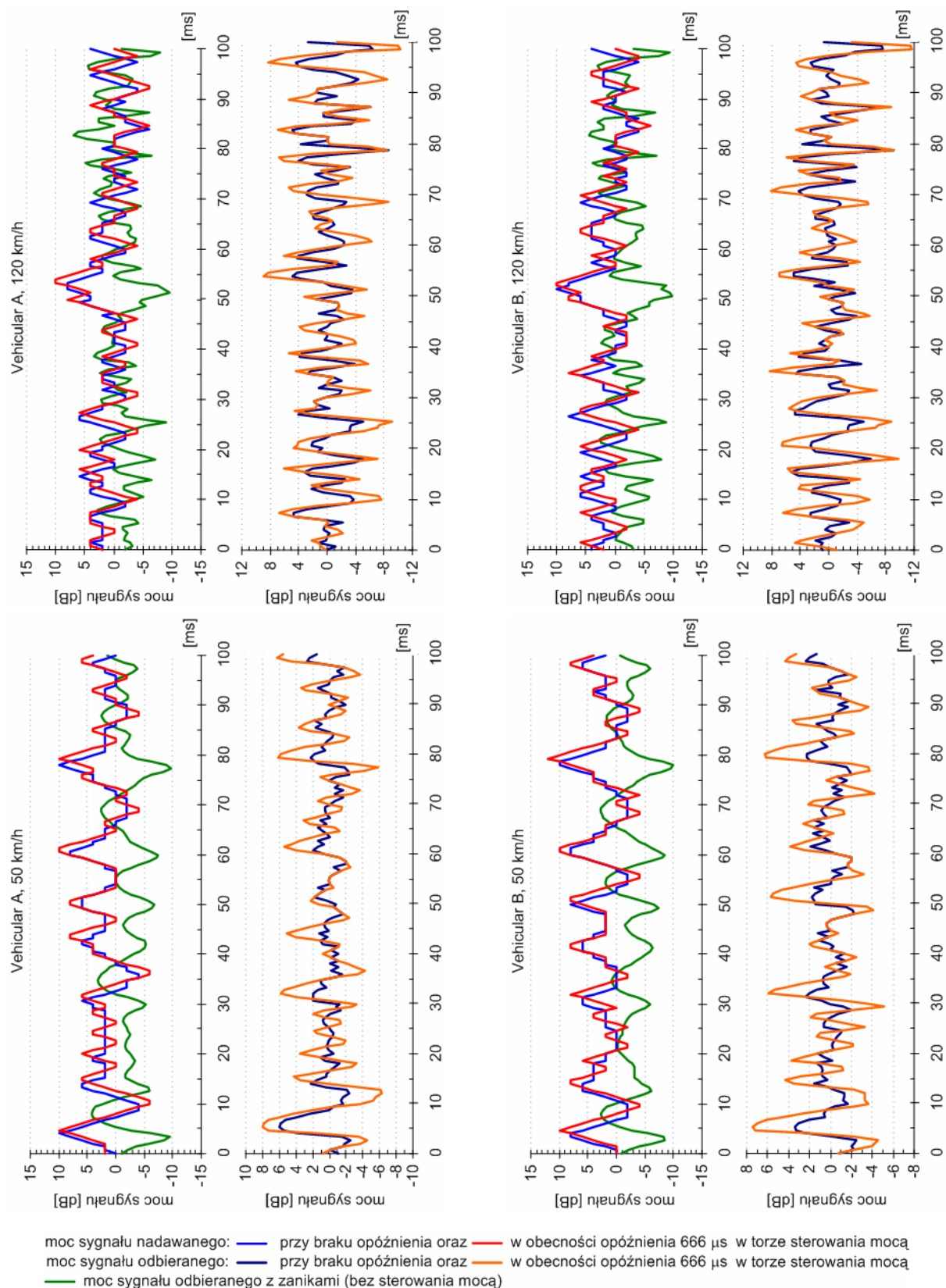
Na rys. 5.6 ÷ 5.8 przedstawiono fragmenty przebiegu mocy sygnału nadawanego oraz przebiegi mocy średniej w odbiorniku w poszczególnych środowiskach propagacyjnych, przy kilku różnych prędkościach poruszania się terminali.



Rys. 5.6. Moc sygnału nadawanego oraz przebieg mocy średniej w odbiorniku w pikokomórkach przy prędkości terminala 3 km/h.



Rys. 5.7. Moc sygnału nadawanego oraz przebieg mocy średniej w odbiorniku w mikrokomórkach przy prędkości terminala 10 i 50 km/h.



Rys. 5.8. Moc sygnału nadawanego oraz przebieg mocy średniej w odbiorniku w makrokomórkach przy prędkości terminala 50 i 120 km/h.

O skuteczności przeciwdziałania zanikom mocy sygnału odbieranego świadczy jej odchylenie od założonego poziomu 0 dB. Im mniejsze odchylenie, tym dokładniejsza kompensacja zaników. Z rysunków wynika, że gdy stacja ruchoma porusza się z małą prędkością, to moc

nadawanego sygnału niemal idealnie dopasowuje się do przebiegu zaników, przez co przeciwdziała im z dużą dokładnością. Natomiast w przypadku szybszego przemieszczania się terminala, moc nadawanego sygnału nie nadąża za szybkimi zanikami, powodując wzrost odchylenia mocy sygnału odbieranego od wymaganego poziomu i tym samym zmniejszenie efektywności mechanizmu dynamicznego sterowania mocą. Z kolei funkcjonowanie mechanizmu dynamicznego sterowania mocą z opóźnieniem równym czasowi trwania ramki elementarnej powoduje, że nie można osiągnąć współbieżności mocy nadawanego sygnału z przebiegiem mocy sygnału odbieranego, co powoduje zmniejszenie efektywności tego mechanizmu. Dokonując porównania obu mechanizmów sterowania mocą, tj. idealnego (bez opóźnienia) i uwzględniającego opóźnienie, można zauważyć, że różnice w niedokładności utrzymania wymaganego poziomu mocy średniej sygnału odbieranego są szczególnie zauważalne przy głębokich zanikach i dochodzą nawet do 4 dB, co w znacznym stopniu pogarsza efektywność mechanizmu sterowania mocą z opóźnieniem. Ponadto, wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali, wzrasta częstość występowania zaników, powodując dalsze zmniejszenie efektywności dynamicznego sterowania mocą. Na tej podstawie można przypuszczać, że częstotliwość pracy mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w interfejsie radiowym WCDMA/FDD jest zbyt mała, aby skutecznie przeciwdziałać szybkim zanikom.

W kolejnej fazie badań poddano analizie statystycznej odchylenie mocy odbieranego sygnału P_{odb} od wartości pożądanej P_{poz} wyrażone zależnością:

$$\Delta = P_{odb} - P_{poz} [dB] \quad (5.2)$$

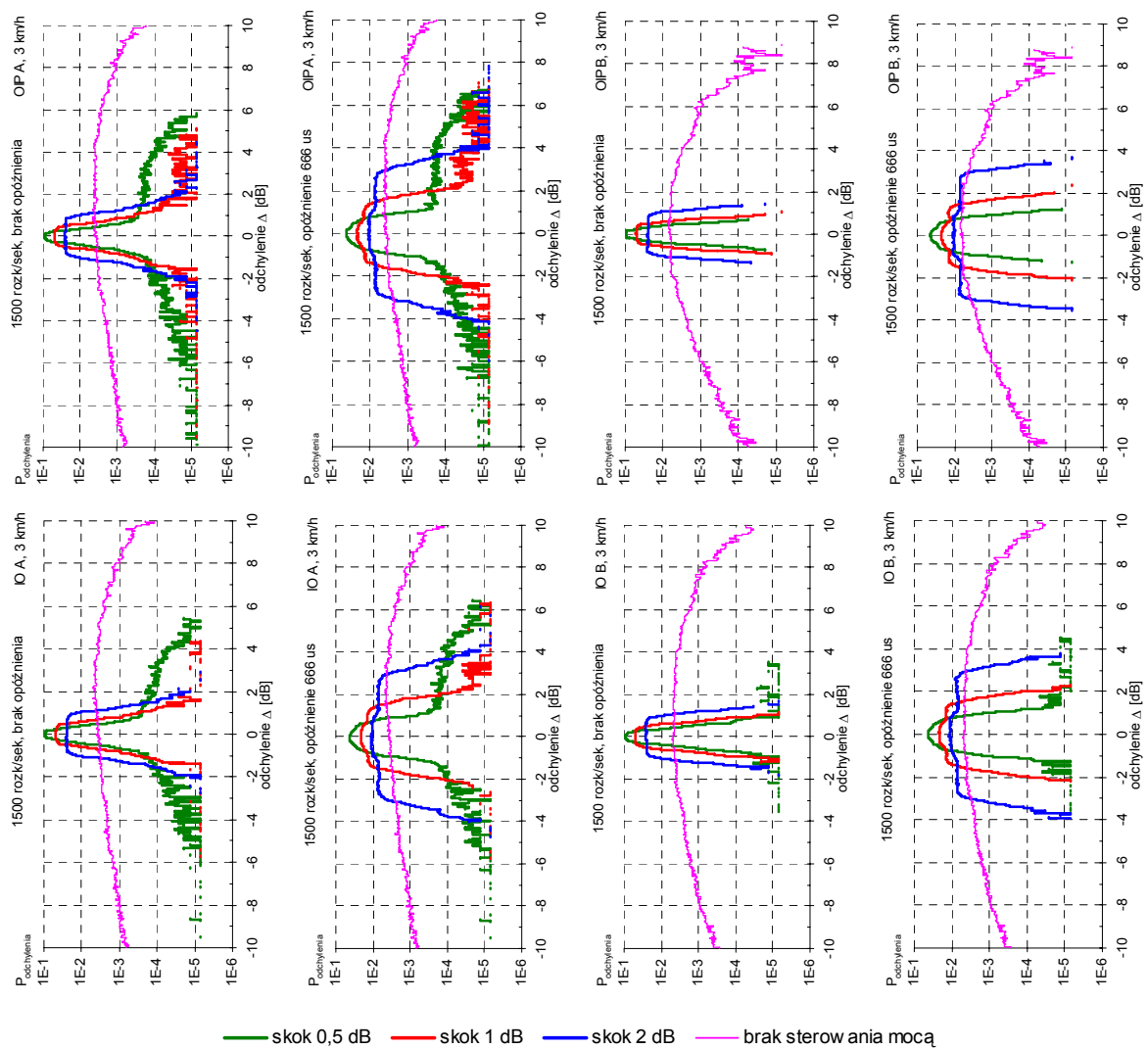
które obrazuje niedokładność utrzymywania stałego poziomu mocy w odbiorniku. W wyniku rozległych badań uzyskano rozkłady odchylenia mocy Δ sygnału odbieranego od wartości pożądanej. Przedstawione na rys. 5.9 ÷ 5.12 rozkłady zostały sporządzone dla dwóch mechanizmów dynamicznego sterowania mocą, pracujących z częstotliwością 1500 rozk/sek, z których jeden funkcjonuje przy braku opóźnienia, a drugi je uwzględnia, przy skokach mocy wynoszących 0,5 dB, 1 dB oraz 2 dB.

Rozważając niedokładność utrzymywania zadanego poziomu mocy w odbiorniku należy zwrócić uwagę na fakt, że gdy moc średnia sygnału odbieranego jest mniejsza od zadanego poziomu, wtedy przy stałym poziomie szumu i zakłóceń jakość odbioru jest gorsza od pożądanej. Dlatego ujemne wartości Δ na wykresach odpowiadają większej wrażliwości odbieranego sygnału na szum i zakłócenia. Z kolei, gdy moc średnia sygnału odbieranego jest większa od zadanego poziomu, to przy stałym poziomie szumu i zakłóceń, jakość odbioru jest lepsza od pożądanej. Wówczas jednak wzrasta skutek tego moc średnia interferencji współnokanałowych, przyczyniając się do obniżenia jakości odbioru sygnałów przez pozostałych użytkowników systemu. Dlatego dodatnie wartości Δ na wykresach odpowiadają wzrostowi mocy średniej interferencji współnokanałowych. Jest więc pożądane możliwie jak najmniejsze odchylenie rozkładu od 0 dB, którego miarą jest estymata wariancji rozkładu.

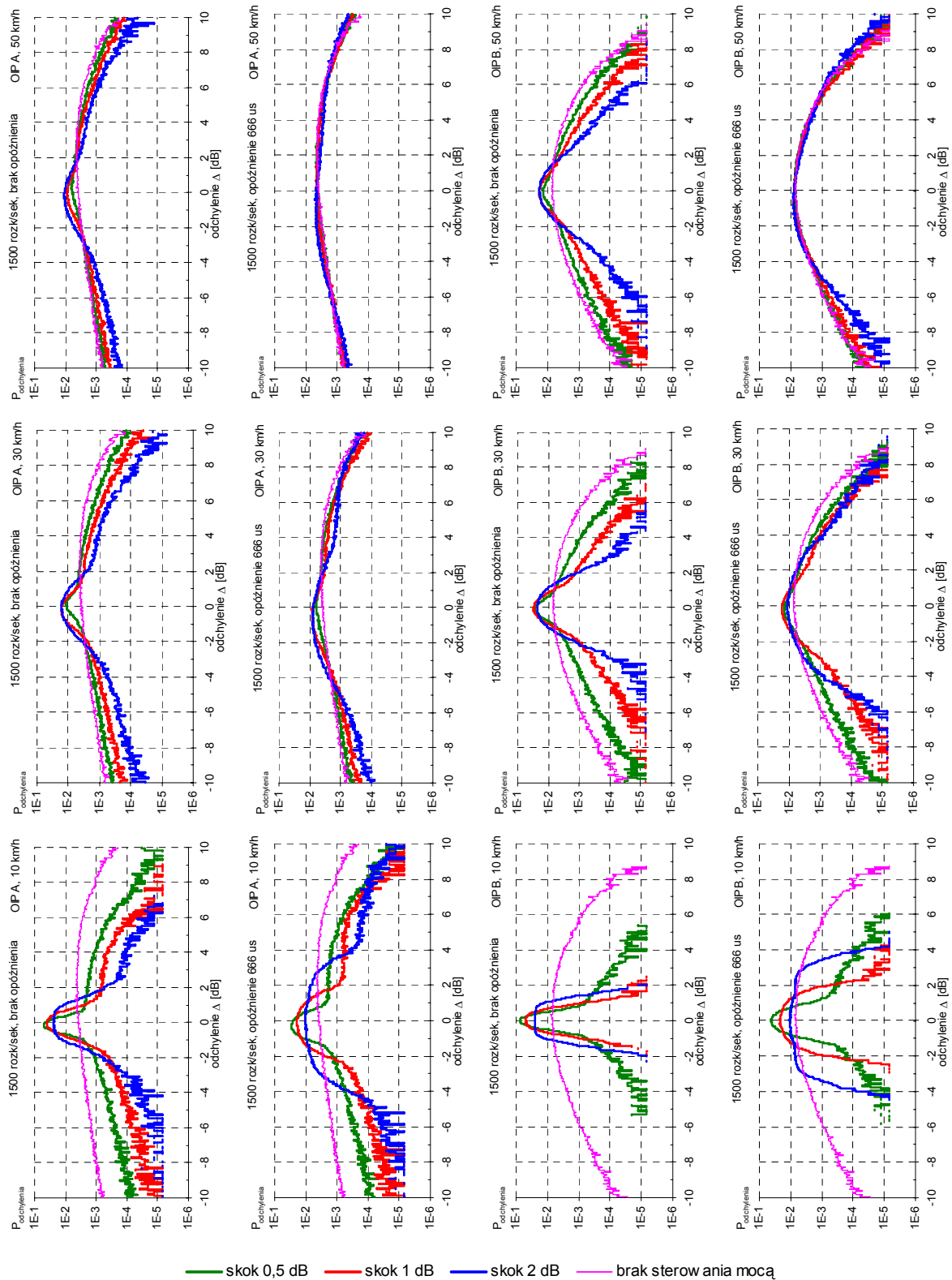
Uzyskane rozkłady poddano analizie statystycznej, w celu bliższego określenia efektywności dynamicznego sterowania mocą i na tej podstawie wyznaczono oszacowania ich wariancji, przedstawione w tabeli 5.2.

Przedstawione rozkłady odchylenia mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej oraz oszacowania ich wariancji pokazują wyraźną przewagę mechanizmu sterowania mocą pracującego bez opóźnienia nad tym mechanizmem uwzględniającym opóźnienie propagacyjne i opóźnienie przetwarzania rozkazów sterowania mocą, czego zresztą można się było spodziewać. Ciekawa jest jednak wielkość rozrzutu mocy średniej w różnych środowiskach propagacyjnych i przy różnych prędkościach przemieszczania się terminali, gdy

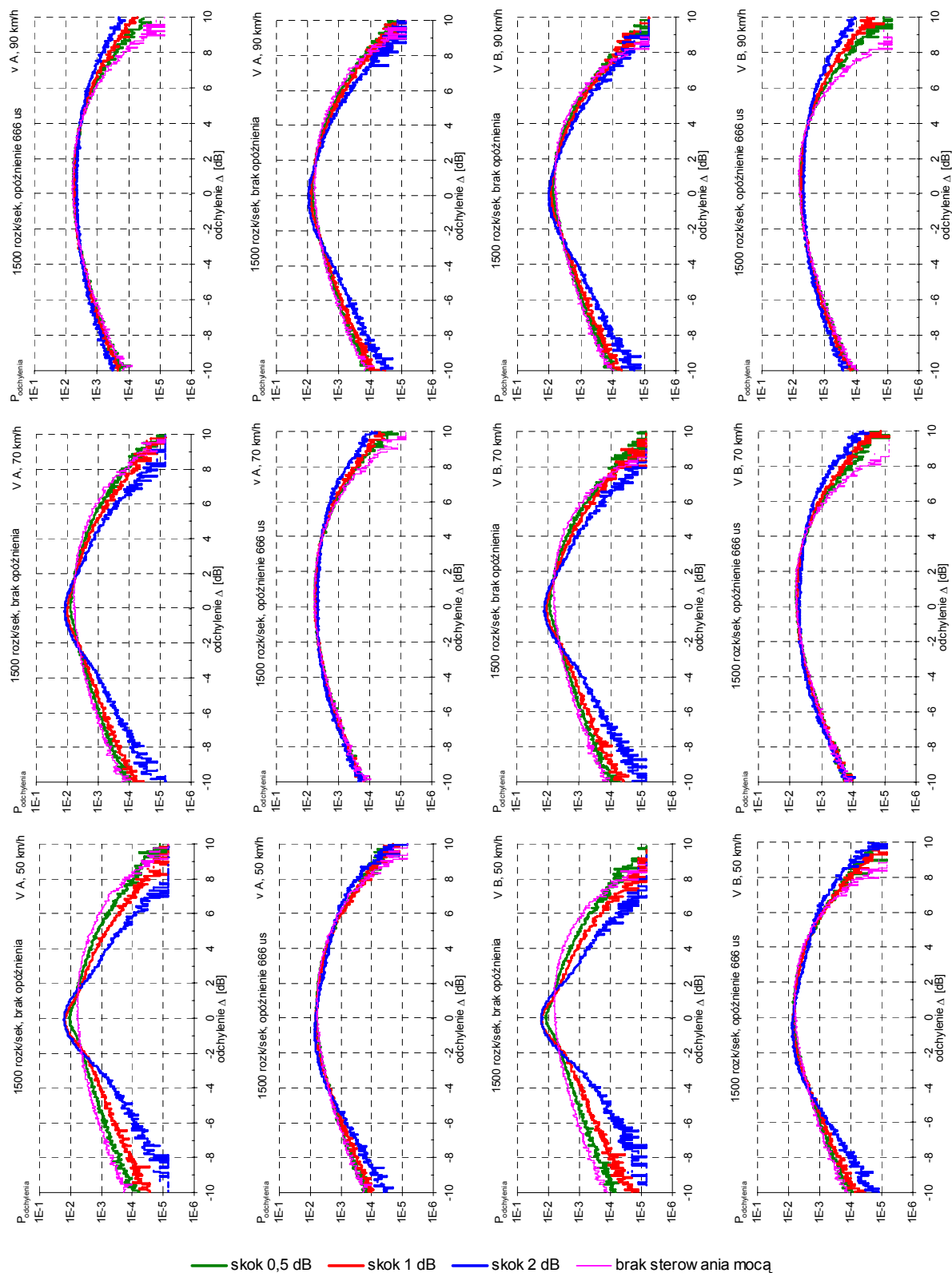
opóźnienie o czasie trwania 1 ramki elementarnej jest uwzględnione. Wówczas obserwujemy wyraźny wzrost interferencji wspólnokanałowych i obniżenie jakości transmisji, a przy prędkościach większych od 70 km/h dostrzegamy większe rozproszenie mocy średniej odbieranego sygnału, niż w przypadku braku sterowania mocą. W takiej sytuacji korzystniejsze może okazać się wyłączenie procedury dynamicznego sterowania mocą, gdyż w przeciwnym przypadku przyczynia się ona do pogorszenia jakości pracy całego systemu, poprzez wzrost interferencji. Z kolei w przypadku małych prędkości poruszania się terminala (3 km/h) obserwujemy wyraźne skupienie rozkładów wokół zadanej wartości, które świadczą o dużej efektywności dynamicznego sterowania mocą. Zatem wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala, efektywność dynamicznego sterowania mocą maleje.



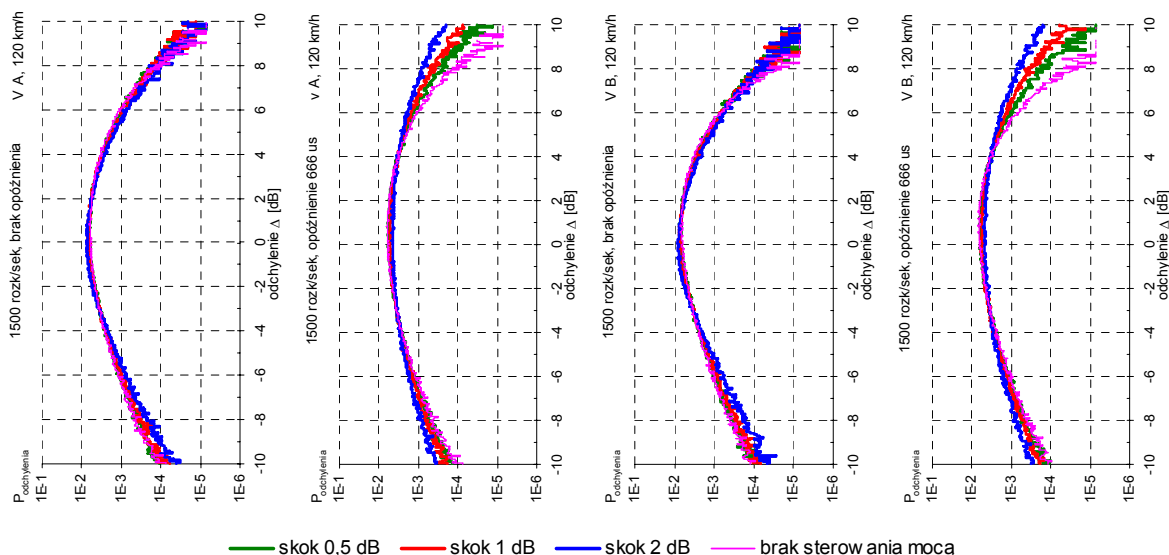
Rys. 5.9. Rozkłady odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej w pikokomórkach przy prędkości terminala 3 km/h.



Rys. 5.10. Rozkład odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej w mikrokomórkach przy prędkości terminala 10, 30, 50 km/h.



Rys. 5.11. Rozkład odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej w makrokomórkach przy prędkości terminala 50, 70, 90 km/h.



Rys. 5.12. Rozkład odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej w makrokomórkach przy prędkości terminala 120 km/h.

Tabela 5.2. Oszacowania wariancji odchylenia mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Brak sterowania mocą | Ster. mocą bez opóźnienia | | | Ster. mocą z opóźn. 666 μ s | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|----------------------|---------------------------|-----------|-----------|---------------------------------|-----------|-----------|
| | | | | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 26,44 | 0,13 | 0,11 | 0,35 | 0,31 | 0,70 | 2,70 |
| | IO B | 3 km/h | 17,56 | 0,04 | 0,10 | 0,34 | 0,18 | 0,68 | 2,66 |
| | OIP A | 3 km/h | 28,39 | 0,22 | 0,13 | 0,36 | 0,44 | 0,73 | 2,74 |
| | OIP B | 3 km/h | 8,85 | 0,03 | 0,09 | 0,35 | 0,17 | 0,66 | 2,63 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 28,23 | 3,72 | 1,09 | 0,70 | 4,87 | 2,34 | 3,44 |
| | | 30 km/h | 27,38 | 16,57 | 8,84 | 4,14 | 20,73 | 14,41 | 11,25 |
| | | 50 km/h | 26,41 | 21,07 | 15,29 | 8,79 | 25,47 | 23,87 | 22,02 |
| | OIP B | 10 km/h | 8,59 | 0,15 | 0,13 | 0,38 | 0,32 | 0,69 | 2,78 |
| | | 30 km/h | 8,43 | 2,79 | 0,88 | 0,72 | 4,58 | 2,47 | 3,31 |
| | | 50 km/h | 8,34 | 5,22 | 2,71 | 1,50 | 7,75 | 6,92 | 6,76 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 11,41 | 7,77 | 4,51 | 2,31 | 10,74 | 9,79 | 9,28 |
| | | 70 km/h | 11,26 | 9,15 | 6,86 | 4,20 | 11,95 | 12,77 | 14,96 |
| | | 90 km/h | 10,98 | 9,72 | 8,26 | 5,97 | 12,25 | 13,75 | 17,21 |
| | | 120 km/h | 10,65 | 10,07 | 9,38 | 8,08 | 12,21 | 14,01 | 18,10 |
| | V B | 50 km/h | 10,24 | 6,70 | 3,79 | 2,03 | 9,47 | 8,60 | 8,31 |
| | | 70 km/h | 10,10 | 8,01 | 5,87 | 3,61 | 10,67 | 11,38 | 13,55 |
| | | 90 km/h | 9,84 | 8,58 | 7,17 | 5,16 | 10,99 | 12,35 | 15,72 |
| | | 120 km/h | 9,55 | 8,95 | 8,27 | 7,07 | 10,98 | 12,68 | 16,54 |

Przedstawione wyniki badań pokazują ponadto, że wartość przyjętego skoku mocy ma także znaczący wpływ na efektywność sterowania mocą i w związku z tym powinna być odpowiednio dobrana do prędkości i środowiska, w jakim aktualnie znajduje się terminal.

Należy tu podkreślić, że dla poszczególnych wartości przyjętych skoków mocy wchodzą w grę odmienne wartości graniczne Δ_{prog} odchylenia mocy sygnału odbieranego od zadanego poziomu, wymuszające korekcję mocy sygnału emitowanego przez nadajnik w górę lub w dół. Granice te przyjmują wartość połowy stosowanego skoku mocy, tj. $\Delta_{prog} = \pm 0,25dB$ dla skoku 0,5 dB, $\Delta_{prog} = \pm 0,5dB$ dla skoku 1 dB oraz $\Delta_{prog} = \pm 1dB$ dla skoku 2 dB. Różnice w jakości transmisji, wynikające z zastosowania różnych wartości progowych, można zaobserwować na powyższych wykresach, szczególnie dla małych prędkości poruszania się terminali. Jednak stosowanie zbyt małych wartości skoków mocy w niektórych przypadkach niesie za sobą zarówno pogorszenie jakości transmisji, jak i wzrost interferencji wspólnokanałowych, ze względu na nienadążanie z kompensacją zbyt głębokich zaników mocy odbieranego sygnału. W związku z tym konieczne jest dobranie optymalnych wartości skoków mocy w zależności od warunków środowiskowych, w jakich pracuje dany terminal i jego prędkości przemieszczania się. W tym celu należy określić odpowiednie kryterium jakości. Można tu wykorzystać oszacowanie dystrybuanty odchylenia mocy sygnału odbieranego od wartości zadanej, którą można traktować jako procent czasu, w którym odchylenie mocy sygnału odbieranego od zadanego poziomu będzie mniejsze od Δ_{prog} . W omawianych dalej rozważaniach przyjęto $\Delta_{prog} = \pm 1dB$. Szacowane w ten sposób wartości dystrybuanty są przedstawione w tabeli 5.3. Są to jednocześnie wartości współczynnika efektywności dynamicznego sterowania mocą d_{PC} , występującego we wzorach (1.2) i (1.3), które wpływają na pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD. Dla uzyskania jak największej pojemności współczynnik d_{PC} powinien osiągać wartości możliwie bliskie 1. Należy jednak pamiętać, że zmiana wartości Δ_{prog} wpływa na zmianę efektywności dynamicznego sterowania mocą.

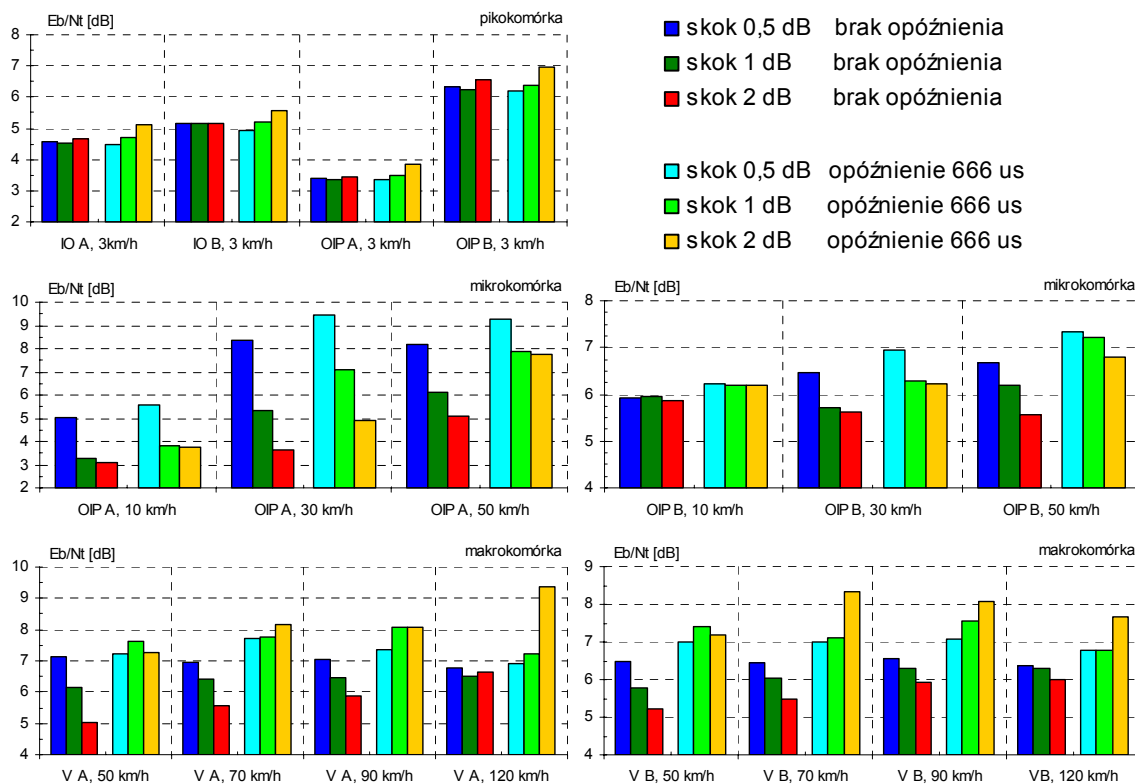
Na podstawie przedstawionych wyników można stwierdzić, że korzyści wynikające z dynamicznego sterowania mocą są największe w przypadku małych prędkości terminala i maleją wraz z ich wzrostem. Konsekwencją małej dokładności w utrzymywaniu stałego poziomu mocy w odbiorniku jest znaczące zmniejszenie pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD. Widać też, że odpowiedni dobór skoku mocy wyraźnie wpływa na pojemność. Otrzymane wyniki pokazują, że największa pojemność systemu UMTS będzie osiągalna w pikokomórkach i mikrokomórkach, jedynie przy niewielkich prędkościach poruszania się terminali. Z kolei w mikrokomórkach środowiska miejskiego, wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali, pojemność będzie malała i osiągnie ok. 40 % największej pojemności dla środowiska *OIP A* oraz ok. 60 % – dla środowiska *OIP B* i to w przypadku, gdy mechanizm dynamicznego sterowania mocą będzie funkcjonował bez opóźnienia. Natomiast w obecności opóźnienia w mechanizmie dynamicznego sterowania mocą pojemność ta zmaleje dwukrotnie w porównaniu z przypadkiem braku opóźnienia. Z kolei w makrokomórkach, w których użytkownicy poruszają się z prędkościami przekraczającymi 50 km/h, obserwujemy najniższą efektywność dynamicznego sterowania mocą, która w przypadku funkcjonowania mechanizmu dynamicznego sterowania mocą bez opóźnienia, powoduje zmniejszenie pojemności do ok. 30 % pojemności maksymalnej. Jeżeli jednak uwzględnimy opóźnienie, to podobnie jak w przypadku mikrokomórek, pojemność zmniejszy się dwukrotnie w porównaniu z przypadkiem braku opóźnienia.

Tabela 5.3. Oszacowane wartości dystrybuanty odchylenia mocy sygnału odbieranego od wartości zadanej dla $\Delta = \pm 1$ dB

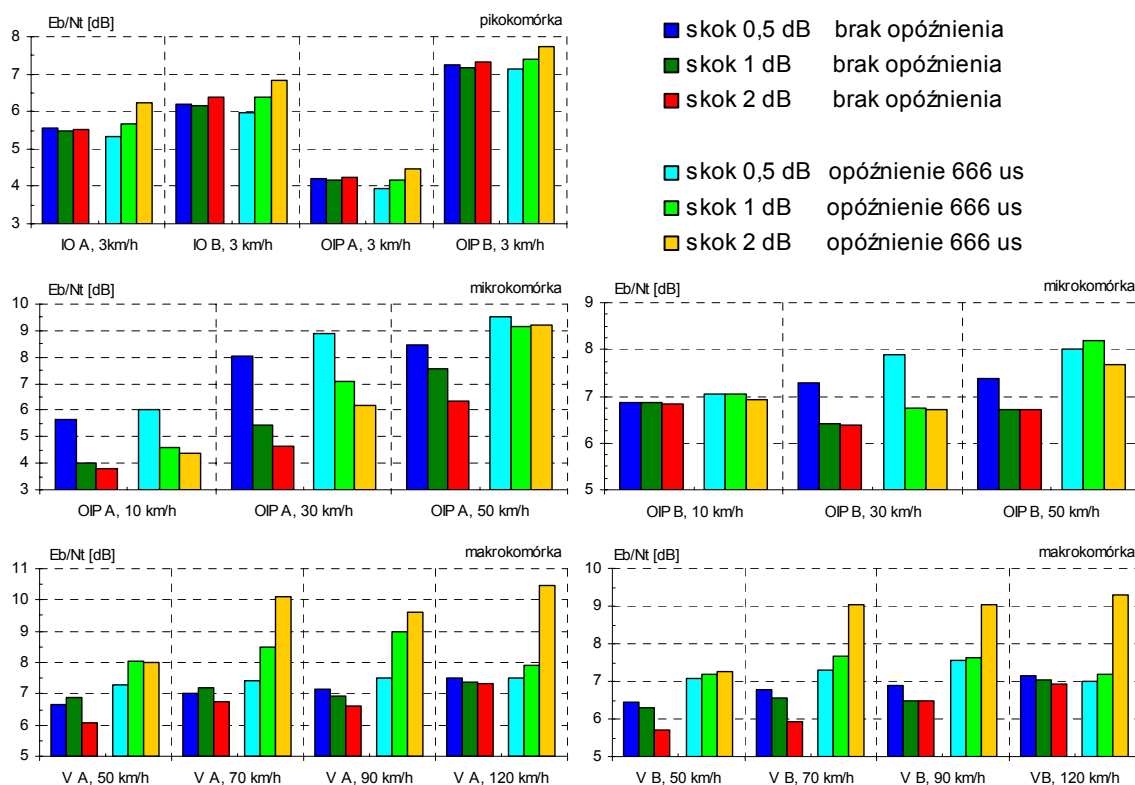
| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Brak sterowania mocą | Ster. mocą bez opóźnienia | | | Ster. mocą z opóźn. 666 μ s | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|----------------------|---------------------------|-----------|-----------|---------------------------------|-----------|-----------|
| | | | | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 14,6% | 98,7% | 99,8% | 95,0% | 98,0% | 72,0% | 41,8% |
| | IO B | 3 km/h | 18,6% | 99,9% | 100,0% | 96,0% | 99,6% | 71,7% | 42,0% |
| | OIP A | 3 km/h | 15,2% | 98,1% | 99,5% | 94,9% | 97,4% | 71,9% | 41,2% |
| | OIP B | 3 km/h | 25,5% | 100,0% | 100,0% | 96,0% | 99,8% | 71,9% | 42,6% |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 15,1% | 76,9% | 90,1% | 83,5% | 69,5% | 66,8% | 39,8% |
| | | 30 km/h | 15,1% | 33,5% | 50,6% | 56,5% | 22,6% | 29,5% | 29,4% |
| | | 50 km/h | 15,2% | 22,4% | 31,2% | 38,9% | 16,5% | 17,3% | 17,5% |
| | OIP B | 10 km/h | 26,6% | 98,2% | 99,6% | 91,4% | 96,0% | 74,7% | 40,7% |
| | | 30 km/h | 26,8% | 64,5% | 83,1% | 76,6% | 46,0% | 56,6% | 41,7% |
| | | 50 km/h | 27,0% | 43,8% | 59,6% | 62,7% | 28,5% | 30,5% | 30,6% |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 23,0% | 36,4% | 50,3% | 56,3% | 24,6% | 25,7% | 26,2% |
| | | 70 km/h | 23,2% | 29,6% | 36,9% | 43,8% | 22,5% | 21,4% | 18,8% |
| | | 90 km/h | 23,5% | 26,8% | 30,6% | 35,7% | 22,1% | 20,6% | 17,8% |
| | | 120 km/h | 23,7% | 25,2% | 26,6% | 28,9% | 22,3% | 20,7% | 17,9% |
| | V B | 50 km/h | 24,4% | 39,8% | 54,2% | 59,0% | 26,4% | 27,8% | 28,0% |
| | | 70 km/h | 24,5% | 32,2% | 40,4% | 46,8% | 24,2% | 22,9% | 19,9% |
| | | 90 km/h | 24,7% | 29,0% | 33,4% | 38,4% | 23,6% | 21,0% | 18,8% |
| | | 120 km/h | 24,9% | 27,0% | 28,6% | 31,1% | 23,5% | 21,9% | 18,8% |

Jako kolejną miarę efektywności dynamicznego sterowania mocą można przyjąć stosunek E_b/N_t [dB], zapewniający różnym rodzajom usług akceptowalną dla nich stopę błędów BER. Stosunek ten, podobnie jak współczynnik efektywności dynamicznego sterowania mocą, ma bezpośredni wpływ na pojemność interfejsu radiowego, jednak wpływa na nią odwrotnie proporcjonalnie (patrz wzory (1.2) i (1.3)). Przy znajomości wartości obu tych wielkości, możliwe będzie określenie optymalnych wartości skoku mocy dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i prędkości poruszania się terminali. W kolejnej fazie badań przeprowadzono więc szereg symulacji, których celem było wyznaczenie stosunku E_b/N_t dla obu mechanizmów dynamicznego sterowania mocą oraz różnych wartości skoku mocy w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych przedstawiono na rys. 5.13 ÷ 5.15, a szczegółowe dane liczbowe są podane w załączniku B w tabelach B.1 ÷ B.3.

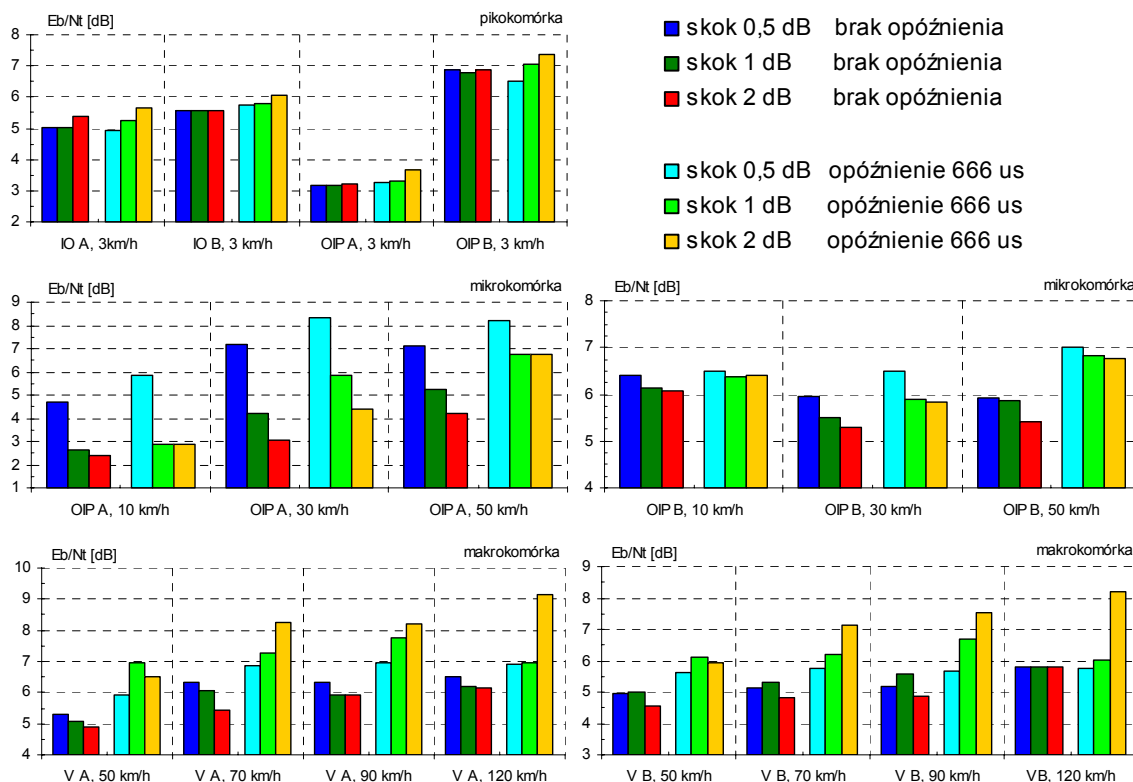
Przedstawione wyniki badań symulacyjnych pokazują wyraźną zależność stosunku E_b/N_t , zapewniającego pożądaną dla danej usługi poziom BER, od stosowanego skoku mocy. Warto tu podkreślić, że zależności tego stosunku od skoków mocy w poszczególnych środowiskach propagacyjnych są podobne dla wszystkich badanych rodzajów usług. Widzimy też, że najlepszą jakość odbioru we wszystkich badanych przypadkach uzyskujemy w środowisku miejskim OIP A dla prędkości 3 km/h i 10 km/h.



Rys. 5.13. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnału mowy 12,2 kb/s w łączu w górę.



Rys. 5.14. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s w łączu w górę.



Rys. 5.15. Wartości stosunku E_b/N_b , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s w łączu w górę.

Jak już wspomniano, w celu zapewnienia możliwie jak najlepszej jakości transmisji jest wskazane dostosowanie skoku mocy do prędkości poruszania się terminala. Jednak takie działanie będzie wymagało wyznaczania przez system chwilowych prędkości terminali oraz przesyłania pomocniczych informacji o żądanym skoku mocy. Ze względu na dynamikę mobilności może okazać się to zbyt skomplikowane, a przez to mało efektywne. Dlatego rozsądnym rozwiązaniem wydaje się przypisanie wielkości skoku mocy do rozmiaru komórki systemu. Takie podejście może wprowadzić pogorszyć w pewnym stopniu jakość transmisji, ale nie będzie wymagało monitorowania prędkości poruszania się terminali.

Mając na uwadze maksymalizację pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD, można wyznaczyć optymalne wartości skoku mocy dla poszczególnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą, w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Do tego celu zostały wykorzystane wartości stosunku E_b/N_b (przedstawione w tabelach B.1 ÷ B.3) oraz współczynniki efektywności dynamicznego sterowania mocą (przedstawione w tabeli 5.3). Zestawienie omawianych wartości skoku mocy zostało przedstawione w tabeli 5.4.

Z tabeli wynika, że w przypadku pikokomórek, w środowisku wewnątrzbudynkowym (*IO A* i *IO B*) oraz w środowisku miejskim (*OIP A* i *OIP B*), przy prędkości poruszania się terminali 3 km/h, optymalna wartość skoku mocy wynosi 1 dB dla mechanizmu z brakiem opóźnienia oraz 0,5 dB dla mechanizmu uwzględniającego opóźnienie 666 μ s. Z kolei w przypadku mikrokomórek, w środowisku miejskim (*OIP A* i *OIP B*), przy prędkościach poruszania się terminali 10 ÷ 50 km/h, optymalne wartości skoku mocy wynoszą 2 dB dla mechanizmu z brakiem opóźnienia oraz 1 dB dla mechanizmu uwzględniającego opóźnienie. Natomiast dla makrokomórek w środowisku użytkowników w pojazdach (*V A* i *V B*), przy prędkościach poruszania się terminali powyżej 50 km/h, optymalne wartości skoku mocy wynoszą 2 dB dla mechanizmu z brakiem opóźnienia oraz 0,5 dB dla mechanizmu uwzględniającego opóźnienie.

Tabela 5.4. Optymalne wartości skoku mocy oraz stosunku E_b/N_t i odpowiadająca im wartości efektywności dynamicznego sterowania mocą zapewniające poszczególnym rodzajom usług wymaganą stopę błędów BER, dla badanych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.

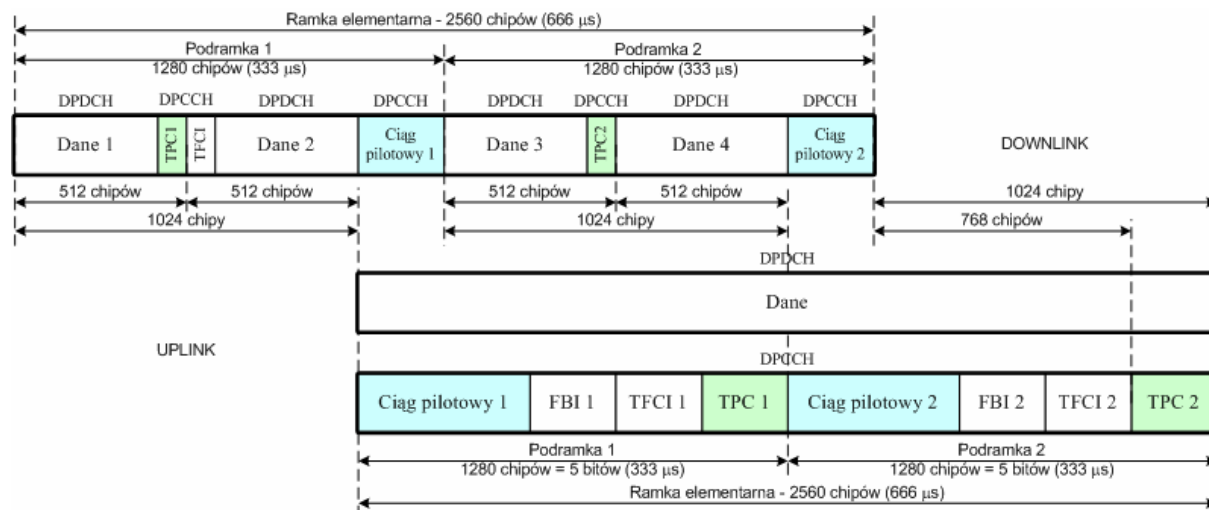
| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Sterowanie mocą bez opóźnienia | | | | | Sterowanie mocą z opóźnieniem 666 μ s | | | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|--------------------------------|--|--------------------------------------|---------------------------------------|--|---|--|--------------------------------------|---------------------------------------|--|
| | | | Optymalny skok mocy [dB] | E_b/N_t [dB] | | | Efektywność dynamicznego sterowania mocą d _{pc} | Optymalny skok mocy [dB] | E_b/N_t [dB] | | | Efektywność dynamicznego sterowania mocą d _{pc} |
| | | | | Sygnaly mowy 12,2 kb/s BER=10 ⁻³ | Dane 64 kb/s BER=10 ⁻⁵ | Dane 144 kb/s BER=10 ⁻⁵ | | | Sygnaly mowy 12,2 kb/s BER=10 ⁻³ | Dane 64 kb/s BER=10 ⁻⁵ | Dane 144 kb/s BER=10 ⁻⁵ | |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 1 | 4,53 | 5,50 | 5,02 | 99,8 % | 0,5 | 4,49 | 5,32 | 4,91 | 98,0 % |
| | IO B | 3 km/h | 1 | 5,16 | 6,14 | 5,56 | 100,0 % | 0,5 | 4,95 | 5,96 | 5,74 | 99,6 % |
| | OIP A | 3 km/h | 1 | 3,34 | 4,16 | 3,15 | 99,5 % | 0,5 | 3,35 | 3,93 | 3,26 | 97,4 % |
| | OIP B | 3 km/h | 1 | 6,26 | 7,18 | 6,80 | 100,0 % | 0,5 | 6,20 | 7,13 | 6,51 | 99,8 % |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 2 | 3,10 | 3,81 | 2,42 | 83,5 % | 1 | 3,82 | 4,59 | 2,89 | 66,8 % |
| | | 30 km/h | 2 | 3,66 | 4,65 | 3,07 | 56,5 % | 1 | 7,08 | 7,07 | 5,86 | 29,5 % |
| | | 50 km/h | 2 | 5,06 | 6,31 | 4,23 | 38,9 % | 1 | 7,86 | 9,16 | 6,78 | 17,3 % |
| | OIP B | 10 km/h | 2 | 5,87 | 6,83 | 6,09 | 91,4 % | 1 | 6,21 | 7,04 | 6,37 | 74,7 % |
| | | 30 km/h | 2 | 5,61 | 6,37 | 5,30 | 76,6 % | 1 | 6,28 | 6,74 | 5,88 | 56,6 % |
| | | 50 km/h | 2 | 5,56 | 6,71 | 5,40 | 62,7 % | 1 | 7,21 | 8,20 | 6,83 | 30,5 % |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 2 | 5,02 | 6,06 | 4,90 | 56,3 % | 0,5 | 7,23 | 7,29 | 5,92 | 24,6 % |
| | | 70 km/h | 2 | 5,58 | 6,75 | 5,43 | 43,8 % | 0,5 | 7,71 | 7,43 | 6,89 | 22,5 % |
| | | 90 km/h | 2 | 5,88 | 6,60 | 5,93 | 35,7 % | 0,5 | 7,34 | 7,51 | 6,94 | 22,1 % |
| | | 120 km/h | 2 | 6,64 | 7,35 | 6,16 | 28,9 % | 0,5 | 6,90 | 7,52 | 6,89 | 22,3 % |
| | V B | 50 km/h | 2 | 5,24 | 5,71 | 4,56 | 59,0 % | 0,5 | 7,00 | 7,08 | 5,63 | 26,4 % |
| | | 70 km/h | 2 | 5,48 | 5,91 | 4,81 | 46,8 % | 0,5 | 6,99 | 7,29 | 5,73 | 24,2 % |
| | | 90 km/h | 2 | 5,94 | 6,47 | 4,89 | 38,4 % | 0,5 | 7,07 | 7,57 | 5,64 | 23,6 % |
| | | 120 km/h | 2 | 6,00 | 6,94 | 5,79 | 31,1 % | 0,5 | 6,77 | 7,01 | 5,75 | 23,5 % |

Uzyskane wyniki pokazują niekorzystny w większości przypadków wpływ opóźnienia propagacyjnego na jakość transmisji, tj. konieczność zwiększenia stosunku E_b/N_t dla osiągnięcia pożądanej wartości BER w porównaniu z sytuacją, gdy opóźnienie to nie występuje. W przypadku pikokomórek niezbędny wzrost E_b/N_t jest niewielki i wynosi ok. 0,3 dB. W mikrokomórkach w środowisku miejskim, wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala niezbędny wzrost E_b/N_t był już duży i osiągał ok. 3,5 dB. Z kolei, w przypadku makrokomórek wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala różnice niezbędnych wartości E_b/N_t dla rozważanych mechanizmów maleją. Należy tu jednak podkreślić, że efektywność mechanizmu dynamicznego sterowania mocą funkcjonującego z opóźnieniem 666 μ s jest we wszystkich przypadkach gorsza od efektywności tego mechanizmu funkcjonującego bez opóźnienia, co skutkuje zmniejszeniem pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD.

Jak już wspomniano w podpunkcie 3.6.1, mechanizm dynamicznego sterowania mocą funkcjonuje z opóźnieniem w łączu w dół jedynie na obszarze makrokomórek, natomiast w przypadku transmisji w łączu w górę na obszarze wszystkich rodzajów komórek, tj. zarówno piko-, mikro-, jak i makrokomórek. Przedstawione w literaturze liczne rozwiązania [51,52,53, 54,59,64,87,88,93,97,101,106,107] stały się inspiracją do podjęcia próby poszukiwania nowych, bardziej sprawnych algorytmów dynamicznego sterowania mocą, które mogłyby przyczynić się do powiększenia pojemności systemu we wspomnianych przypadkach.

5.3.2. Nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą

W podpunkcie 3.6.1 przedstawiono sposób realizacji mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w interfejsie radiowym WCDMA/FDD, pracującego w pętli zamkniętej z częstotliwością 1500 rozk/sek. Analiza rozmieszczenia rozkazów sterowania mocą w ramce elementarnej, relacji czasowych pomiędzy ramkami w kanałach fizycznych *DPCH* dla obu kierunków transmisji oraz uwzględnienie maksymalnych opóźnień propagacyjnych, pokazały, że jest możliwe dwukrotne zwiększenie częstotliwości przesyłania rozkazów dynamicznego sterowania mocą, tj. zwiększenie ich częstotliwości z 1500 rozk/sek do 3000 rozk/sek [68,70,100]. Takie działanie wywoła konieczność podziału ramki elementarnej na dwie podramki o czasie trwania 333 μ s każda oraz przesyłania w każdej z nich osobnego rozkazu dynamicznego sterowania mocą. W związku z tym jest potrzebna nieznacząca zmiana formatów ramek dla obu kierunków transmisji w kanale sterującym *DPCCCH*, która została przedstawiona na rys. 5.16 [68,70]. W porównaniu z oryginalnymi formatami ramek, przedstawionymi na rys. 3.3, 3.4 i 3.6, zmieniono w przypadku łącza w dół położenie poszczególnych pól, rozdzielono ciąg pilotowy na dwie części oraz wprowadzono dodatkowy rozkaz sterowania mocą *TPC2*. Natomiast w przypadku łącza w górę dokonano podziału wszystkich pól sterujących w formacie ramki dla kanału *DPCCCH* na dwie części i umieszczono je odpowiednio w pierwszej i drugiej podramce.



Rys. 5.16. Modyfikacja ramek w kanale DPCH dla obu kierunków transmisji i ich wzajemna relacja w stacji ruchomej.

Na rys. 5.17 przedstawiono nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą [68,70], pracujący w pętli zamkniętej z częstotliwością 3000 rozk/sek, przy czym założono, że w przypadku łącza w górę długość każdego z ciągów pilotowych wynosi 3 bity (768 chipów) i informacja zwrotna *FBI* nie jest przesyłana, natomiast w łączu w dół długość każdego z ciągów pilotowych wynosi 256 chipów.

Dzięki zastosowaniu offsetu czasowego w łączy w dół pomiędzy ramkami w kanale *DPCH*, generacja rozkazu sterowania mocą *TPC*, dokonywana na podstawie sygnału pilotowego przesyłanego w kanale *DPCCH*, odbywa się w wymaganym czasie trwania 512 chipów. Na podstawie rys. 5.17 można więc napisać następującą zależność czasową:

$$T_{prop}^{DL} + T_{Dane1}^{DL} + T_{TPC1}^{DL} + T_{Dane2}^{DL} + T_{prop}^{UL} + T_{korekcji} + T_{Pilot2}^{DL} = 2560 \cdot T_{chip} \quad (5.3)$$

gdzie $T_{korekcji}$ jest czasem wymaganym do korekcji mocy nadajnika.

Zgodnie z założeniami dotyczącymi formatu ramek czasowych mamy:

$$\begin{aligned} T_{Dane1}^{DL} + T_{TPC1}^{DL} &= 512 \cdot T_{chip} & T_{Dane2}^{DL} &= 512 \cdot T_{chip} \\ T_{prop}^{DL} &= T_{prop}^{UL} = T_{prop} & T_{Pilot2}^{DL} &= 256 \cdot T_{chip} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Zakładając, że czas korekcji mocy nadajnika $T_{korekcji} = 512 \cdot T_{chip}$ oraz podstawiając (5.4) do (5.3) można wyznaczyć maksymalne opóźnienie propagacyjne, dla którego omawiane zależności będą jeszcze spełnione:

$$\begin{aligned} 2 \cdot T_{prop} &\leq 768 \cdot T_{chip} \\ T_{prop} &\leq 384 \cdot T_{chip} \approx 100 \mu s \end{aligned} \quad (5.5)$$

Opóźnienie to jest większe od przedstawionych w podpunkcie 3.6.1 maksymalnych opóźnień propagacyjnych dla poszczególnych środowisk i w związku z tym implementacja nowego mechanizmu sterowania mocą w łączy w dół może być zrealizowana w praktyce.

Dwukrotne zwiększenie częstotliwości pracy mechanizmu sterowania mocą powoduje jednak, że będzie on funkcjonował z opóźnieniem, wynikającym z przesunięcia momentu korekcji mocy nadajnika stacji bazowej, ale opóźnienie to będzie równe czasowi trwania jednej podramki, czyli połowie czasu trwania ramki elementarnej, tj. 333 μs . Jak pamiętamy, w przypadku mechanizmu pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek, opóźnienie to było równe czasowi trwania ramki elementarnej, tj. 666 μs , ale miało ono znaczenie jedynie w makrokomórkach. Zastosowanie nowego mechanizmu powoduje, że opóźnienie w realizacji sterowania mocą zostaje skrócone o połowę, co może przyczynić się do polepszenia jakości transmisji, szczególnie przy większych prędkościach poruszania się terminali.

Z kolei w przypadku sterowania mocą w łączy w górę, interpretacja rozkazu sterowania mocą *TPC*, przesyłanego w ramce kanału *DPCCH* w łączy w dół oraz odpowiednia korekcja mocy nadajnika stacji ruchomej, odbywa się w wymaganym czasie trwania 512 chipów. Teraz można napisać następującą zależność czasową:

$$T_{prop}^{UL} + T_{Pilot1}^{UL} + T_{generacji} + T_{TPC1}^{DL} + T_{prop}^{DL} + T_{Dane2}^{DL} = 2560 \cdot T_{chip} \quad (5.6)$$

gdzie $T_{generacji}$ jest czasem generacji rozkazu sterowania mocą.

Zgodnie z założeniami dotyczącymi formatu ramek czasowych mamy:

$$\begin{aligned} T_{prop}^{UL} + T_{Pilot1}^{UL} + T_{generacji} + T_{TPC1}^{DL} + T_{prop}^{DL} + T_{Dane2}^{DL} &= 2560 \cdot T_{chip} \\ T_{Pilot1}^{UL} &= 768 \cdot T_{chip} & T_{TPC1}^{DL} &= 128 \cdot T_{chip} \\ T_{prop}^{UL} &= T_{prop}^{DL} = T_{prop} & T_{Dane2}^{DL} &= 256 \cdot T_{chip} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Zakładając, że czas generacji rozkazu sterowania mocą $T_{generacji} = 512 \cdot T_{chip}$ oraz podstawiając (5.7) do (5.6) można wyznaczyć maksymalne opóźnienie propagacyjne, dla którego przedstawione zależności będą jeszcze spełnione:

$$\begin{aligned} 2 \cdot T_{prop} &\leq 640 \cdot T_{chip} \\ T_{prop} &\leq 320 \cdot T_{chip} \approx 83 \mu s \end{aligned} \tag{5.8}$$

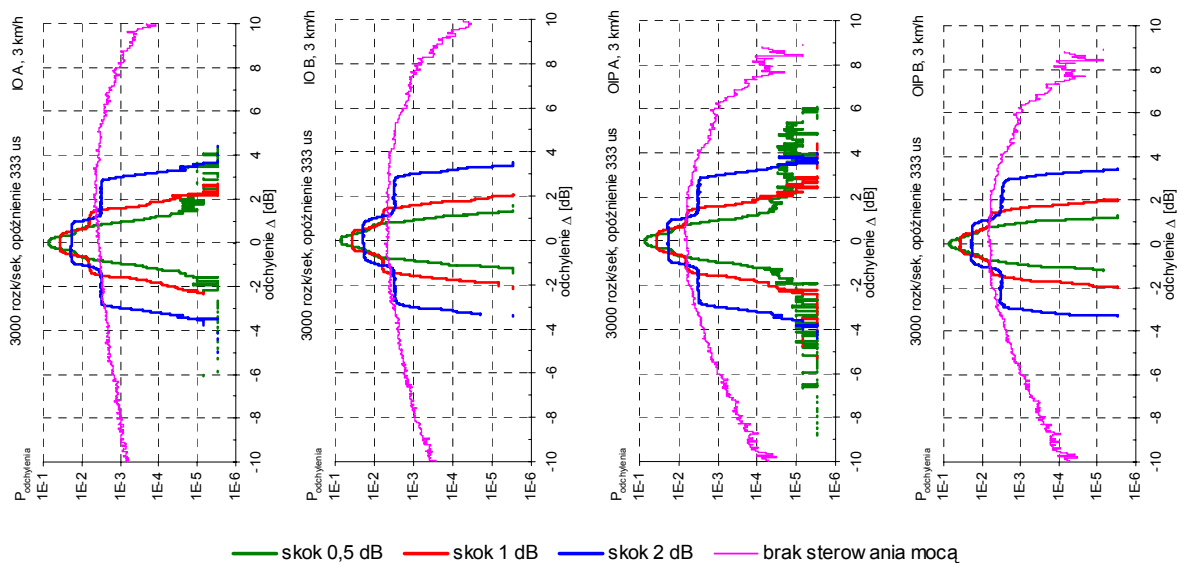
Opóźnienie to jest porównywalne z największym z przedstawionych w podpunkcie 3.6.1 maksymalnych opóźnień propagacyjnych dla poszczególnych środowisk i w związku z tym implementacja nowego mechanizmu sterowania mocą w łączu w górę może być zrealizowana w praktyce.

Oczywiście mechanizm sterowania mocą w łączu w górę będzie również funkcjonował z opóźnieniem, wynikającym z przesunięcia momentu korekcji mocy nadajnika stacji ruchomej wynoszącym 333 μs , podobnie jak w przypadku łącza w dół. W odróżnieniu od mechanizmu pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą zapewnia jednakowe opóźnienie dla obu kierunków transmisji. W związku z tym, efektywność tego mechanizmu będzie taka sama dla łącza w dół jak i dla łącza w górę.

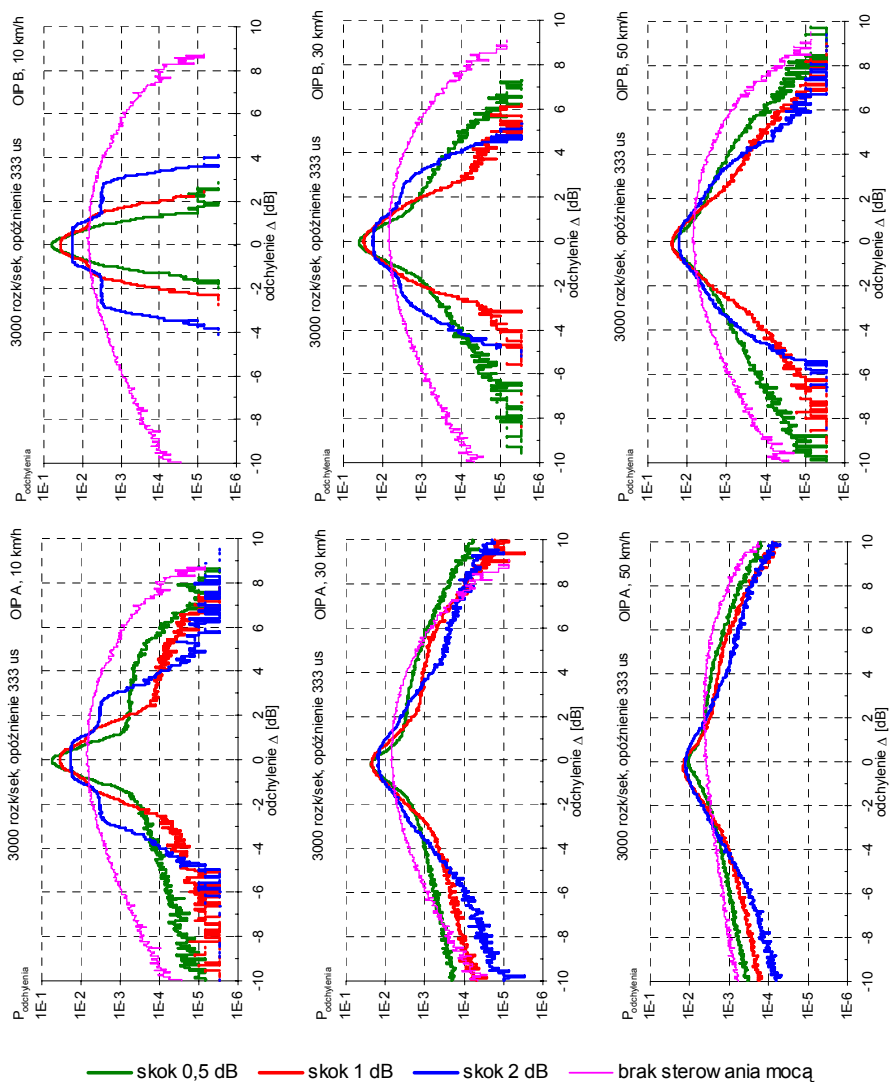
W celu określenia efektywności nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w interfejsie radiowym WCDMA/FDD, przeprowadzono, podobnie jak poprzednio, szereg badań symulacyjnych, w różnych środowiskach propagacyjnych. W pierwszej fazie badań obserwowano poziom mocy sygnału nadawanego w stacji ruchomej oraz poziom mocy średniej sygnału odbieranego w stacji bazowej, a także przebieg jego odchylenia od zadanego poziomu. Podobnie jak uprzednio przyjęto, że wartości stosowanych skoków mocy będą wynosiły: 0,5 dB, 1 dB oraz 2 dB. W wyniku przeprowadzonych badań uzyskano rozkłady odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości pożądanej, obrazujące niedokładność utrzymywania stałego poziomu mocy w odbiorniku, które zostały przedstawione na rys. 5.18 ÷ 5.20.

Następnie, w celu określenia efektywności nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, uzyskane rozkłady poddano analizie statystycznej, na podstawie której wyznaczono oszacowania ich wariancji oraz dystrybuanty odchylenia mocy średniej sygnału odbieranego od wartości pożądanej dla $\Delta_{prog} = \pm 1dB$, które przedstawiono w tabeli 5.5.

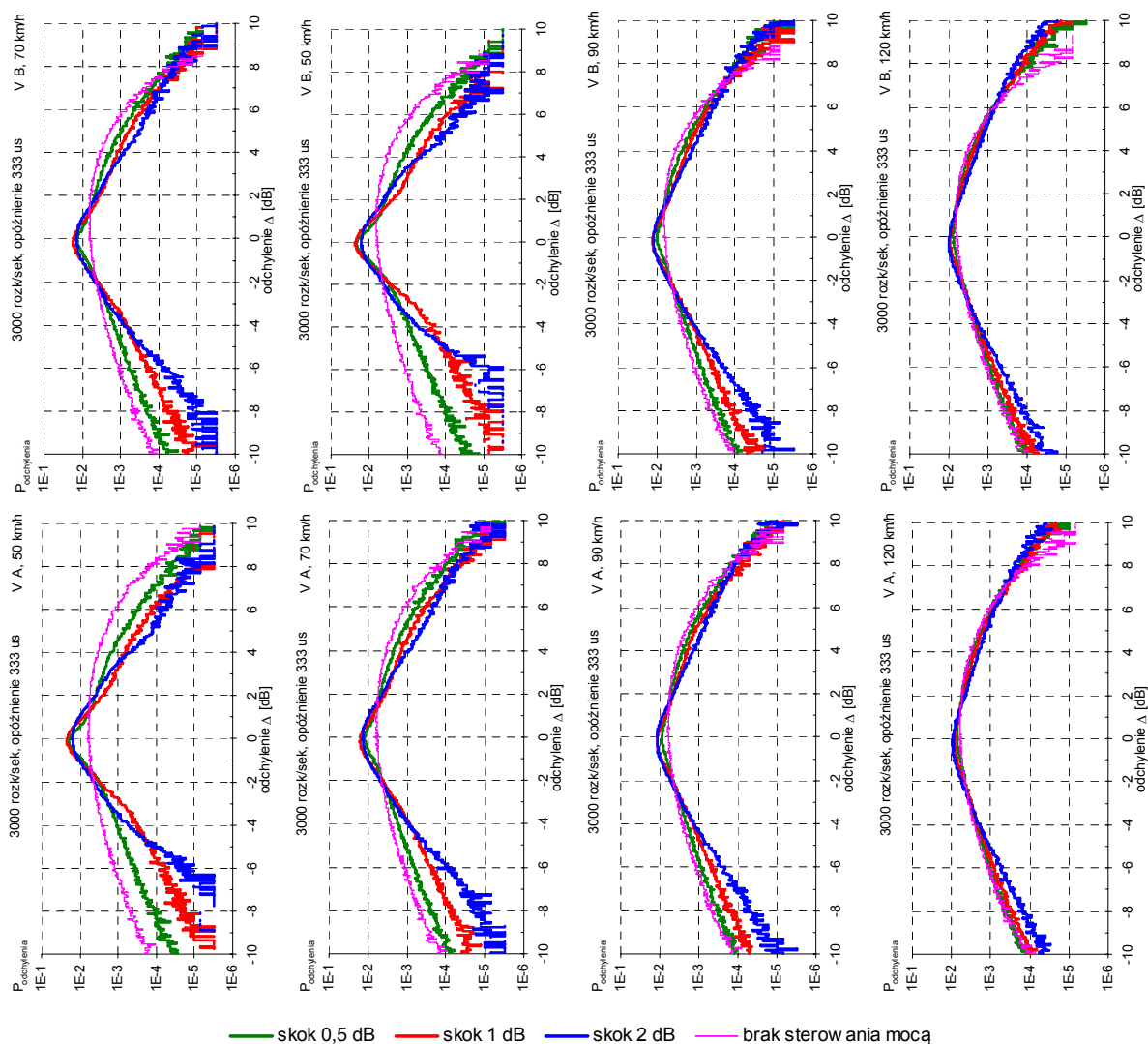
Na podstawie przedstawionych wyników można stwierdzić, że korzyści wynikające z zastosowania nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą są największe w przypadku małych prędkości terminala i maleją wraz z ich wzrostem, tak jak miało to miejsce w przypadku mechanizmu, pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek. Konsekwencją niedokładności utrzymywania stałego poziomu mocy w odbiorniku jest, jak już wspomniano wcześniej, zmniejszenie pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD. Nietrudno też zauważyć, że odpowiedni dobór skoku mocy w widoczny sposób wpływa na tę pojemność, a maksymalna pojemność systemu UMTS będzie osiągalna jedynie w pikokomórkach, przy niewielkich prędkościach poruszania się terminali. Z kolei w mikrokomórkach środowiska miejskiego pojemność ta będzie malała wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali i w zależności od rodzaju środowiska propagacyjnego osiągnie ok. 45 % pojemności maksymalnej dla środowiska *OIP A* oraz ok. 73 % pojemności maksymalnej dla środowiska *OIP B*. Natomiast w makrokomórkach, w których użytkownicy poruszają się z prędkościami przekraczającymi 50 km/h, obserwujemy najniższą efektywność dynamicznego sterowania mocą, która powoduje zmniejszenie pojemności do ok. 35 % pojemności maksymalnej.



Rys. 5.18. Rozkłady odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej w pikokomórkach przy prędkości terminala 3 km/h.



Rys. 5.19. Rozkłady odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej w mikrokomórkach przy prędkości terminala 10, 30, 50 km/h.



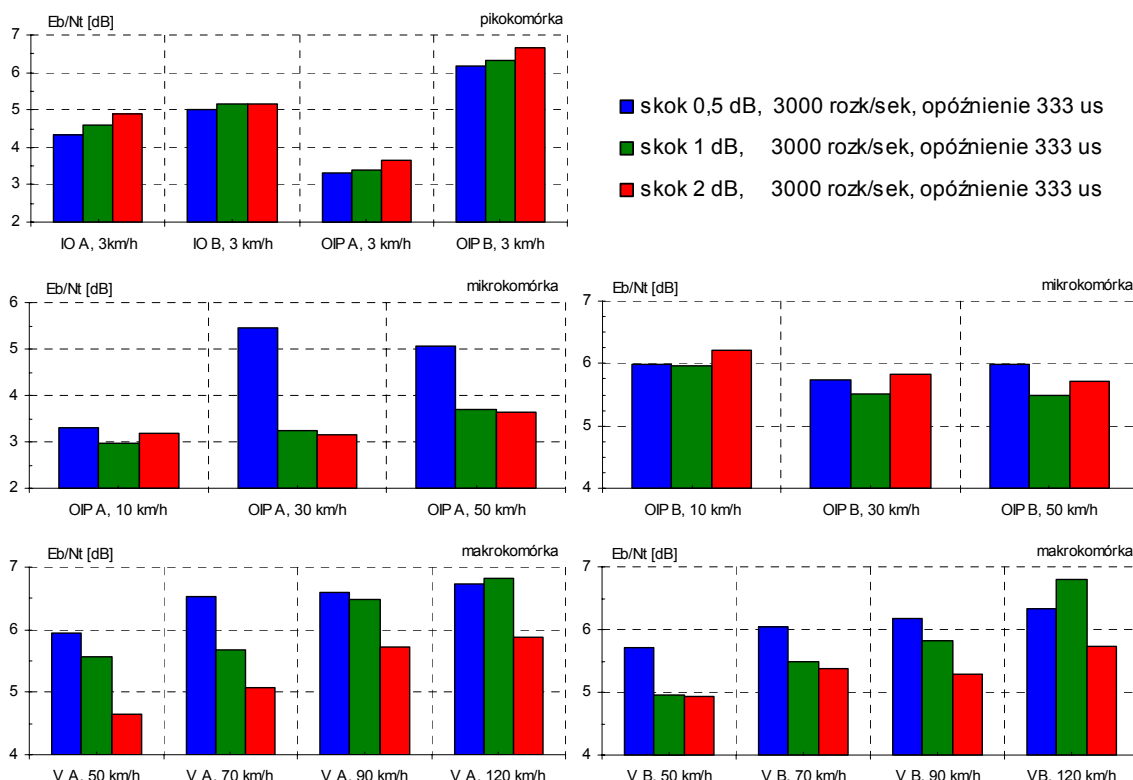
Rys. 5.20. Rozkłady odchylenia Δ mocy średniej sygnału odbieranego od wartości zadanej w makrokomórkach przy prędkości terminala 50, 70, 90 i 120 km/h.

W kolejnej fazie badań przeprowadzono, szereg symulacji, których celem było wyznaczenie wartości stosunku E_b/N_t , zapewniającej różnym rodzajom usług odpowiednią dla nich stopę błędów BER, dla nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w poszczególnych środowiskach propagacyjnych i przy różnych skokach mocy. Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych przedstawiono na rys. 5.21 ÷ 5.23, a szczegółowe dane liczbowe podano w załączniku B w tabeli B.4.

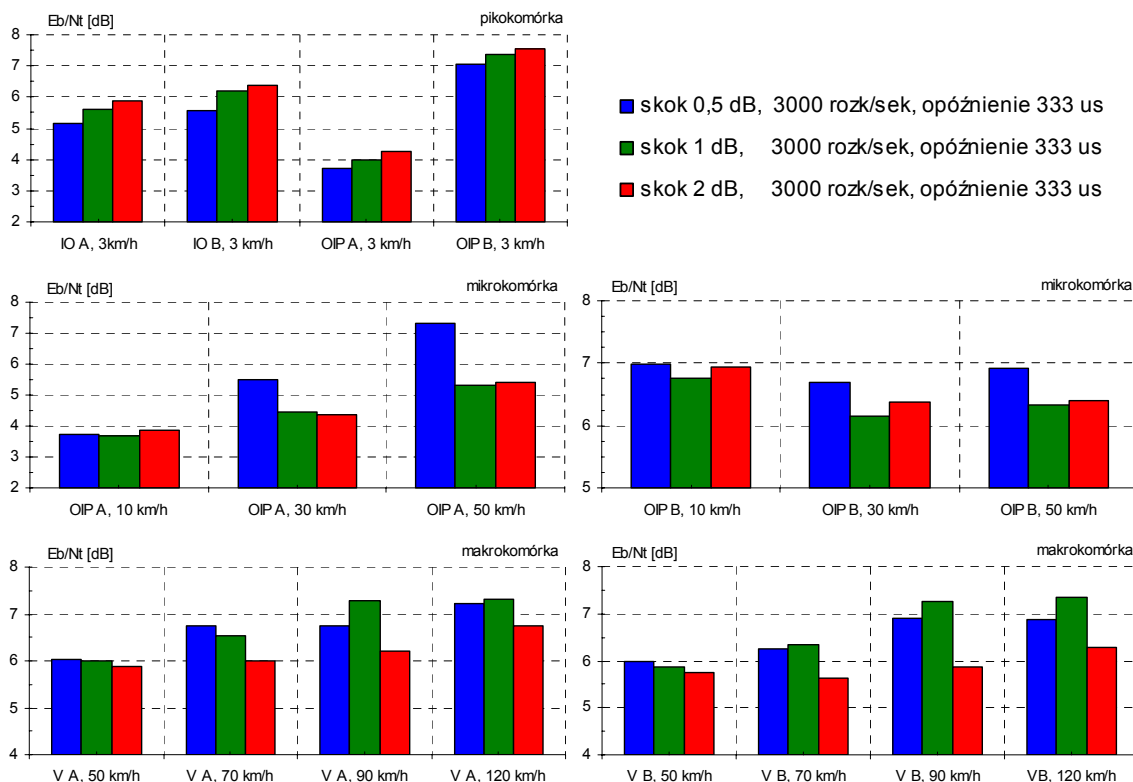
Uzyskane wyniki pokazują, że zmniejszenie opóźnienia w mechanizmie dynamicznego sterowania mocą o połowę, tj. z 666 μ s do 333 μ s, wpływa korzystnie na jakość transmisji, wyrażoną przez stosunek E_b/N_t . Ponadto przedstawione powyżej wyniki badań nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, podobnie jak w przypadku mechanizmu oryginalnego, pokazują wyraźną zależność wartości stosunku E_b/N_t , zapewniającej pożądaną dla danego rodzaju usługi poziom BER, od wartości stosowanego skoku mocy. Można zauważyć, że różnice jakościowe dla wszystkich badanych rodzajów usług, wynikające ze stosowanych skoków mocy, są podobne dla poszczególnych środowisk propagacyjnych. Widzimy też, że dla wszystkich badanych rodzajów usług najlepszą jakością odbioru uzyskujemy w środowisku miejskim *OIP A* dla prędkości 3 km/h i 10 km/h.

Tabela 5.5. Oszacowania wariancji rozkładów oraz dystrybuanty odchylenia mocy średniej sygnału odbieranego od wartości pożądanej dla $\Delta=\pm 1$ dB

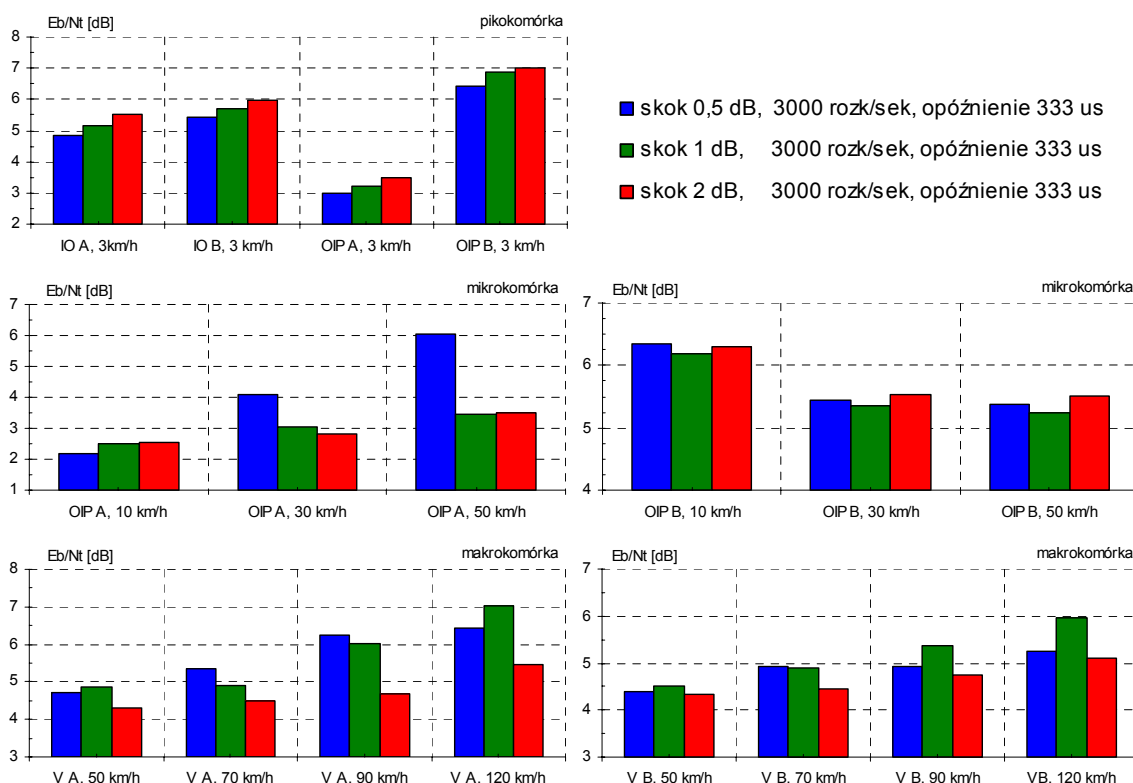
| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Oszacowanie wariancji | | | Oszacowanie dystrybuanty dla $\Delta=\pm 1$ dB | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|-----------------------|-----------|-----------|--|-----------|-----------|
| | | | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 0,35 | 0,10 | 1,31 | 87,6% | 99,7% | 72,5% |
| | IO B | 3 km/h | 0,34 | 0,10 | 1,29 | 87,9% | 99,9% | 72,7% |
| | OIP A | 3 km/h | 0,35 | 0,13 | 1,31 | 87,6% | 99,6% | 72,5% |
| | OIP B | 3 km/h | 0,35 | 0,10 | 1,33 | 87,4% | 99,9% | 71,4% |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 0,63 | 1,05 | 1,50 | 84,0% | 91,4% | 67,7% |
| | | 30 km/h | 3,98 | 8,91 | 3,21 | 64,3% | 53,9% | 54,8% |
| | | 50 km/h | 8,97 | 16,08 | 6,07 | 45,4% | 33,5% | 45,2% |
| | OIP B | 10 km/h | 0,38 | 0,13 | 1,36 | 86,9% | 99,2% | 70,0% |
| | | 30 km/h | 0,58 | 0,77 | 1,61 | 82,5% | 86,6% | 63,8% |
| | | 50 km/h | 1,22 | 2,66 | 1,97 | 72,5% | 63,4% | 58,1% |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 2,03 | 4,51 | 2,31 | 65,9% | 53,9% | 55,3% |
| | | 70 km/h | 4,02 | 7,10 | 3,36 | 51,5% | 39,5% | 49,2% |
| | | 90 km/h | 6,10 | 8,73 | 4,81 | 40,7% | 32,0% | 43,0% |
| | | 120 km/h | 8,82 | 10,22 | 7,44 | 31,3% | 27,0% | 34,4% |
| | V B | 50 km/h | 1,71 | 3,77 | 2,19 | 68,7% | 58,1% | 56,5% |
| | | 70 km/h | 3,45 | 6,05 | 3,07 | 54,9% | 42,9% | 50,9% |
| | | 90 km/h | 5,27 | 7,60 | 4,35 | 44,2% | 34,9% | 45,0% |
| | | 120 km/h | 7,70 | 8,99 | 6,65 | 34,0% | 29,3% | 36,7% |



Rys. 5.21. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnału mowy 12,2 kb/s w łączu w górze.



Rys. 5.22. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s w łączu w górę.



Rys. 5.23. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s w łączu w górę.

Aby porównać korzyści, jakie daje nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą w stosunku do mechanizmu oryginalnego, konieczne było wyznaczenie dla niego optymalnych

wartości skoków mocy w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Mając na uwadze maksymalizację pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD, wykorzystano w tym celu uzyskane na drodze badań symulacyjnych wartości stosunku E_b/N_t (przedstawione w tabeli B.4) oraz odpowiadające im współczynniki efektywności dynamicznego sterowania mocą (przedstawione w tabeli 5.5).

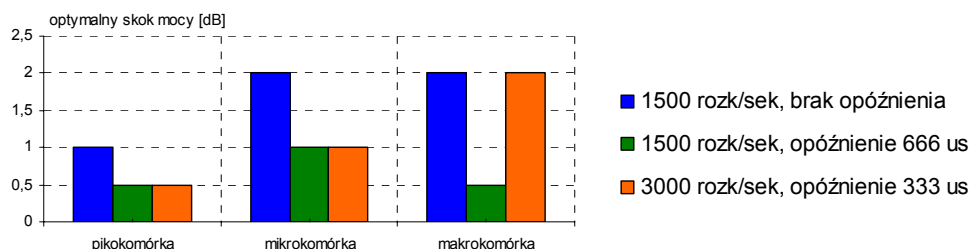
Tabela 5.6. Optymalne wartości skoków mocy oraz odpowiadające im współczynniki efektywności dynamicznego sterowania mocą i wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające poszczególnym rodzajom usług wymaganą stopę błędów BER, dla nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | 3000 rozk/sek, opóźnienie 333 μ s | | | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|---------------------------------------|--|--------------------------------|---------------------------------|---|
| | | | Optymalny skok mocy [dB] | E_b/N_t [dB] | | | Efektywność dynamicznego sterowania mocą d_{PC} |
| | | | | Sygnały mowy 12,2 kb/s BER= 10^{-3} | Dane 64 kb/s BER= 10^{-5} | Dane 144 kb/s BER= 10^{-5} | |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 0,5 | 4,35 | 5,15 | 4,83 | 99,7% |
| | IO B | 3 km/h | 0,5 | 5,00 | 5,58 | 5,42 | 99,9% |
| | OIP A | 3 km/h | 0,5 | 3,33 | 3,73 | 3,00 | 99,6% |
| | OIP B | 3 km/h | 0,5 | 6,19 | 7,04 | 6,44 | 99,9% |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 1 | 2,96 | 3,70 | 2,51 | 84,0% |
| | | 30 km/h | 1 | 3,54 | 4,47 | 3,03 | 64,3% |
| | | 50 km/h | 1 | 4,08 | 5,33 | 3,43 | 45,4% |
| | OIP B | 10 km/h | 1 | 5,97 | 6,77 | 6,18 | 86,9% |
| | | 30 km/h | 1 | 5,50 | 6,15 | 5,35 | 82,5% |
| | | 50 km/h | 1 | 5,49 | 6,34 | 5,25 | 72,5% |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 2 | 4,64 | 5,89 | 4,31 | 55,3% |
| | | 70 km/h | 2 | 5,08 | 6,01 | 4,50 | 49,2% |
| | | 90 km/h | 2 | 5,73 | 6,21 | 4,66 | 43,0% |
| | | 120 km/h | 2 | 5,88 | 6,74 | 5,47 | 34,4% |
| | V B | 50 km/h | 2 | 4,94 | 5,75 | 4,35 | 56,5% |
| | | 70 km/h | 2 | 5,37 | 5,62 | 4,46 | 50,9% |
| | | 90 km/h | 2 | 5,29 | 5,85 | 4,76 | 45,0% |
| | | 120 km/h | 2 | 5,74 | 6,28 | 5,11 | 36,7% |

Z tabeli wynika, że w przypadku pikokomórek w środowisku wewnątrzbudynkowym (IO A i IO B) oraz w środowisku miejskim (OIP A i OIP B), przy prędkości poruszania się terminali 3 km/h, optymalny skok mocy wynosi 0,5 dB dla nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą. Z kolei dla mikrokomórek w środowisku miejskim (OIP A i OIP B), przy prędkościach poruszania się terminali 10 ÷ 50 km/h, optymalny skok mocy wynosi 1 dB, natomiast w przypadku makrokomórek w środowisku użytkowników w pojazdach (VA i VB), przy prędkościach poruszania się terminali powyżej 50 km/h, optymalny skok mocy wynosi 2 dB.

5.3.3. Porównanie mechanizmów dynamicznego sterowania mocą

Na rys. 5.24 przedstawiono optymalne wartości skoków mocy dla poszczególnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą, które zostały dobrane w taki sposób, aby zapewnić maksymalną pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Można zauważyć, że obecność opóźnienia w mechanizmie funkcjonującym z częstotliwością 1500 rozk/sek wymusza stosowanie małych skoków mocy, gdyż duży skok mocy powoduje znaczne pogorszenie jakości transmisji, szczególnie przy dużych prędkościach. Z kolei w przypadku nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, w którym opóźnienie w realizacji sterowania jest mniejsze o połowę i wynosi 333 μ s, wraz ze wzrostem rozmiarów komórek rośnie wartość optymalnego skoku mocy. Natomiast porównując mechanizm pracujący z częstotliwością 1500 rozk/sek i bez opóźnienia z nowym mechanizmem, widać, że optymalny skok mocy w przypadku piko- i mikrokomórek jest o połowę mniejszy dla nowego mechanizmu, ze względu na fakt, że korekcja mocy nadajników dokonywana jest dwa razy częściej. Otrzymane optymalne skoki mocy zostały przyjęte jako domyślne dla poszczególnych rodzajów komórek, a tym samym środowisk propagacyjnych i wykorzystano je w dalszej części badań symulacyjnych.

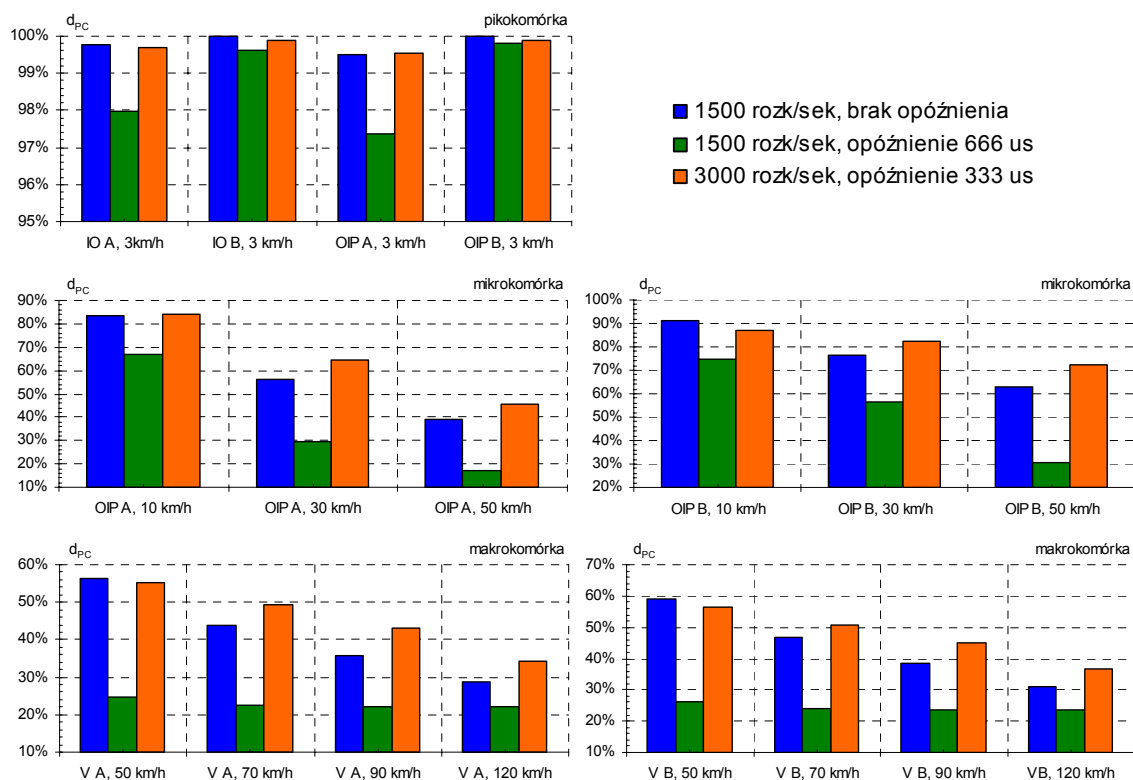


Rys. 5.24. Optymalne skoki mocy dla poszczególnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą

Na rys. 5.25 przedstawiono współczynniki d_{PC} efektywności badanych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Należy przy tym pamiętać, że efektywność dynamicznego sterowania mocą wpływa bezpośrednio na pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD.

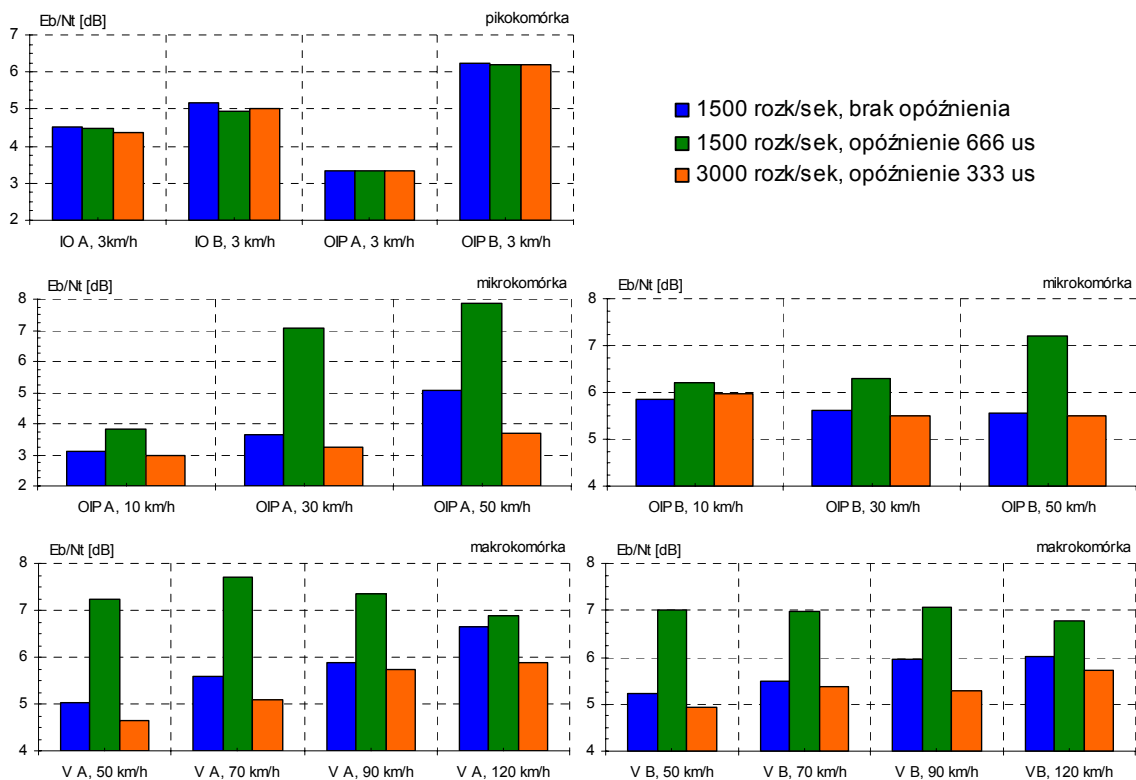
Można zauważyć, że efektywność mechanizmu pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek, przy opóźnieniu 666 μ s, jest znacznie mniejsza od efektywności pozostałych mechanizmów. W przypadku pikokomórek utrzymuje się ona na poziomie przekraczającym 97 %, natomiast w przypadku mikrokomórek znacząco maleje wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala. Jak widać, osiąga ok. 60 % ÷ 70 % dla prędkości 10 km/h oraz ok. 20 % ÷ 30 % dla prędkości 50 km/h, a w przypadku makrokomórek utrzymuje się na poziomie ok. 20 % ÷ 25 %. Porównując efektywność obu mechanizmów funkcjonujących z częstotliwością 1500 rozk/sek, dla małych prędkości rzędu 3 km/h, obserwujemy stosunkowo niewielkie różnice nieprzekraczające 2 %, natomiast wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala różnice te rosną i osiągają poziom ok. 33 % przy prędkości 50 km/h, po czym stopniowo maleją do poziomu ok. 8 % przy prędkości 120 km/h, lecz we wszystkich przypadkach efektywność mechanizmu funkcjonującego bez opóźnienia jest większa, czego można było się spodziewać. Podobnie, w przypadku porównania efektywności mechanizmu pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek i z opóźnieniem 666 μ s oraz nowego mechanizmu pracującego z częstotliwością 3000 rozk/sek i z opóźnieniem 333 μ s obserwujemy niewielkie różnice rzędu 2 % dla małych prędkości, które wzrastają wraz ze wzrostem prędkości terminala i osiągają poziom ok. 42 % dla prędkości 50 km/h, po czym stopniowo maleją do poziomu ok. 13 % dla prędkości 120 km/h. Wart odnotowania jest fakt,

że we wszystkich przypadkach efektywność nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą jest większa. Jest ona także w większości przypadków większa od efektywności mechanizmu pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek bez opóźnienia w jego realizacji. Różnice w tej efektywności są niezauważalne dla małych prędkości terminali w pikokomórkach, a w mikrokomórkach osiągają ok. 10 %, z wyjątkiem przypadku, gdy terminal porusza się z prędkością 10 km/h w środowisku *OIP B*, w którym efektywność jest gorsza o ok. 5 %. Podobnie w makrokomórkach różnice te osiągają ok. 7,5 %, z wyjątkiem przypadku poruszania się terminala z prędkością 50 km/h, gdy efektywność nowego mechanizmu jest gorsza o ok. 2,5 %.

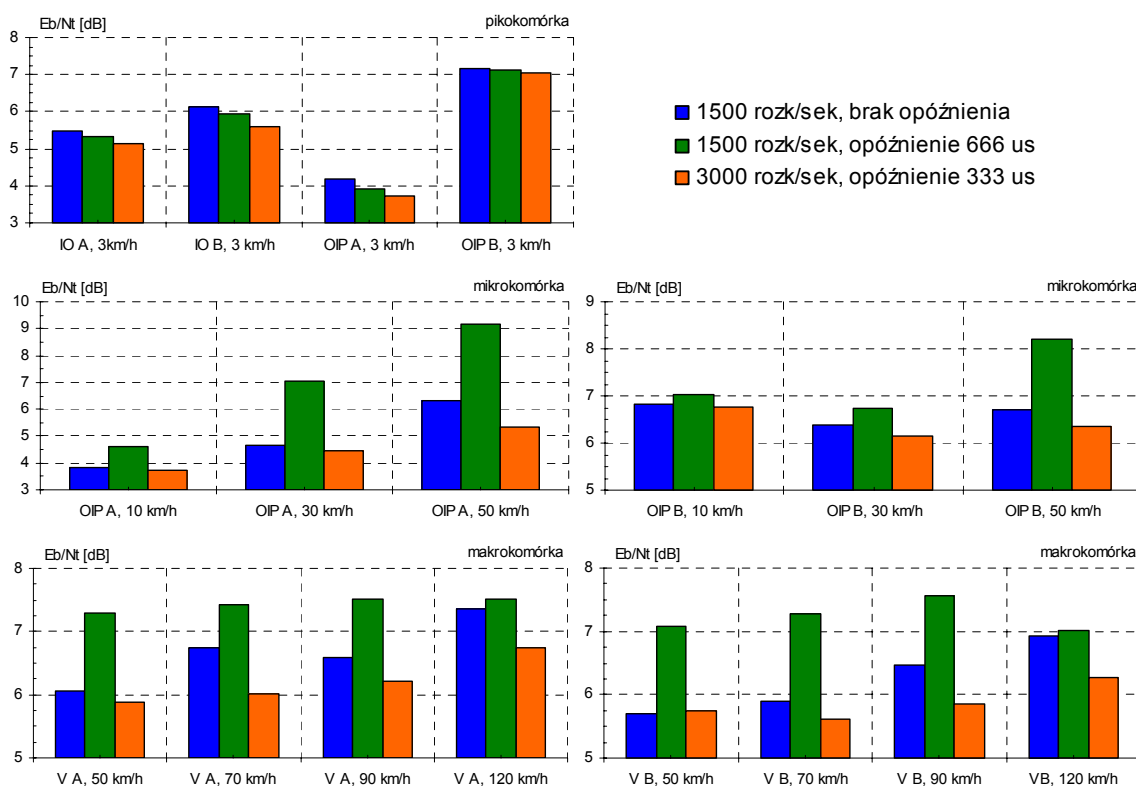


Rys. 5.25. Efektywność poszczególnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą

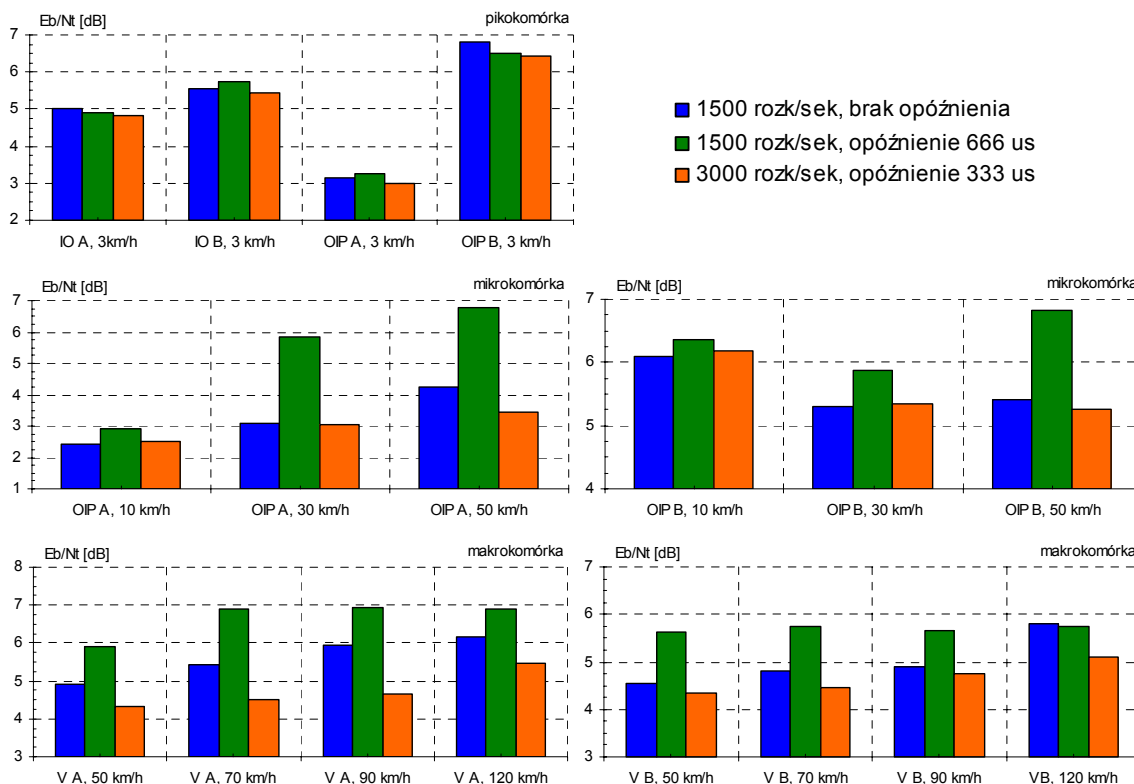
Na rys. 5.26 ÷ 5.28 przedstawiono porównanie wartości stosunku E_b/N_t dla poszczególnych rodzajów usług i mechanizmów dynamicznego sterowania mocą, zapewniających wymagany poziom stopy błędów BER, w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Zaprezentowane wyniki ukazują niekorzystny wpływ opóźnienia w realizacji mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek, który powoduje, obok jego niskiej efektywności, gorszą jakość transmisji, praktycznie we wszystkich badanych przypadkach. Jedyne w przypadku pikokomórek różnice jakościowe dla różnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą pracujących z częstotliwością 1500 rozk/sek są ledwo zauważalne, co wynika z faktu małej prędkości przemieszczania się terminali i stosunkowo powolnych zmian mocy średniej odbieranego sygnału. Z kolei różnice jakościowe dla tych mechanizmów stają się bardziej widoczne wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali w mikrokomórkach środowiska miejskiego i osiągają ok. 3,4 dB dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s oraz ok. 2,8 dB dla obu usług transmisji danych 64 kb/s i 144 kb/s. Natomiast w przypadku makrokomórek, różnice te są mniejsze i powoli maleją wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali. Wynoszą one ok. 2,2 dB i maleją do ok. 0,3 dB dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s, a w przypadku obu usług transmisji danych 64 kb/s i 144 kb/s różnice osiągają ok. 1,5 dB i maleją do ok. 0,1 dB.



Rys. 5.26. Porównanie wartości stosunku E_b/N_t , zapewniającego stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnału mowy 12,2 kb/s w łączu w górę.



Rys. 5.27. Porównanie wartości stosunku E_b/N_t , zapewniającego stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s w łączu w górę.



Rys. 5.28. Porównanie wartości stosunku E_b/N_b , zapewniającego stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s w łączu w górę.

Z kolei porównanie jakości nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, funkcjonującego z częstotliwością 3000 rozk/sek i opóźnieniem jego realizacji wynoszącym 333 μ s, z jakością mechanizmu pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek i opóźnieniem realizacji równym 666 μ s, pokazuje, że w przypadku pikokomórek różnice są niewielkie i nie przekraczają ok. 0,4 dB. Natomiast w przypadku mikrokomórek, różnice rosną wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali i osiągają ok. 4,2 dB dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s, ok. 3,8 dB dla usługi transmisji danych 64 kb/s i ok. 3,4 dB dla usługi transmisji danych 144 kb/s. W przypadku makrokomórek różnice te są mniejsze i wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali powoli maleją. Różnice te wynoszą ok. 2,6 dB dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s i maleją do ok. 1 dB wraz ze wzrostem prędkości terminali. Podobnie dla usługi transmisji danych 64 kb/s osiągają ok. 1,4 dB i maleją do ok. 0,7 dB, a dla usługi transmisji danych 144 kb/s wynoszą ok. 2,4 dB i maleją do ok. 0,6 dB.

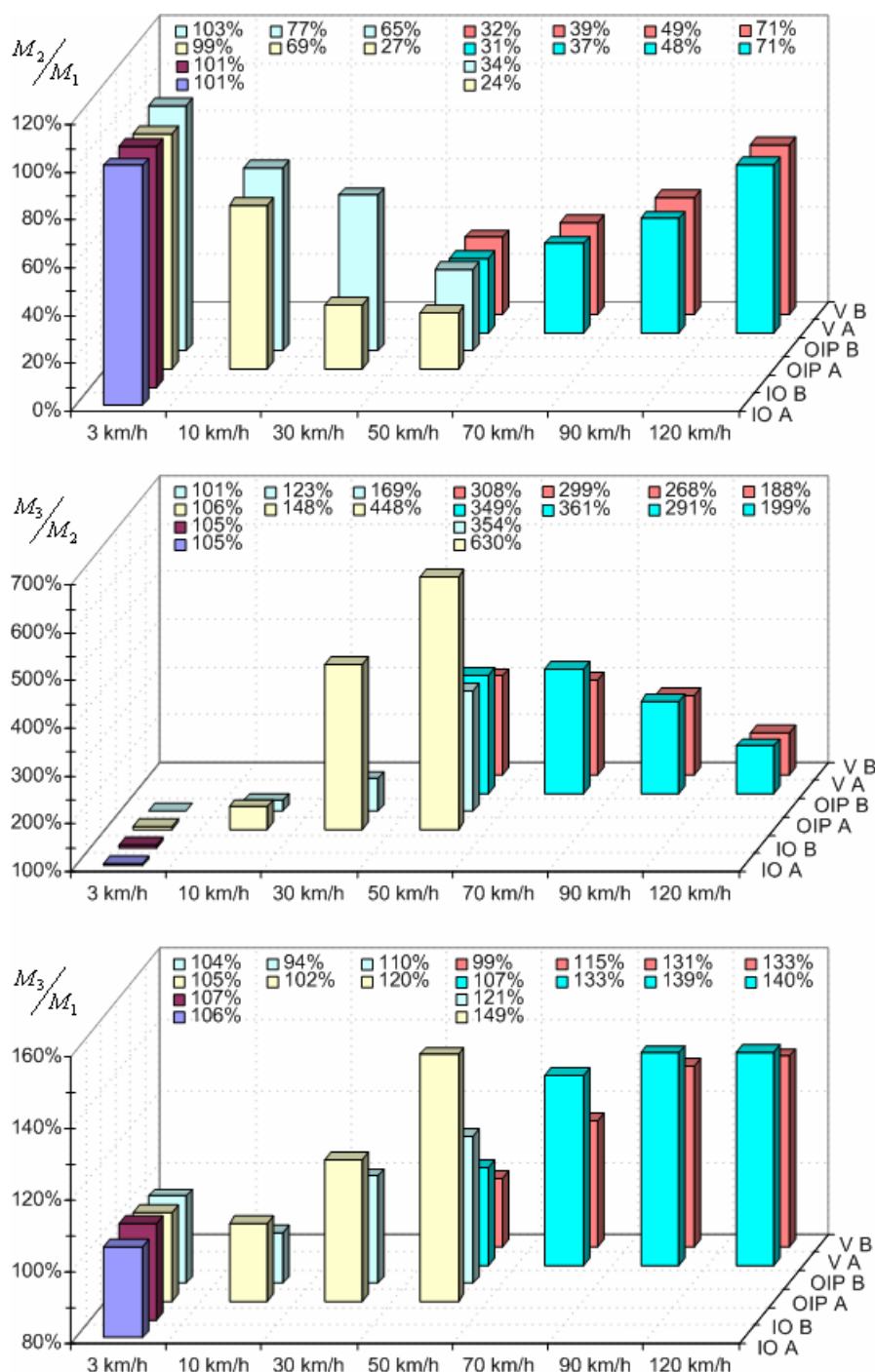
Natomiast porównanie jakości nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, funkcjonującego z częstotliwością 3000 rozk/sek i z opóźnieniem realizacji równym 333 μ s, z jakością mechanizmu pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek, lecz bez opóźnienia w jego realizacji, pokazuje, że w przypadku pikokomórek różnice są niewielkie i nie przekraczają ok. 0,6 dB. Z kolei w przypadku mikrokomórek, różnice powoli rosną wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminali i osiągają ok. 1,4 dB dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s, natomiast dla usługi transmisji danych 64 kb/s wynoszą ok. 1 dB, a dla usługi transmisji danych 144 kb/s osiągają ok. 0,8 dB. W przypadku makrokomórek różnice jakościowe między tymi mechanizmami osiągają ok. 0,8 dB dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s, a dla usługi transmisji danych 64 kb/s wynoszą ok. 0,7 dB, natomiast dla usługi transmisji danych 144 kb/s nie przekraczają 1,3 dB.

Na podstawie uzyskanych wyników jest możliwe wyznaczenie średnich pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD dla poszczególnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą. Należy tu przypomnieć, że współczynniki występujące we wzorach na pojemność (1.2) i (1.3) mają różne wartości dla różnych rodzajów usług. Jednak w przypadku wyznaczania stosunku dwóch pojemności nie jest konieczna znajomość wartości wszystkich współczynników, ale jedynie tych, które są odmienne w obu przypadkach. Przy porównywaniu pojemności dla różnych mechanizmów sterowania mocą wystarczy znać wartości współczynnika efektywności dynamicznego sterowania mocą oraz wartości nominalnych stosunków E_b/N_t , zapewniających odpowiedni poziom stopy błędów BER dla poszczególnych rodzajów usług. Uzyskane w ten sposób stosunki pojemności były zbliżone dla poszczególnych rodzajów usług i dlatego zostały uśrednione. Wyniki porównania zostały przedstawione na rys. 5.29. Widzimy, że pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD w pikokomórkach jest zbliżona dla wszystkich badanych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą, niezależnie od częstotliwości ich pracy i opóźnień. Jednak znaczące różnice w pojemności można zaobserwować w mikro- i makrokomórkach systemu.

Porównanie obu mechanizmów sterowania mocą z częstotliwością 1500 rozk/sek, pokazuje, że obecność opóźnienia 666 μ s przyczynia się do znacznego zmniejszenia pojemności w przypadku mikrokomórek, które pogłębia się wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala. W rezultacie obserwujemy ok. 3 ÷ 4-krotne zmniejszenie pojemności dla prędkości terminala 50 km/h. Z kolei, w przypadku makrokomórek, wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala, obserwujemy stopniowy wzrost stosunku obu pojemności, który świadczy o tym, że różnice we wpływie badanych mechanizmów sterowania mocą stopniowo maleją. W przypadku prędkości terminala 50 km/h obserwujemy ok. 3-krotną różnicę pojemności, a przy prędkości 120 km/h – ok. 1,5-krotną różnicę pojemności.

Jeżeli natomiast porównamy nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą pracujący z częstotliwością 3000 rozk/sek i z opóźnieniem 333 μ s, z mechanizmem funkcjonującym z częstotliwością 1500 rozk/sek i z opóźnieniem 666 μ s, to można zauważyć, że różnice są bardzo znaczące. Wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala w mikrokomórkach zysk wynikający z zastosowania nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą wzrasta, powodując ponad 6-krotny wzrost pojemności interfejsu radiowego w przypadku środowiska *OIP A* oraz ok. 3,5-krotny wzrost pojemności w przypadku środowiska *OIP B*. Podobnie, w przypadku makrokomórek obserwujemy korzystne właściwości nowego mechanizmu sterowania mocą, który dla terminala poruszającego się z prędkością 50 km/h zapewnia ok. 3,5-krotny wzrost pojemności, po czym korzyści te stają się już mniejsze i dla prędkości 120 km/h osiągnąć jest ok. 2-krotny wzrost pojemności systemu.

Z kolei dokonując porównania nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą pracującego z częstotliwością 3000 rozk/sek i z opóźnieniem 333 μ s, z mechanizmem funkcjonującym z częstotliwością 1500 rozk/sek, lecz bez opóźnienia, można zauważyć, że różnice są mniejsze niż poprzednio. W przypadku mikrokomórek, zysk wynikający z zastosowania nowego mechanizmu sterowania mocą jest widoczny dla prędkości większych od 30 km/h, dla których obserwujemy ok. 20 % wzrost pojemności w środowisku *OIP A* oraz ok. 10 % wzrost pojemności w środowisku *OIP B*. Z kolei przy prędkości terminala wynoszącej 50 km/h, wzrost pojemności w środowisku *OIP A* wynosi ok. 50 %, a w środowisku *OIP B* – ok. 20 %. Podobnie w przypadku makrokomórek, korzyści wynikające z zastosowania nowego mechanizmu sterowania mocą są widoczne przy prędkości poruszania się terminali powyżej 70 km/h, ale w odróżnieniu do poprzednich przypadków rosną one wraz ze wzrostem prędkości terminala i dla prędkości 120 km/h powodują ok. (35 ÷ 40) % wzrost pojemności systemu.



M_1 – średnia pojemność przy sterowaniu mocą 1500 rozk/sek, bez opóźnienia,
 M_2 – średnia pojemność przy sterowaniu mocą 1500 rozk/sek, z opóźnieniem 666 μ s
 M_3 – średnia pojemność przy sterowaniu mocą 3000 rozk/sek, z opóźnieniem 333 μ s.

Rys. 5.29. Stosunki średnich pojemności dla poszczególnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą.

Przedstawione powyżej wyniki świadczą o celowości stosowania w interfejsie radiowym WCDMA/FDD nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, pracującego z częstotliwością 3000 rozk/sek, gdyż dzięki niemu jest możliwe nawet 6-krotne zwiększenie pojemności systemu.

Należy tu jednak pamiętać, że zaproponowane rozwiązanie jest słuszne jedynie dla poczynionych założeń dotyczących długości ciągu sygnałów sterujących przesyłanych w

kanale DPCCH dla obu kierunków transmisji. Wydłużenie długości ciągu pilotowego może spowodować, że czas wymagany na interpretację odebranego rozkazu sterowania mocą i odpowiednią korekcję mocy nadajnika, a także czas potrzebny na generację rozkazu sterowania mocą na podstawie odebranego ciągu pilotowego, będą krótsze niż wymagany czas trwania 512 chipów. W takim przypadku zaproponowany mechanizm dynamicznego sterowania mocą będzie funkcjonował z dwukrotnie większym opóźnieniem, tj. równym 666 μ s, co podważy celowość jego stosowania.

5.3.4. Adaptacyjne algorytmy dynamicznego sterowania mocą

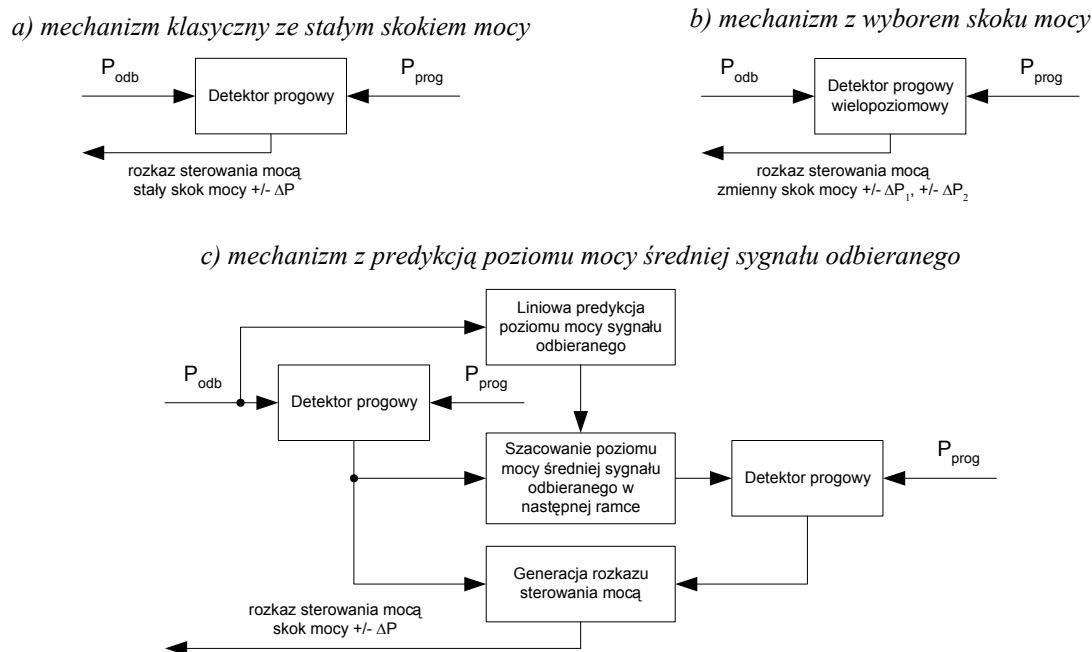
Wyniki badań efektywności dynamicznego sterowania mocą, przedstawione poprzednich podpunktach pokazują, że odpowiedni dobór skoku mocy może znacząco przyczynić się do poprawy jakości transmisji. W związku z tym nasuwa się sugestia zastosowania adaptacyjnego algorytmu dynamicznego sterowania mocą, w którym skok mocy będzie zależny od bieżących warunków transmisji w kanale radiowym.

Klasyczny mechanizm dynamicznego sterowania mocą bazuje na porównaniu chwilowego poziomu mocy średniej sygnału odbieranego P_{odb} z ustalonym poziomem pożądanym P_{prog} . Jeżeli moduł różnicy pomiędzy tymi poziomami przekroczy dopuszczalną odchyłkę Δ_{prog} , to zostanie wygenerowany rozkaz korekcji mocy nadajnika o wartości określonej przez stosowany w mechanizmie skok mocy i znaku przeciwnym do znaku tej różnicy.

Istota algorytmu adaptacyjnego opiera się na wprowadzeniu kilku możliwych skoków mocy lub dostosowaniu skoku mocy do chwilowych warunków panujących w kanale radiowym. W pierwszym przypadku można wykorzystać dwuwartościowy skok mocy, np. 0,5 dB i 1 dB, albo 1 dB i 2 dB, natomiast w drugim przypadku można zastosować mechanizm predykcji poziomu mocy średniej sygnału odbieranego i dostosować do niego skok mocy. Należy tu jednak podkreślić, że z punktu widzenia niezawodności pracy systemu, jest konieczne okresowe przesyłanie dodatkowych informacji sterujących, w przypadku stosowania adaptacyjnych algorytmów dynamicznego sterowania mocą. Na rys. 5.30 przedstawiono schematycznie wymienione odmiany mechanizmu sterowania mocą.

Różnicę pomiędzy poziomem mocy odbieranej i nadawanej można traktować jako tłumienie sygnału w kanale. Odpowiedni dobór wzmocnienia sygnału po stronie nadawczej może skompensować zaniki mocy sygnału odbieranego. Klasyczny mechanizm dynamicznego sterowania mocą pozwala tylko na „statyczne” przeciwdziałanie zanikom, poprzez korekcję mocy nadajnika jedynie na podstawie oceny poziomu mocy sygnału odbieranego. Zastosowanie po stronie odbiorczej mechanizmu predykcji poziomu mocy sygnału odbieranego umożliwi dynamiczne przeciwdziałanie fluktuacjom mocy. Wyznaczanie poziomu mocy sygnału odbieranego, wymaga znajomości poziomu mocy po stronie nadawczej. W związku z tym, w celu osiągnięcia niezawodnej pracy omawianego mechanizmu, jest konieczne przechowywanie po stronie odbiorczej informacji o poziomie mocy nadajnika i jej uaktualnianie co pewien okres czasu. Znając poziom mocy w dwóch kolejno odebranych ramkach elementarnych oraz wykorzystując liniową predykcję, można określić prognozowany poziom mocy w następnej ramce elementarnej. Oczywiście należy tak dobrać skok mocy, aby pozwolił on na kompensację przewidywanego odchylenia mocy od wartości pożądanej w jak największym stopniu. Należy tu jednak pamiętać, że prognozowanie jest obciążone błędem, który wzrasta przy większych prędkościach poruszania się terminali. Ponadto na skutek opóźnienia propagacyjnego, towarzyszącego transmisji sygnałów w kanale radiowym, jest konieczne przewidywanie poziomu mocy z wyprzedzeniem czasowym

odpowiadającym 2 ramkom czasowym. Można więc sądzić, że predykcja w ujęciu statystycznym przyniesie zadowalające efekty i to jedynie w przypadku w miarę powolnego przemieszczania się stacji ruchomych.



Oznaczenia: P_{odb} – poziom mocy średniej sygnału odbieranego, P_{prog} – ustalony poziom pożądany.

Rys. 5.30. Schematy mechanizmu dynamicznego sterowania mocą.

Zaprezentowane w literaturze [65] wyniki pokazują, że jedynie w przypadku piko- i mikrokomórek przydatność adaptacyjnych mechanizmów dynamicznego sterowania mocą jest zauważalna i to wówczas gdy brak jest opóźnień w ich realizacji. Dla niewielkich prędkości (3 km/h) zaobserwowano nieznaczne rozbieżności w porównaniu z mechanizmem klasycznym, pracującym ze stałym skokiem mocy. Wynoszą one ok. 0,1 dB i świadczą o tym, iż powolne fluktuacje mocy sygnału odbieranego jest łatwo skorygować, bez konieczności wykorzystywania dodatkowych mechanizmów adaptacji. Wraz ze wzrostem prędkości stacji ruchomej korzyści ze stosowania mechanizmów adaptacyjnych wzrastają, przy czym mechanizm wykorzystujący predykcję mocy jest dużo lepszy, niż mechanizm z wielowartościowym skokiem mocy. Przy prędkościach większych (ok. 50 km/h) przydatność obu mechanizmów adaptacyjnych jest niewielka, ze względu na zbyt dużą częstość występowania zaników.

Badania efektywności mechanizmów adaptacyjnych pokazały niewielką przewagę mechanizmu opartego na predykcji mocy, nad klasycznym mechanizmem sterowania mocą. Z kolei efektywność sterowania mocą zgodnie z mechanizmem opartym na wielowartościowym skoku mocy była porównywalna z efektywnością mechanizmu klasycznego, pracującego ze stałym skokiem mocy.

Na podstawie tych rozważań, można stwierdzić, że zastosowanie w interfejsie radiowym WCDMA/FDD adaptacyjnego algorytmu dynamicznego sterowania mocą, opartego na predykcji mocy sygnału odbieranego, może przyczynić się do poprawy jakości transmisji w piko- i mikrokomórkach, a tym samym do wzrostu pojemności systemu UMTS. Jednak implementacja takiego mechanizmu, a w szczególności jego niezawodność, wymaga przechowywania po stronie odbiorczej informacji o poziomie mocy nadajnika i jej uaktualniania co pewien okres czasu, w związku z czym konieczne jest przesyłanie

dodatkowych informacji sterujących, przez co mechanizm ten jest skomplikowany i celowość jego stosowania wydaje się problematyczna.

5.4. Wpływ długości ciągu pilotowego na jakość odbioru w łączu w górę i w dół

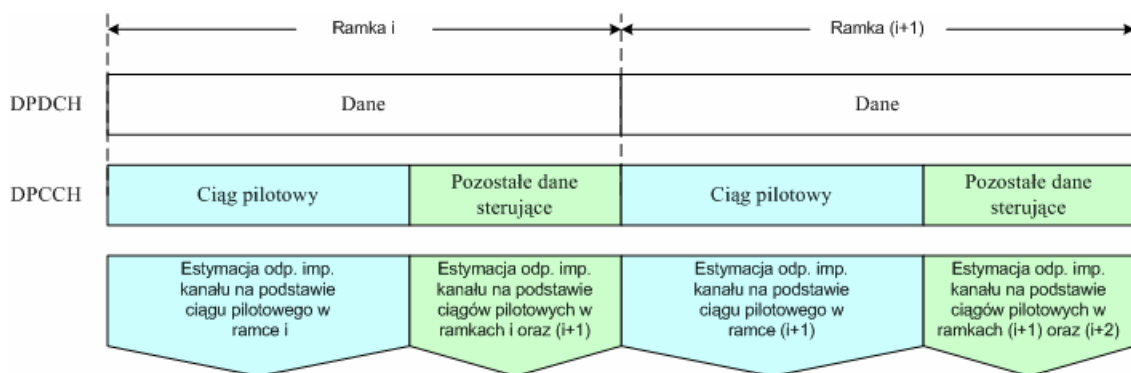
Jak pamiętamy z rozdziału 4, dedykowany fizyczny kanał transportowy służy do przenoszenia danych usługowych⁴, tworzących fizyczny kanał danych *DPDCH*, a także danych sterujących, tworzących fizyczny kanał sterujący *DPCCH* [5,43]. Dane w kanałach *DPDCH* i *DPCCH* są w łączu w górę transmitowane oddzielnie jako składowe odpowiednio synfazowa i kwadraturowa, natomiast w przypadku transmisji w łączu w dół dane w obu kanałach są czasowo multipleksowane wewnątrz każdej ramki elementarnej i naprzemiennie rozdzielane na składowe synfazową i kwadraturową. Na rys. 3.3 i 3.4 przedstawiono formaty tych ramek, odpowiednio dla transmisji w łączu w górę i w dół.

Jak wiadomo, wartość współczynnika rozpraszania widma *SF* decyduje o przepływności kanału fizycznego i tym samym ogranicza liczbę bitów w nim przesyłanych. W łączu w górę współczynnik rozproszenia dla danych kanału sterującego *DPCCH* jest zawsze stały i wynosi 256, co oznacza możliwość przesłania jedynie 10 bitów w ramce elementarnej, przy czym liczba bitów przypadających na poszczególne pola sterujące może się zmieniać, jeżeli tylko całkowita liczba bitów wynosi 10. Natomiast w łączu w dół, na skutek czasowego multipleksowania danych przesyłanych w kanałach *DPDCH* i *DPCCH*, liczba bitów przypadających na pojedynczą ramkę elementarną zależy od rodzaju usługi i odpowiadającej jej wartości współczynnika rozproszenia widma. Przepływność danych usługowych oraz przyjęty kod kanałowy determinują wówczas liczbę bitów w ramce podstawowej. Jeżeli liczba bitów danych po zakodowaniu przekracza dopuszczalną liczbę bitów możliwych do przesłania w ramce, pomniejszoną o liczbę bitów sterujących, to jest konieczne usunięcie części bitów danych w procesie dostosowania długości ciągu danych w ramce do możliwych przepływności w kanale i tym samym osłabienie zabezpieczenia kodowego. Jeżeli liczba usuniętych bitów nie będzie zbyt duża, w stosunku do długości bloku danych (kilka procent), to nie pogorszy to w znacznym stopniu tego zabezpieczenia. Natomiast w przypadku, gdy długość zakodowanego bloku danych jest mniejsza od dopuszczalnej liczby bitów możliwych do przesłania w ramce podstawowej, pomniejszonej o liczbę bitów sterujących, to jest możliwe, w procesie dostosowania długości ciągu danych do możliwych przepływności, dołączenie do tego bloku dodatkowych bitów wybranych ponownie spośród tych, które są już przeznaczone do przesłania i tym samym polepszenie jakości zabezpieczenia kodowego lub też zwiększenie ilości przesyłanych bitów sterujących, np. ciągu pilotowego. Należy tu pamiętać, że w obu przypadkach sumaryczna liczba bitów przypadających na pojedynczą ramkę jest stała i zależna od wartości stosowanego współczynnika rozproszenia widma. W niektórych przypadkach celowe może okazać się osłabienie zabezpieczenia kodowego, poprzez usunięcie z zakodowanego ciągu danych pewnej liczby bitów informacyjnych i powiększenie o tę samą liczbę bitów długości ciągu pilotowego lub odwrotnie. Zmniejszenie długości ciągu pilotowego, przesyłanego w kanale sterującym *DPCCH*, wiąże się jednak z obniżeniem efektywności odbioru wielodrogowego, wskutek nieuniknionego w takim wypadku pogorszenia jakości odbioru wielodrogowego i dokładności wyznaczania estymaty odpowiedzi impulsowej kanału. Konieczny jest zatem pewien kompromis pomiędzy jakością zabezpieczenia kodowego, a liczbą przesyłanych bitów pilotowych, która powinna być

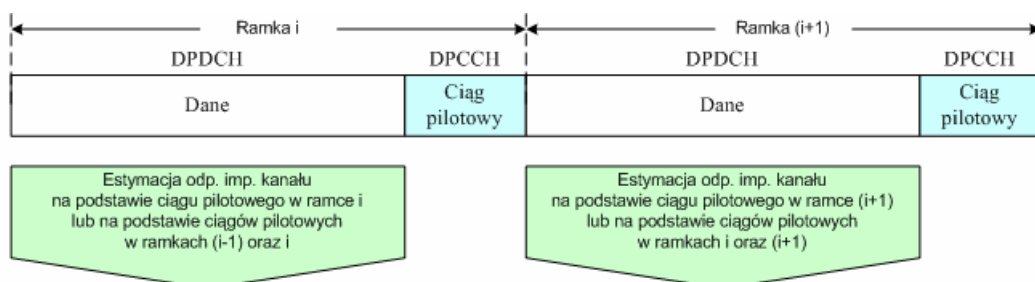
⁴ Dane użytkownika przesyłane w poszczególnych usługach telekomunikacyjnych będziemy w dalszym ciągu nazywać danymi usługowymi.

możliwie duża, ze względu na potrzebę osiągnięcia możliwie wysokiej jakości szacowania odpowiedzi impulsowej kanału [66].

Należy pamiętać, że niezależnie od kierunku transmisji ciąg pilotowy zajmuje jedynie pewien fragment ramki elementarnej, co powoduje, że estymata odpowiedzi impulsowej kanału jest obciążona błędem, a ponadto odpowiedź impulsowa kanału powoli, lecz nieustannie zmienia się w sposób przypadkowy i jej oszacowanie powinno także uwzględniać oszacowania pochodzące z ramek sąsiednich, co wymaga wprowadzenia pewnego opóźnienia w procesie odbioru i dekodowania przesyłanych danych usługowych. Na rys. 5.31 i 5.32 podano dla przykładu sposoby wykorzystania estymat pochodzących z dwóch sąsiednich ramek dla obu kierunków transmisji.



Rys. 5.31. Sposób wykorzystania estymat odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w górę.



Rys. 5.32. Sposób wykorzystania estymat odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w dół.

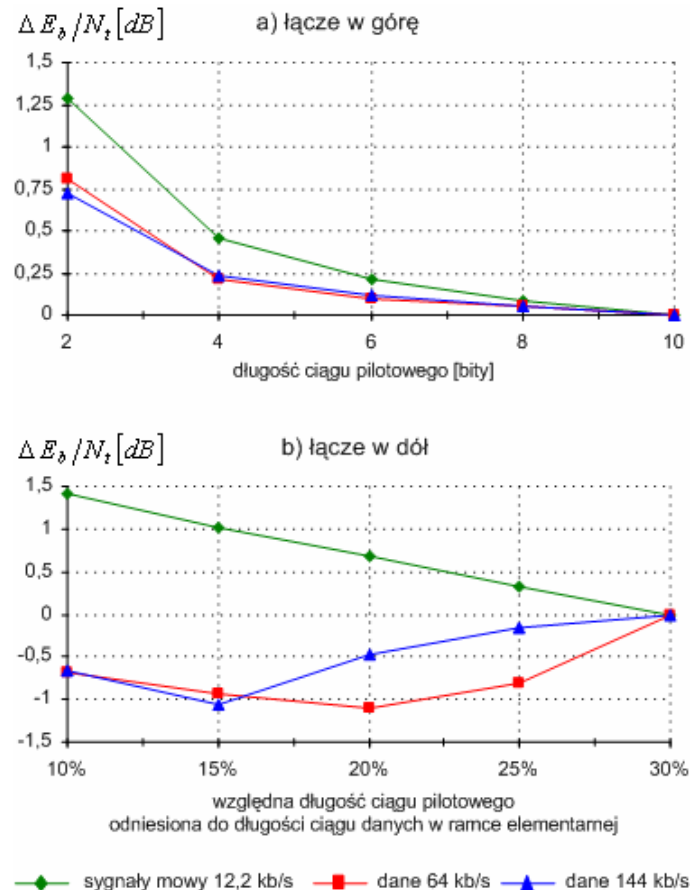
W celu określenia wpływu długości ciągu pilotowego przesyłanego przez kanał sterujący *DPCCH* na efektywność odbioru wielodrogowego, wyrażoną poprzez stosunek E_b/N_t i zapewniającą wymaganą stopę błędów BER dla danego rodzaju usługi dla obu kierunków transmisji, przeprowadzono szereg badań symulacyjnych w różnych środowiskach propagacyjnych. Badania realizowano dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s, dla której $BER=10^{-3}$ oraz dla usług transmisji danych 64 kb/s i 144 kb/s, dla których $BER=10^{-5}$. Na rys. 5.33 zaprezentowano uzyskane w wyniku tych badań zależności przyrostu stosunku $\Delta E_b/N_t$ od długości ciągu pilotowego, dla poszczególnych rodzajów usług. W przypadku łącza w górę przyjęto jako odniesienie, nominalną wartość stosunku $(E_b/N_t)_{n,10}^{UL}$, odpowiadającą maksymalnej długości ciągu pilotowego w kanale *DPCCH*, tj. 10 bitów, po czym zmniejszając liczbę i bitów pilotowych wyznaczano różnicę $(\Delta E_b/N_t)_i^{UL}$ według zależności:

$$(\Delta E_b/N_t)_i^{UL} = (E_b/N_t)_{n,i} - (E_b/N_t)_{n,10} \quad (5.9)$$

Natomiast w przypadku łącza w dół długość ciągu pilotowego została dobrana w taki sposób, aby stanowiła 10 %, 15 %, 20 %, 25 % oraz 30 % długości ciągu danych w ramce

elementarnej. Jako odniesienie przyjęto nominalną wartość stosunku $(E_b/N_t)_{n,30\%}$, odpowiadającą przyjętej maksymalnej długości ciągu pilotowego w kanale *DPCCH*, tj. stanowiącą 30 % długości ciągu danych w ramce elementarnej, po czym zmniejszając liczbę i bitów pilotowych wyznaczano różnicę $(\Delta E_b/N_t)_i^{DL}$ według zależności:

$$(\Delta E_b/N_t)_i^{DL} = (E_b/N_t)_{n,i} - (E_b/N_t)_{n,30\%} \quad (5.10)$$



Rys. 5.33. Wpływ zmian długości ciągu pilotowego na jakość odbioru wielodrogowego, wyrażoną przez przyrost $\Delta E_b/N_t$ w funkcji: a) długości ciągu pilotowego w łączu w górę oraz b) względnej długości ciągu pilotowego w łączu w dół.

Uzyskane na drodze symulacyjnej wyniki pokazały, że wpływ długości ciągu pilotowego, przekazywanego przez kanał sterujący *DPCCH*, na efektywność odbioru wielodrogowego, ma podobny charakter, niezależnie od rodzaju środowiska propagacyjnego oraz prędkości poruszania się terminala, a zależy jedynie od rodzaju usług i kierunku transmisji.

W przypadku transmisji w łączu w górę obserwujemy, wraz ze zmniejszaniem liczby bitów pilotowych, stopniowe pogarszanie się jakości odbioru, wyrażonej przez stosunek E_b/N_t , zapewniający odpowiednią dla danej usługi stopę błędów BER. Dla transmisji danych z szybkościami 64 kb/s oraz 144 kb/s widać, że zmniejszenie długości ciągu pilotowego do 4 bitów powoduje pogorszenie jakości odbioru zaledwie o 0,25 dB, natomiast dla transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s o ok. 0,5 dB. W przypadku dalszego skracania długości ciągu pilotowego obserwujemy znaczne obniżenie jakości odbioru dla obu rodzajów usług. Można więc przyjąć, że 4 bity są graniczną długością ciągu pilotowego, co oznacza, że w kanale

sterującym *DPCCH*, można przesłać co najwyżej 6 bitów sterujących innego typu, bez znaczącego pogorszenia jakości odbioru wielodrogowego.

Uzyskane wyniki pokazują też, że bez znaczących strat w jakości odbioru istnieje możliwość implementacji nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w łączu w górę, opartego na przesyłaniu dwóch rozkazów zamiast jednego rozkazu sterowania mocą w każdej ramce elementarnej. Towarzyszące temu nieznaczne pogorszenie jakości odbioru, wynikające z ograniczenia długości ciągu pilotowego, jest do zaakceptowania w porównaniu z zyskiem, wynikającym z zastosowania nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą.

Z kolei w przypadku transmisji w łączu w dół, wpływ długości ciągu pilotowego na jakość odbioru jest odmienny niż dla łącza w górę. Ze względu na czasowe multipleksowanie danych dostarczanych w obu kanałach *DPDCH* i *DPCCH*, jest konieczny odpowiedni dobór długości bloku danych sterujących, tak aby nie powodował on znaczącego ograniczenia długości bloku danych usługowych. W zależności od rodzaju usługi i jej przepływności oraz rodzaju zastosowanego kodowania kanałowego, zmienia się długość bloku danych usługowych, przesyłanego w ramce podstawowej, a tym samym w ramce elementarnej, co zostało przedstawione w tabeli 5.7. Należy tu jednak podkreślić, że dane zawarte w tabeli odnoszą się do przypadku, gdy długość zakodowanego ciągu danych usługowych nie jest ograniczana w procesie jej dostosowania do możliwej przepływności w kanale.

Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych dla łącza w dół pokazują, że nieznaczne wydłużenie długości ciągu pilotowego może przyczynić się do poprawy jakości odbioru. W przypadku transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s optymalna długość ciągu pilotowego stanowi 30 % długości ramki elementarnej, co, przy wartości współczynnika rozproszenia widma wynoszącej 128, odpowiada 12 bitom. Widać, że wartość ta jest większa o 1 od przedstawionej w tabeli 5.8 liczby bitów przeznaczonych na ciąg sterujący i w związku z tym wymaga jedynie nieznacznego (około 1,5 %) ograniczenia długości bloku usługowego. Z kolei, w przypadku transmisji danych z szybkością 64 kb/s optymalna długość ciągu pilotowego wynosi 20 % długości ramki elementarnej, co, przy wartości współczynnika rozproszenia widma wynoszącej 32, stanowi 32 bity. Różnica pomiędzy tą długością a liczbą bitów przeznaczonych na dane sterujące wynosi 5 bitów, co wymaga ograniczenia długości bloku usługowego o ok. 4 %. Natomiast w przypadku transmisji danych z szybkością 144 kb/s optymalna długość ciągu pilotowego stanowi 15 % czasu trwania ramki elementarnej, co, przy wartości współczynnika rozproszenia widma wynoszącej 16, stanowi 48 bitów. Różnica pomiędzy tą długością a liczbą bitów przeznaczonych na informacje sterujące wynosi 21 bitów, co wymaga ograniczenia długości bloku informacyjnego o ok. 7 %.

Należy tu jednak pamiętać, że w kanale sterującym *DPCCH* są przesyłane, obok ciągu pilotowego, inne informacje sterujące, przy czym ich długość jest znacznie mniejsza od długości ciągu pilotowego. W związku z tym, w przypadku transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s jest konieczne zmniejszenie długości ciągu pilotowego do 8 bitów, ze względu na małą liczbę bitów w ramce elementarnej, co stanowi 20 % długości tej ramki. Takie założenie odpowiada warunkom pracy mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, pracującego w pętli zamkniętej z częstotliwością 1500 rozk/sek. Z kolei w przypadku transmisji danych z prędkościami 64 kb/s i 144 kb/s mamy większą liczbę bitów w ramce elementarnej i istnieje możliwość pewnego skrócenia długości zakodowanego bloku usługowego, bez znaczącego pogorszenia jakości odbioru, w celu umożliwienia przesyłania innych informacji sterujących obok ciągu pilotowego. Ostatecznie optymalne długości ciągów pilotowych dla poszczególnych usług w łączu w dół zostały przedstawione w tabeli 5.8.

Tabela 5.7. Długości bloków usługowych i sterujących w ramach dla transmisji w łączu w dół.

| Rodzaj usługi | Sygnały mowy | Dane | |
|--|------------------------|--------|-------|
| Przepływność [kb/s] | 12,2 | 64 | 144 |
| Współczynnik rozproszenia widma SF | 128 | 32 | 16 |
| Rodzaj kodowania detekcyjnego | CRC 12 | CRC 16 | |
| Rodzaj kodowania kanałowego | koder splotowy (3,1,9) | | |
| <i>Ramka podstawowa</i> | | | |
| Liczba bitów | 600 | 2400 | 4800 |
| Długość bloku usługowego po kodowaniu kanałowym | 426 | 1992 | 4392 |
| Długość bloku sterującego | 174 | 408 | 408 |
| <i>Ramka elementarna</i> | | | |
| Liczba bitów | 40 | 160 | 320 |
| Długość bloku usługowego po kodowaniu kanałowym | 29 | 133 | 293 |
| Długość bloku sterującego | 11 | 27 | 27 |
| Udział danych sterujących w ciągu bitów ramki elementarnej | 27,5 % | 17 % | 8,5 % |

Tabela 5.8. Optymalne długości ciągów pilotowych dla transmisji w łączu w dół.

| Rodzaj usługi | Sygnały mowy | Dane | |
|--|--------------|------|------|
| Przepływność [kb/s] | 12,2 | 64 | 144 |
| Współczynnik rozproszenia widma SF | 128 | 32 | 16 |
| Liczba bitów w ramce elementarnej | 40 | 160 | 320 |
| Optymalna długość ciągu pilotowego w ramce elementarnej | 8 | 32 | 48 |
| Udział ciągu pilotowego w ciągu bitów ramki elementarnej | 20 % | 20 % | 15 % |

Dane przedstawione w tabeli 5.8 są istotne z praktycznego punktu widzenia dla producentów sprzętu przeznaczonego dla systemu UMTS, gdyż spośród licznych wartości parametrów ważne są dla nich te, które zapewniają optymalne lub bliskie optymalnego działanie tego sprzętu.

5.5. Ocena jakości metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału

Jak już wspomniano w rozdziale 2, propagacja wielodrogowa oraz niestacjonarność charakterystyk kanału powodują konieczność śledzenia zmian amplitudy i fazy sygnału odbieranego spowodowanych zanikami, które mają zmienne w czasie rozkłady zależne od prędkości poruszania się stacji ruchomej. W tym celu odbiornik RAKE jest wyposażony w blok estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, który na podstawie odbieranego sygnału pilotowego nadawanego w kanale sterującym dokonuje korekcji amplitudy i fazy sygnału odbieranego, dla każdej rozróżnialnej przez odbiornik ścieżki propagacyjnej. Warto tu podkreślić, że dokładność wyznaczania estymaty odpowiedzi impulsowej kanału decyduje o uzyskiwanej jakości odbioru.

W celu określenia jakości poszczególnych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, zaimplementowanych w odbiorniku RAKE, przeprowadzono szereg badań symulacyjnych.

Bazowały one na ocenie jakości odbioru w interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS dla obu kierunków transmisji, dla usługi transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s oraz usług transmisji danych 64 kb/s oraz 144 kb/s.

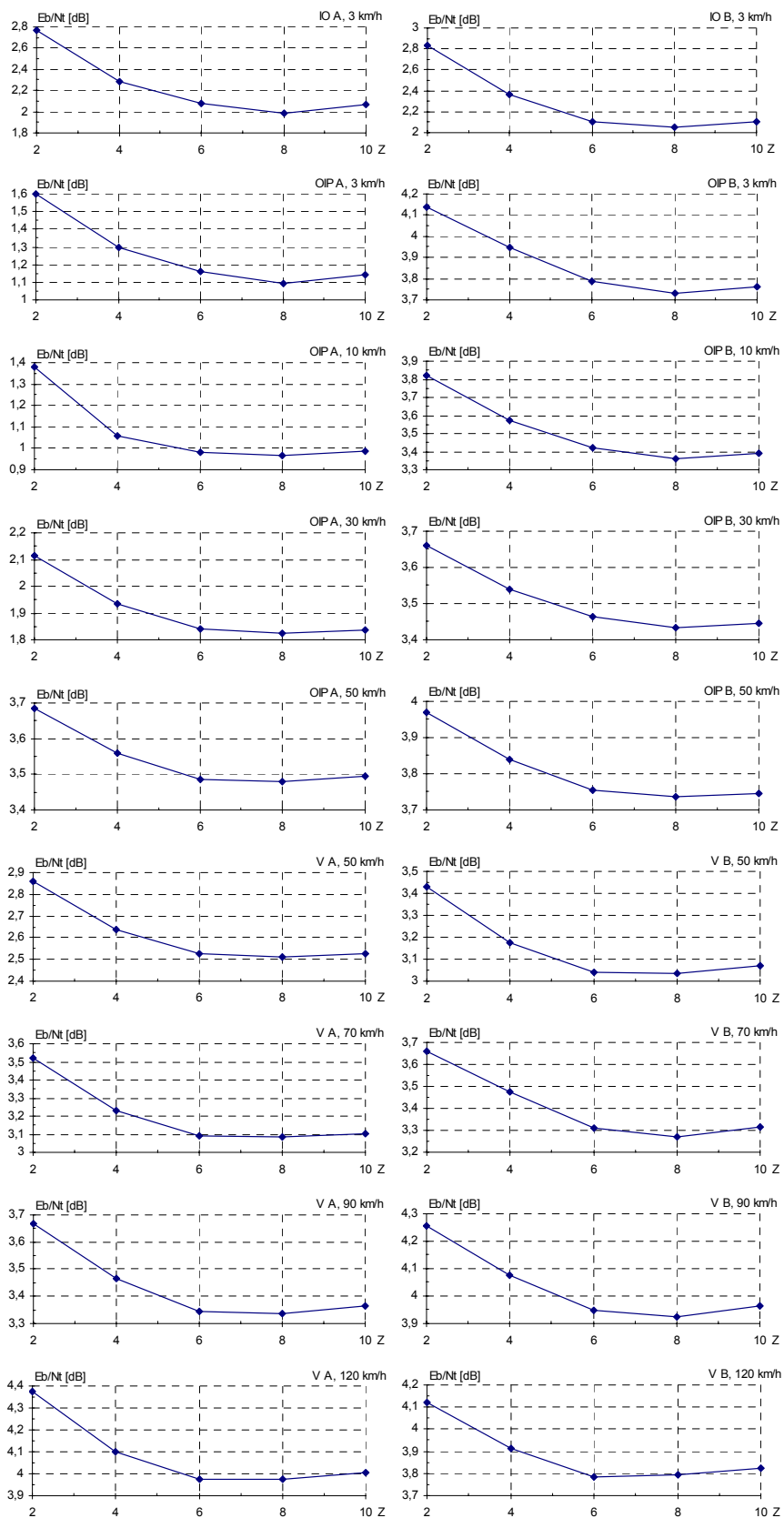
5.5.1. Ocena jakości metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w górę

W przypadku łącza w górę badaniom poddano następujące metody estymacji odpowiedzi impulsowej opisane w punkcie 4.5:

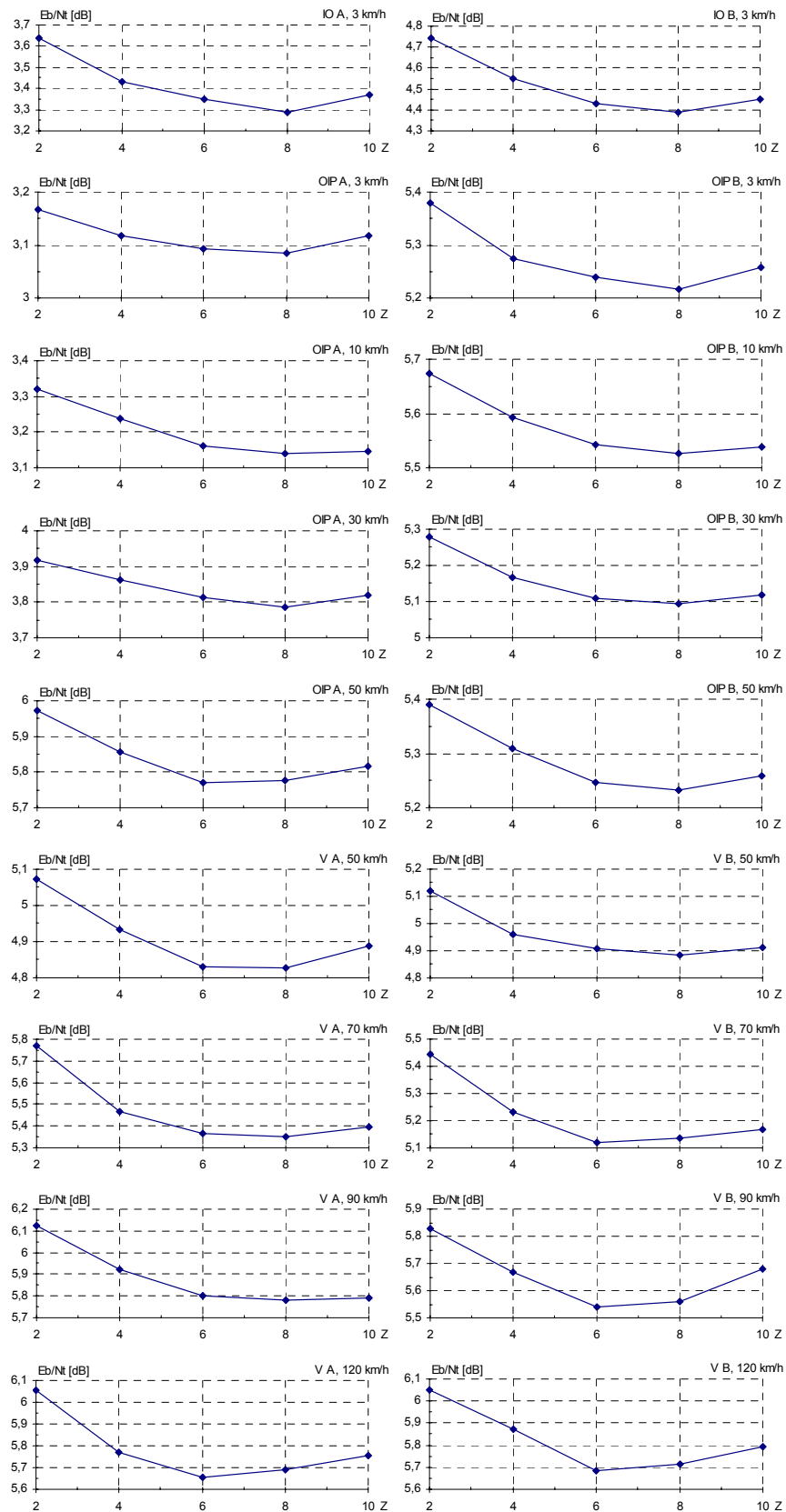
- metoda bezpośrednia,
- metoda uśredniania, z okresem uśredniania równym 666 μ s,
- metoda uśredniania, z okresem uśredniania równym 333 μ s,
- metoda ważona WMSA, z okresem obserwacji $2Z$ bitów pilotowych, $Z=\{2,4,6,8,10\}$, i wartościami współczynników wagowych wyznaczonymi w oparciu o zależność (4.39).

W pierwszej kolejności badano zależność stosunku E_b/N_t od Z w poszczególnych środowiskach propagacyjnych, zapewniającą pożądaną dla danego rodzaju usługi stopę błędów BER, przy wykorzystaniu metody ważonej WMSA. Na rys. 5.34 ÷ 5.36 zaprezentowano uzyskane wyniki. Pokazują one, że odpowiedni dobór okresu filtracji, określony przez parametr Z w metodzie ważonej WMSA, pozwala na dostosowanie się do warunków panujących w kanale radiowym i umożliwia zmniejszenie E_b/N_t w granicach od 0,1 dB do 0,8 dB, w porównaniu z innymi możliwymi okresami filtracji. W większości zaprezentowanych przypadków jest zauważalne minimum, określające optymalny okres filtracji i zapewniające najlepszą jakość odbioru. Optymalny okres jest osiągalny dla $Z=6$ lub $Z=8$, przy czym w przypadku piko- i mikrokomórek minimum E_b/N_t przypada dla $Z=8$, natomiast w przypadku makrokomórek – dla $Z=6$. Jest to powiązane z dopuszczalnymi prędkościami poruszania się terminali w tych środowiskach, które determinują szybkość zmian charakterystyk kanału radiowego. Przy mniejszych prędkościach charakterystyki kanału zmieniają się wolniej i dlatego jest korzystne wydłużenie okresu filtracji do $Z=8$, natomiast przy większych prędkościach, gdy charakterystyki kanału zmieniają się szybciej, jest korzystne skrócenie okresu filtracji do $Z=6$.

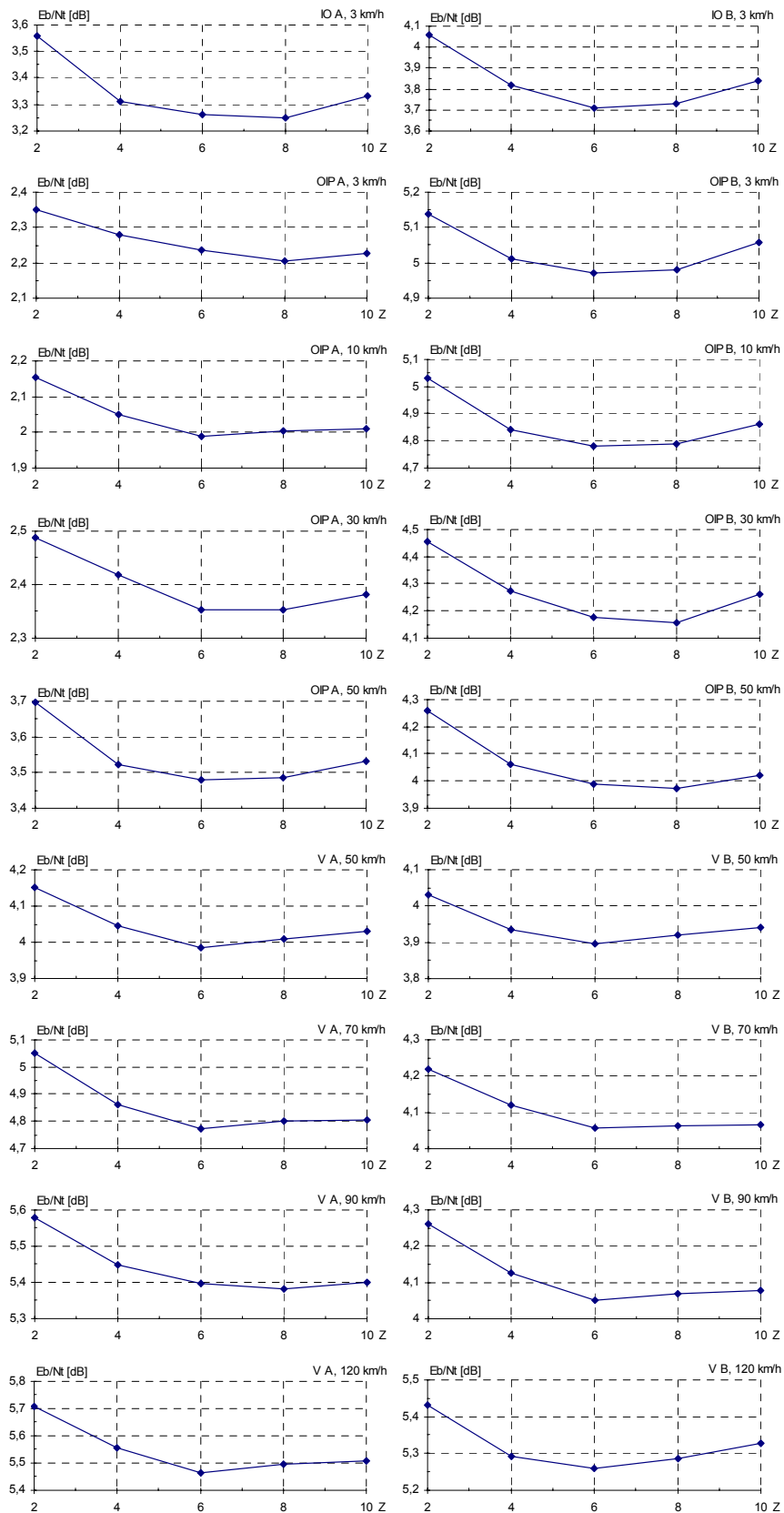
Na rys. 5.37 ÷ 5.39 oraz w załączniku B w tabelach B.5 ÷ B.7 przedstawiono porównanie wartości E_b/N_t dla badanych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału dla poszczególnych rodzajów usług i środowisk propagacyjnych w łączu w górę. Na ich podstawie można zauważyć, że metoda bezpośrednia, bazująca na pojedynczym bicie sygnału pilotowego, daje najgorsze rezultaty pod względem jakościowym dla wszystkich badanych rodzajów usług i we wszystkich środowiskach propagacyjnych. Natomiast najlepszą jakość odbioru otrzymujemy dla estymacji odpowiedzi impulsowej kanału metodą ważoną WMSA, przy czym, optymalny okres filtracji zależy od rozmiarów komórek systemu i w przypadku piko- i mikrokomórek odpowiada on wartości $Z=8$, a w przypadku makrokomórek – wartości $Z=6$.



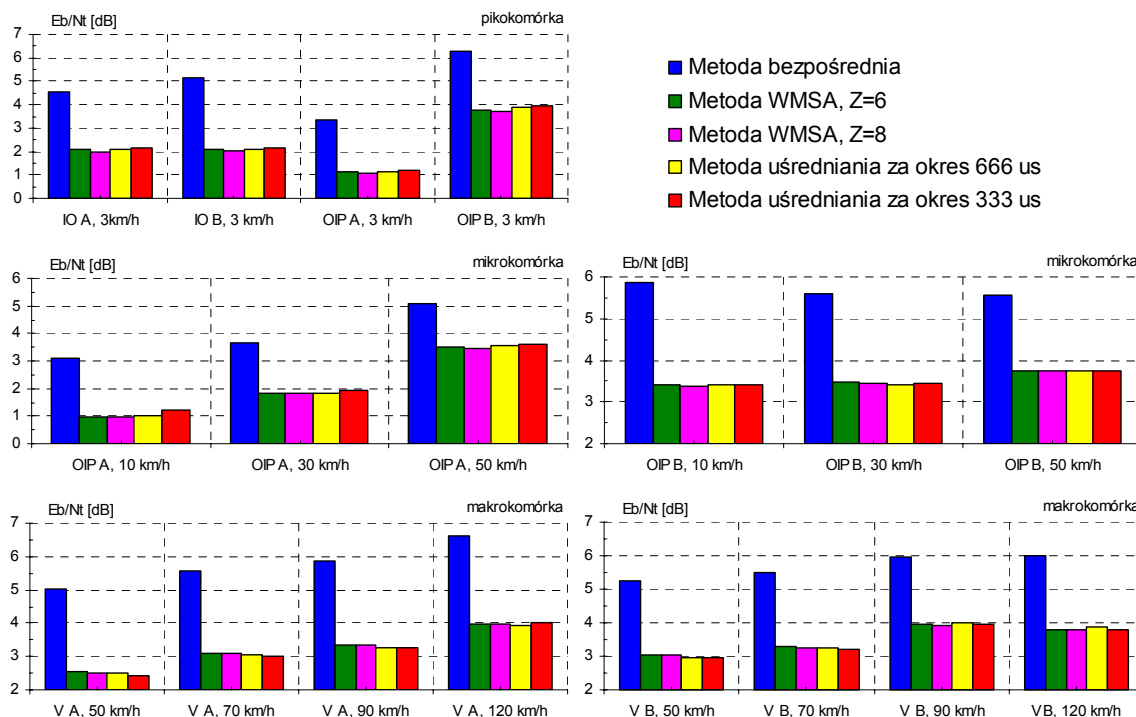
Rys. 5.34. Zależność stosunku E_b/N_t od Z dla transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s i $BER=10^{-3}$, w łączy w górę, przy wykorzystaniu metody ważonej WMSA w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.



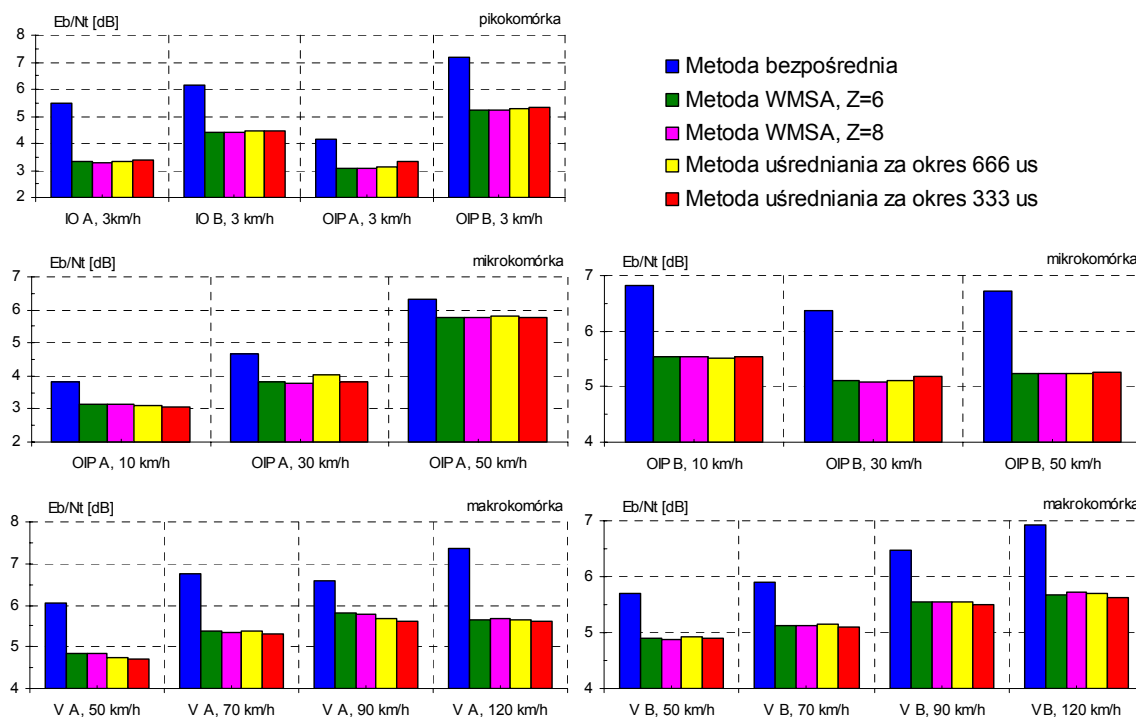
Rys. 5.35. Zależność stosunku E_b/N_t od Z dla transmisji danych 64 kb/s i $BER=10^{-5}$, w łączu w górę, przy wykorzystaniu metody ważonej WMSA w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.



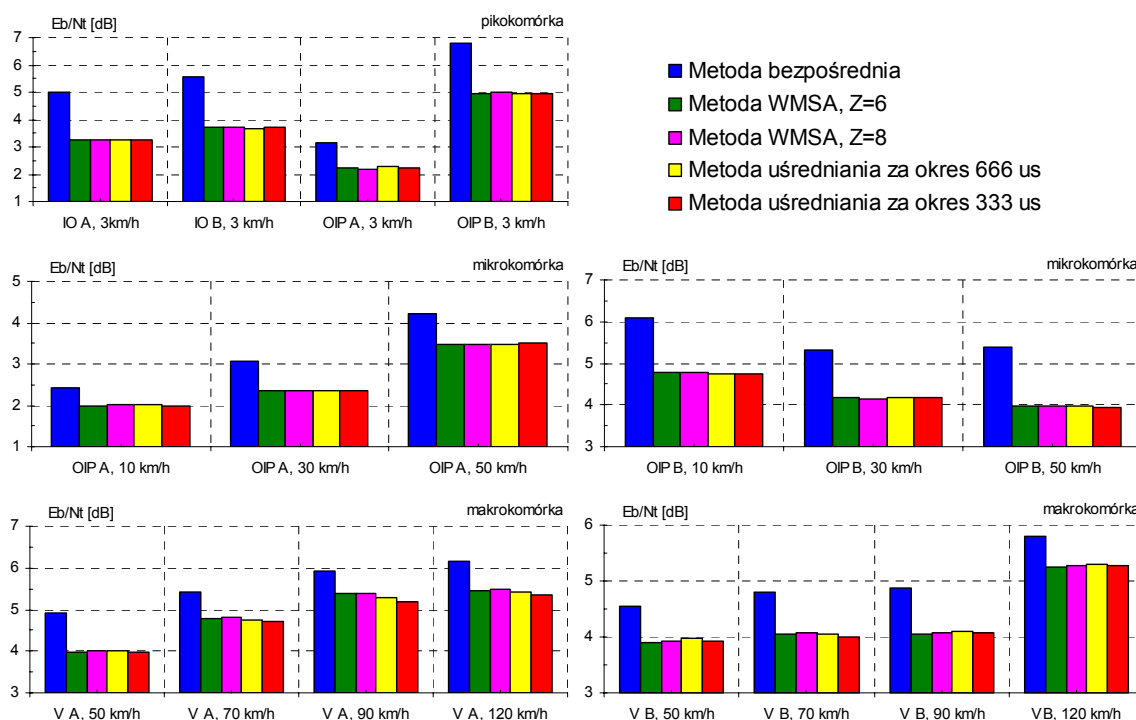
Rys. 5.36. Zależność stosunku E_b/N_t od Z dla transmisji danych 144 kb/s i $BER=10^{-5}$, w łączu w górę, przy wykorzystaniu metody ważonej WMSA w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.



Rys. 5.37. Wartości stosunku E_b/N_b , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s, w łączu w górę, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.



Rys. 5.38. Wartości stosunku E_b/N_b , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s, w łączu w górę, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.



Rys. 5.39. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s, w łączu w górę, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

Obie metody uśredniania, z okresem uśredniania równym czasowi trwania ramki elementarnej 666 μ s oraz okresem o połowę krótszym, tj. 333 μ s, dają podobne wyniki, przy czym można ustalić, który z mechanizmów jest lepszy w poszczególnych klasach komórek systemu. Dlatego w przypadku piko- i mikrokomórek, w których dopuszczalne prędkości poruszania się terminali są niewielkie, można zauważyć, że dłuższy okres uśredniania odpowiedzi impulsowej kanału daje lepsze rezultaty pod względem jakości odbioru. Natomiast w przypadku makrokomórek, w których terminale mogą poruszać się ze znacznymi prędkościami, lepsze rezultaty daje metoda uśredniania w krótszym czasie. Ponadto można dostrzec, że różnice pomiędzy obiema metodami uśredniania oraz metodą ważoną WMSA są niewielkie i nie przekraczają 0,3 dB.

Z kolei różnice jakościowe pomiędzy metodą bezpośrednią i pozostałymi metodami są znaczące, a ponadto zależą one od rodzaju usługi i wielkości komórek. W szczególności w przypadku pikokomórek i transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s różnice te zawierają się w granicach od 2,2 dB do 3 dB, a w przypadku transmisji danych 64 kb/s mieszczą się w przedziale od 1 dB do 2,2 dB, natomiast dla transmisji danych 144 kb/s wahają się między wartościami 0,9 dB i 1,9 dB. Z kolei, w przypadku mikrokomórek i transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s różnice te zawierają się w granicach od 1,5 dB do 2,5 dB, a w przypadku transmisji danych 64 kb/s mieszczą się w przedziale od 0,5 dB do 1,5 dB, natomiast dla transmisji danych 144 kb/s wahają się między wartościami 0,4 dB i 1,4 dB. Dla makrokomórek i transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s różnice jakościowe zawierają się w granicach od 2 dB do 2,7 dB, a w przypadku transmisji danych 64 kb/s mieszczą się od 0,8 dB do 1,7 dB, natomiast dla transmisji danych 144 kb/s wahają się między wartościami 0,5 dB i 0,9 dB. Największe różnice jakościowe, występujące w przypadku pikokomórek, świadczą o tym, że wpływ powolnych zmian charakterystyk kanału, towarzyszący małym prędkościom przemieszczania się terminali, można bardzo skutecznie niwelować przy pomocy przedstawionych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału. Wraz ze wzrostem

rozmiarów komórki, wzrasta także dopuszczalna prędkość poruszania się w niej terminali i tym samym szybkość zmian charakterystyk kanału, których wpływowi na jakość odbioru jest trudniej przeciwdziałać.

Ponieważ przedstawione wyniki pokazują, że różnice jakościowe pomiędzy metodą ważoną WMSA i metodami uśredniania są niewielkie, a ponadto jest ona od nich bardziej złożona obliczeniowo, więc nasuwa się pytanie, czy jest sens jej stosowania. Jednocześnie metoda uśredniania z czasem uśredniania równym połowie ramki elementarnej, tj. 333 μ s, została dostosowana do współpracy z nowym zaproponowanym w pracy mechanizmem dynamicznego sterowania mocą, pracującym z częstotliwością 3000 rozk/sek. Można więc wnioskować, że połączenie nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą z omawianą metodą uśredniania może zwiększyć skuteczność jego działania i przyczynić się do uzyskania jeszcze większych pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD łącza w górę.

5.5.2. Ocena jakości metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w dół

W tym podpunkcie zostaną przedstawione wyniki badań wpływu różnych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w dół na jakość odbioru. Do metod tych należą:

- metoda uśredniania, z okresem uśredniania równym 666 μ s,
- metoda liniowej interpolacji, z okresem uśredniania równym 666 μ s,
- metoda uśredniania, z okresem uśredniania równym 333 μ s,
- metoda liniowej interpolacji, z okresem uśredniania równym 333 μ s,
- metoda ważona WMSA, z okresem obserwacji $2K$ ramek elementarnych, $K=\{2,3\}$ i wartościami współczynników wagowych przedstawionymi w tabeli 4.1.

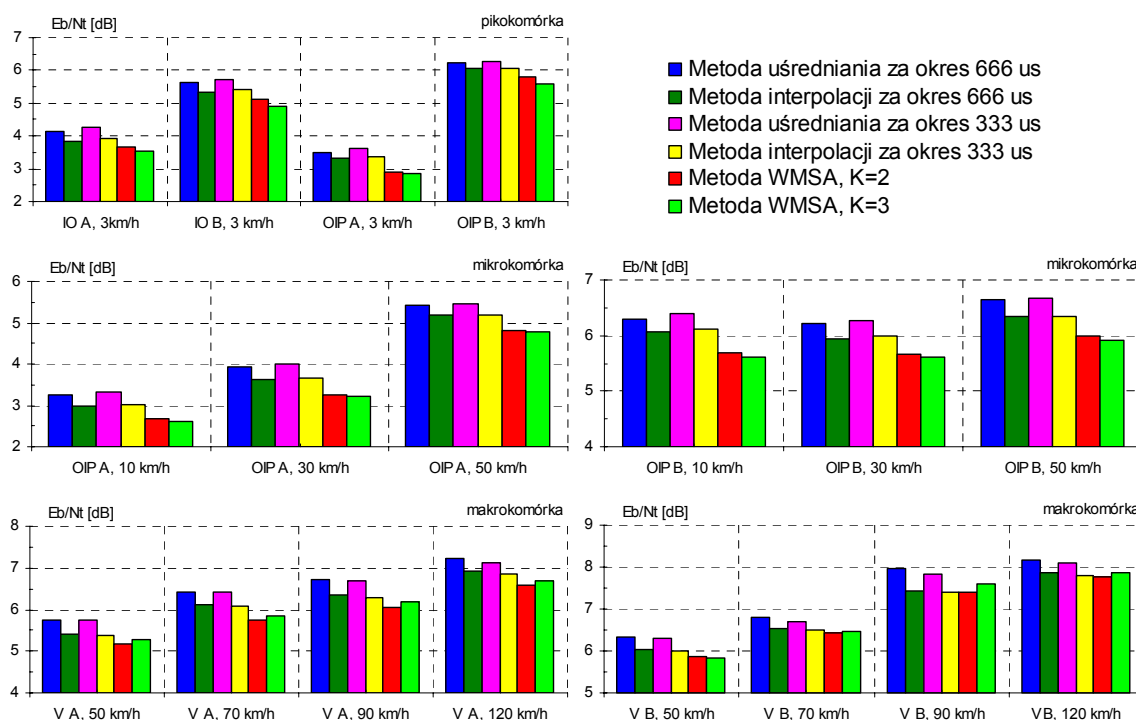
W pierwszej kolejności badano wpływ metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału na stosunek E_b/N_t , zapewniający pożądaną dla danego rodzaju usługi stopę błędów BER, w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.

Na rys. 5.40 ÷ 5.42 oraz w załączniku B w tabelach B.8 ÷ B.10 przedstawiono porównanie wartości E_b/N_t dla badanych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału dla poszczególnych rodzajów usług i środowisk propagacyjnych w łączu w dół. Na ich podstawie można zauważyć, że różnice jakościowe pomiędzy poszczególnymi metodami są mniejsze niż w przypadku łącza w górę, co wynika ze sposobu przesyłania ciągów pilotowych dla obu kierunków transmisji. W związku z tym, w łączu w dół nie można zastosować metody bezpośredniej estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, a wszystkie inne metody estymacji bazują na metodzie uśredniania, dlatego różnice pomiędzy nimi są niewielkie.

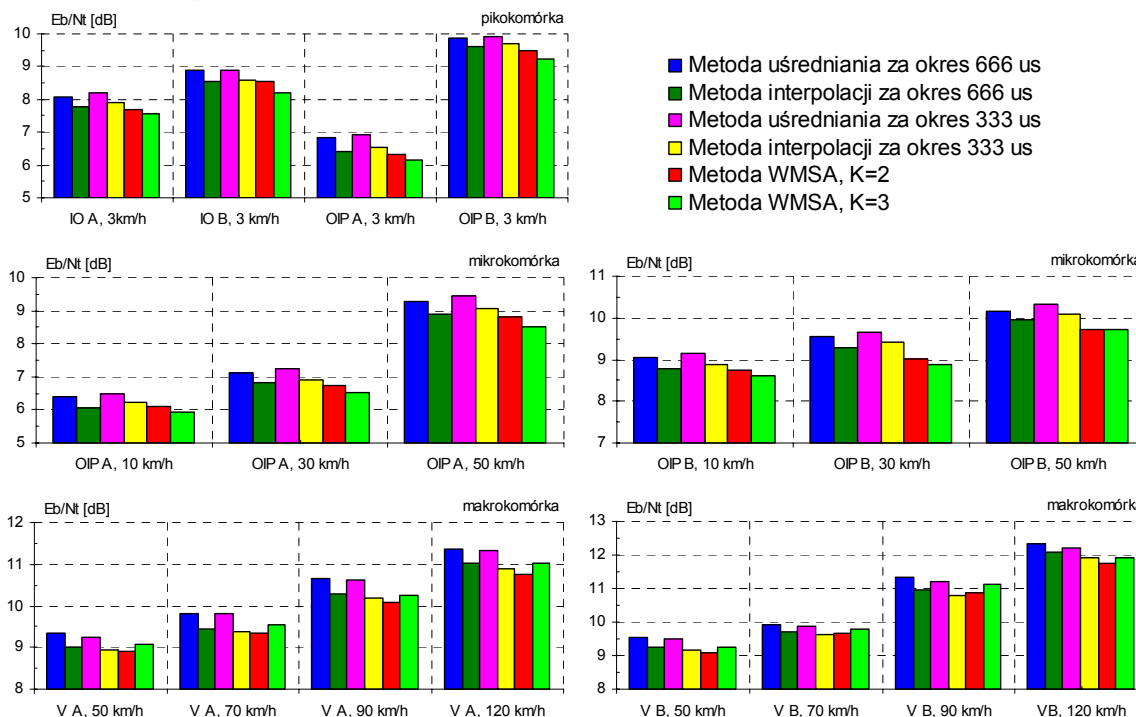
Obie metody uśredniania z okresem uśredniania równym czasowi trwania ramki elementarnej 666 μ s oraz z okresem o połowę krótszym tj. 333 μ s, dają zbliżone wyniki, przy czym można dostrzec, który z mechanizmów jest lepszy w poszczególnych klasach komórek. Dlatego w przypadku piko- i mikrokomórek, w których dopuszczalne prędkości poruszania się terminali są niewielkie, można zauważyć, że dłuższy okres uśredniania odpowiedzi impulsowej kanału daje lepsze rezultaty pod względem jakości odbioru. Natomiast w przypadku makrokomórek, w których terminale mogą poruszać się ze znacznymi prędkościami, lepsze rezultaty daje metoda uśredniania w krótszym czasie.

Z kolei różnice jakościowe pomiędzy metodami liniowej interpolacji i uśredniania są bardziej widoczne i zawierają się w granicach od 0,2 dB do 0,6 dB, dla wszystkich rozpatrywanych przypadków. Natomiast różnice jakościowe pomiędzy poszczególnymi mechanizmami

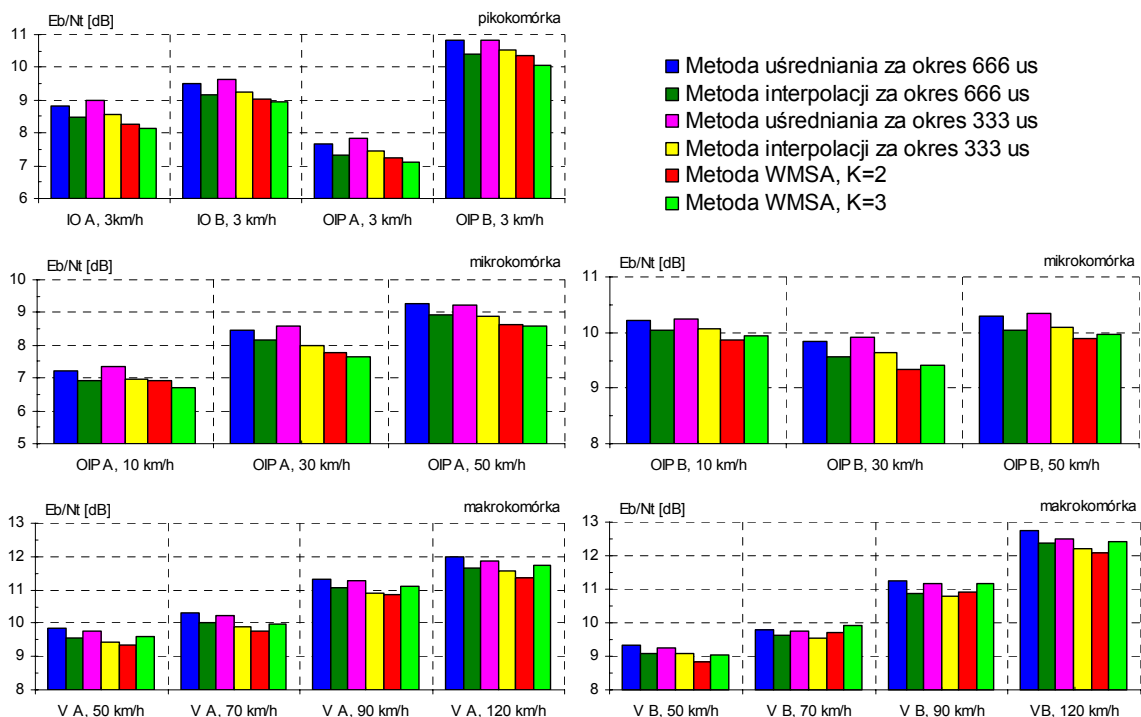
liniowej interpolacji przedstawiają się podobnie jak w przypadku metod uśredniania, tj. dla piko- i mikrokomórek korzystniejsze jest stosowanie metody liniowej interpolacji z okresem uśredniania równym 666 μ s, natomiast dla makrokomórek lepszą jakość uzyskujemy przy zastosowaniu metody interpolacji z okresem uśredniania 333 μ s.



Rys. 5.40. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s w łączu w dół, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.



Rys. 5.41. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s w łączu w dół, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.



Rys. 5.42. Wartości stosunku E_b/N_t , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s w łączu w dół, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

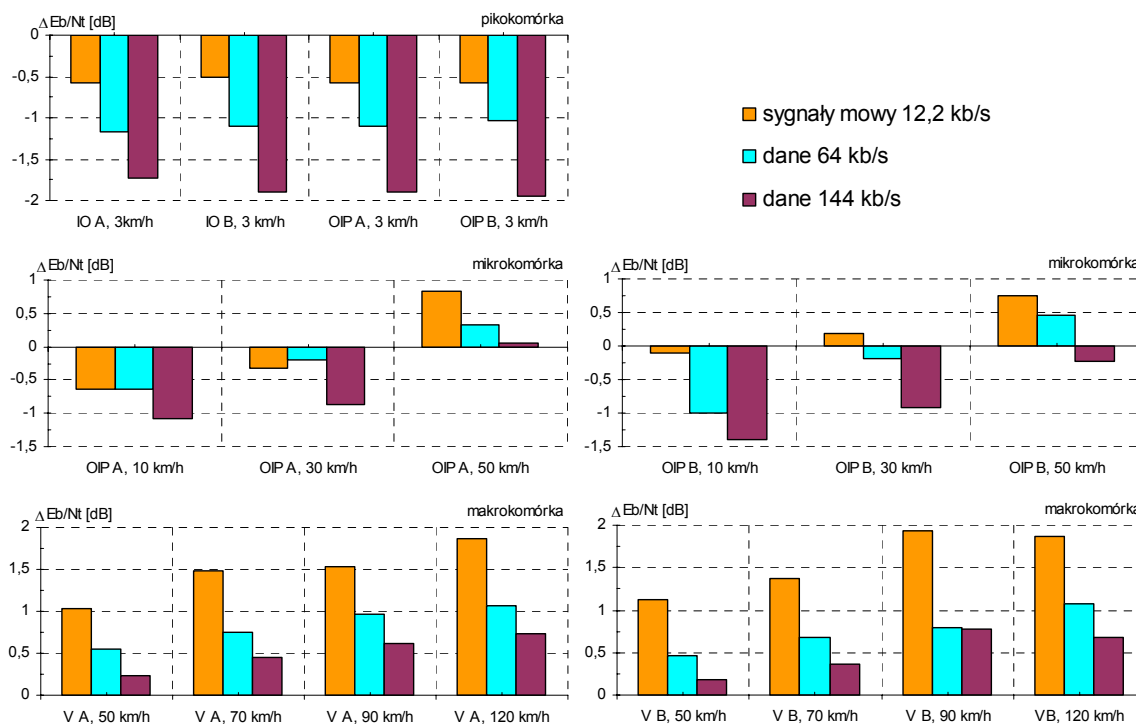
Najlepsze rezultaty uzyskujemy po zastosowaniu metody ważonej WMSA, przy czym obserwujemy zależność optymalnego okresu filtracji od rozmiarów komórek systemu. Dla piko- i mikrokomórek optymalny okres filtracji jest osiągany dla $K=3$, a dla makrokomórek – dla $K=2$. Warto tu jednak dodać, że różnica jakościowa pomiędzy metodą ważoną a metodą liniowej interpolacji jest niewielka i osiąga ok. 0,5 dB dla transmisji sygnałów mowy, a dla transmisji danych 64 kb/s i 144 kb/s wynosi ok. 0,4 dB.

Jak pamiętamy, w łączu w dół, dla wszystkich użytkowników znajdujących się na obszarze zasięgu danej stacji bazowej, jest dostępny dodatkowy kanał pilotowy *CPICH*, w którym jest przesyłany ustalony ciąg pilotowy. W związku z tym jest możliwe wykorzystanie tego ciągu, obok ciągu pilotowego przesyłanego w kanale *DPCCH*, w procesie estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, zgodnie z zależnością (4.40).

Kolejne badania miały na celu ustalenie, jaki dodatkowy wpływ ma ciąg pilotowy nadawany w kanale *CPICH* na stosunek E_b/N_t , aby była osiągnięta pożądana dla danego rodzaju usługi stopa błędów BER, dla poszczególnych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału i w poszczególnych środowiskach propagacyjnych. Wyniki uzyskane, na podstawie tych badań symulacyjnych pokazały, że przyrosty E_b/N_t były porównywalne dla poszczególnych metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału i zostały zaprezentowane na rys. 5.43 oraz w załączniku B w tabeli B.11, przy czym wartości ujemne oznaczają pogorszenie jakości odbioru, a wartości dodatnie – poprawę tejże jakości.

Na podstawie przedstawionych wyników można stwierdzić, że dodatkowe wykorzystanie ciągu pilotowego przesyłanego w kanale *CPICH* do estymacji odpowiedzi impulsowej kanału może w różnych przypadkach przyczynić się do znacznej poprawy lub pogorszenia jakości odbioru. W pikokomórkach dla wszystkich badanych usług obserwujemy wyraźne pogorszenie jakości odbioru, powstałe na skutek wykorzystania kanału *CPICH*, które dla transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s wynosi ok. 0,6 dB, dla transmisji danych 64 kb/s osiąga

ok. 1,1 dB, a dla transmisji danych 144 kb/s wynosi ok. 1,9 dB. W mikrokomórkach zastosowanie kanału pilotowego *CPICH* do wspomagania procesu estymacji odpowiedzi impulsowej jest w większości przypadków także niekorzystne. Natomiast w makrokomórkach celowe staje się jego użycie, dzięki czemu uzyskuje się poprawę jakości dla transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s, która wynosi od 1 dB do 2 dB, a dla transmisji danych 64 kb/s – od 0,5 dB do 1,1 dB, natomiast dla transmisji danych 144 kb/s – od 0,2 dB do 0,8 dB.



Rys. 5.43. Średnie przyrosty stosunku E_b/N_t , dla poszczególnych usług w łączu w dół, obrazujące wpływ zastosowania przy estymacji odpowiedzi impulsowej kanału także ciągu pilotowego nadawanego w kanale *CPICH*.

Takie relacje wynikają z faktu, że w kanale pilotowym *CPICH* nie funkcjonuje mechanizm dynamicznego sterowania mocą, który daje największe korzyści w przypadku małych prędkości terminali. Należy tu jednak podkreślić, że zysk przetwarzania jest dla kanału pilotowego *CPICH* stosunkowo duży (współczynnik rozpraszania $SF=256$). Natomiast kanał *DPCCH* charakteryzuje się znacznie mniejszym zyskiem przetwarzania, wynikającym z zastosowania ciągów rozpraszających o mniejszej wartości parametru SF . W związku z powyższym, widoczne zróżnicowanie jakości odbioru wynika m.in. z faktu, że dla każdej z badanych usług jest stosowany inny zysk przetwarzania, zależny od przepływności.

Na podstawie uzyskanych wyników można jednak dokonać podziału przydatności metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału ze względu na rodzaj komórek systemu UMTS. Dla piko- i mikrokomórek komórek jest bowiem korzystne stosowanie jedynie ciągu pilotowego przesyłanego w kanale *DPCCH* w procesie estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, natomiast w przypadku makrokomórek najlepsze warunki pracy systemu uzyskujemy przy wykorzystaniu w tym procesie ciągów pilotowych przesyłanych zarówno w kanale *DPCCH*, jak i w kanale pilotowym *CPICH*.

Podobnie jak w przypadku łącza w górę, przedstawione wyniki pokazują, że różnice pomiędzy jakością odbioru dla metody ważonej WMSA oraz metod liniowej interpolacji są niewielkie, więc po raz kolejny nasuwa się pytanie o celowość stosowania metody ważonej. Również metoda liniowej interpolacji z czasem uśredniania wynoszącym 333 μ s została tak

dobrana, aby mogła współpracować z zaproponowanym w pracy nowym mechanizmem dynamicznego sterowania mocą. Można, więc wnioskować, że połączenie nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą z omawianą metodą liniowej interpolacji, może zwiększyć skuteczność jego działania i przyczynić się do uzyskania jeszcze większych pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD w łączu w dół.

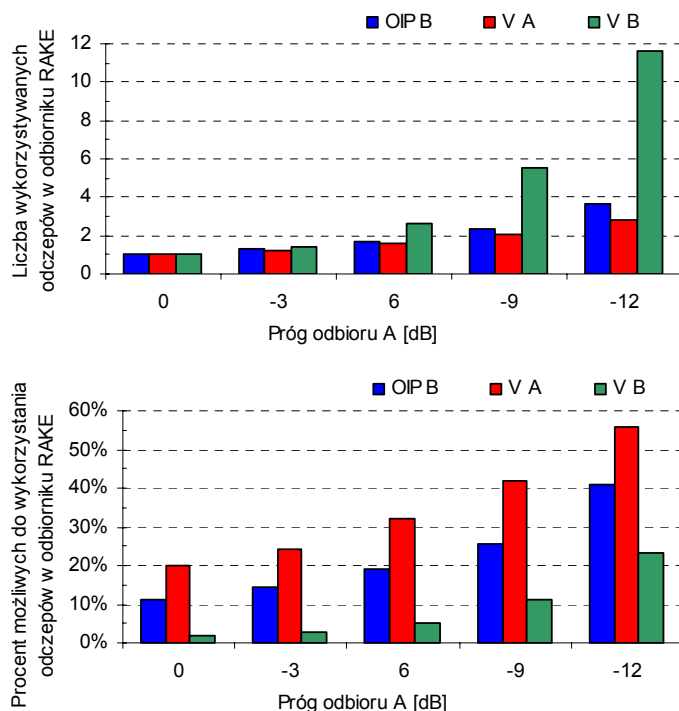
5.6. Wpływ reguł wyboru składowych sygnału użytecznego na jakość odbioru

Jak pamiętamy z rozważań przedstawionych w punkcie 4.1, liczba rozróżnialnych przez odbiornik RAKE dróg propagacyjnych jest nie tylko różna, lecz także zmienna w czasie w każdym ze standaryzowanych środowisk propagacyjnych systemu UMTS. Wynika to z faktu, że każde ze środowisk charakteryzuje się innym czasem pamięci kanału, który bezpośrednio decyduje o większej lub mniejszej skuteczności odbioru wielodrogowego, a ponadto wynika ze zmienności postaci odpowiedzi impulsowej kanału. Krótki czas pamięci kanału w środowiskach wewnątrzbudynkowych $IO A$ oraz $IO B$, podobnie jak w środowisku miejskim $OIP A$, powoduje, że możliwy będzie odbiór tylko jednej znaczącej energetycznie składowej sygnału użytecznego. Natomiast w środowisku miejskim $OIP B$ maksymalna liczba rozróżnialnych przez odbiornik RAKE dróg (a więc także składowych) wynosi 9, a w środowisku użytkowników w pojazdach odpowiednio 5 (środowisko VA) i 50 (środowisko VB) [29]. Jednak rzeczywista liczba znaczących energetycznie składowych sygnału odbieranego wynosi w praktyce jedynie kilka.

W punkcie 4.6. przedstawiono reguły wyboru składowych sygnału użytecznego, z których najprostsza i najbardziej użyteczna polega na wprowadzeniu względnego progu odbioru A [dB], który ogranicza liczbę składowych na podstawie mocy średniej odbieranych sygnałów względem największej mocy średniej odbieranego sygnału dla jednej z nich. We wszystkich wcześniejszych badaniach symulacyjnych przyjęto arbitralnie, że próg odbioru $A = -3$ dB. Jednak w celu określenia optymalnej, pod względem jakości odbioru, wartości tego progu, przeprowadzono szereg badań symulacyjnych, które ograniczono jedynie do tych środowisk propagacyjnych, w których odbiór zbiorczy wielodrogowy jest w praktyce możliwy.

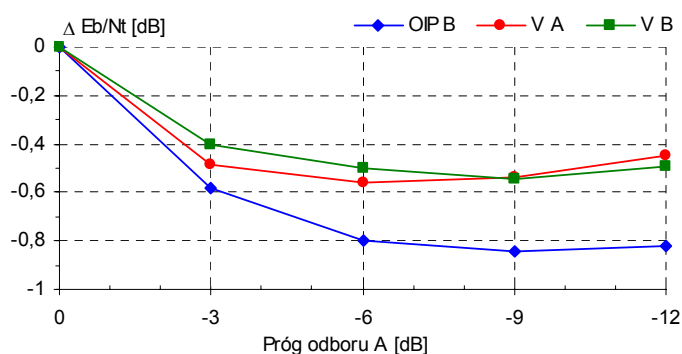
Przedstawiona na rys. 5.44 zależność pokazuje, iż wraz ze wzrostem modułu wartości progowej wzrasta średnia liczba odczepów wykorzystywanych w odbiorniku RAKE, przy czym można zauważyć, że ma ona charakter zbliżony do wzrostu geometrycznego. W szczególności wraz ze wzrostem modułu wartości progowej o kolejne 3 dB liczba wykorzystywanych odczepów wzrasta ok. 1,4-krotnie w przypadku środowiska miejskiego $OIP B$ i ok. 1,3-krotnie w przypadku środowiska użytkowników w pojazdach VA oraz ok. 2-krotnie w przypadku środowiska VB . Można się spodziewać, że przy pewnej dostatecznie dużej wartości modułu będą wykorzystywane wszystkie odczepy odbiornika RAKE. Trzeba jednak pamiętać, że niektóre składowe docierające do odbiornika mogą mieć niewielką moc średnią, lecz będą wraz z nimi odbierane także zakłócenia, które w rezultacie mogą obniżać jakość odbioru wynikowego sygnału. Ponadto zbyt duża liczba odczepów w odbiorniku RAKE będzie powodować w nim wzrost nakładu przetwarzania. Celowy, zatem wydaje się odpowiedni dobór wartości progowej, która zapewni możliwie wysoką jakość odbioru przy akceptowalnym nakładzie przetwarzania.

Na rys. 5.45 przedstawiono uśrednione dla wszystkich badanych usług przyrosty wartości stosunku E_b/N_t , wynikające z zastosowania różnych wartości progu odbioru A . Zależności te w odniesieniu do progu odbioru 0 dB, reprezentującego jedynie odbiór jednodrogowy, tj. odbiór najbardziej znaczącej energetycznie składowej sygnału użytecznego, pokazują zysk wynikający z zastosowania odbioru wielodrogowego.



Maksymalna liczba odczepów odbiornika RAKE: OIP – 9, V A – 5, V B – 50.

Rys. 5.44. Zależność średniej liczby wykorzystywanych odczepów w odbiorniku RAKE w funkcji progu odbioru A.



Rys. 5.45. Przyrosty wartości stosunku E_b/N_b , wynikające z zastosowania różnych wartości progu odbioru A.

Na podstawie uzyskanych charakterystyk można stwierdzić, że optymalna wartość progu odbioru mieści się w przedziale od -6 dB do -9 dB. W przypadku przyjęcia progu $A=-9$ dB odbiornik RAKE powinien zawierać co najwyżej 6 odczepów (patrz rys. 5.44). Z kolei przyjęcie progu odbioru $A=-6$ dB nie powoduje znaczących zmian w jakości odbioru w porównaniu z przypadkiem, gdy przyjmiemy $A=-9$ dB, a liczba wymaganych odczepów może zostać ograniczona do 3, co prowadzi do zmniejszenia wymaganego nakładu przetwarzania i tym samym do uproszczenia konstrukcji odbiornika RAKE.

Podsumowanie i wnioski

W rozprawie podjęto kompleksowe badania symulacyjne, mające na celu optymalizację odbioru wielodrogowego z wykorzystaniem odbiornika RAKE w interfejsie radiowym WCDMA/FDD, dla obu kierunków transmisji w łączu w dół i w górę, przy uwzględnieniu odmiennych sposobów przetwarzania i formowania sygnałów w obu łączach, dla różnych środowisk propagacyjnych i prędkości poruszania się terminali oraz realizacji usług o różnych przepływnościach i jakości. Ponadto przedstawiono autorskie rozwiązanie aplikacyjne odbiornika RAKE, opracowane dla potrzeb badań symulacyjnych, a w szczególności: blok estymacji odpowiedzi impulsowej kanału wraz z jego szczegółową analizą matematyczną oraz blok wyboru dróg propagacyjnych wraz z regułami wyboru znaczących, z punktu widzenia jakości odbioru, składowych użytecznego sygnału odbieranego.

Ogromna liczba wyników uzyskanych w trakcie badań spowodowała konieczność zamieszczenia w pracy tylko najciekawszych z nich z poznawczego oraz praktycznego punktu widzenia. Ograniczono się jedynie do prezentacji wyników dla usługi transmisji sygnałów mowy o szybkości 12,2 kb/s oraz dwóch usług transmisji danych o szybkościach 64 kb/s i 144 kb/s⁵.

W szczególności wyniki przedstawione w p. 5.2 pokazują, że jakość odbioru różnych rodzajów strumieni danych zależy od odpowiedniego doboru wzmocnień w poszczególnych kanałach fizycznych. Dzięki temu jest możliwe polepszenie efektywności pracy interfejsu oraz zwiększenie jego pojemności.

W p. 5.3 skupiono uwagę na kompleksowych badaniach efektywności mechanizmów dynamicznego sterowania mocą, funkcjonujących w interfejsie radiowym WCDMA/FDD. Specyfika tego interfejsu powoduje, że mechanizm dynamicznego sterowania mocą w pętli zamkniętej jest z reguły realizowany z opóźnieniem, które jest nieuniknione w przypadku transmisji w łączu w dół na obszarze makrokomórek, a w przypadku transmisji w łączu w górę występuje zarówno na obszarze piko-, mikro-, jak i makrokomórek. Zaprezentowane wyniki badań ukazują znaczące pogorszenie jakości transmisji oraz skuteczności dynamicznego sterowania mocą, gdy funkcjonuje ono z opóźnieniem, ponieważ niekorzystnie wpływa to na pojemność interfejsu WCDMA/FDD. Wprawdzie dla pikokomórek różnice jakościowe są praktycznie niezauważalne, ale stają się one istotne dla mikrokomórek w środowisku miejskim i makrokomórek na terenach podmiejskich i pozamiejskich. W przypadku mikrokomórek, na skutek opóźnienia w mechanizmie dynamicznego sterowania mocą obserwujemy znaczne zmniejszenie pojemności, która jest malejącą funkcją prędkości poruszania się terminala. W szczególności dla prędkości terminala 50 km/h obserwujemy ok. 3 ÷ 4-krotnie mniejszą pojemność niż w przypadku pracy mechanizmu dynamicznego sterowania mocą bez opóźnienia. Z kolei, w makrokomórkach pojemność stopniowo wzrasta wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala, co świadczy o tym, że różnice jakościowe pomiędzy badanymi mechanizmami sterowania mocą stopniowo maleją. W przypadku prędkości terminala 50 km/h obserwujemy ok. 3-krotne zmniejszenie pojemności, a przy prędkości 120 km/h – ok. 1,5-krotne zmniejszenie pojemności.

⁵ Badaniom zostały poddane tylko te usługi, które zgodnie z zaleceniami systemu w czasie tworzenia oprogramowania symulacyjnego, były możliwe do realizacji we wszystkich klasach komórek. Obecnie, w wyniku ewolucji systemu UMTS, jest możliwa realizacja usług o większych przepływnościach (384 kb/s, 2 Mb/s i wyższe), które są dostępne jedynie lokalnie w wybranych komórkach.

W związku z tak znaczącym ograniczeniem pojemności interfejsu, poszukiwano nowych rozwiązań, które mogłyby polepszyć charakterystyki pojemnościowe. Analiza specyfiki przesyłania rozkazów sterowania mocą, ich rozmieszczenia w ramce elementarnej, relacji czasowych pomiędzy ramkami kanałów fizycznych *DPCH* dla obu kierunków transmisji oraz uwzględnienie maksymalnych opóźnień propagacyjnych w poszczególnych środowiskach, pokazały, że jest możliwe dwukrotne zwiększenie częstotliwości przesyłania rozkazów sterowania mocą z 1500 rozk/sek do 3000 rozk/sek. Implementacja nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą będzie wymagać jedynie nieznacznej zmiany struktur ramek przekazywanych w kanale sterującym *DPCCH* dla obu kierunków transmisji. W p. 5.3 przedstawiono propozycję realizacji takiego mechanizmu wraz z modyfikacją struktury ramek w kanale *DPCH* dla obu kierunków transmisji. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych pokazały znaczną przewagę nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą nad mechanizmem klasycznym. Dla pikokomórek różnice są mało widoczne, ale stają się one istotne dla mikrokomórek w środowisku miejskim i makrokomórek na terenach podmiejskich i pozamiejskich. Wraz ze wzrostem prędkości poruszania się terminala w mikrokomórkach środowiska miejskiego, korzyści wynikające z zastosowania nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą wzrastają, powodując ponad 6-krotny wzrost pojemności interfejsu radiowego w przypadku środowiska typu *OIP A* oraz ok. 3,5-krotny wzrost pojemności w przypadku środowiska typu *OIP B*, w porównaniu z mechanizmem klasycznym funkcjonującym z opóźnieniem. Podobnie w przypadku makrokomórek i środowiska użytkowników w pojazdach obserwujemy przewagę nowego mechanizmu sterowania mocą, który dla terminali poruszających się z prędkością 50 km/h, zapewnia ok. 3,5-krotny wzrost pojemności. W miarę zwiększania się prędkości terminali do 120 km/h otrzymujemy jedynie ok. 2-krotny wzrost pojemności systemu. Z kolei dokonując porównania pojemności dla nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą i mechanizmu klasycznego funkcjonującego bez opóźnienia, można zauważyć, że różnice między pojemnościami są mniejsze niż poprzednio. Dla mikrokomórek w środowisku miejskim zysk wynikający z zastosowania nowego mechanizmu sterowania mocą jest widoczny dla prędkości większych od 30 km/h. Dla przykładu, przy prędkości 50 km/h wzrost pojemności w środowisku typu *OIP A* wynosi ok. 50 %, a w środowisku typu *OIP B* – ok. 20 %. Podobnie dla makrokomórek w środowisku użytkowników w pojazdach korzyści wynikające z zastosowania nowego mechanizmu sterowania mocą są widoczne przy prędkości poruszania się terminali powyżej 70 km/h, ale w odróżnieniu do poprzednich przypadków rosną wraz ze wzrostem prędkości terminali i dla prędkości 120 km/h powodują ok. 40 % wzrost pojemności systemu.

Przedstawione wyniki świadczą o celowości stosowania w interfejsie radiowym WCDMA/FDD nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, pracującego z częstotliwością 3000 rozk/sek, gdyż dzięki niemu jest możliwe znaczne zwiększenie pojemności systemu niekiedy nawet 6-krotne.

W p. 5.4 zostały podjęte badania nad wpływem długości ciągu pilotowego na jakość odbioru dla obu kierunków transmisji. Uzyskane wyniki pozwoliły na ustalenie optymalnych długości ciągów pilotowych dla poszczególnych usług w łączu w dół oraz pokazały, że w przypadku łącza w górę ograniczenie długości ciągu pilotowego, umożliwiające implementację nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, nie powoduje znaczących strat w jakości odbioru.

W p. 5.5 na podstawie wyników badań dokonano oceny jakości kilku metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału dla obu kierunków transmisji. Zarówno w łączu w górę, jak i w łączu w dół, najlepszą jakość odbioru uzyskano przez wykorzystanie metody ważonej WMSA do estymacji odpowiedzi impulsowej kanału. Różnice jakościowe pomiędzy tą metodą a obiema metodami uśredniania dla łącza w górę oraz obiema metodami liniowej

interpolacji dla łącza w dół, są znikome, z tym że w obu przypadkach metoda ważona WMSA jest bardziej skomplikowana od pozostałych metod. Nasuwa się w związku z tym pytanie, czy jest sens jej stosowania. Jest to istotne pytanie, gdyż dla łącza w górę metoda uśredniania z czasem uśredniania wynoszącym 333 μ s oraz dla łącza w dół metoda liniowej interpolacji z takim samym czasem uśredniania, zostały dostosowane do współpracy z zaproponowanym mechanizmem dynamicznego sterowania mocą. Można więc przypuszczać, iż połączenie nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą z omawianymi metodami uśredniania i liniowej interpolacji w odniesieniu do estymacji odpowiedzi impulsowej kanału może zwiększyć jakość działania odbiornika RAKE i przyczynić się do uzyskania jeszcze większych pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD dla obu łączy.

W p. 5.6 zwrócono uwagę na wpływ reguł wyboru składowych sygnału użytecznego, odpowiadających różnym drogom propagacyjnym, na jakość odbioru. Na podstawie przeprowadzonych badań ustalono, że optymalna pod względem jakości odbioru wartość progu odbioru wynosi $A=-6$ dB, dzięki czemu liczba odczepów potrzebnych w odbiorniku może zostać ograniczona do 3, co prowadzi do zmniejszenia nakładu przetwarzania i tym samym do uproszczenia konstrukcji odbiornika RAKE.

Przeprowadzona analiza pracy odbiornika RAKE dla potrzeb systemu UMTS pokazuje, że uzyskiwany zysk wynikający z zastosowania odbioru wielodrogowego jest niewielki rzędu 0,4 dB \div 0,9 dB. Wiąże się to z bardzo trudnymi warunkami propagacyjnymi w systemie odzwierciedlonymi w profilach środowisk propagacyjnych. Dlatego dla dalszej poprawy jakości odbioru sygnału warto wykorzystać wiele znanych i nowych technik przetwarzania sygnałów. Do technik tych można zaliczyć [21,43,103] odbiór zbiorczy czasowy i wieloantenowy (ang. *2-dimensional RAKE combining – 2D RAKE*), technikę anten inteligentnych (ang. *Smart Antennas*), techniki redukcji interferencji pochodzących od sygnałów współużytkowników kanału częstotliwościowego, realizowane zazwyczaj w powiązaniu z algorytmami detekcji łącznej sygnałów wielu użytkowników (ang. *Multi-User Detection – MUD*), a także technikę dywersyfikacji nadawania (ang. *Transmit Diversity*) oraz mechanizm tzw. makrodywersyfikacji (ang. *macrodiversity*), polegający na wykorzystaniu przez stacje ruchome, sygnałów odbieranych od dwóch, a nawet trzech stacji bazowych oraz inne pojawiające się nieustannie propozycje. Co najistotniejsze, w interfejsie WCDMA/FDD jest możliwe stosowanie większości tych technik bez nadmiernego naruszania podstawowego rozwiązania interfejsu, a jedynym ograniczeniem są rosnące wymagania dotyczące nakładu przetwarzania.

Uzyskane wyniki badań symulacyjnych pokazują wyraźną zależność parametrów odbiornika RAKE od rozmiarów komórek i związanych z nimi dopuszczalnych prędkości poruszania się terminali. W związku z tym jest możliwe przypisanie uzyskanych w pracy, optymalnych wartości parametrów odbiornika RAKE do rozmiarów komórek, co zapewni adaptacyjną pracę odbiornika i jednocześnie przyczyni się do utrzymywania możliwie dużej pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD w różnych warunkach operacyjnych. W ten sposób terminal podczas nawiązywania połączenia będzie otrzymywał zestaw parametrów, zapewniających optymalną pracę jego odbiornika w różnych warunkach środowiskowych, a więc odbiornik będzie faktycznie adaptacyjny. Jeżeli założymy klasyczny mechanizm dynamicznego sterowania mocą, pracujący z częstotliwością 1500 rozk/sek to z tabeli 6.1 możemy odczytać zalecane metody estymacji odpowiedzi impulsowej i optymalne wartości parametrów, a w przypadku, gdy jest wykorzystywany nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą, pracujący z częstotliwością 3000 rozk/sek zalecane metody estymacji odpowiedzi impulsowej i optymalne wartości parametrów są podane w tabeli 6.2.

Tabela 6.1. Zalecane metody estymacji odpowiedzi impulsowej i optymalne wartości parametrów w przypadku wykorzystania klasycznego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, pracującego z częstotliwością 1500 rozk/sek

| | Pikokomórka | Mikrokomórka | Makrokomórka |
|---|--|--|--|
| Opóźnienie sterowania mocą w łączu w dół | brak | brak | 666 μ s |
| Skok mocy w łączu w dół | 1 dB | 2 dB | 0,5 dB |
| Opóźnienie sterowania mocą w łączu w górę | 666 μ s | 666 μ s | 666 μ s |
| Skok mocy w łączu w górę | 0,5 dB | 1 dB | 0,5 dB |
| Metoda estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w dół | metoda interpolacji za okres 666 μ s | metoda interpolacji za okres 666 μ s | metoda interpolacji za okres 666 μ s |
| Wykorzystanie kanału CPICH do estymacji odpowiedzi impulsowej w łączu w dół | nie | nie | tak |
| Metoda estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w górę | metoda uśredniania za okres 666 μ s | metoda uśredniania za okres 666 μ s | metoda uśredniania za okres 666 μ s |
| Próg odbioru <i>A</i> | -3 dB | -6 dB | -6 dB |

Tabela 6.2. Zalecane metody estymacji odpowiedzi impulsowej i optymalne wartości parametrów w przypadku wykorzystania nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą, pracującego z częstotliwością 3000 rozk/sek

| | Pikokomórka | Mikrokomórka | Makrokomórka |
|---|--|--|--|
| Opóźnienie sterowania mocą w łączu w dół | 333 μ s | 333 μ s | 333 μ s |
| Skok mocy w łączu w dół | 0,5 dB | 1 dB | 2 dB |
| Opóźnienie sterowania mocą w łączu w górę | 333 μ s | 333 μ s | 333 μ s |
| Skok mocy w łączu w górę | 0,5 dB | 1 dB | 2 dB |
| Metoda estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w dół | metoda interpolacji za okres 333 μ s | metoda interpolacji za okres 333 μ s | metoda interpolacji za okres 333 μ s |
| Wykorzystanie kanału CPICH do estymacji odpowiedzi impulsowej w łączu w dół | nie | nie | tak |
| Metoda estymacji odpowiedzi impulsowej kanału w łączu w górę | metoda uśredniania za okres 333 μ s | metoda uśredniania za okres 333 μ s | metoda uśredniania za okres 333 μ s |
| Próg odbioru <i>A</i> | -3 dB | -6 dB | -6 dB |

Różnice pomiędzy przedstawionymi w obu tabelach optymalnymi wartościami parametrów wynikają, po pierwsze, z wielkości opóźnienia w mechanizmie dynamicznego sterowania mocą, które decyduje o wielkości skoku mocy, a po drugie, z metody estymacji odpowiedzi impulsowej kanału, dostosowanej do funkcjonującego mechanizmu sterowania mocą. Wartości progu odbioru podane w tabelach są związane z rozmiarem komórek w systemie UMTS. Jak pamiętamy, w przypadku pikokomórek wewnątrz budynków duże pasmo koherencji kanału powoduje, że odbiór wielodrogowy nie wchodzi w grę i jest stosowany jedynie odbiór jednej znaczącej energetycznie składowej sygnału użytecznego. W związku z tym nie ma potrzeby stosowania dużej wartości progu. Z kolei w przypadku mikro- i makrokomórek szerokość pasma koherencji kanału jest znacznie mniejsza od pasma przesyłanych sygnałów, co pozwala na odbiór kilku znaczących energetycznie składowych

sygnału użytecznego i optymalna wartość progu odbioru wynosi -6 dB, zapewniając zmniejszenie nakładu przetwarzania i uproszczenie konstrukcji odbiornika. Warto tu zauważyć, że przedstawione wartości parametrów są niezależne od rodzaju realizowanej usługi. Oznacza to, że w sytuacji gdy użytkownik korzysta np. z usługi transmisji sygnałów mowy, a po pewnym czasie uruchamia usługę transmisji danych, to pozostając w tej samej komórce nie potrzeba zmiany parametrów pracy. Takie rozwiązanie jest korzystne ze względu na zmniejszenie natężenia ruchu sterującego w systemie.

Przedstawione w rozprawie wyniki badań symulacyjnych potwierdzają postawioną tezę, że poprzez optymalizowany dobór parametrów odbiornika RAKE i pętli sterowania mocą, wraz z ustaleniem właściwego wzmocnienia w poszczególnych kanałach fizycznych oraz odpowiedni wybór metody szacowania odpowiedzi impulsowej i długości ciągu pilotowego istnieje możliwość znaczącej poprawy jakości odbioru w obu kierunkach przesyłania sygnałów, a tym samym wyraźne zwiększenie pojemności interfejsu radiowego WCDMA/FDD, w zależności od rodzaju środowiska propagacyjnego i realizowanych usług, przy oszczędnym nakładzie przetwarzania. Warto dodać, że dzięki optymalizacji parametrów odbiornika RAKE jest także możliwe zmniejszenie zużycia energii, które w przypadku terminala ruchomego ma znaczący wpływ na jego funkcjonalność.

Załącznik A

Wartości parametrów wykorzystane w przeprowadzonych badaniach symulacyjnych

Tabela A.1. Ogólne wartości parametrów symulacji

| Typ usługi | Sygnaly mowy | Dane | |
|---------------------------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Przepływność usługi [kb/s] | 12,2 | 64 | 144 |
| Liczba bitów w ramce podstawowej | 122 | 640 | 1440 |
| Liczba przesłanych ramek podstawowych | $5 \cdot 10^3$ | | |
| Liczba przesłanych bitów | $6,1 \cdot 10^5$ | $3,2 \cdot 10^6$ | $7,2 \cdot 10^6$ |
| Liczba przesłanych chipów | $192 \cdot 10^6$ | | |
| Liczba powtórzeń symulacji | 5 | | |
| Wymagana stopa błędów BER | 10^{-3} | 10^{-5} | |
| Dokładność wyznaczania BER | $1,6 \cdot 10^{-6}$ | $3,1 \cdot 10^{-7}$ | $1,4 \cdot 10^{-7}$ |

Tabela A.2. Wartości parametrów symulacji w łączu w górę

| Typ usługi | Sygnaly mowy | Dane | |
|--|--|--------|-------|
| Przepływność usługi [kb/s] | 12,2 | 64 | 144 |
| Współczynnik rozproszenia widma SF_{DPDCH}^{UL} | 64 | 16 | 8 |
| Szybkość transmisji w kanale $DPDCH$ [kb/s] | 60 | 240 | 480 |
| Współczynnik rozproszenia widma SF_{DPCCH}^{UL} | 256 | | |
| Szybkość transmisji w kanale $DPCCH$ [kb/s] | 15 | | |
| Kodowanie detekcyjne | CRC 12 | CRC 16 | |
| Kodowanie korekcyjne | koder splotowy (3,1,9), dekoder miękko decyzyjny | | |
| Głębokość przepłotu [TTI] | 20 ms | 40 ms | |
| Wsp. wzmocnienia kanału $DPDCH - \beta_d$ ¹⁾ | 15 | | |
| Wsp. wzmocnienia kanału $DPCCH - \beta_c$ ¹⁾ | 10 | 8 | 6 |
| Poziom względny wzmocnienia w kanale sterującym β_c / β_d [dB] ¹⁾ | -3,52 | -5,46 | -7,96 |
| Liczba bitów pilotowych w ramce elementarnej w kanale $DPCCH$ | 8 | | |
| Oznaczenia: | ¹⁾ Wartości uzyskane na podstawie badań symulacyjnych opisanych w punkcie 5.2 | | |

Tabela A.3. Wartości parametrów symulacji w łączu w dół

| Typ usługi | Sygnały mowy | Dane | |
|--|--------------|---|-----|
| Przepływność usługi [kb/s] | 12,2 | 64 | 144 |
| Współczynnik rozproszenia widma SF_{DPCH}^{DL} | 128 | 32 | 16 |
| Szybkość transmisji w kanale $DPCH$ [kb/s] | 60 | 240 | 480 |
| Współczynnik rozproszenia widma SF_{CPICH}^{DL} | | 256 | |
| Szybkość transmisji w kanale $CPICH$ [kb/s] | | 30 | |
| Kodowanie detekcyjne | CRC 12 | CRC 16 | |
| Kodowanie korekcyjne | | koder splotowy (3,1,9), dekoder miękkoodecyzyjny | |
| Głębokość przeplotu [TTI] | 20 ms | 40 ms | |
| Wzmocnienie sygnału pilotowego w kanale $DPCCCH$ względem kanału $DPDCH$ | | +3 dB | |
| Wzmocnienie sygnału pilotowego w kanale $CPICH$ względem kanału $DPDCH$ | | +7 dB | |
| Liczba bitów pilotowych w ramce elementarnej w kanale $DPCCCH$ ¹⁾ | 8 | 32 | 48 |
| Liczba bitów pilotowych w ramce elementarnej w kanale $CPICH$ | | 20 | |
| Oznaczenia: | | | |
| ¹⁾ Wartości uzyskane na podstawie badań symulacyjnych opisanych w punkcie 5.4 | | | |

Tabela A.4. Unormowana moc średnia sygnału odbieranego w funkcji opóźnienia propagacyjnego w poszczególnych środowiskach propagacyjnych.

| Indoor Office A | | | | | | |
|----------------------------------|------|------|-------|-------|-------|-------|
| Opóźnienie [ns] | 0 | 50 | 110 | 170 | 290 | 310 |
| Unormowana moc średnia [dB] | 0,0 | -3,0 | -10,0 | -18,0 | -26,0 | -32,0 |
| Indoor Office B | | | | | | |
| Opóźnienie [ns] | 0 | 100 | 200 | 300 | 500 | 700 |
| Unormowana moc średnia [dB] | 0,0 | -3,6 | -7,2 | -10,8 | -18,0 | -25,2 |
| Outdoor to Indoor A Pedestrian A | | | | | | |
| Opóźnienie [μ s] | 0 | 0,11 | 0,19 | 0,41 | | |
| Unormowana moc średnia [dB] | 0,0 | -9,7 | -19,2 | -22,8 | | |
| Outdoor to Indoor A Pedestrian B | | | | | | |
| Opóźnienie [μ s] | 0 | 0,2 | 0,8 | 1,2 | 2,3 | 3,7 |
| Unormowana moc średnia [dB] | 0,0 | -0,9 | -4,9 | -8,0 | -7,8 | -23,9 |
| Vehicular A | | | | | | |
| Opóźnienie [μ s] | 0 | 0,31 | 0,71 | 1,09 | 1,73 | 2,51 |
| Unormowana moc średnia [dB] | 0,0 | -1,0 | -9,0 | -10,0 | -15,0 | -20,0 |
| Vehicular B | | | | | | |
| Opóźnienie [μ s] | 0 | 0,3 | 8,9 | 12,9 | 17,1 | 20 |
| Unormowana moc średnia [dB] | -2,5 | 0,0 | -12,8 | -10,0 | -25,2 | -16,0 |

Tabela A.5. Wartości współczynników α_j filtru WMSA dla łącza w dół wyznaczone na drodze symulacyjnej [15].

| j | K=1 | K=2 | K=3 |
|----|-----|-----|-----|
| -2 | 0 | 0 | 0,3 |
| -1 | 0 | 0,6 | 0,8 |
| 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2 | 0 | 0,6 | 0,8 |
| 3 | 0 | 0 | 0,3 |

Tabela A.6. Przykładowe wartości współczynników $\alpha_{j,k}$ filtru WMSA dla łącza w dół [13].

| j | pozycja symbolu danych k | | | | |
|----|--------------------------|-----------------------|----------------------|-----------------------|------------|
| | 0 | $0,25 \cdot N_{data}$ | $0,5 \cdot N_{data}$ | $0,75 \cdot N_{data}$ | N_{data} |
| -2 | 0,6 | 0,4 | 0,3 | 0,2 | 0 |
| -1 | 1 | 0,8 | 0,8 | 0,7 | 0,6 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0,6 | 0,7 | 0,8 | 0,8 | 1 |
| 2 | 0 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,6 |

Tabela A.7. Wartości współczynników β_j filtru WMSA dla łącza w górę wyznaczone na podstawie zależności (4.39) [13].

| J | Z=1 | Z=2 | Z=3 | Z=4 | Z=5 | Z=6 | Z=7 | Z=8 | Z=9 | Z=10 |
|----|-----|------|------|-----|------|------|------|------|------|------|
| -9 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,18 |
| -8 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,2 | 0,35 |
| -7 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,22 | 0,38 | 0,49 |
| -6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,25 | 0,42 | 0,53 | 0,62 |
| -5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,29 | 0,46 | 0,58 | 0,67 | 0,73 |
| -4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,33 | 0,52 | 0,64 | 0,72 | 0,78 | 0,82 |
| -3 | 0 | 0 | 0 | 0,4 | 0,6 | 0,71 | 0,79 | 0,83 | 0,87 | 0,89 |
| -2 | 0 | 0 | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 0,86 | 0,89 | 0,92 | 0,93 | 0,95 |
| -1 | 0 | 0,67 | 0,83 | 0,9 | 0,93 | 0,95 | 0,96 | 0,97 | 0,98 | 0,98 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2 | 0 | 0,67 | 0,83 | 0,9 | 0,93 | 0,95 | 0,96 | 0,97 | 0,98 | 0,98 |
| 3 | 0 | 0 | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 0,86 | 0,89 | 0,92 | 0,93 | 0,95 |
| 4 | 0 | 0 | 0 | 0,4 | 0,6 | 0,71 | 0,79 | 0,83 | 0,87 | 0,89 |
| 5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,33 | 0,52 | 0,64 | 0,72 | 0,78 | 0,82 |
| 6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,29 | 0,46 | 0,58 | 0,67 | 0,73 |
| 7 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,25 | 0,42 | 0,53 | 0,62 |
| 8 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,22 | 0,38 | 0,49 |
| 9 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,2 | 0,35 |
| 10 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,18 |

Załącznik B

Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych

Tabela B.1. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnału mowy 12,2 kb/s w łączu w górę.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Brak sterowania mocą | Ster. mocą bez opóźnienia | | | Ster. mocą z opóźn. 666 μ s | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|----------------------|---------------------------|-----------|-----------|---------------------------------|-----------|-----------|
| | | | | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 22,21 | 4,56 | 4,53 | 4,66 | 4,49 | 4,72 | 5,11 |
| | IO B | 3 km/h | 19,57 | 5,17 | 5,16 | 5,17 | 4,95 | 5,19 | 5,55 |
| | OIP A | 3 km/h | 22,64 | 3,42 | 3,34 | 3,45 | 3,35 | 3,50 | 3,83 |
| | OIP B | 3 km/h | 15,14 | 6,31 | 6,26 | 6,56 | 6,20 | 6,39 | 6,96 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 20,07 | 5,04 | 3,29 | 3,10 | 5,57 | 3,82 | 3,74 |
| | | 30 km/h | 15,64 | 8,34 | 5,34 | 3,66 | 9,46 | 7,08 | 4,89 |
| | | 50 km/h | 12,85 | 8,16 | 6,11 | 5,06 | 9,29 | 7,86 | 7,76 |
| | OIP B | 10 km/h | 13,32 | 5,91 | 5,96 | 5,87 | 6,22 | 6,21 | 6,19 |
| | | 30 km/h | 10,94 | 6,47 | 5,73 | 5,61 | 6,94 | 6,28 | 6,21 |
| | | 50 km/h | 9,76 | 6,67 | 6,20 | 5,56 | 7,33 | 7,21 | 6,80 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 10,09 | 7,12 | 6,15 | 5,02 | 7,23 | 7,62 | 7,28 |
| | | 70 km/h | 9,30 | 6,95 | 6,42 | 5,58 | 7,71 | 7,76 | 8,17 |
| | | 90 km/h | 8,96 | 7,05 | 6,45 | 5,88 | 7,34 | 8,07 | 8,05 |
| | | 120 km/h | 8,51 | 6,77 | 6,53 | 6,64 | 6,90 | 7,22 | 9,38 |
| | V B | 50 km/h | 10,56 | 6,50 | 5,77 | 5,24 | 7,00 | 7,41 | 7,18 |
| | | 70 km/h | 9,65 | 6,46 | 6,03 | 5,48 | 6,99 | 7,10 | 8,34 |
| | | 90 km/h | 9,28 | 6,56 | 6,30 | 5,94 | 7,07 | 7,54 | 8,06 |
| | | 120 km/h | 8,66 | 6,37 | 6,29 | 6,00 | 6,77 | 6,78 | 7,67 |

Tabela B.2. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s w łączu w górę.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Brak sterowania mocą | Ster. mocą bez opóźnienia | | | Ster. mocą z opóźn. 666 μ s | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|----------------------|---------------------------|-----------|-----------|---------------------------------|-----------|-----------|
| | | | | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 29,46 | 5,54 | 5,50 | 5,50 | 5,32 | 5,65 | 6,24 |
| | IO B | 3 km/h | 25,32 | 6,19 | 6,14 | 6,39 | 5,96 | 6,37 | 6,85 |
| | OIP A | 3 km/h | 25,66 | 4,21 | 4,16 | 4,24 | 3,93 | 4,17 | 4,48 |
| | OIP B | 3 km/h | 15,54 | 7,24 | 7,18 | 7,34 | 7,13 | 7,40 | 7,74 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 20,87 | 5,66 | 4,01 | 3,81 | 6,04 | 4,59 | 4,36 |
| | | 30 km/h | 15,39 | 8,06 | 5,44 | 4,65 | 8,87 | 7,07 | 6,16 |
| | | 50 km/h | 12,88 | 8,44 | 7,58 | 6,31 | 9,52 | 9,16 | 9,23 |
| | OIP B | 10 km/h | 13,28 | 6,87 | 6,87 | 6,83 | 7,05 | 7,04 | 6,93 |
| | | 30 km/h | 11,45 | 7,30 | 6,41 | 6,37 | 7,89 | 6,74 | 6,70 |
| | | 50 km/h | 9,82 | 7,36 | 6,73 | 6,71 | 8,02 | 8,20 | 7,67 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 10,61 | 6,66 | 6,87 | 6,06 | 7,29 | 8,06 | 7,98 |
| | | 70 km/h | 9,51 | 7,00 | 7,20 | 6,75 | 7,43 | 8,50 | 10,10 |
| | | 90 km/h | 9,35 | 7,15 | 6,93 | 6,60 | 7,51 | 8,98 | 9,60 |
| | | 120 km/h | 9,10 | 7,50 | 7,39 | 7,35 | 7,52 | 7,90 | 10,46 |
| | V B | 50 km/h | 10,12 | 6,44 | 6,31 | 5,71 | 7,08 | 7,20 | 7,25 |
| | | 70 km/h | 9,50 | 6,79 | 6,55 | 5,91 | 7,29 | 7,66 | 9,04 |
| | | 90 km/h | 8,95 | 6,90 | 6,49 | 6,47 | 7,57 | 7,62 | 9,04 |
| | | 120 km/h | 8,57 | 7,15 | 7,04 | 6,94 | 7,01 | 7,18 | 9,29 |

Tabela B.3. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s w łączu w górę.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Brak sterowania mocą | Ster. mocą bez opóźnienia | | | Ster. mocą z opóźn. 666 μ s | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|----------------------|---------------------------|-----------|-----------|---------------------------------|-----------|-----------|
| | | | | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 28,01 | 5,04 | 5,02 | 5,40 | 4,91 | 5,24 | 5,63 |
| | IO B | 3 km/h | 26,28 | 5,57 | 5,56 | 5,57 | 5,74 | 5,79 | 6,06 |
| | OIP A | 3 km/h | 27,10 | 3,19 | 3,15 | 3,24 | 3,26 | 3,30 | 3,69 |
| | OIP B | 3 km/h | 14,96 | 6,85 | 6,80 | 6,87 | 6,51 | 7,06 | 7,38 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 20,31 | 4,69 | 2,61 | 2,42 | 5,83 | 2,89 | 2,89 |
| | | 30 km/h | 13,84 | 7,21 | 4,20 | 3,07 | 8,30 | 5,86 | 4,38 |
| | | 50 km/h | 11,45 | 7,14 | 5,26 | 4,23 | 8,23 | 6,78 | 6,74 |
| | OIP B | 10 km/h | 12,55 | 6,41 | 6,12 | 6,09 | 6,50 | 6,37 | 6,41 |
| | | 30 km/h | 10,74 | 5,95 | 5,49 | 5,30 | 6,49 | 5,88 | 5,84 |
| | | 50 km/h | 8,88 | 5,93 | 5,85 | 5,40 | 7,00 | 6,83 | 6,76 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 9,37 | 5,29 | 5,06 | 4,90 | 5,92 | 6,94 | 6,49 |
| | | 70 km/h | 8,50 | 6,33 | 6,08 | 5,43 | 6,89 | 7,27 | 8,25 |
| | | 90 km/h | 8,27 | 6,34 | 5,94 | 5,93 | 6,94 | 7,75 | 8,21 |
| | | 120 km/h | 7,78 | 6,51 | 6,19 | 6,16 | 6,89 | 6,96 | 9,16 |
| | V B | 50 km/h | 9,43 | 4,98 | 4,99 | 4,56 | 5,63 | 6,09 | 5,91 |
| | | 70 km/h | 8,12 | 5,15 | 5,32 | 4,81 | 5,73 | 6,22 | 7,14 |
| | | 90 km/h | 7,97 | 5,20 | 5,58 | 4,89 | 5,64 | 6,69 | 7,52 |
| | | 120 km/h | 7,75 | 5,82 | 5,82 | 5,79 | 5,75 | 6,00 | 8,22 |

Tabela B.4. Wartości stosunku E_b/N_t [dB] dla nowego mechanizmu sterowania mocą i dla poszczególnych rodzajów usług w łączu w górę, zapewniające odpowiednią dla nich stopę błędów BER.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Sygnały mowy 12,2 kb/s BER= 10^{-3} | | | Dane 64 kb/s BER= 10^{-5} | | | Dane 144 kb/s BER= 10^{-5} | | |
|--------------|-------------------------|--------------------|---------------------------------------|-----------|-----------|-----------------------------|-----------|-----------|------------------------------|-----------|-----------|
| | | | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB | skok 0,5 dB | skok 1 dB | skok 2 dB |
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 4,35 | 4,60 | 4,90 | 5,15 | 5,62 | 5,88 | 4,83 | 5,14 | 5,50 |
| | IO B | 3 km/h | 5,00 | 5,15 | 5,16 | 5,58 | 6,22 | 6,36 | 5,42 | 5,69 | 5,96 |
| | OIP A | 3 km/h | 3,33 | 3,39 | 3,64 | 3,73 | 3,98 | 4,27 | 3,00 | 3,23 | 3,49 |
| | OIP B | 3 km/h | 6,19 | 6,34 | 6,66 | 7,04 | 7,38 | 7,57 | 6,44 | 6,88 | 6,99 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 3,31 | 2,96 | 3,20 | 3,74 | 3,70 | 3,88 | 2,18 | 2,51 | 2,56 |
| | | 30 km/h | 5,44 | 3,54 | 3,14 | 5,51 | 4,47 | 4,38 | 4,09 | 3,03 | 2,84 |
| | | 50 km/h | 5,06 | 4,08 | 3,62 | 7,32 | 5,33 | 5,40 | 6,05 | 3,43 | 3,49 |
| | OIP B | 10 km/h | 5,99 | 5,97 | 6,22 | 6,99 | 6,77 | 6,95 | 6,35 | 6,18 | 6,30 |
| | | 30 km/h | 5,74 | 5,50 | 5,83 | 6,69 | 6,15 | 6,38 | 5,44 | 5,35 | 5,52 |
| | | 50 km/h | 5,98 | 5,49 | 5,72 | 6,92 | 6,34 | 6,40 | 5,38 | 5,25 | 5,51 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 5,96 | 5,57 | 4,64 | 6,04 | 5,99 | 5,89 | 4,73 | 4,87 | 4,31 |
| | | 70 km/h | 6,52 | 5,68 | 5,08 | 6,75 | 6,53 | 6,01 | 5,35 | 4,92 | 4,50 |
| | | 90 km/h | 6,60 | 6,49 | 5,73 | 6,75 | 7,28 | 6,21 | 6,26 | 6,04 | 4,66 |
| | | 120 km/h | 6,73 | 6,81 | 5,88 | 7,23 | 7,31 | 6,74 | 6,45 | 7,04 | 5,47 |
| | V B | 50 km/h | 5,72 | 4,96 | 4,94 | 6,00 | 5,86 | 5,75 | 4,39 | 4,50 | 4,35 |
| | | 70 km/h | 6,04 | 5,50 | 5,37 | 6,25 | 6,33 | 5,62 | 4,93 | 4,90 | 4,46 |
| | | 90 km/h | 6,18 | 5,82 | 5,29 | 6,89 | 7,27 | 5,85 | 4,92 | 5,37 | 4,76 |
| | | 120 km/h | 6,34 | 6,80 | 5,74 | 6,87 | 7,34 | 6,28 | 5,24 | 5,97 | 5,11 |

Tabela B.5. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnału mowy 12,2 kb/s w łączu w górę, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Met. bezpośrednia | Met. ważona WMSA, Z=6 | Met. ważona WMSA, Z=8 | Met. uśredn. za okres 666 μ s | Met. uśredn. za okres 333 μ s |
|--------------|-------------------------|--------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 4,53 | 2,08 | 1,99 | 2,09 | 2,13 |
| | IO B | 3 km/h | 5,16 | 2,11 | 2,05 | 2,11 | 2,15 |
| | OIP A | 3 km/h | 3,34 | 1,16 | 1,10 | 1,16 | 1,21 |
| | OIP B | 3 km/h | 6,26 | 3,79 | 3,73 | 3,88 | 3,95 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 3,10 | 0,98 | 0,96 | 1,03 | 1,22 |
| | | 30 km/h | 3,66 | 1,84 | 1,82 | 1,81 | 1,95 |
| | | 50 km/h | 5,06 | 3,49 | 3,48 | 3,54 | 3,63 |
| | OIP B | 10 km/h | 5,87 | 3,42 | 3,36 | 3,41 | 3,42 |
| | | 30 km/h | 5,61 | 3,46 | 3,43 | 3,42 | 3,44 |
| | | 50 km/h | 5,56 | 3,75 | 3,74 | 3,76 | 3,75 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 5,02 | 2,53 | 2,51 | 2,49 | 2,42 |
| | | 70 km/h | 5,58 | 3,09 | 3,09 | 3,04 | 3,01 |
| | | 90 km/h | 5,88 | 3,34 | 3,34 | 3,27 | 3,24 |
| | | 120 km/h | 6,64 | 3,98 | 3,98 | 3,94 | 4,02 |
| | V B | 50 km/h | 5,24 | 3,04 | 3,04 | 2,96 | 2,94 |
| | | 70 km/h | 5,48 | 3,31 | 3,27 | 3,24 | 3,21 |
| | | 90 km/h | 5,94 | 3,95 | 3,92 | 4,01 | 3,96 |
| | | 120 km/h | 6,00 | 3,78 | 3,80 | 3,87 | 3,81 |

Tabela B.6. Wartości stosunku E_b/N_b , zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s w łączu w górę, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Met. bezpośrednia | Met. ważona WMSA, Z=6 | Met. ważona WMSA, Z=8 | Met. uśredn. za okres 666 μ s | Met. uśredn. za okres 333 μ s |
|--------------|-------------------------|--------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 5,50 | 3,35 | 3,29 | 3,32 | 3,38 |
| | IO B | 3 km/h | 6,14 | 4,43 | 4,39 | 4,46 | 4,45 |
| | OIP A | 3 km/h | 4,16 | 3,09 | 3,08 | 3,12 | 3,32 |
| | OIP B | 3 km/h | 7,18 | 5,24 | 5,22 | 5,29 | 5,31 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 3,81 | 3,16 | 3,14 | 3,09 | 3,08 |
| | | 30 km/h | 4,65 | 3,81 | 3,79 | 4,03 | 3,84 |
| | | 50 km/h | 6,31 | 5,77 | 5,78 | 5,80 | 5,77 |
| | OIP B | 10 km/h | 6,83 | 5,54 | 5,53 | 5,52 | 5,54 |
| | | 30 km/h | 6,37 | 5,11 | 5,09 | 5,12 | 5,19 |
| | | 50 km/h | 6,71 | 5,25 | 5,23 | 5,23 | 5,27 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 6,06 | 4,83 | 4,83 | 4,74 | 4,69 |
| | | 70 km/h | 6,75 | 5,37 | 5,35 | 5,38 | 5,32 |
| | | 90 km/h | 6,60 | 5,80 | 5,78 | 5,68 | 5,63 |
| | | 120 km/h | 7,35 | 5,66 | 5,69 | 5,65 | 5,61 |
| | V B | 50 km/h | 5,71 | 4,91 | 4,89 | 4,92 | 4,89 |
| | | 70 km/h | 5,91 | 5,12 | 5,13 | 5,15 | 5,09 |
| | | 90 km/h | 6,47 | 5,54 | 5,56 | 5,54 | 5,49 |
| | | 120 km/h | 6,94 | 5,68 | 5,72 | 5,69 | 5,62 |

Tabela B.7. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s w łączu w górę, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Met. bezpośrednia | Met. ważona WMSA, Z=6 | Met. ważona WMSA, Z=8 | Met. uśredn. za okres 666 μ s | Met. uśredn. za okres 333 μ s |
|--------------|-------------------------|--------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 5,02 | 3,26 | 3,25 | 3,25 | 3,26 |
| | IO B | 3 km/h | 5,56 | 3,71 | 3,73 | 3,69 | 3,70 |
| | OIP A | 3 km/h | 3,15 | 2,24 | 2,20 | 2,28 | 2,22 |
| | OIP B | 3 km/h | 6,80 | 4,97 | 4,98 | 4,94 | 4,96 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 2,42 | 1,99 | 2,00 | 2,01 | 1,99 |
| | | 30 km/h | 3,07 | 2,35 | 2,35 | 2,36 | 2,34 |
| | | 50 km/h | 4,23 | 3,48 | 3,49 | 3,47 | 3,51 |
| | OIP B | 10 km/h | 6,09 | 4,78 | 4,79 | 4,76 | 4,74 |
| | | 30 km/h | 5,30 | 4,18 | 4,16 | 4,18 | 4,16 |
| | | 50 km/h | 5,40 | 3,99 | 3,97 | 3,97 | 3,95 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 4,90 | 3,99 | 4,01 | 4,01 | 3,96 |
| | | 70 km/h | 5,43 | 4,77 | 4,80 | 4,76 | 4,71 |
| | | 90 km/h | 5,93 | 5,40 | 5,38 | 5,28 | 5,18 |
| | | 120 km/h | 6,16 | 5,47 | 5,50 | 5,41 | 5,35 |
| | V B | 50 km/h | 4,56 | 3,90 | 3,92 | 3,98 | 3,93 |
| | | 70 km/h | 4,81 | 4,06 | 4,06 | 4,05 | 4,01 |
| | | 90 km/h | 4,89 | 4,05 | 4,07 | 4,10 | 4,07 |
| | | 120 km/h | 5,79 | 5,26 | 5,29 | 5,31 | 5,28 |

Tabela B.8. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-3}$, dla transmisji sygnałów mowy 12,2 kb/s w łączu w dół, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Metoda uśredniania za okres 666 μ s | Metoda interpolacji za okres 666 μ s | Metoda uśredniania za okres 333 μ s | Metoda interpolacji za okres 333 μ s | Metoda ważona WMSA, K=2 | Metoda ważona WMSA, K=3 |
|--------------|-------------------------|--------------------|---|--|---|--|-------------------------|-------------------------|
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 4,15 | 3,83 | 4,25 | 3,91 | 3,68 | 3,55 |
| | IO B | 3 km/h | 5,64 | 5,35 | 5,72 | 5,43 | 5,11 | 4,92 |
| | OIP A | 3 km/h | 3,51 | 3,34 | 3,63 | 3,38 | 2,91 | 2,86 |
| | OIP B | 3 km/h | 6,24 | 6,04 | 6,27 | 6,07 | 5,81 | 5,61 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 3,26 | 2,98 | 3,33 | 3,02 | 2,67 | 2,62 |
| | | 30 km/h | 3,93 | 3,62 | 3,99 | 3,65 | 3,25 | 3,23 |
| | | 50 km/h | 5,44 | 5,17 | 5,45 | 5,19 | 4,83 | 4,78 |
| | OIP B | 10 km/h | 6,30 | 6,06 | 6,39 | 6,12 | 5,68 | 5,61 |
| | | 30 km/h | 6,22 | 5,95 | 6,26 | 5,98 | 5,66 | 5,61 |
| | | 50 km/h | 6,64 | 6,34 | 6,67 | 6,35 | 6,00 | 5,92 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 5,75 | 5,42 | 5,76 | 5,39 | 5,17 | 5,28 |
| | | 70 km/h | 6,42 | 6,11 | 6,41 | 6,08 | 5,76 | 5,85 |
| | | 90 km/h | 6,73 | 6,34 | 6,68 | 6,29 | 6,04 | 6,18 |
| | | 120 km/h | 7,23 | 6,91 | 7,14 | 6,85 | 6,58 | 6,69 |
| | V B | 50 km/h | 6,32 | 6,04 | 6,31 | 6,01 | 5,86 | 5,82 |
| | | 70 km/h | 6,81 | 6,53 | 6,69 | 6,49 | 6,43 | 6,48 |
| | | 90 km/h | 7,98 | 7,45 | 7,83 | 7,41 | 7,40 | 7,60 |
| | | 120 km/h | 8,17 | 7,87 | 8,09 | 7,80 | 7,78 | 7,87 |

Tabela B.9. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 64 kb/s w łączu w dół, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Metoda uśredniania za okres 666 μ s | Metoda interpolacji za okres 666 μ s | Metoda uśredniania za okres 333 μ s | Metoda interpolacji za okres 333 μ s | Metoda ważona WMSA, K=2 | Metoda ważona WMSA, K=3 |
|--------------|-------------------------|--------------------|---|--|---|--|-------------------------|-------------------------|
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 8,07 | 7,79 | 8,19 | 7,90 | 7,71 | 7,56 |
| | IO B | 3 km/h | 8,87 | 8,53 | 8,89 | 8,59 | 8,55 | 8,21 |
| | OIP A | 3 km/h | 6,82 | 6,43 | 6,93 | 6,53 | 6,32 | 6,16 |
| | OIP B | 3 km/h | 9,87 | 9,62 | 9,93 | 9,69 | 9,47 | 9,21 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 6,40 | 6,08 | 6,48 | 6,21 | 6,10 | 5,94 |
| | | 30 km/h | 7,11 | 6,82 | 7,25 | 6,92 | 6,73 | 6,52 |
| | | 50 km/h | 9,27 | 8,91 | 9,44 | 9,06 | 8,81 | 8,50 |
| | OIP B | 10 km/h | 9,06 | 8,78 | 9,16 | 8,88 | 8,76 | 8,61 |
| | | 30 km/h | 9,54 | 9,27 | 9,64 | 9,41 | 9,02 | 8,89 |
| | | 50 km/h | 10,17 | 9,97 | 10,32 | 10,09 | 9,71 | 9,71 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 9,36 | 9,02 | 9,24 | 8,94 | 8,91 | 9,07 |
| | | 70 km/h | 9,80 | 9,46 | 9,80 | 9,39 | 9,34 | 9,54 |
| | | 90 km/h | 10,67 | 10,28 | 10,63 | 10,18 | 10,07 | 10,25 |
| | | 120 km/h | 11,36 | 11,03 | 11,32 | 10,89 | 10,74 | 11,04 |
| | V B | 50 km/h | 9,54 | 9,25 | 9,51 | 9,17 | 9,10 | 9,23 |
| | | 70 km/h | 9,92 | 9,71 | 9,86 | 9,63 | 9,66 | 9,79 |
| | | 90 km/h | 11,32 | 10,94 | 11,19 | 10,79 | 10,89 | 11,11 |
| | | 120 km/h | 12,33 | 12,08 | 12,21 | 11,92 | 11,77 | 11,93 |

Załącznik B

Tabela B.10. Wartości stosunku E_b/N_t [dB], zapewniające stopę błędów $BER=10^{-5}$, dla transmisji danych 144 kb/s w łączu w dół, dla poszczególnych środowisk propagacyjnych i metod estymacji odpowiedzi impulsowej kanału.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Metoda uśredniania za okres 666 μ s | Metoda interpolacji za okres 666 μ s | Metoda uśredniania za okres 333 μ s | Metoda interpolacji za okres 333 μ s | Metoda ważona WMSA, K=2 | Metoda ważona WMSA, K=3 |
|--------------|-------------------------|--------------------|---|--|---|--|-------------------------|-------------------------|
| pikokomórka | IO A | 3 km/h | 8,83 | 8,46 | 9,00 | 8,57 | 8,26 | 8,13 |
| | IO B | 3 km/h | 9,49 | 9,18 | 9,63 | 9,25 | 9,03 | 8,97 |
| | OIP A | 3 km/h | 7,68 | 7,32 | 7,84 | 7,44 | 7,24 | 7,13 |
| | OIP B | 3 km/h | 10,82 | 10,39 | 10,84 | 10,54 | 10,34 | 10,06 |
| mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | 7,24 | 6,91 | 7,33 | 6,98 | 6,94 | 6,73 |
| | | 30 km/h | 8,48 | 8,15 | 8,58 | 7,98 | 7,79 | 7,67 |
| | | 50 km/h | 9,26 | 8,93 | 9,23 | 8,90 | 8,63 | 8,60 |
| | OIP B | 10 km/h | 10,21 | 10,03 | 10,24 | 10,07 | 9,86 | 9,94 |
| | | 30 km/h | 9,84 | 9,56 | 9,91 | 9,64 | 9,33 | 9,41 |
| | | 50 km/h | 10,29 | 10,05 | 10,35 | 10,10 | 9,89 | 9,97 |
| makrokomórka | V A | 50 km/h | 9,86 | 9,54 | 9,76 | 9,43 | 9,34 | 9,59 |
| | | 70 km/h | 10,31 | 10,02 | 10,21 | 9,90 | 9,78 | 9,98 |
| | | 90 km/h | 11,34 | 11,06 | 11,29 | 10,91 | 10,85 | 11,12 |
| | | 120 km/h | 11,99 | 11,67 | 11,88 | 11,57 | 11,35 | 11,76 |
| | V B | 50 km/h | 9,34 | 9,10 | 9,25 | 9,08 | 8,84 | 9,04 |
| | | 70 km/h | 9,79 | 9,62 | 9,77 | 9,55 | 9,72 | 9,91 |
| | | 90 km/h | 11,24 | 10,89 | 11,17 | 10,78 | 10,90 | 11,18 |
| | | 120 km/h | 12,75 | 12,38 | 12,52 | 12,21 | 12,10 | 12,43 |

Tabela B.11. Średnie przyrosty stosunku E_b/N_t [dB] w łączu w dół dla poszczególnych usług, obrazujące wpływ zastosowania przy estymacji odpowiedzi impulsowej kanału także ciągu pilotowego nadawanego w kanale CPICH.

| | Środowisko propagacyjne | Prędkość terminala | Sygnały mowy 12,2 kb/s BER= 10^{-3} | Dane 64 kb/s BER= 10^{-5} | Dane 144 kb/s BER= 10^{-5} |
|--------------|-------------------------|--------------------|---|--------------------------------|---------------------------------|
| Pikokomórka | IO A | 3 km/h | -0,57 | -1,17 | -1,73 |
| | IO B | 3 km/h | -0,51 | -1,10 | -1,89 |
| | OIP A | 3 km/h | -0,58 | -1,10 | -1,89 |
| | OIP B | 3 km/h | -0,58 | -1,03 | -1,95 |
| Mikrokomórka | OIP A | 10 km/h | -0,64 | -0,63 | -1,09 |
| | | 30 km/h | -0,33 | -0,19 | -0,86 |
| | | 50 km/h | 0,84 | 0,32 | 0,06 |
| | OIP B | 10 km/h | -0,11 | -0,99 | -1,39 |
| | | 30 km/h | 0,18 | -0,19 | -0,92 |
| | | 50 km/h | 0,74 | 0,46 | -0,23 |
| Makrokomórka | V A | 50 km/h | 1,03 | 0,55 | 0,23 |
| | | 70 km/h | 1,49 | 0,75 | 0,45 |
| | | 90 km/h | 1,53 | 0,96 | 0,61 |
| | | 120 km/h | 1,86 | 1,06 | 0,74 |
| | V B | 50 km/h | 1,13 | 0,47 | 0,18 |
| | | 70 km/h | 1,37 | 0,68 | 0,37 |
| | | 90 km/h | 1,94 | 0,80 | 0,77 |
| | | 120 km/h | 1,86 | 1,08 | 0,68 |

Bibliografia

- [1] 3GPP TSG RAN Technical Report 25.944, *Channel coding and multiplexing examples*.
- [2] 3GPP TSG RAN Technical Specification 25.101, *User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD)*.
- [3] 3GPP TSG RAN Technical Specification 25.104, *Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)*.
- [4] 3GPP TSG RAN Technical Specification 25.201, *Physical layer-general description*.
- [5] 3GPP TSG RAN Technical Specification 25.211, *Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)*.
- [6] 3GPP TSG RAN Technical Specification 25.212, *Multiplexing and channel coding (FDD)*.
- [7] 3GPP TSG RAN Technical Specification 25.213, *Spreading and modulation (FDD)*.
- [8] 3GPP TSG RAN Technical Specification 25.214, *Physical Layer Procedures (FDD)*.
- [9] 3GPP TSG SSA Technical Specification 22.105, *Service and Service Capabilities*.
- [10] 3GPP TSG SSA Technical Specification 23.107, *Quality of Service (QoS) concept and architecture*.
- [11] 3GPP WG RAN Technical Report R1(00)0917, *Forward Link CDMA Packet Data Capacity*. Tokyo, Japan, May 2000.
- [12] Abeta S., Sawahashi M., Adachi F., *Adaptive Channel Estimation for Coherent DS CDMA Mobile Radio Using Time-Multiplexed Pilot and Parallel Pilot Structures*. IEICE Transactions on Communications, Vol. E82-B, No. 9, September 1999.
- [13] Abeta S., Sawahashi M., Adachi F., *Performance Comparison between Time-Multiplexed Pilot Channel and Parallel Pilot Channel for Coherent Rake Combining in DS CDMA Mobile Radio*. IEICE Transactions on Communications, Vol. E81-B, No. 7, July 1998.
- [14] Adachi F., *Effects of Orthogonal Spreading and Rake Combining on DS CDMA forward Link in Mobile Radio*. IEICE Transactions on Communications, vol. E80-B, No. 11, November 1997.
- [15] Andoh H., Sawahashi M., Adachi F., *Channel Estimation Filter Using Time-Multiplexed Pilot Channel for Coherent RAKE Combining in DS-CDMA Mobile Radio*, IEICE Transactions on Communications, vol. E81-B, No. 7, July 1998.
- [16] Andreasen F. i inni: *Investigation of Coding and Interleaving in a DS-CDMA System Using Coherent BPSK*, Aalborg University, Department of Communication Technology, Institute of Electronic Systems, 1993.
- [17] Badsberg M. i inni: *An Investigation of the RAKE Receiver Used in a DS-CDMA Mobile Communication System*, Aalborg University, Department of Communication Technology, Institute of Electronic Systems, 1993.
- [18] Bem D. J., Nawrocki M. J., Więckowski T. W., Zieliński R. J., *Modeling Methods for WCDMA Network Planning*. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'2001 Spring, Greece 2001.
- [19] Bottomley G.E., Ottosson T., Wang Y-P.E., *A Generalized RAKE Receiver for DS-CDMA Systems*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2000.
- [20] Boujemaa H., Siala M., *On the RAKE Receiver Performance*. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'2000 Fall, Tokyo, Japan 2000.
- [21] Cichocki J., Kołakowski J., *UMTS system telefonii komórkowej trzeciej generacji*, WKŁ, 2003.

- [22] Ekman T., Kubin G., Sternad M., Ahlen A., *Quadratic and Linear Filters for Radio Channel Prediction*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'1999.
- [23] ETSI SMG, Concept Group Alpha – *Wideband Direct Sequence CDMA (WCDMA)*. Evaluation Document, Meeting No. 24, December 1997.
- [24] ETSI Technical Report 101 112, *UMTS. Selection Procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS*.
- [25] ETSI Technical Report 101 146, *UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA)*.
- [26] Fukumoto S., Okawa K., Higuchi K., Sawahashi M., Adachi F., *Patch Search Performance and Its Parameter Optimization of Pilot Symbol-Assisted Coherent RAKE Receiver for W-CDMA Mobile Radio*, IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol. E83-A, No. 11, November 2000.
- [27] Fukumoto S., Sawahashi M., Adachi F., *Matched Filter-Based RAKE Combiner for Wideband DS CDMA Mobile Radio*. IEICE Transactions on Communications, Vol. E81-B, No. 7, July 1998.
- [28] Gajewska M., *Wspólnokanałowe interferencje zewnętrzne w interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w dół*. Mat. konf. Krajowej Konferencji Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT'2003, Wrocław 2003.
- [29] Gajewski S., *Analiza efektywności techniki WCDMA/FDD w segmencie naziemnym systemu UMTS*. Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, 2004.
- [30] Gajewski S., Gajewska M., *Wpływ obciążenia interfejsu radiowego WCDMA/FDD na pojemność i zasięg w łączu w górę i w dół*. Mat. Konf. Krajowego Sympozjum Telekomunikacji KST'2003, Bydgoszcz 2003.
- [31] Gajewski S., Katulski R. J., Marczak A., Stefański J., *UMTS - system telekomunikacji bezprzewodowej trzeciej generacji*. Mat. Konf. Krajowego Sympozjum Telekomunikacji KST'2001, Bydgoszcz 2001.
- [32] Gajewski S., Katulski R. J., Marczak A., Stefański J., *UMTS - Telekomunikacja bezprzewodowa na progu XXI wieku*. Przegląd Telekomunikacyjny, Nr 1/2001.
- [33] Gajewski S., Kopciuszuk M., *Wpływ interferencji wewnątrzsystemowych na pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD*. Mat. Konf. Krajowej Konferencji Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT'2002, Gdańsk 2002.
- [34] Gajewski S., Malek K., Niski R., *Realizacja równoległych usług transmisji danych w interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS*. Mat. Konf. Krajowego Sympozjum Telekomunikacji KST'2002, Bydgoszcz 2002.
- [35] Gajewski S., Niski R., Rutkowski D., *Ocena jakości transmisji w łączu w górę systemu UMTS*. Mat. konf. X Krajowego Sympozjum Nauk Radiowych URSI'2002.
- [36] Gajewski S., Perska G., Stefański J., *Model kanału radiokomunikacyjnego do badań symulacyjnych interfejsu WCDMA*. Mat. konf. X Krajowego Sympozjum Nauk Radiowych URSI'2002.
- [37] Gajewski S., *Planowanie pojemności systemu WCDMA/FDD na podstawie danych statystycznych*. Mat. Konf. Krajowej Konferencji Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT'2001, Poznań 2001.
- [38] Gajewski S., Rutkowski D., *Pojemność interfejsu radiowego WCDMA/FDD w łączu w dół i w górę*. Mat. konf. X Krajowego Sympozjum Nauk Radiowych URSI'2002.
- [39] Gajewski S., Stefański J., *Wydajność widmowa interfejsu radiowego WCDMA/FDD*. Mat. Konf. Krajowej Konferencji Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT'2001, Poznań 2001.
- [40] Gilhousen K. S. i in., *On the Capacity of a Cellular CDMA System*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991.

- [41] Glistic S., Vucetic B., *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*. Artech House, 1997.
- [42] Hoehner P.: *A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel*, IEEE Trans. on Veh. on Tech., vol. 41, no. 4, November 1992.
- [43] Holma H., Toskala A., *WCDMA for UMTS (Second Edition)*. Wiley & Sons, 2002.
- [44] Hongbao Z., *Performance Evaluation of the DS CDMA Transceiver for Mobile Communications*. Ph. D. Thesis, Aalborg University 1994.
- [45] Hu R., Huang A. Wang H., Gu W., *Multipath Interference Cancellation and Modified RAKE Receiver*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2001.
- [46] Huang A., Hall M., Hartimo I., *Multipath Channel Estimation for WCDMA Uplink*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'1999.
- [47] Ikeda T., Okawa K., Sawahashi M., Adachi F., *Experimental Evaluation of coherent Rake Combining for Broadband Single-Carrier DS-CDMA Wireless Communications*, IEICE Transactions on Communications, vol. E84-B, No. 3, March 2001.
- [48] ITU-R, *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*, Recommendation ITU-R M.1225, 1997.
- [49] Jeruchim M. C., Balaban P., Shanmugan K. S., *Simulation of Communication Systems*. Plenum Press, 2000.
- [50] Jeruchim M. C., *Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, no. 1, January 1984.
- [51] Katoh A. Adachi F., *Modeling of DS-CDMA Transmit Power Control in a Fast Fading Channel with Antenna Diversity*, IEICE Transactions on Communications, vol. E86-B, No. 2, February 2003.
- [52] Katoh A., Adachi F., *Effect of Transmit Power Limitation In Power Controlled DS-CDMA*, IEICE Transactions on Communications, vol. E86-B, No. 2, February 2003.
- [53] Kikuchi F., Suda H., Adachi F., *Effect of Fast Transmit Power Control on Forward Link Capacity of DS-CDMA Cellular Mobile Radio*, IEICE Transactions on Communications, vol. E83-B, No. 1, January 2000.
- [54] Kim D. K., Adachi F., *Performance Analysis of Closed-Loop Like Power Control for Packet Transmission over DS-CDMA in a Multipath Fading Environment*, IEICE Transactions on Communications, vol. E84-B, No. 9, September 2001.
- [55] Kim K. I., *CDMA Cellular Engineering Issues*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 42, No. 3, August 1993.
- [56] Kutz. G., Chass A., *Low Complexity Implementation of a Downlink CDMA Generalized RAKE Receiver*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2002 Fall.
- [57] Kutz. G., Chass A., *On the Performance of a Practical Downlink CDMA Generalized RAKE Receiver*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2002 Fall.
- [58] Laiho J., Wacker A., Novosad T. (editors), *Radio Network Planning and Optimisation for UMTS*. Wiley&Sons, 2002.
- [59] Lee H.J., Cho D-H., *A New User Mobility Based Adaptive Power Control in CDMA System*, IEICE Transactions on Communications, vol. E86-B, No. 5, May 2003.
- [60] Lee J. S., Miller L. E., *CDMA Systems Engineering Handbook*. Artech House, 1998.
- [61] Lee W. C. Y.: *Mobile Communication Engineering*, McGraw Hill, New York, 1982.
- [62] Luo J., Zeidler J. R., *A Statistical Simulation Model for Correlated Nakagami Fading Channels*. In proc. of International Conference on Communications Technology 2000, vol. 2, pp. 1680-1684, China, August 2000.

- [63] Marczak A., Niski R., *Ocena jakości transmisji danych w interfejsie radiowym systemu UMTS z wykorzystaniem dostępnych metod kodowania kanałowego*. Mat. Konf. TI'2004, Gdańsk 2004.
- [64] Mori K., Nagaosa T., Kobayashi H., *Transmission Power Control Based on Predicted SIR for Downlink Common Channel Transmission in CDMA Cellular Packet Communications*, IEICE Transactions on Communications, vol. E86-B, No. 1, January 2003.
- [65] Niski R., *Badanie adaptacyjnych algorytmów dynamicznego sterowania mocą w interfejsie radiowym WCDMA/FDD systemu UMTS*, Mat. Konf. KST'2004, Bydgoszcz 2004.
- [66] Niski R., *Efektywność odbioru RAKE w interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w górę*, Mat. Konf. URSI' 2005, Poznań 2005.
- [67] Niski R., *Estymacja odpowiedzi impulsowej kanału w odbiorniku RAKE*, Mat. Konf. KST'2005, Bydgoszcz 2005.
- [68] Niski R., *Nowy mechanizm dynamicznego sterowania mocą w systemie UMTS*, Mat. Konf. KKRRiT'2004, Warszawa 2004.
- [69] Niski R., *Odbiór adaptacyjny w systemie UMTS*, Automatyzacja i Eksploatacja Systemów Sterowania i Łączności, Gdynia 2005.
- [70] Niski R., *Realizacja nowego mechanizmu dynamicznego sterowania mocą w interfejsie radiowym WCDMA/FDD*, Mat. Konf. KKRRiT'2005, Kraków 2005.
- [71] Niski R., *Wpływ dynamicznego sterowania mocą na efektywność odbiornika RAKE w interfejsie WCDMA/FDD dla miejskiego środowiska propagacyjnego*, Mat. Konf. KKRRiT'2003, Wrocław 2003.
- [72] Niski R., *Wpływ przepłotu na jakość transmisji w systemie UMTS*, Mat. Konf. KKRRiT'2002, Gdańsk 2002.
- [73] Niski R., *Wykorzystanie ciągów pilotowych do odbioru RAKE w interfejsie radiowym WCDMA/FDD w łączu w dół*, Mat. Konf. KKRRiT'2004, Warszawa 2004.
- [74] Papoulis A.: *Prawdopodobieństwo, zmienne losowe i procesy stochastyczne*, WNT, Warszawa, 1972.
- [75] Park J-K., Park J-H., *A channel Estimation Technique for WCDMA System*, IEICE Transactions on Communications, vol. E86-B, No. 4, April 2004.
- [76] Parsa K., Ghassemzadeh S. S., Kazeminejad S., *Systems Engineering of Data Services in UMTS W-CDMA Systems*. IEEE International Conference on Communications ICC'2001, no. 1, June 2001.
- [77] Proakis J. G., *Digital Communications*. Mc Graw Hill Inc., 1989.
- [78] Proakis J. G., Manolakis D. G., *Digital Signal Processing*. Prentice Hall Inc., 1996.
- [79] Proakis J. G., Salehi M., *Communication Systems Engineering*. Prentice Hall Inc., 1994.
- [80] Qaraqe K.A., Roe S., *Channel Estimation Algorithms for Third Generation W-CDMA Communication systems*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2001.
- [81] Rutkowski D., *Materiały do wykładów akademickich z radiokomunikacji*. Politechnika Gdańska.
- [82] Rutkowski D., Sobczak R., *Usługi w systemie UMTS*. Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 11-12, 2002.
- [83] Rutkowski D., *Systemy radiokomunikacyjne z rozpraszaniem widma sygnałów i wykorzystaniem podziału kodowo-czasowego*. Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 1, 1997.
- [84] Rutkowski D., *UMTS – przyszły system globalnej radiokomunikacji ruchomej*. Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 11, 2001.

- [85] Sakamoto M., Huoponen J., Niva I., *Adaptive Channel Estimation with Velocity Estimator for W-CDMA Receiver*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2000.
- [86] Sanada Y., Kajiwara A., Nakagawa M., *Adaptive RAKE Receiver for Mobile Communications*, IEICE Transactions on Communications, vol. E76-B, No. 8, August 1993.
- [87] Sanada Y., Nakagawa M., *Power Control Techniques in a Multihop CDMA Packet Radio Network*, IEICE Transactions on Communications, vol. E79-B, No. 9, September 1996.
- [88] Satoh H., Kobayashi T., *Distributed Power Control for Real-Time and TCP Packet Communications over CDMA Wireless Link*, IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol. E84-A, No. 7, July 2001.
- [89] Schulz-Rittich P., Baltersee J., Fock G., *Channel Estimation for DS-CDMA with Transmit Diversity over Frequency Selective Fading Channels*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2001.
- [90] Shenoi K., *Digital Signal Processing in Telecommunications*. Prentice-Hall Inc., 1995.
- [91] Sklar B., *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems*, Part I: Characterization. IEEE Communications Magazine, July 1997.
- [92] Sklar B., *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems*, Part II: Mitigation. IEEE Communications Magazine, July 1997.
- [93] Song W-G., Lim J-T., *Power Control with Fast Convergence for Wideband CDMA*, IEICE Transactions on Communications, vol. E85-B, No. 6, June 2002.
- [94] Stefański J., *Efektywność odbioru adaptacyjnego w systemie łączności komórkowej GSM*. Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, 2000.
- [95] Stefański J., Gajewski S., *Efektywność sterowania mocą w systemie UMTS*. Mat. Konf. Krajowej Konferencji Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT'2001, Poznań 2001.
- [96] Stefański J., Gajewski S., *Lokalizowanie stacji ruchomej w systemie UMTS*. Mat. konf. X Krajowego Sympozjum Nauk Radiowych URSI'2002.
- [97] Suda H., Kawai H., Adachi F., *A Fast Transmit Power Control Based on Markov Transition for DS-CDMA Mobile Radio*, IEICE Transactions on Communications, vol. E82-B, No. 8, August 1999.
- [98] Tantikovit S., Wang M., *A New RAKE Receiver Structure for the Forward-Link of W-CDMA Systems*, IEICE Transactions on Communications, vol. E85-B, No. 6, June 2002.
- [99] Usuda M., Ishikawa Y., Onoe S., *Optimizing the Number of Dedicated Pilot Symbols for Forward Link in WCDMA Systems*. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'2000 Fall, Tokyo, Japan 2000.
- [100] Vejlggaard B.N., Mogensen P., Knudsen J.B., *Downlink Performance of Channel Estimation and Tracking with High mobile Speed in UMTS*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'1999.
- [101] Wakoh S., Torii H., Nakamura M., *Effectiveness of Power Control for Approximately Synchronized CDMA System*, IEICE Transactions on Communications, vol. E86-B, No. 1, January 2003.
- [102] Wang Y-P.E., Cheng J-F., Englund E., *The Benefits of Advanced Receivers for High Speed Data Communications in WCDMA*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'2002 Fall.
- [103] Wesółowski K., *Systemy radiokomunikacji ruchomej*. WKiŁ, 2001.
- [104] Xiong F., *Digital Modulation Techniques*. Artech House, 2000.

- [105] Yang X., Ghaheri S., Tafazolli R., *Sectorization Gain in CDMA Cellular Systems. 3G Mobile Communication Technologies*, Conference Publication No. 471, IEE 2000.
- [106] Yoon T-W., Kim H-J., Kim W.M., Kang C.G., *Adaptive Minimum-Variance Closed-Loop Power control in CDMA Cellular Systems*, IEICE Transactions on Communications, vol. E85-B, No. 1, January 2002.
- [107] Zieliński R., J., *Jakość świadczenia usług multimedialnych*. Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 7, 2003.
- [108] Ziemer R. E., Peterson R. L., *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*. Macmillan Publishing Company, 1985.