

**Zakład Kompatybilności Elektro-
magnetycznej**

ul. Swojczycka 38
51-501 Wrocław
T:[+71] 36 99 803,
F:[+71] 37 28 878
wroclaw@il.wroc.pl
www.itl.waw.pl



**National Institute
of Telecommunications**

ul. Szachowa 1
PL – 04-894 Warszawa
T: [+48 2] 512 81 00
F: [+48 22] 512 86 25
E-mail: info@itl.waw.pl
www.itl.waw.pl

Optymalizacja parametrów w systemach MIMO z modulacją OFDM

Raport Z21/ 21 30 005 8/ 1000/ 08

WROCLAW grudzień 2008

Nr pracy : 2130 005 8

Nazwa pracy : Optymalizacja parametrów w systemach MIMO z modulacją OFDM

Zleceniodawca : Praca Statutowa

Data rozpoczęcia : Styczeń 2008 r.

Data zakończenia : Grudzień 2008 r.

Słowa kluczowe : WiMAX, LTE, MIMO, OFDM, OFDMA, TOA, DOA

Kierownik pracy : dr inż Marian Oziewicz

Wykonawcy pracy : dr inż Marian Oziewicz

Autorzy raportu	:	dr inż Marian Oziewicz
-----------------	---	------------------------

Zakładu Kompatybilności Elektromagnetycznej Instytutu Łączności we Wrocławiu

Kierownik Zakładu: dr inż. Janusz Sobolewski

Niniejsze opracowanie może być powielane i publikowane wyłącznie w całości
Powielanie i publikowanie fragmentów wymaga uzyskaniu zgody Instytutu Łączności

© Copyright by Instytut Łączności, Wrocław 2008

Spis treści

1.	Wstęp.....	4
2.	Charakterystyka systemów WiMAX oraz LTE.....	6
2.1.	System WiMAX.....	6
2.2.	System LTE (Long Term Evolution)	7
2.2.1.	Łącze w dół	8
2.2.2.	Łącze w górę	11
3.	Charakterystyka systemów MIMO.....	13
3.1.	Modele systemów MIMO	15
3.2.	Przepustowość systemów MIMO-OFDM.....	19
4.	Metody estymacji kanałów w systemach MIMO-OFDM	21
4.1.	Wybrane metody estymacji kanału w systemach MIMO-OFDM	21
4.1.1.	Metoda estymacji MMSE.....	21
4.1.2.	Rozkład SVD funkcji przenoszenia kanału.....	23
4.1.3.	Metoda estymacji kanału poprzez wyznaczanie czasów opóźnień ścieżek sygnału.....	24
5.	Estymacja zakresu czasów opóźnień w systemie MIMO-OFDM	26
5.1.	Wpływ nanosekundowych różnic czasów opóźnień na parametry ścieżek propagacji	26
5.2.	Podstawy konstrukcji algorytmów czasów opóźnień.....	27
5.2.1.	Podstawowe zależności	27
5.2.2.	Zwarte systemy siatek antenowych w nadajniku oraz odbiorniku.....	28
5.2.3.	Siatkę nadawczą stanowi system anten sieci jednoczęstotliwościowej SFN	34
6.	Przykładowe wyniki estymacji czasów opóźnień ścieżek sygnału w systemie MIMO-OFDM	36
6.1.	Rozdzielczość czasów opóźnień ścieżek sygnału. Wyniki symulacji komputerowej	36
6.1.1.	Estymacja czasów opóźnień w systemie OFDM z podziałem zasobów TDD.....	36
6.1.2.	Estymacja czasów opóźnień w systemie OFDMA z podziałami zasobów TDD oraz FDD	40
7.	Warunki optymalizacji wybranych parametrów transmisji.....	46
7.1.	Wzmocnienie wiązki promieniowania anten nadajnika w kierunku stacji nadających najsłabsze sygnały	46
7.2.	Optymalizacja długości przedziału ochronnego symboli OFDM	48
8.	Wnioski	49
	Słownik skrótów i akronimów.....	51
	Literatura:.....	53

1. Wstęp

Projekty WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access Forum) oraz LTE (Long Term Evolution) stanowią kolejne etapy rozwoju systemów bezprzewodowej łączności. Oba systemy oparto na modulacji OFDM oraz wielodostępie OFDMA.

Aby osiągnąć dalsze zwiększenie planowanych parametrów w najnowszych systemach bezprzewodowej komunikacji planowane jest wprowadzenie systemów wieloantenowych MIMO (Multiple Input Multiple Output) w odróżnieniu od dotychczas stosowanego systemu SISO (Single Input Single Output) z pojedynczymi antenami po stronie nadawczej oraz odbiorczej.

Podstawową cechą systemów MIMO jest wykorzystanie skutków wielodrogowej propagacji – dotąd negatywnych dla komunikacji bezprzewodowej - dla zwiększenia efektywności transmisji przez wzrost stosunku sygnału do szumu lub wzrost szybkości transmisji bez zwiększania szerokości kanału transmisyjnego.

Rozpoznawanie możliwości systemów MIMO to osiągnięcia ostatnich lat dotąd nie objęte specyfikacją. Aktualnie systemy MIMO są wprowadzane w najnowszych wariantach bezprzewodowych systemów dostępowych jako elementy wariantowe. W taki sposób uwzględniono systemy wieloantenowe MIMO w specyfikacjach sieci WiMAX 802.16-2004 oraz WiMAX 802.16e.

Również projekt grupy 3GPP (3rd Generation Partnership Projekt) – kolejny istotny etap w rozwoju ruchomej bezprzewodowej komunikacji – pod nazwą LTE (Long Term Evolution) zakłada wariantowe wprowadzenie systemu MIMO ze względu na większą przepustowość, czy większe pokrycie sygnałem obszaru lokalnej komórki.

Systemy wieloantenowe można stosować zarówno w systemach z jedną nośną (single-carrier) jak i systemach wielotonowych (multi-carrier). Ze względu na odporność systemów wielotonowych na interferencje wielodrogowe w przyszłych systemach o dużych przepustowościach zakłada się modulację wielotonową OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Efektywność systemów MIMO zależy w istotnym stopniu od dokładności (stopnia rozdzielczości) estymacji kanału po stronie odbiorczej. Ze względu na większą efektywność stosowana jest demodulacja koherentna wykorzystująca stan pilotowych podnośnych sygnału OFDM. W przypadku, gdy informacja o stanie kanału CSI (Channel State Information) przekazywana kanałem zwrotnym służy w nadajniku do adaptacji parametrów transmisji – konieczna jest również predykcja stanu kanału. W kanałach zmiennych w czasie – predykcja adaptacyjna uwzględniająca prognozy zmian w kolejnych symbolach sygnału.

Metody estymacji kanału nie są określane specyfikacjami systemu dlatego wybór konkretnej metody zależy od producenta sprzętu.

Zarówno system WiMAX jak i LTE posiadają koncepcyjnie zbliżone warstwy fizyczne. Systemy dostępowe WiMAX oraz LTE opierają się na systemie techniki modulacji OFDMA.

Sieci antenowe w systemach MIMO stwarzają potencjalnie nowe możliwości optymalizacji transmisji. Powstaje pytanie, czy można wykorzystać wariant MIMO w systemach z modulacją OFDM do adaptacyjnego ustalania wybranych parametrów tych systemów:

- optymalizację połączenia BS z najbardziej oddalonymi użytkownikami systemów o przyznanym grantach poprzez powiązanie systemów wieloantenowych MIMO z systemem określania położenia stacji nadawczej DOA i sterowania wiązką nadajnika w kierunku stacji nadającej sygnały najsłabsze

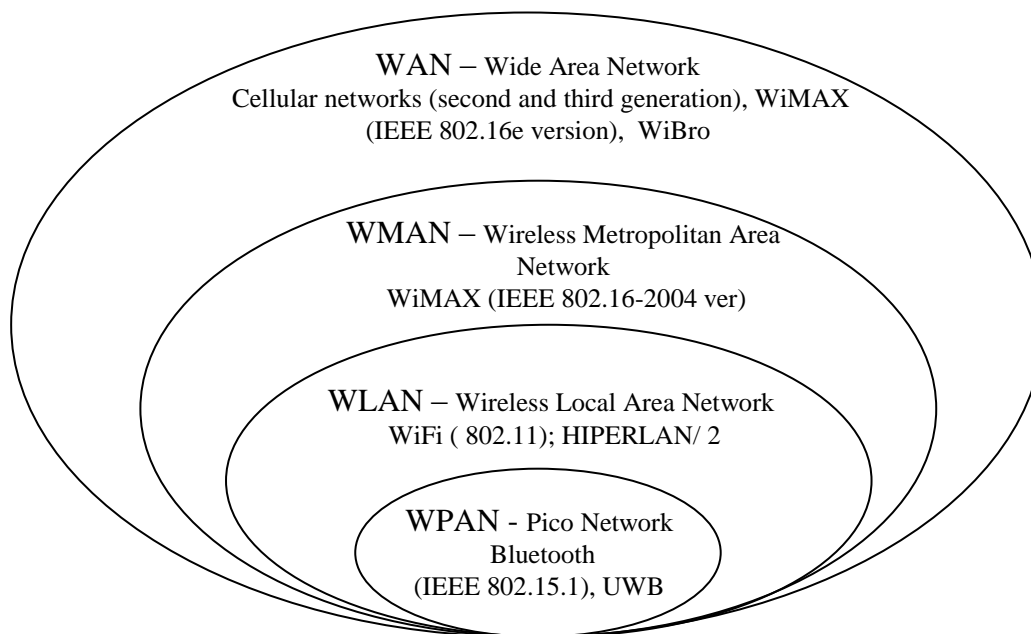
- optymalizację wykorzystania mocy oraz zasięgu systemu stacji bazowej (BS) poprzez ograniczenie aktualnego zasięgu do realnych potrzeb
- optymalizację długości przedziału ochronnego symboli OFDM, a przez to długości ramki i efektywnego czasu transmisji

Analiza możliwości optymalizacji wskazanych wielkości wymaga przeglądu istniejących rozwiązań w dziedzinie systemów z zastosowaniem układów wieloantenowych MIMO-OFDM, a w szczególności metod estymacji kanału w bezprzewodowych systemach dostępnych.

W pracy poddano analizie systemy wieloantenowe zwarte, gdzie zarówno siatki antenowe nadawcze jak i odbiorcze umieszczone są w odległościach nanosekundowych (adaptując miary odległości z astronomii), jak i anteny nadawcze rozstawione w odległościach mikrosekundowych, co ma miejsce w sieciach jednoczęstotliwościowych SFN.

2. Charakterystyka systemów WiMAX oraz LTE

Miejsce systemów WiMAX w kategoryzacji systemów łączności bezprzewodowej ilustruje rys. 1.



Rys. 1. Typy bezprzewodowych sieci komputerowych

Poszczególne systemy różnią się zasięgiem, wielkością pokrycia, szybkością działania oraz zdolnością do odbioru w ruchu.

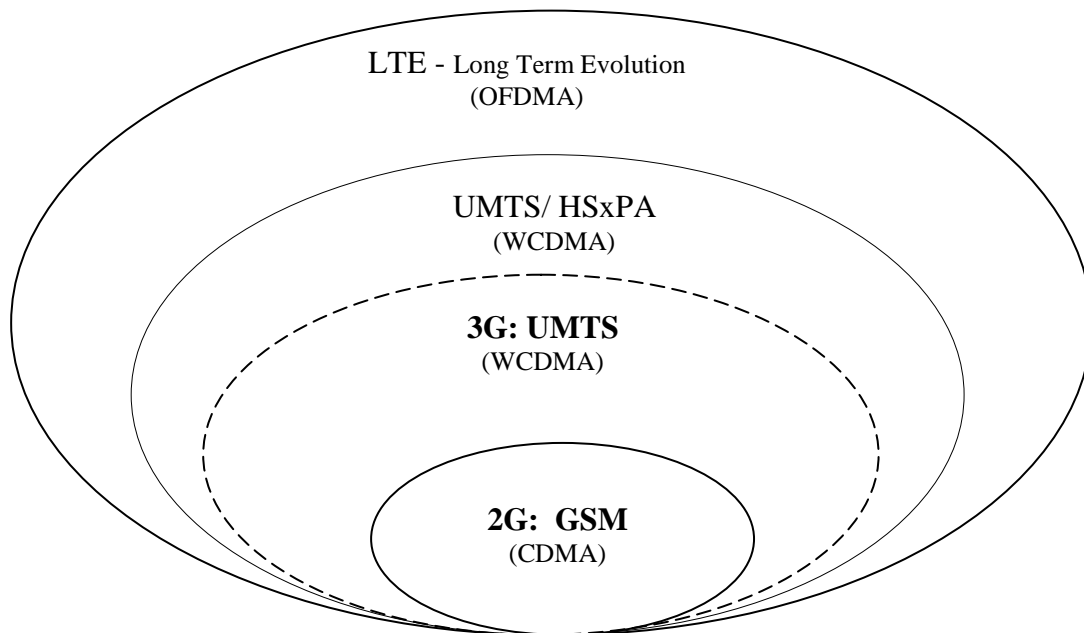
2.1. System WiMAX

W systemie WiMAX zarówno w łączu w dół jak i w górę przyjęto wielodostęp OFDMA [1], [2], [3]. Wariantowo specyfikacja systemu dopuszcza stosowanie systemu MIMO w układzie anten 2 x 2, czyli dwie anteny w nadajniku, oraz dwie w stacji ruchomej.

System WiMAX jest już dostępny na rynku i jest dobrze opisany, dlatego nie omawiamy tutaj jego parametrów.

2.2. System LTE (Long Term Evolution)

System LTE jest odpowiedzią planistów systemów telefonii komórkowej na wykreowanie mobilnego bezprzewodowego systemu dostępowego sieci komputerowej WiMAX. Podczas roboczego spotkania w 2004 roku w Toronto (3GPP RAN Evolution Workshop) przyjęto ogólne założenia dla systemu. Wymagania postawione bezprzewodowemu interfejsowi systemu LTE zakładają możliwość odbioru ruchomego telewizji HDTV, interaktywny dostęp do telewizji i Internetu, korzystanie z gier komputerowych w czasie bieżącym z partnerami w rozproszonych lokalizacjach. System ma być dostępny na rynku od 2010 roku.



Rys. 2. Typy systemów telefonii komórkowej

Planowane parametry systemu LTE obejmują [4],[5],[6]:

- elastyczne pasmo częstotliwości w granicach 5 – 20 MHz ,
- techniki TDD (Time Division Duplex) oraz FDD (Frequency Division Duplex) co pozwala planować 10 kanałów dwukierunkowych oraz 4 kanały jednokierunkowe,
- włączenie procedur samoorganizacji oraz optymalizacji co ułatwia osiągnięcie maksymalnej planowanej szybkości 100 Mbit/s w łączu w dół, oraz 50 Mbit/s w łączu w górę
- zwrotny czas opóźnienia (round-trip time) poniżej 10 ms

Osiągnięcie tych wymagań stało się możliwe dzięki wykorzystaniu modulacji OFDM (dla łączu w górę SC FDMA) i rezygnacji z kompatybilności z poprzednimi wersjami systemu z modulacją WCDMA. Zapewniono natomiast roaming i łączność z istniejącymi sieciami komórkowymi generacji 2G i 3G poprzez interfejsy projektowane równolegle w ramach opartej na protokołach IP sieciowej architekturze systemu SAE (System Architecture Evolution). Optymalizacja współpracy sieci CDMA oraz LTE-SAE jest tematem współpracy organizacji 3GPP oraz 3GPP2, która zajmuje się standaryzacją systemów CDMA.

Odbiornikami w systemie LTE będą telefony, notebooki, terminale PDA, kamery, konsole gier elektronicznych [8],[9],[10],[11].

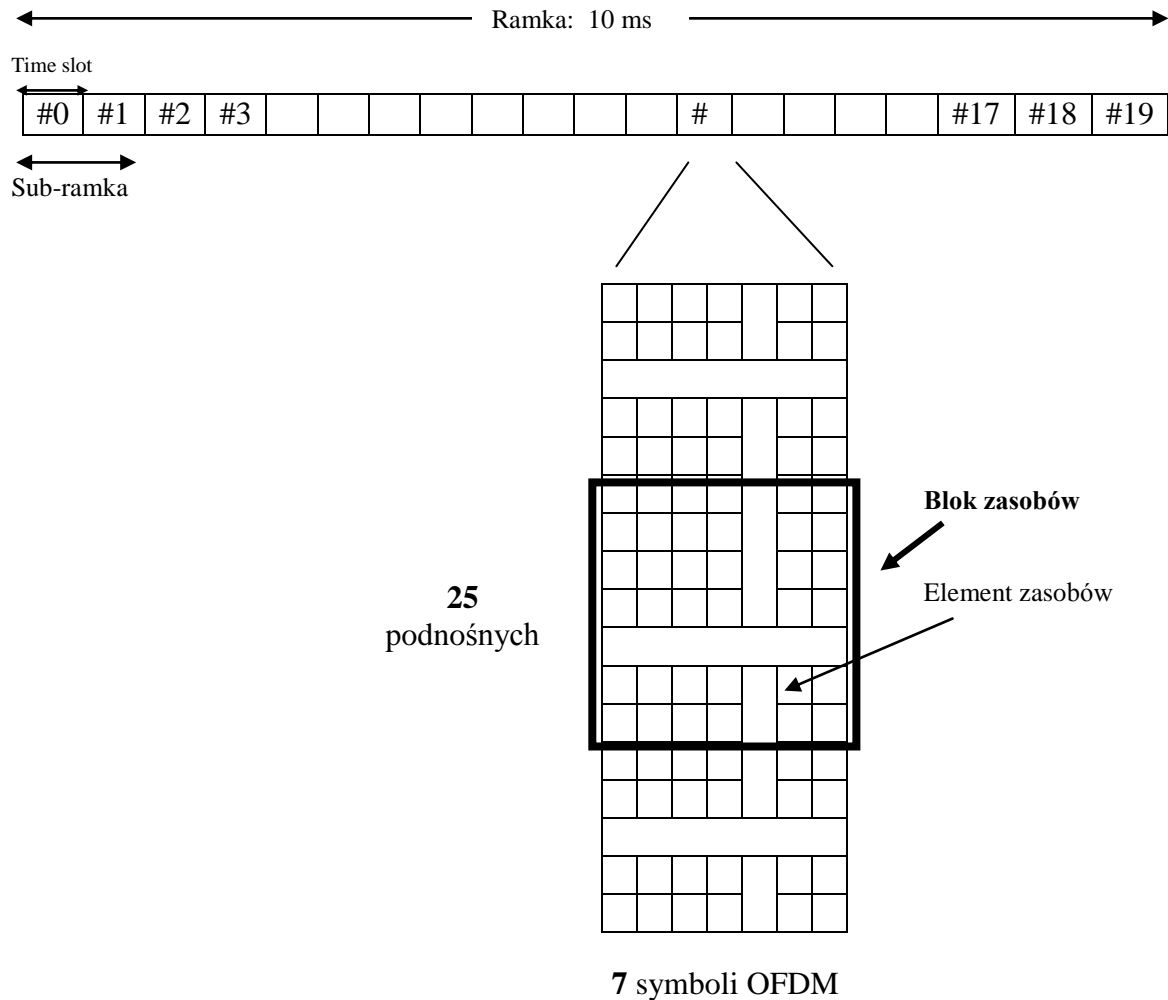
2.2.1. Łącze w dół

Podstawowe parametry transmisji w dół w systemie LTE zawarte są w tabeli 1 [6].

Tabela 1. Parametry transmisji w dół w systemie LTE

Transmission BW [MHz]	1.25	2.5	5	10	15	20
Sub-frame duration	0.5 ms					
Sub-carrier-spacing / T_U length	15 kHz $\rightarrow T_U = 67 \mu\text{s}$					
Sampling frequency [MHz]	1/2 x 3.84	3.84	2 x 3.84	4 x 3.84	6 x 3.84	8 x 3.84
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048
Number of occupied su-carriers	76	151	301	601	901	1201
$T_s = T_g + T_U$ [us] short long	$4.7 + 67 = 71.7$ $16.7 + 67 = 83.7$					
OFDM symbols per time slot (0.5 ms)	$500 \mu\text{s} / T_s =$ 7 (short CP) 6 (long CP)					
CP length / samples short long	4.69/ 9 16.67/ 32	4.69/18 16.67/ 64	4.69/36 16.67/ 128	4.69/72 16.67/ 256	4.69/108 16.67/ 384	4.69/144 16.67/ 512

Łącze w dół systemu LTE oparte jest na technologii OFDMA. Rzutowanie ciągu danych warstwy fizycznej na symbole OFDM w technologii OFDMA odbywa się poprzez przydziały bloków fizycznych zasobów **PRB** (ang. Physical Resource Blocks). Zasoby w siatce czasowo-częstotliwościowej warstwy fizycznej podzielone są na bloki (resource blocks) niezależnie modulowane i przydzielane poszczególnym użytkownikom. Pojedynczy blok w szczególności czasowej 0.5 ms zajmuje **25 podnośnych** ($\times 15 \text{ kHz} = 375 \text{ kHz}$) w sekwencji 7 symboli OFDM (w jednej subramce), co ilustruje rys. 3.



Rys. 3. Wymiary bloków grantów w systemie LTE

Podnośne poszczególnych bloków mogą być

- zlokalizowane, gdy włączają kolejne podnośne
- rozproszone, jeśli składają się z równomiernie rozdzielonych podnośnych symbolu OFDM

Testy symulacyjne wskazały różne zalety obu typów bloków.

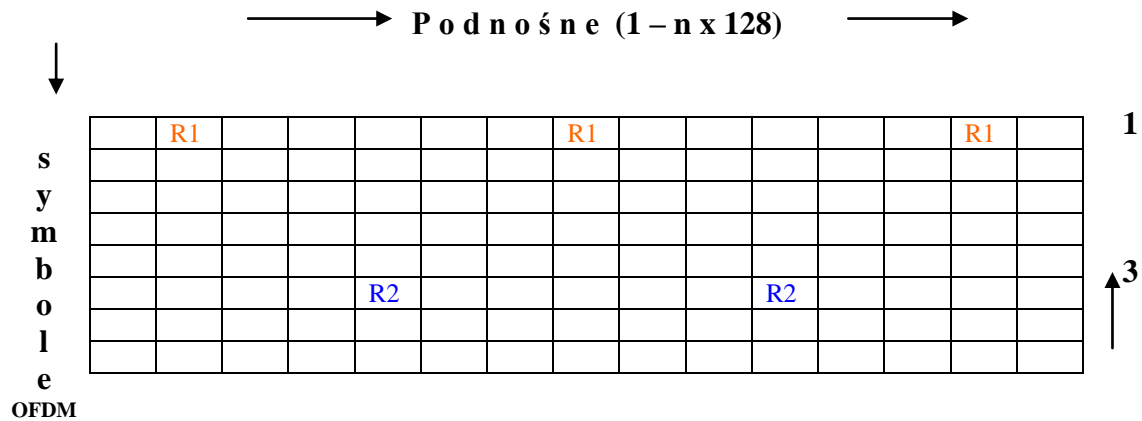
Podział zasobów na bloki zlokalizowane oraz rozproszone może być statyczny bądź dynamiczny w ramach poszczególnych subramek.

Przydział poszczególnych bloków zależy m.in. od wskaźnika jakości kanału CQI (ang. Channel Quality Indicator) – różniącego się naogół dla różnych podnośnych – i ocenianego w stacji bazowej na podstawie parametrów kanałów poszczególnych użytkowników.

Podnośne pilotowe w łączu w dół systemu LTE rozmieszczone są w każdej subramce sygnału i służą do:

- pomiarów jakości kanału w dół
- estymacji kanału w dół w przypadku demodulacji koherentnej
- oceny parametrów komórki podczas włączania potencjalnych użytkowników do sieci

Jak ilustruje to rys. 4 - pierwsze pilotowe podnośne umieszczane są w pierwszym OFDM symbolu każdej 0.5 ms subramki w co szóstą podnośną poczynając od drugiej. Drugie pilotowe podnośne w tej samej subramce w trzecim od końca symbolu OFDM również rozmieszczone są w co szóstą podnośną, lecz poczynając od piątej podnośnej [6]. Rozkład ten nie zależy od długości cyklicznego prefiksu CP.



Rys. 4. Rozkład pilotowych podnośnych w subramce OFDMA

W przypadku **transmisji wieloantenowej** w dół (podstawowe dwie, lecz dopuszczalne cztery anteny zarówno w stacji bazowej jak i odbiorczej) konieczne jest wykreowanie układu wzajemnie ortogonalnych podnośnych pilotowych dla każdej anteny w celu estymacji wszystkich kanałów.

Ze względu na znaczne obciążenie obliczeniowe systemu **MIMO** przyjmuje się aktualizację parametrów systemu MIMO co 10 ramek, czyli co 100 ms. Aktualnie stosowane układy mają więc zastosowanie dla kanałów wolnozmiennych.

Ortogonalność poszczególnych układów zapewnia się korzystając z ortogonalności podnośnych systemu OFDM poprzez przesuwanie pierwotnego układu w zbiorze częstotliwości podnośnych, dla każdej anteny niezależnie.

W przypadku systemu wielokomórkowego związanego z jedną stacją bazową ortogonalność pilotowych podnośnych z różnych komórek jest realizowana poprzez mnożenie układu pierwotnego przez ortogonalne siatki kodów [12].

Dla koherentnej demodulacji sygnału **MBMS** (ang. Multimedia Broadcasting Multicast System) w układzie wielokomórkowym stosuje się systemy pilotów odpowiadające poszczególnym komórkom.

Parametry transmisji w dół skierowanej do wskazanego użytkownika – by mógł odebrać sygnał w dół - zawierają:

- identyfikator ID komórki sieci
- wskazanie przyznanego zasobów (bloków PRB)
- okres czasu, w którym przydział obowiązuje
- typ transmisji wieloantenowej (MIMO / beamforming)
- schemat modulacji (QPSK, 16 QAM, 64 QAM)
- rozmiar przyznanego zasobów (modulacja x pojemność bloków PRB)

Parametry przyznanej transmisji w górę (ang. uplink grant) są podawane w komunikacie o przyznaniu grantu (ang. uplink scheduling grant) i zawierają:

- identyfikator ID komórki sieci

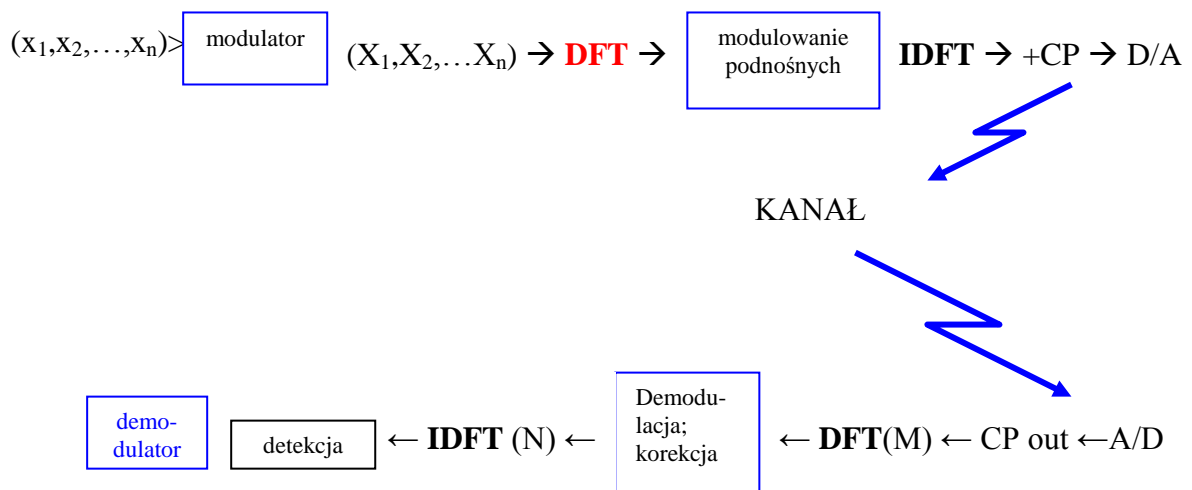
- wskazanie przyznaných zasobów (bloki PRB)
- okres czasu, w którym przydział obowiązuje
- bezpośrednie parametry transmisji (rodzaj modulacji; typ MIMO)

2.2.2. Łącze w górę

Łącze w górę wykorzystuje wersję modulacji OFDM z wstępnym przetwarzaniem symboli modulujących o nazwie SC FDMA (ang. Single Carrier - Frequency Division Multiple Access).

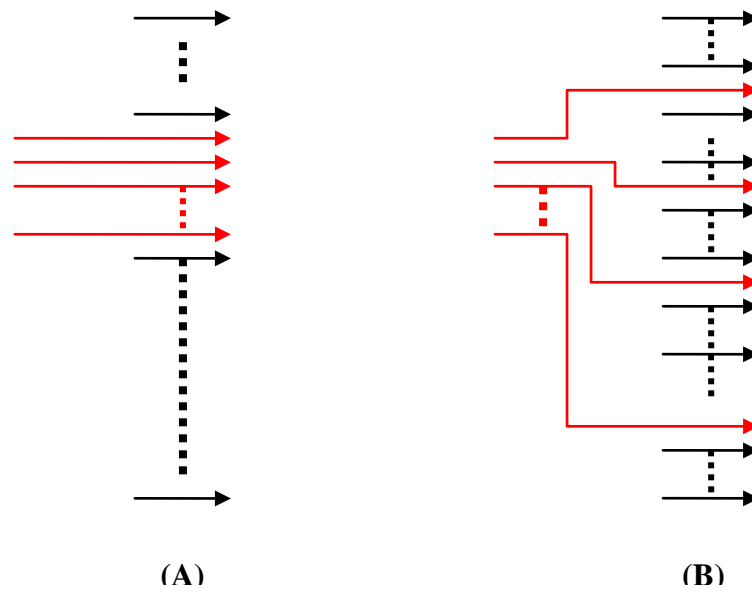
Podstawową zaletą systemu SC FDMA jest obniżenie stosunku wartości szczytowej sygnału do wartości średniej (współczynnik PAPR – Peak to Average Power Ratio).

Schemat blokowy systemu SC-FDMA przedstawia rys. 5.



Rys. 5. Schemat organizacji kanału w górę w systemie LTE

Modulacja SC FDMA zapewnia ortogonalność sygnałów współużytkowników systemu poprzez emisję pełnego zestawu podnośnych z wyzerowanymi podnośnymi spoza przydziału, co ilustruje rys. 6.



Rys.6. Lokalizowane (A) oraz rozproszone (B) podnośne bloku fizycznego zasobu w ramach przyznanego grantu

System SC FDMA ułatwia efektywną kompensację kanału w domenie częstotliwości po stronie odbiorczej. W ramach grantów stacja bazowa przydziela poszczególnym użytkownikom (stacjom ruchomym) w danej komórce krotność bloków fizycznych zasobów **PRB** (inaczej: **RU** Resource Units) w poszczególnych subramkach.

3. Charakterystyka systemów MIMO

Istnieje szereg różnych typów systemów MIMO (ang. Multiple In Multiple Out) [11][12]. Generalnie system MIMO definiujemy jako system stosujący szereg anten po stronie nadawczej i/ lub odbiorczej pracujących w jednym kanale (z jedną częstotliwością nośną). Podstawowe typy MIMO to:

- A. Zróżnicowanie przestrzenne (ang. spatial diversity)
- B. Multipleks przestrzenny (ang. spatial multiplexing)
- C. MIMO z wstępnym kodowaniem (ang. pre-coding scheme)
- D. SFN MIMO (ang. virtual MIMO) - sieć z antenami nadawczymi rozdzielonymi przestrzennie.

Ad A. Zróżnicowanie przestrzenne polega na takim kodowaniu przestrzenno-czasowym po stronie nadawczej, by kolejne symbole rozseparowane na różnych antenach, z powtórzeniami permutowanymi między antenami w kolejnych szczelinach czasowych, dawały łącznie w antenie odbiorczej po dekodowaniu przestrzenno-czasowym sygnał wzmacniony ($m_T \times m_R$) – krotnie. Celem takiego systemu jest więc zwiększenie stosunku sygnału użytecznego do szumu, a przez to zmniejszenie stopy błędu sygnału dla każdego z odbiorców.

Rozróżnia się zróżnicowanie przestrzenne po stronie nadawczej oraz odbiorczej zależnie od tego, anteny której strony tworzą zróżnicowane kanały transmisyjne.

Przepustowość systemu z zróżnicowaniem przestrzennym nie przekracza przepustowości systemu SISO.

Przykładem zróżnicowania przestrzennego jest koder 2 x 1 Alamouti'ego [13].

Ad. B. Multipleks przestrzenny rozdziela równoległe kolejne symbole (bloki symboli) między poszczególne anteny nadajnika. W odbiorniku sygnały z poszczególnych anten nadawczych odbierane są jako równoległe strumienie danych. Ich rozkodowanie wymaga odpowiedniej liczby anten odbiorczych z niezależnymi dekodernami przestrzenno-czasowymi. Celem systemu jest zwiększenie przepustowości sygnału dla każdego z użytkowników systemu bez rozszerzania kanału.

Przepustowość systemu określona jest mniejszą liczbą anten spośród nadawczych m_T oraz odbiorczych m_R . Wynika to z możliwości rozwiązywania m_R równań liniowych z m_T niewiadomymi symbolami z różnych anten nadawczych. Aby system równań posiadał wyznacznik różny od zera - współczynniki przy niewiadomych w poszczególnych równaniach winny się różnić. Ponieważ współczynniki są sumą wzmacnień odpowiednich ścieżek sygnału – układ jest rozwiązywalny, gdy ścieżki propagacji między poszczególnymi parami anten nadawczych i odbiorczych się różnią. Ma to miejsce w zabudowie śródmiejskiej dla odpowiednio wysokich częstotliwości i tylko w takich warunkach można liczyć na zwiększoną przepustowość systemu MIMO z przestrzennym multipleksem.

Ad. C. Systemy MIMO z wstępnym kodowaniem poprzedzającym kodowanie przestrzenno-czasowe są koniecznością w przypadku optymalizacji transmisji w kanałach zmieniających się w czasie. Informacje o stanie poszczególnych kanałów są przekazywane z odbiornika kanałem zwrotnym do nadajnika, który na tej podstawie optymalizuje transmisję zgodnie z przyjętym algorytmem.

Ad D. W odróżnieniu od systemu z skoncentrowanymi antenami nadawczymi w obrębie jednego nadajnika – jednoczęstotliwościowy system nadawczy SFN (Single Frequency Network)

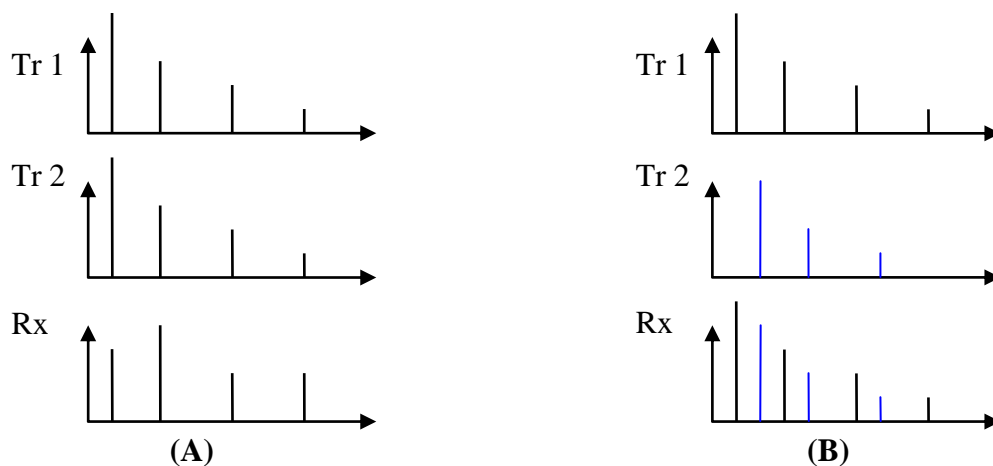
traktowany jako system MIMO (**SFN MIMO**) posiada anteny nadawcze rozdzielone przestrzennie. Zakłada się, że każda podsieć zapewnia pokrycie sygnałem w całym obszarze sieci SFN.

System MIMO-SFN wymaga odpowiedniej konstrukcji symboli OFDM (długość przedrostka CP) oraz systemu zarządzania (scheduler).

Różnice profili MDP (Multipath Delay Profile) w przypadku systemu antenowego zwartego (A) oraz SFN (B) ilustruje rys. 7.

W systemie zwartym parametry ścieżek każdej z anten nadawczych są takie same i w antenie odbiorczej będą różnić się jedynie fazami dając w efekcie układ ścieżek o takich samych opóźnieniach, lecz różnych amplitudach.

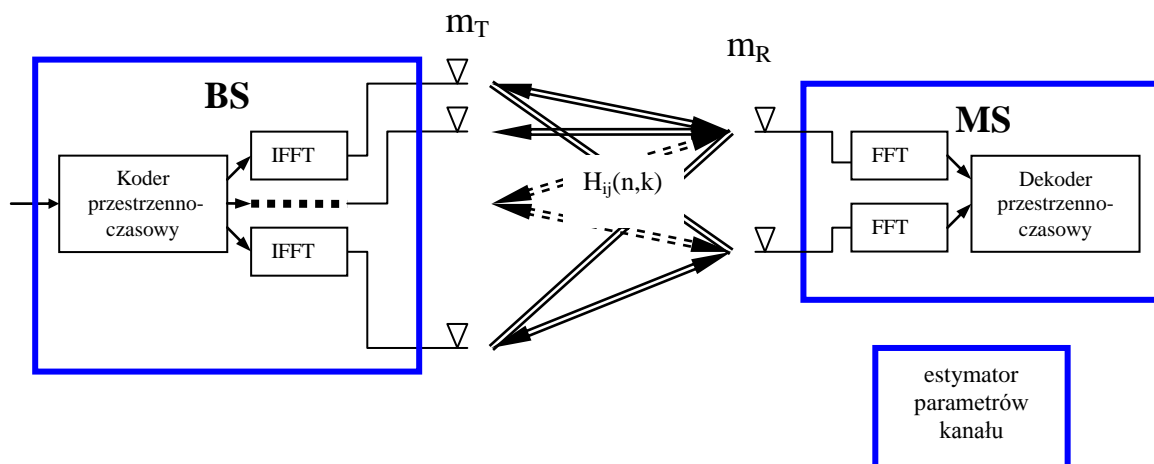
W systemie SFN każda z anten siatki transmituje własny układ ścieżek sygnału, które w antenie odbiornika tworzą łączny sumaryczny profil MDP.



Rys. 7. Profile opóźnień wielodrogowych MDP w systemie zwartym (A) oraz jednoczęstotliwościowym SFN (B)

3.1. Modele systemów MIMO

Podstawowa struktura systemu MIMO-OFDM przedstawiona jest na rys.8, gdzie m_T anten umieszczonych jest w nadajniku, oraz m_R anten w każdym z odbiorników.



Rys. 8. Blokowy diagram systemu MIMO

Binarny ciąg bitów sygnału przechodzi wstępnie przetwarzanie:

- Kodowanie korekcyjne
- Rzutowanie na konfigurację modulacji

Następnie ciąg symboli modulujących dzielony jest na kilka strumieni, każdy do innego sensora siatki antenowej. Doprowadzenie strumieni do anten poprzedzone może być wstępnym przetwarzaniem włączającym:

- mnożenie przez zespolone współczynniki wagowe
- przestrzenno-czasowe kodowanie wstępne
- przeplot częstotliwościowy

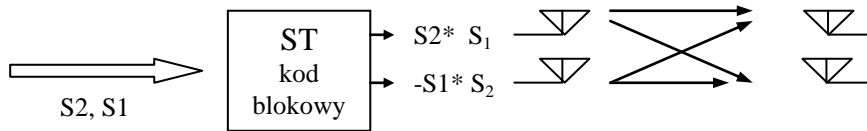
Po filtracji, przesunięciu do kanału nośnego i wzmocnieniu skomponowany sygnał jest emitowany przez układ antenowy.

Po stronie odbiorczej sumaryczne strumienie z anten odbiorczych są rozdzielane i demodulowane.

Zasadniczą częścią systemu MIMO jest koder przestrzenno-czasowy po stronie nadawczej i dekodek po stronie odbiorczej.

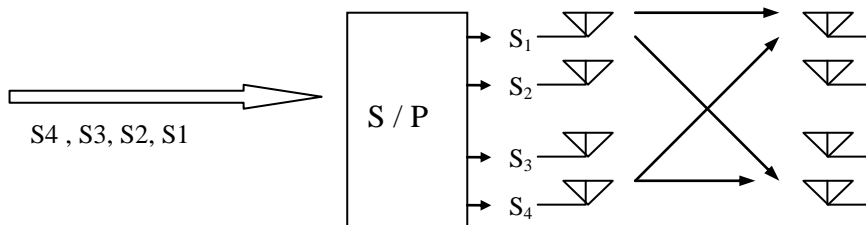
Podstawowe schematy kodowania przestrzennego to zróżnicowanie przestrzenne oraz multipleks przestrzenny.

W celu ograniczenia zaników kanału transmisyjnego MIMO stosowane jest **zróżnicowanie przestrzenne**, w którym odbiornik otrzymuje repliki tego samego sygnału poprzez różne kanały w kolejnych szczelinach czasowych, co ilustruje rys 9.



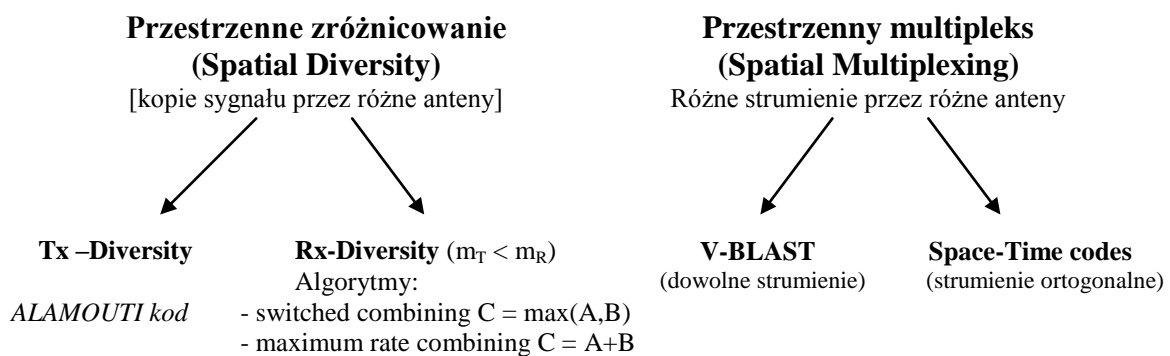
Rys. 9. Schemat różnicowania przestrzennego

W celu zwiększenia przepustowości systemu wieloantenowego stosuje się **multiplex przestrzenny** polegający na równoległej transmisji kolejnych sygnałów przez różne anteny w jednej szczelinie czasowej, co ilustruje rys 10.



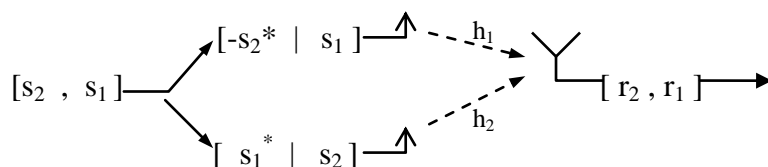
Rys. 10. Schemat multipleksu przestrzennego

Zróżnicowanie przetwarzania w systemach MIMO ukazuje rys. 11:



Rys. 11. Zasadniczy podział przetwarzania w systemach MIMO

Aktualnie najszersze praktyczne zastosowania znalazł **koder przestrzenno-czasowy Alamouti'ego** realizujący różnicowanie przestrzenne dla układu anten 2 x 2, co ilustruje rys. 12. Każda para kolejnych symboli z modulatora nadajnika jest transmitowana przez dwie anteny w kolejnych szczelinach czasowych. W pierwszej szczelinie symbole (s_1, s_2), a następnie symbole przetworzone ($-s_2^*, s_1^*$).



Rys. 12. Schemat działania kodera przestrzenno-czasowego Alamoutiego

Sygnały odbierane w dwóch kolejnych szczelinach czasowych mają postać:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + n_1 \\ r_2 &= h_1 \cdot (-s_2^*) + h_2 \cdot s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad /3.1/$$

lub, po sprzężeniu drugiego równania, w formie macierzowej:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad /3.1a/$$

Mnożąc obustronnie przez odwrotność macierzy H $\times \det(H) [= -(|h_1|^2 + |h_2|^2)]$:

$$H^{-1} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix}$$

otrzymujemy:

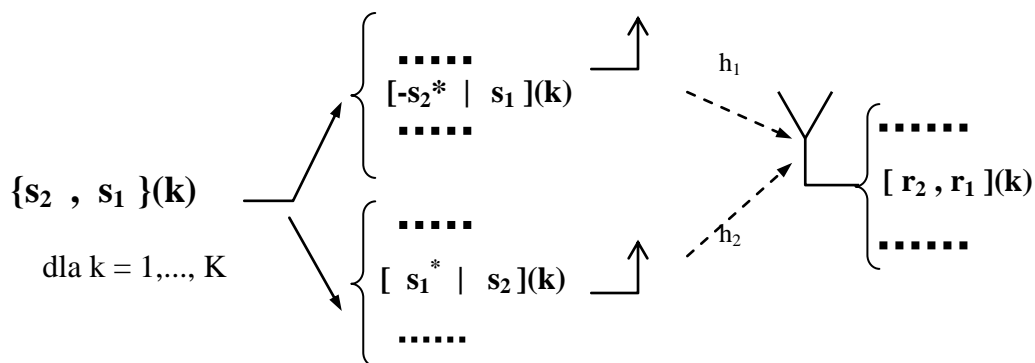
$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (|h_1|^2 + |h_2|^2) \cdot s_1 + \tilde{n}_1 \\ (|h_1|^2 + |h_2|^2) \cdot s_2 + \tilde{n}_2 \end{bmatrix} \quad /3.1b/$$

co daje stopień różnorodności równoważny systemowi dwukanałowemu.

W systemach z modulacją OFDM schemat Alamouti'ego można realizować jako:

- **Koder przestrzenno-czasowy**

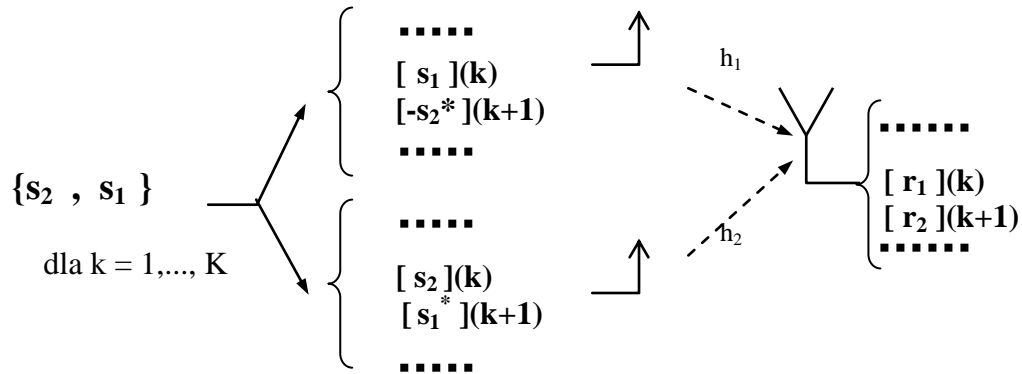
W systemie z dwoma antenami nadawczymi transmitującymi symbole OFDM z K podnośnymi schemat Alamouti'ego z powtarzaniem sygnałów modulujących w dwóch kolejnych szczelinach czasowych stosowany jest do kanału każdej podnośnej w obu antenach. Ilustruje to rys. 13.



Rys. 13. Zastosowanie kodera przestrzenno-czasowego Alamouti'ego w dwuantenowym systemie z modulacją OFDM

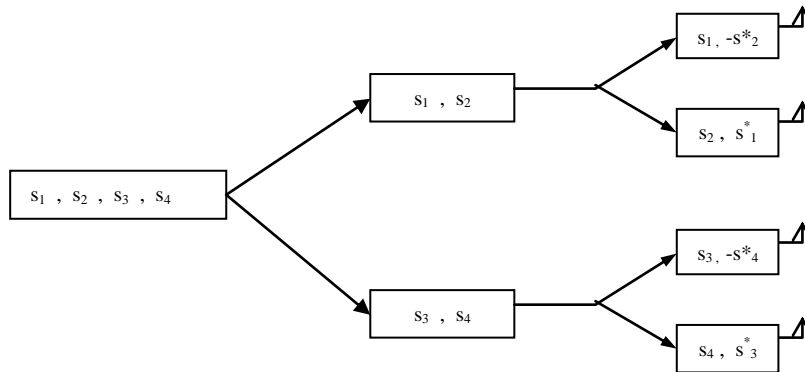
- **Koder przestrzenno - częstotliwościowy**

Zamiast kolejnych szczelin czasowych schemat Alamouti'ego można stosować do par podnośnych w obu antenach nadawczych, zgodnie z schematem z rys. 14



Rys. 14. Zastosowanie kodera przestrzenno-częstotliwościowego Alamouti'ego w dwuantenowym systemie z modulacją OFDM

Przykładowe połączenie multipleksu z różnicowaniem przestrzennym zobrażone zostało na rys. 15.



Rys. 15. System MIMO z mieszanym koderem przestrzenno-czasowym

Symbole modulujące rozprowadzane są w tym systemie zgodnie z schematem:

$$[s_1, s_2, s_3, s_4] \Rightarrow \begin{bmatrix} [s_1, s_2] \\ [s_3, s_4] \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} s_1, -s_2^* \\ s_2, s_1^* \\ s_3, -s_4^* \\ s_4, s_3^* \end{bmatrix}$$

Rys. 16. Przykład połączenia multipleksu z różnicowaniem przestrzennym

3.2. Przepustowość systemów MIMO-OFDM

Kanał systemu MIMO-OFDM w przypadku nie oddziałujących anten siatek nadawczych oraz odbiorczych można sprowadzić do zbioru równoległych nie selektywnych MIMO kanałów [14], [15], [16], [17].

Przepustowość kanału jest sumą przepustowości niezależnych N podkanałów propagacyjnych między różnymi parami anten opisanych macierzą $H(k)$. Stosując rozkład SVD macierzy $H(k)$ otrzymujemy m_T prostych kanałów o wzmacnieniu mocy określonym przez odpowiednie wartości własne $|\lambda_{H_i}(k)|^2$ macierzy diagonalnej rozkładu SVD. Każdy kanał posiada przepustowość określoną wzorem Shannona. Można tu wyróżnić kilka przypadków:

- I.** Dla k podkanałów informacyjnych w symbolach OFDM z jednakowym rozkładem mocy w poszczególnych antenach oraz podkanałach, przepustowość C systemu wieloantenowego MIMO-OFDM w przeliczeniu na kanał transmisyjny wyraża się wzorem:

$$C = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{m_T} \log_2 \left\{ 1 + \frac{P_T}{N \cdot m_T \sigma^2} |\lambda_{H_i}(k)|^2 \right\} \quad /3.2/$$

gdzie:

- N - liczba informacyjnych podnośnych symboli OFDM
- P_T - całkowita moc sygnału w podnośnych informacyjnych wszystkich anten nadajnika
- σ^2 - wariancja szumu w każdej z anten odbiornika
- m_T - liczba anten nadajnika
- m_R - liczba anten odbiornika
- $H(k)$ - macierz ($m_T \times m_R$) kanałów systemu MIMO-OFDM dla podnośnej 'k'
- $\lambda_{H_i}(k)$ - i -ta wartość własna rozkładu SVD macierzy $H(k)$

- II.** W przypadku niejednorodnego rozkładu mocy na podnośnych przepustowość systemu MIMO-OFDM jest dana wzorem:

$$C = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{m_T} \log_2 \left\{ 1 + \frac{1}{\sigma^2} p_i(k) \cdot |\lambda_{H_i}(k)|^2 \right\} \quad /3.3/$$

gdzie $p_i(k)$ oznacza alokację mocy i -tego kanału dla podnośnej k , przy czym zachodzi

$$P_T = \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{m_T} p_i(k) \quad /3.3a/$$

- III.** Jeżeli przydział mocy na każdą z podnośnych jest równy P_T/N , a następnie rozdzielony optymalnie między sensory 'i' siatki antenowej, wówczas

$$p_i(k) = \max \left(\mu(k) - \frac{\sigma^2}{|\lambda_i(k)|^2}, 0 \right) \quad /3.4/$$

gdzie $\mu(k)$ jest tak dobrane, by zachodził warunek zachowania mocy na każdej podnośnej 'k':

$$\sum_{i=1}^{m_T} p_i(k) = P_T/N \quad /3.4a/$$

IV. Jeśli moc promieniowana ma być dobrana optymalnie zarówno względem podnośnych, jak i sensorów siatki nadawczej wówczas zmienna $\mu(k)$ jest dobierana według algorytmu 'wypełniania wodą' tak, by dla wszystkich podkanałów we wszystkich sensorach łącznie spełniony był warunek zachowania mocy:

$$\sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{m_T} p_i(k) = P_T \quad /3.5/$$

W przypadku niskiego stosunku sygnału do szumu algorytm 'wypełniania wodą' może w pewnych przypadkach przyznać moc podnośnej równą zero.

Dalsze prace nad wyliczaniem przepustowości kanałów MIMO-OFDM obejmują przypadki występowania sprzężeń między sensorami siatek nadawczej, odbiorczej, oraz jednocześnie obu.

Wszystkie modele MIMO zakładają idealną znajomość macierzy kanału $\mathbf{H}(\mathbf{k})$ dla poszczególnych kanałów informacyjnych. Dane te składają się na parametry CSI (ang. Channel System Information).

Zakres wypełniania warunku znajomości aktualnego stanu kanału zależy od metod estymacji kanału.

4. Metody estymacji kanałów w systemach MIMO-OFDM

Metody estymacji kanału w systemach MIMO-OFDM nie są zastrzeżone w specyfikacji systemu. Zależą więc od producentów sprzętu. Dla określonego specyfikacją rozkładu podnośnych pilotowych o znanych modulacjach w odbiorniku stosowany jest algorytm estymacji wybrany przez producenta odbiorników. Dla różnych typów odbiorników algorytm demodulacji mogą być różne.

4.1. Wybrane metody estymacji kanału w systemach MIMO-OFDM

Metody estymacji kanału w systemach MIMO-OFDM w istotny sposób zależą od systemu rozkładu oraz modulacji podnośnych pilotowych w blokach OFDM. Spośród szeregu metod prezentowanych w publikacjach z tematyki MIMO-OFDM [18], [19] przytaczamy trzy podstawowe: poprzez rozkład SVD, metodą MMSE oraz przez czasy opóźnień sygnału.

4.1.1. Metoda estymacji MMSE

W systemach OFDM z przedziałem ochronnym przekraczającym dyspersję czasów opóźnienia kanału odpowiedź częstotliwościowa kanału można wyrazić jako sumę poszczególnych ścieżek sygnału o czasach opóźnienia $\{\tau_s\}$, $s=1, 2, \dots, d$ względem pierwszej ścieżki:

$$H(n, k) = \sum_{s=1}^d A^{(s)}(n) \cdot \exp \{ -j2\pi(k-1)\tau_s / T_U \} \quad /4.5/$$

W tym wzorze zarówno czasy opóźnień jak i ich zespolone amplitudy nie są znane.

Jeśli w miejsce nieznanymi czasów opóźnień przyjmiemy w /4.5/ czasy próbkowania kanału równe krotnościom okresu próbkowania

$$1/B = T_U / N$$

gdzie

- B -- szerokość kanału propagacyjnego,
- T_U – długość przedziału użytecznego,
- N – liczba podkanałów w symbolu OFDM,

wówczas /4.5/ można zastąpić wielkością przybliżoną:

$$H(n, k) \approx H(nT_s, k \cdot \Delta f) = \sum_{s=1}^{K_0} A^{(s)}(n) \cdot \exp \{ -j2\pi(k-1)s \cdot (T_U / N) / T_U \} \quad /4.6/$$

gdzie $K_0 \ll N$ określa liczbę 'sztucznych' ścieżek o nieznanymi amplitudach $A^{(s)}$. Jest to model kanału jako linii długiej o równomiernie rozmieszczonych odwodach. Estymacja kanału w tym modelu sprowadza się do wyznaczenia optymalnej liczby odwodów oraz amplitud sygnału w poszczególnych odwodach.

Przyjmując oznaczenie

$$W^{ks} = \exp(-j2\pi(k-1)s/N)$$

odpowiedź kanału na podnośnej k między antenami (ij) można przedstawić w formie:

$$H_{ij}(n, k) = \sum_{s=1}^{K_o} A_{ij}^{(s)}(n) \cdot W^{k,s} \quad /4.7/$$

zawierającej dla każdej z ($m_T \times m_R$) par anten nadawczych i odbiorczych K_o współczynników $A_{ij}^{(s)}$. Łącznie wzór /4.7/ zawiera ($K_o \times m_T \times m_R$) niewiadomych współczynników.

Sygnal na wyjściu j -tej anteny odbiorczej po demodulacji FFT ma postać:

$$R_j[n, k] = \sum_{i=1}^{m_T} H_{ij}[n, k] \cdot X_i[n, k] + N_j[n, k] \quad /4.8/$$

i zawiera ($K \times m_T \times m_R$) współczynników. Ponieważ:

$$(K \times m_T \times m_R) \gg (K_o \times m_T \times m_R)$$

wiec zamiast estymować bezpośrednio wielkości $\{H_{ij}[k]\}$ obliczeniowo oszczędniejsze jest estymowanie współczynników $\{A_{ij}^{(s)}\}$.

Dla ciągu znanych z preambuły symboli $X_i[k]$ w równaniu /4.8/ wielkości współczynników $\{A\}$ w systemie minimalnego średniego błędu kwadratowego (MMSE - minimum mean square error) można znaleźć poprzez szukanie minimum funkcji kosztów zbudowanej jako suma odległości odebranych współczynników modulacji $R_j[k]$ dla kolejnych podnośnych 'k' symbolu OFDM w j -tej antenie odbiorczej oraz współczynników modulacji $X_i[k]$ z anteny nadawczej 'i' związanych z transmisją w kanale zdeterminowanym współczynnikami $A_{ij}^{(s)}$:

$$C_j(\{A\}) = \sum_{k=0}^{K-1} \left| R_j[k] - \sum_{i=1}^{m_T} \sum_{s=1}^{K_o} \tilde{A}_{ij}^{(s)} \cdot W^{k,s} \cdot X_i[k] \right|^2 \quad /4.9/$$

ze względu wielkości tych współczynników. Porównując do zera pochodną $\mathbf{dC/dA}$ i wprowadzając pomocnicze oznaczenia dla znanych wartości:

$$\mathbf{R}_{ij}^{RX}[s] = \sum_{k=0}^{K-1} R_j[k] \cdot X_i^*[k] \cdot W^{*k,s} \quad /4.10a/$$

$$\mathbf{R}_{nm}^{RR}[s] = \sum_{k=0}^{K-1} R_n[k] \cdot R_m^*[k] \cdot W^{*k,s} \quad /4.10b /$$

otrzymujemy równania dla wielkości zerujących pochodną funkcji kosztów:

$$\sum_{i=1}^{m_T} \sum_{s=1}^{K_o} \tilde{A}_{ij}^{(s)} \cdot \mathbf{R}_{im}^{RR}[s_o - s] = \mathbf{R}_{mj}^{RX}[s_o] \quad /4.10/$$

Korzystając z formy macierzowej równości /4.10/ dla ustalonej anteny odbiorczej 'j' możemy wyznaczyć estymaty $\{A\}$ w postaci:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \left(\mathbf{R}_{ij}^{RR} \right)^{-1} \mathbf{R}_{ij}^{RX} \quad /4.11/$$

Wstawiając /4.11/ do /4.7/ otrzymujemy optymalne w sensie MMSE estymaty współczynników kanału.

4.1.2. Rozkład SVD funkcji przenoszenia kanału

A. Podstawowe zależności

Informacje o stanie kanału CSI (ang. Channel State Information) można uzyskać z rozkładu singularnego macierzy kanału MIMO-OFDM w dziedzinie częstotliwości. W ten sposób kanały MIMO dla każdego podkanału są dekomponowane w szereg równoległych nieoddziałujących kanałów SISO (Single Input Single Output).

Dla podkanału k w n -tej szczelinie czasowej sygnał w j -tej antenie odbiorczej ma postać:

$$R_j[n, k] = \sum_{i=1}^{m_r} H_{ij}[n, k] \cdot X_i[n, k] + N_j[n, k] \quad /4.1/$$

lub w postaci macierzowej:

$$\mathbf{R}[n, k] = \mathbf{H}[n, k] \cdot \mathbf{X}[n, k] + \mathbf{N}[n, k] \quad /4.2/$$

Dokonując rozkładu SVD macierzy \mathbf{H} :

$$\mathbf{H}[n, k] = \mathbf{U}[n, k] \cdot \mathbf{\Lambda}[n, k] \cdot \mathbf{V}^H[n, k] \quad /4.3/$$

z unitarnymi macierzami \mathbf{U} i \mathbf{V} oraz diagonalną macierzą $\mathbf{\Lambda}$ można /4.2/ przepisać w postaci:

$$\tilde{\mathbf{R}}[n, k] = \mathbf{\Lambda}[n, k] \cdot \tilde{\mathbf{X}}[n, k] + \tilde{\mathbf{N}}[n, k] \quad /4.4/$$

gdzie:

$$\tilde{\mathbf{R}}[n, k] = \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{R}[n, k] \quad /4.4 a/$$

$$\tilde{\mathbf{X}}[n, k] = \mathbf{V} \cdot \mathbf{X}[n, k] \quad /4.4b/$$

$$\tilde{\mathbf{N}}[n, k] = \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{N}[n, k] \quad /4.4 c/$$

Poprzez wstępne przetwarzanie nadawanego sygnału w nadajniku zgodnie z /4.4a/ oraz w odbiorniku dokonując transformacji odwrotnej do /4.4b/ otrzymujemy system /4.4/ z niezależnymi równoległymi kanałami SISO.

B. Zastosowanie do estymacji kanału OFDM

W pracach [16], [17] rozkład SVD został zastosowany do uproszczenia estymaty MMSE kanału OFDM

4.1.3. Metoda estymacji kanału poprzez wyznaczenie czasów opóźnień ścieżek sygnału

A. Metoda estymacji kanału MIMO-OFDM poprzez wyznaczenie czasów opóźnień ścieżek sygnału została zaproponowana w pracy [18]. Zakładając, że kanał jest kwazi-stacjonarny, a synchronizacja idealna, proponowany estymator wykorzystuje preambułę w postaci jednego bloku OFDM. Sygnał odbierany jest superpozycją różnych bloków jednocześnie transmitowanych z różnych anten nadajnika. Przyjmując dowolną modulację bloku OFDM preambuły pierwszej anteny:

$$\mathbf{X}_1 = [X_1(0), X_1(1), \dots, X_1(N-1)]^T \quad /4.12/$$

wyberamy dla bloków preambuły kolejnych anten $i = 2, 3, \dots, M$ wielkości pilotów:

$$\mathbf{X}_i = [\{e^{-j2\pi(i-1)0\tau_o/T_U}\}X_1(0), \{e^{-j2\pi(i-1)1\tau_o/T_U}\}X_1(1), \dots, \{e^{-j2\pi(i-1)(N-1)\tau_o/T_U}\}X_1(N-1)]^T \quad /4.13/$$

Operacja ta oznacza zmianę fazy wszystkich ścieżek każdego z kanałów (ij) o stałą wartość $(i-1)\tau_o$, czyli wzrost czasów opóźnienia o tą wielkość. W reprezentacji fazorowej operacja ta równoważna jest przeniesieniu wszystkich ścieżek kanału o wielkość $(i-1)\tau_o$ na skali czasów opóźnień. Jeśli τ_o przekracza wielkość dyspersji czasów opóźnienia kanału wówczas operacja /4.13/ oznacza rozsuniecie czasów opóźnień z poszczególnych anten nadawczych.

Sygnał w j -tej antenie odbiornika ma postać sumy symboli OFDM z poszczególnych anten nadawczych:

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{X}_1 \cdot [\mathbf{a}_1(\tau), \mathbf{a}_2(\tau+\tau_o), \mathbf{a}_3(\tau+2\tau_o), \dots, \mathbf{a}_M(\tau+(M-1)\tau_o)] \cdot [\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_M]^T \quad /4.14/$$

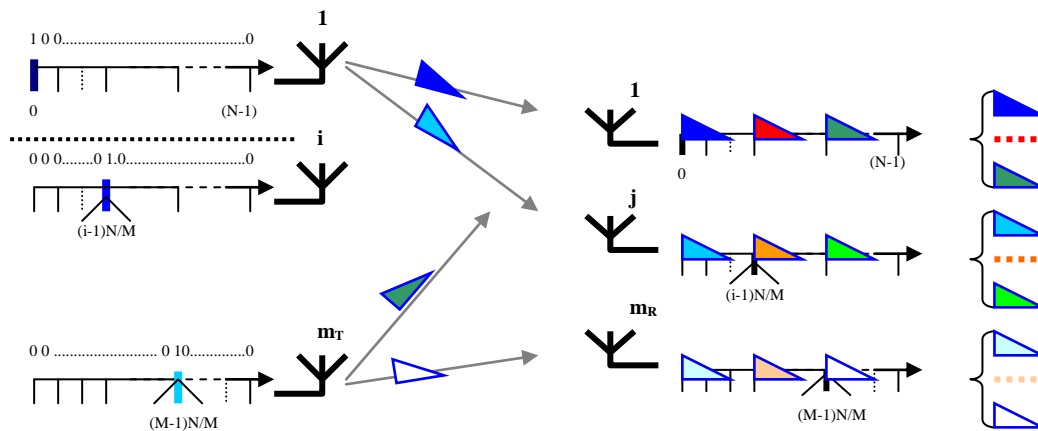
Gdzie:

- \mathbf{X}_1 – przekątna macierz symboli generujących impuls jednostkowy
- τ_o - ustalony przedział czasowy przekraczający dyspersję czasów opóźnienia kanału
- $\mathbf{a}(\tau) = [1, W(\tau), W(\tau)^2, \dots, W(\tau)^{(N-1)}]^T$; $W(\tau) = \exp(-j2\pi\tau/T_U)$
- \mathbf{A}_i – zespolona amplituda i -tej ścieżki sygnału

Estymacja sygnału // w cytowanej pracy jest proponowana metoda stosowana dla systemów CDMA – poprzez estymację sygnału w poszczególnych momentach próbkowania symbolu OFDM.

B. W pracy [19] wyjściowe dane stanowią dyskretne ciągi czasowe w preambule każdej z anten nadajnika. Zakłada się, że liczba anten nadawczych m_T nie jest większa, niż $|N/L|$ - część całkowita ilorazu długości przedziału użytecznego (ortogonalnego) symbolu OFDM przez długość przedziału ochronnego. W takim przypadku sygnały preambuły poszczególnych anten w dziedzinie dyskretnego czasu można zbudować w postaci ciągów zer z jedynek umieszczoną w i -tej antenie na pozycji $(i-1) \cdot L$. Tak generowany sygnał preambuły w kanale opisanym współczynnikami $\{h_{nm}\}$ w j -tej antenie odbiornika będzie miał postać ciągu $\{h_{ji}\}$ z indeksem i przebiegającym momenty próbkowania przedziału użytecznego $[0, \dots, N]$ i wypeł-

nionym zerami poza L współczynnikami profilu wielodrogowego opóźnień poczynając od $i = (j-1) \cdot L$. Sytuację tą ilustruje rys. 17.



gdzie oznaczono ciągi współczynników kanału między poszczególnymi sensorami::

$$\blacktriangle = [h_{11}(0), h_{11}(1), \dots, h_{11}(L-1)]$$

$$\blacktriangle = [h_{j1}(0), h_{j1}(1), \dots, h_{j1}(L-1)]$$

$$\blacktriangle = [h_{M1}(0), h_{M1}(1), \dots, h_{M1}(L-1)]$$

$$\blacktriangle = [h_{NM}(0), h_{NM}(1), \dots, h_{NM}(L-1)]$$

Rys. 17. Schemat organizacji preambuł anten nadawczych oraz wstępnego przetwarzania sygnału w odbiorniku

W antenie odbiorczej poszczególne ciągi preambuł z różnych anten nadawczych (rozsunięte dla dyspersji czasów opóźnień kanału krótszej od przedziału ochronnego) są sukcesywnie przenoszone do początku przedziału próbkowania.

Transformata Fouriera przekształca współczynniki wielodrogowego profilu opóźnień w charakterystykę czasową kanału.

Obie metody, choć z różnych prac i różnych autorów są równoważne, co wynika z fazowej reprezentacji sygnałów OFDM.

5. Estymacja zakresu czasów opóźnień w systemie MIMO-OFDM

5.1. Wpływ nanosekundowych różnic czasów opóźnień na parametry ścieżek propagacji

W przypadku zwartych siatek antenowych po stronie nadawczej oraz odbiorczej czasy opóźnień poszczególnych ścieżek w kanale (ij) dla różnych ;i; ora 'j' będą się różnić o wielkości rzędu najwyżej dziesiątek nanosekund (światło w próżni przebywa drogę 30 cm w czasie 1 nanosekundy). Te różnice będą wpływać na parametry ścieżek propagacyjnych poprzez zależności dwojakiego typu:

1. Zależność faz początkowych poszczególnych ścieżek ('s') od różnic czasów opóźnień między kanałami (ij):

$$\Delta\Phi_0^{(is)} = 2\pi \cdot f_o \cdot \Delta\tau_{ij}^{(s)} \quad /5.A /$$

Przykładowo, dla $f_o = 2,4$ GHz i $\Delta\tau = 3$ ns, co odpowiada różnicy dróg optycznych 1 metra, otrzymujemy $\Delta\Phi = 2\pi \cdot 7,2$.

2. Zmiana całkowitego kąta linii śrubowej ścieżki 's' o różnicy opóźnieniu $\Delta\tau$ w kanale o częstotliwości B wyniesie:

$$\Delta\phi_0^{(is)} = 2\pi \cdot B \cdot \Delta\tau_{ij}^{(s)} \quad /5.B /$$

W kanale $B = 20$ MHz i różnicy opóźnień 0.3 ns zmiana pełnego kąta linii śrubowej wyniesie $\Delta\phi = 2\pi \cdot 20$ [MHz] \cdot 0.3 [ns] = 2,16°

Widać stąd, że jedynie fazy zespolonych amplitud poszczególnych ścieżek mogą ulec znaczącej zmianie dla różnych kanałów.

5.2. Podstawy konstrukcji algorytmów czasów opóźnień

5.2.1. Podstawowe zależności

Wejściowy ciąg bitów po dodaniu bitów kodu jest dzielony na grupy, które są rzutowane na konstelację modulacji. Współczynniki modulacji dzielone są na m_T strumieni po K symboli konstelacji:

$$\{X_i[t,0], X_i[t,1], \dots, X_i[t, K-1]\} \quad /5.1/$$

dla $i = 1, 2, \dots, m_T$, gdzie K jest liczbą podnośnych bloku OFDM. Gdy maksymalny czas opóźnień ścieżek nie przekracza długości przedziału ochronnego (brak interferencji między-symbolowych) – sygnał $R_j(t,k)$ odbierany po demodulacji FFT na podnośnej k w antenie j ma postać:

$$R_j[n, k] = \sum_{i=1}^{m_T} H_{ij}[n, k] \cdot X_i[n, k] + N_j[n, k] \quad /5.2/$$

gdzie $H_{ij}[n,k]$ jest odpowiedzią częstotliwościową kanału między antenami nadawczą i oraz odbiorczą j na częstotliwości podnośnej k , z założenia stałą w czasie transmisji n -tego symbolu OFDM. Współczynnik N_i na wejściu i -tej anteny odbiorczej jest zmienną gaussowską o charakterystyce szumu białego.

Odpowiedź impulsowa podkanału k w kanale (ij) w szczeliny czasowej t może być modelowana jako suma d ścieżek:

$$H_{ij}(t, k) = \sum_{s=1}^d A_{ij}^{(s)}(k) \delta(t - \tau_{ij}^{(s)}) \quad /5.3/$$

gdzie $A_{ij}^{(s)}$ to zespolona amplituda, oraz τ_s to czas opóźnienia s -tej ścieżki. Odpowiedź częstotliwościowa kanału H_{ij} dla podnośnej k sygnału OFDM w szczeliny czasowej 'n' przyjmuje postać:

$$H_{ij}(n, k) = \sum_{s=1}^{d_i} A_{ij}^{(s)}(n, k) \cdot e^{-j2\pi(k-1)\tau_{ij}^{(s)}[n,k]/T_U} \quad /5.4/$$

lub łącznie, dla podkanałów $[0, 1, \dots, K]$ w kanale (ij) , w postaci wektorowej:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{ij}(n) &= [H_{ij}[n,0], H_{ij}[n,1], \dots, H_{ij}[n, K-1]]^T = \\ &= [\mathbf{a}(\tau_{ij}^{(1)}), \mathbf{a}(\tau_{ij}^{(2)}), \dots, \mathbf{a}(\tau_{ij}^{(d_{ij})})] \cdot \mathbf{A}_{ij} \end{aligned} \quad /5.5/$$

gdzie $\mathbf{A}_{ij} = [A_{ij}^{(1)}, A_{ij}^{(2)}, \dots, A_{ij}^{(d_{ij})}]^T$ oraz

$$\mathbf{a}(\tau) = [1, e^{-j2\pi(2-1)\tau/T_U}, e^{-j2\pi(3-1)\tau/T_U}, \dots, e^{-j2\pi(K-1)\tau/T_U}]^T \quad /5.6/$$

Biorąc pod uwagę zależności /5.3 – 5.6/ można ogólne równanie /5.2/ opisujące n-ty symbol odbierany w antenie 'j' na podnośnej 'k' przepisać w postaci:

$$R_j[n, k] = \sum_{i=1}^{m_T} \sum_{s=1}^{d_i} \left[A_{ij}^{(s)}[n, k] \cdot e^{-j2\pi(k-1)\tau_{ij}^{(s)}[n, k]/T_U} \right] \cdot X_i[n, k] + N_j[n, k] \quad /5.7 /$$

Indeks 'n' można opuścić pamiętając, że analizujemy relacje w ramach jednego symbolu OFDM. Dalsze uproszczenia można wprowadzić przyjmując założenia wynikające z warunków stosowania systemu.

5.2.2. Zwarte systemy siatek antenowych w nadajniku oraz odbiorniku

Jeśli anteny siatek antenowych w nadajniku mieszczą się w wzajemnych odległościach rzędu decymetrów, a w odbiorniku odpowiednio rzędu centymetrów – czasy opóźnień w parach anten (ij) dla $i = 1, 2, \dots, m_T$, $j = 1, 2, \dots, m_R$ będą różnić się o wielkości rzędu poszczególnych nanosekund. W pkt. 5.1 pokazano, że w tym przypadku można przyjąć, że wszystkie ścieżki (s) między parami anten (ij) między anteną 'i' stacji bazowej BS oraz anteną 'j' stacji ruchomej 'M' mają dla każdej podnośnej czasy opóźnienia niezależne od indeksów 'k', i oraz j, czyli

$$\tau_{ij(M)}^{(s)}[k] = \tau_{(M)}^{(s)} \quad \text{gdzie } M - \text{numer stacji ruchomej, } s - \text{indeks ścieżki (BS - M)}$$

$$s = 1, 2, \dots, d_M; \quad i = 1, 2, \dots, m_T; \quad j = 1, 2, \dots, m_R \quad /5.8 /$$

Podobnie dla systemów o szerokości pasma 20 MHz moduły amplitud podnośnych danej ścieżki 's' nie będą różnić się dla różnych podnośnych, zmiany fazy dla różnych par anten opisane są przez wzór /5.1/, a zmiany fazy wraz z 'k' opisane są przez wykładnik w eksponencjale w /4/, lub /4.1/, więc w tym przypadku:

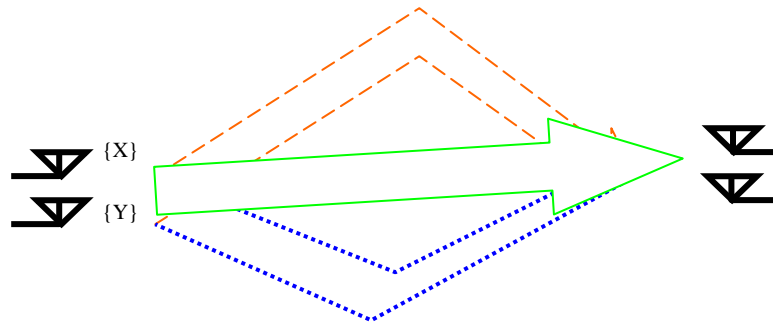
$$A_{ij(M)}^{(s)}[k] = A_{ij(M)}^{(s)} \quad \text{dla } s = 1, 2, \dots, d_M$$

$$i = 1, 2, \dots, m_T \quad j = 1, 2, \dots, m_R \quad /5.9 /$$

5.2.2.1. Odbiór sygnału w systemie MIMO – OFDM (wielodostęp TDD)

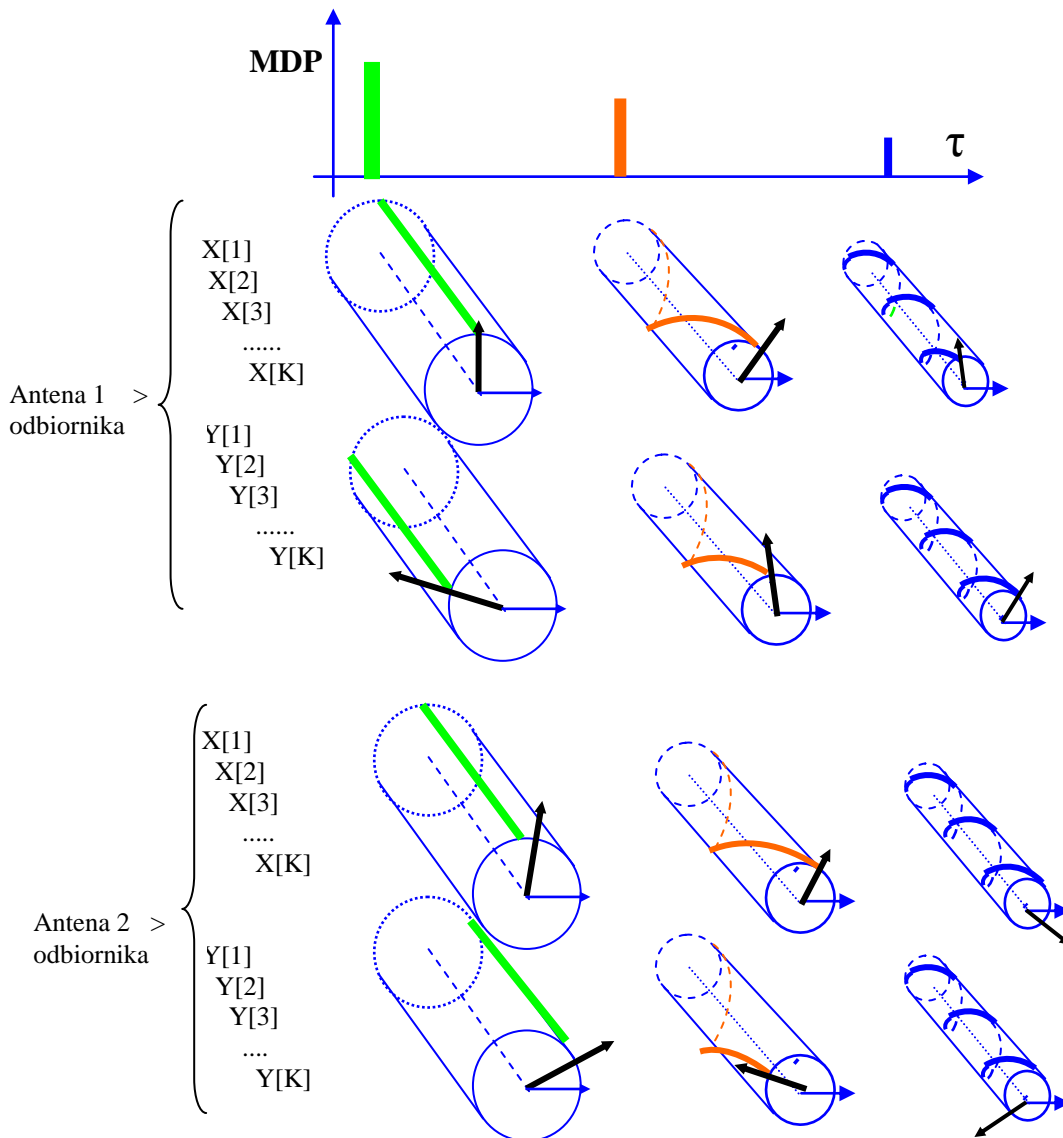
W ramach jednej szczeliny czasowej w tym systemie ma miejsce komunikacja między BS oraz jedną stacją ruchomą, w dół lub w górę, na wszystkich podnośnych informacyjnych jednocześnie. Tym bardziej dotyczy to transmisji w czasie nadawania jednego symbolu OFDM.

W przypadku stacji odbiorczej z dwoma antenami oraz transmisją poprzez trzy ścieżki, jak na rys. 18 A:



Rys. 18 A. Ścieżki bloków sygnału między nadajnikiem i odbiornikiem

Sygnal OFDM odbierany w kanale bazowym można interpretować w reprezentacji fazorowej na podstawie wniosków z par. 5.1 jak na rys. 18 B:



Rys. 18 B. Fazorowy model ścieżek sygnałów na wejściu anten odbiornika

Trzy ścieżki sygnału są odbierane przez anteny odbiorcze w kanale podstawowym po demodulacji FFT jako fazory o końcach na linii śrubowej o skoku równym $1/\tau$ na walcach o średnicach równych amplitudom poszczególnych ścieżek. Fazy walców są różne dla różnych anten odbiorczych, co obrazują strzałki na rysunku. Im więcej będzie ścieżek sygnału tym bardziej będą zróżnicowane sumaryczne fazory w podkanałach każdej z anten.

Biorąc pod uwagę /5.8 / oraz /5.9 / możemy równanie /5.7/ dla odbieranego symbolu w antenie 'j' na podnośnej 'k' przepisać w postaci:

$$R_j[k] = \sum_{s=1}^d \left[\sum_{i=1}^{m_T} A_{ij}^{(s)} \cdot X_i[k] \right] \cdot e^{-j2\pi(k-1)\tau_y^{(s)}/T_U} + N_j[k] \quad /5.10 /$$

dla $j=1, 2, \dots, m_R$, oraz $k=1,2,\dots, K$. W postaci macierzowej wzór /5.10/ przyjmuje postać:

$$\begin{bmatrix} R_j[1] \\ R_j[2] \\ \circ \circ \circ \\ R_j[K] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \circ & 1 \\ e^{-j2\pi(2-1)\tau^1/T_U} & e^{-j2\pi(2-1)\tau^2/T_U} & \circ & e^{-j2\pi(2-1)\tau^d/T_U} \\ \circ & \circ & \circ & \circ \\ e^{-j2\pi(K-1)\tau^1/T_U} & e^{-j2\pi(K-1)\tau^2/T_U} & \circ & e^{-j2\pi(K-1)\tau^d/T_U} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{m_T} A_{ij}^{(1)} \cdot X_i[1] \\ \sum_{i=1}^{m_T} A_{ij}^{(2)} \cdot X_i[2] \\ \circ \circ \circ \\ \sum_{i=1}^{m_T} A_{ij}^{(d)} \cdot X_i[K] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_j[1] \\ N_j[2] \\ \circ \circ \circ \\ N_j[k] \end{bmatrix} \quad /5.11 /$$

Dobór współczynników modulujących

Jeśli pilotowe współczynniki modulujące $\{X_i[k]\}_{k=1, 2, \dots, K; i=1, 2, \dots, m}$ wybierzemy równe w symbolu testowym (preamble) w wszystkich antenach nadawczych 'i' niezależnie dla podnośnej pierwszej, drugiej itd., tj. $X_i[k] = X_j[k]$ dla $i, j = 1, 2, \dots, m_T$ wówczas indeks 'i' staje się niemy dla pilotowych podnośnych:

$$\{X_i[k]\}_{k=1, 2, \dots, K; i=1, 2, \dots, m} \Rightarrow \{X[k]\}_{k=1, 2, \dots, K}$$

Układ równań /5.11/ przyjmuje w takim przypadku postać systemu dla liniowej siatki antenowej o równoodległych sensorach:

$$\begin{bmatrix} R_j[1] \\ R_j[2] \\ \circ \circ \circ \\ R_j[K] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \circ & 1 \\ e^{-j2\pi(2-1)\tau^1/T_U} & e^{-j2\pi(2-1)\tau^2/T_U} & \circ & e^{-j2\pi(2-1)\tau^d/T_U} \\ \circ & \circ & \circ & \circ \\ e^{-j2\pi(K-1)\tau^1/T_U} & e^{-j2\pi(K-1)\tau^2/T_U} & \circ & e^{-j2\pi(K-1)\tau^d/T_U} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(\sum_{i=1}^{m_T} A_{ij}^{(1)} \right) \cdot X_1 \\ \left(\sum_{i=1}^{m_T} A_{ij}^{(2)} \right) \cdot X_2 \\ \circ \circ \circ \\ \left(\sum_{i=1}^{m_T} A_{ij}^{(d)} \right) \cdot X_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_j[1] \\ N_j[2] \\ \circ \circ \circ \\ N_j[k] \end{bmatrix} \quad /5.12 /$$

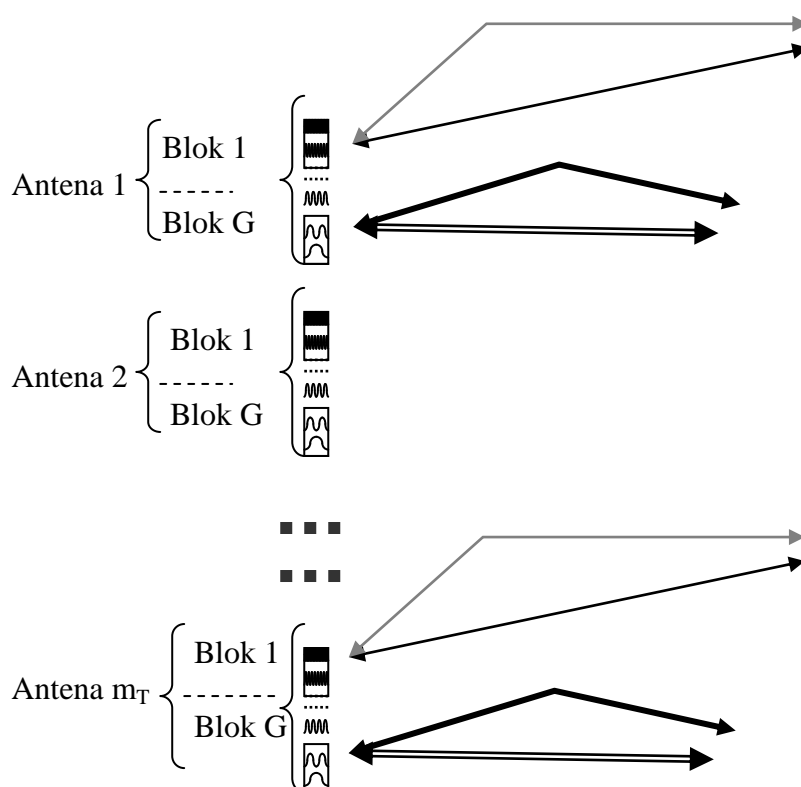
Mnożąc obustronnie równania /5.12/ kolejno przez znane wielkości $X_1^{-1}, X_2^{-1}, \dots, X_K^{-1}$ otrzymujemy układ opisywany przez fazory poszczególnych ścieżek między antenami: odbiorczą 'j' oraz układem nadawczym o amplitudzie równej wektorowej sumie sygnałów sensorów siatki nadawczej ($i = 1, \dots, m_T$).

Można więc w tym przypadku zastosować metody estymacji czasów opóźnień jak dla systemu SISO [20]. Liczba nieznanymi czasów opóźnień równa jest wspólnej dla wszystkich par anten liczbie ścieżek 'd'.

Wynik estymacji nie powinien zależeć od wyboru anteny odbiorczej (indeksu 'j'). Zmiana anteny odbiorczej związana będzie z zmianą zespolonych amplitud poszczególnych ścieżek, nie wpłynie to jednak na wynik estymacji czasów opóźnień.

5.2.2.2. Odbiór sygnału w systemie MIMO – OFDMA (wielodostęp TDD+FDD)

W ramach jednej szczeliny czasowej w tym systemie ma miejsce komunikacja między BS oraz na ogół więcej niż jedną stacją ruchomą (M) jednocześnie, albo w dół albo w górę, dla każdej w ramach przyznanego przez BS bloku podnośnych B_M . Dotyczy to transmisji w czasie nadawania jednego symbolu OFDM, zgodnie z schematem z rys. 19.



Rys. 19. Koncepcja komunikacji w systemie MIMO-OFDMA

Odbiór sygnału w stacji bazowej

Sygnał odbierany w antenie 'i' stacji bazowej systemu MIMO-OFDM w podkanale 'k' ma postać zależną od metody podziału i przydziału zasobów.

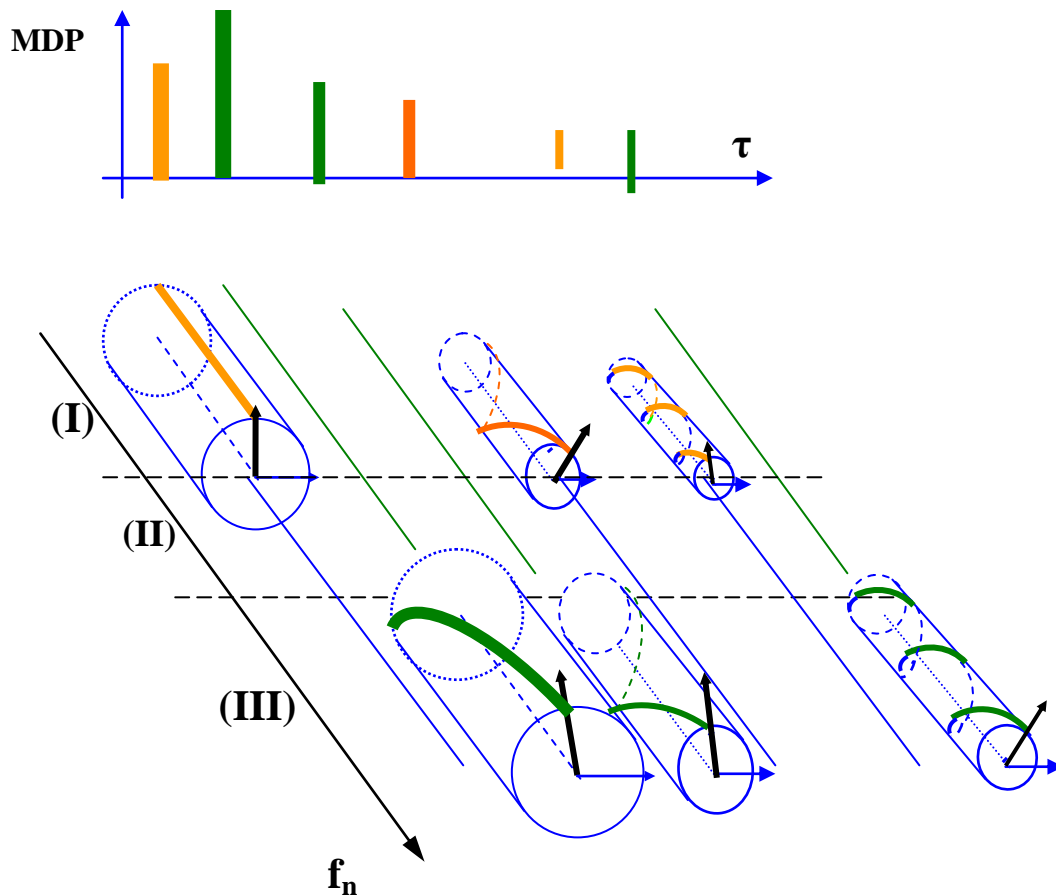
W systemie MIMO-OFDMA w danym symbolu OFDM kanały podnośnych dzielone są między użytkowników MS, którym przyznano granty zasobów. W tym przypadku czasy opóźnień zależą od aktualnego położenia poszczególnych użytkowników, a więc związane są z blokami częstotliwości B_M przyznanymi im grantów. Czasy te liczone są względem pierwszej ścieżki w każdym bloku B_M częstotliwości podnośnych przyznanym jako grant poszczególnym użytkownikom niezależnie, więc:

$$\tau_{ij(M)}^{(s)}[k] = \tau_M^{(s)} \quad \text{dla } k \in B_M, \quad s=1, 2, \dots, d_M \\ i=1, 2, \dots, m_T \quad j=1, 2, \dots, m_r \quad /5.11/$$

Zespolone amplitudy mają fazy zależne od kanału determinowanego przez parę anten, nadawczą i odbiorczą, oraz moduły ścieżek związane z blokami zasobów (M) przyznanych ruchomemu użytkownikowi, więc

$$A_{ij(M)}^{(s)}[k] = A_{ij(M)}^{(s)} \quad \text{dla } k \in B_M, \quad s=1, 2, \dots, d_M \\ i=1, 2, \dots, m_T \quad j=1, 2, \dots, m_r \quad /5.12/$$

Niemodulowany sygnał odbierany w każdej z anten stacji bazowej BS po demodulacji FFT ma w przypadku trzech bloków grantów postać w reprezentacji fazorowej (w różnych antenach inne fazy cylindrów):



Rys. 20. Przykład fazorowej reprezentacji sygnału OFDMA w paśmie podstawowym w jednej antenie odbiorczej stacji bazowej

Sygnał odbierany w antenie 'i' stacji BS w bloku M dla podnośnych $k \in B_M$ przyjmuje postać:

$$T_i[k] = \sum_{s=1}^{d_M} \left[\sum_{j=1}^{m_R} A_{ij(M)}^{(s)} \cdot X_j[k] \right] \cdot e^{-j2\pi(k-1)\tau_M^{(s)}/T_U} + N_i[k] \quad /5.13 /$$

Indeks 'j' przebiega zbiór anten stacji ruchomej użytkownika M w komórce stacji bazowej. Czasy opóźnień nie zależą od indeksu anteny stacji bazowej, czy ruchomej danego bloku. W formie rozwiniętej równania /5.13/ (w ramach bloku częstotliwości B_M) przyjmują postać jak dla systemu TDD:

$$\begin{bmatrix} T_i[1] \\ T_i[2] \\ \circ \circ \circ \\ T_i[M] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \circ & 1 \\ e^{-j2\pi(2-1)\tau^{(1)}/T_U} & e^{-j2\pi(2-1)\tau^{(2)}/T_U} & \circ & e^{-j2\pi(2-1)\tau^{(d)}/T_U} \\ \circ & \circ & \circ & \circ \\ e^{-j2\pi(K-1)\tau^{(1)}/T_U} & e^{-j2\pi(K-1)\tau^{(2)}/T_U} & \circ & e^{-j2\pi(K-1)\tau^{(d)}/T_U} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{m_R} A_{ij}^{(1)} \cdot X_j[1] \\ \sum_{j=1}^{m_R} A_{ij}^{(2)} \cdot X_j[2] \\ \circ \circ \circ \\ \sum_{j=1}^{m_R} A_{ij}^{(d)} \cdot X_j[M] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_i[1] \\ N_i[2] \\ \circ \circ \circ \\ N_i[M] \end{bmatrix} \quad /5.14 /$$

dla $i = 1, \dots, m_T$, oraz $M < K$.

Przyjmując w bloku preambuły $X_i[k] = X_j[k]$ dla $i, j = 1, 2, \dots, m_R$ i stosując rozumowanie jak w pkt. 5.2.2.1 można układ /5.14/ przekształcić do systemu analogicznego do SISO z sumami zespolonych amplitud poszczególnych ścieżek sygnału od anten użytkownika bloku B_M w miejsce amplitud indywidualnych ścieżek.

Sygnał odbierany w takiej postaci można poddać przetwarzaniu prowadzącemu do estymacji czasów opóźnień.

W przypadku przyznanego jednej stacji ruchomej grantu w postaci kilku rozłącznych bloków częstotliwości - równania /5.14/ stosują się do każdego bloku oddzielnie.

Odbiór sygnału w stacji ruchomej. W danej szczelinie czasowej komunikacja ma miejsce między BS oraz stacją ruchomą MS w ramach przyznanego bloku podnośnych B_M, więc

$$\tau_{ij(M)}^{(s)}[k] = \tau_M^{(s)} \quad \text{dla } s=1, 2, \dots, d_M \\ i=1, 2, \dots, m_T \quad j=1, 2, \dots, m_T \quad /5.15 /$$

W wyniku demodulacji DFT sygnału w j-tej antenie otrzymujemy układ symboli podnośnych z bloku B_M.

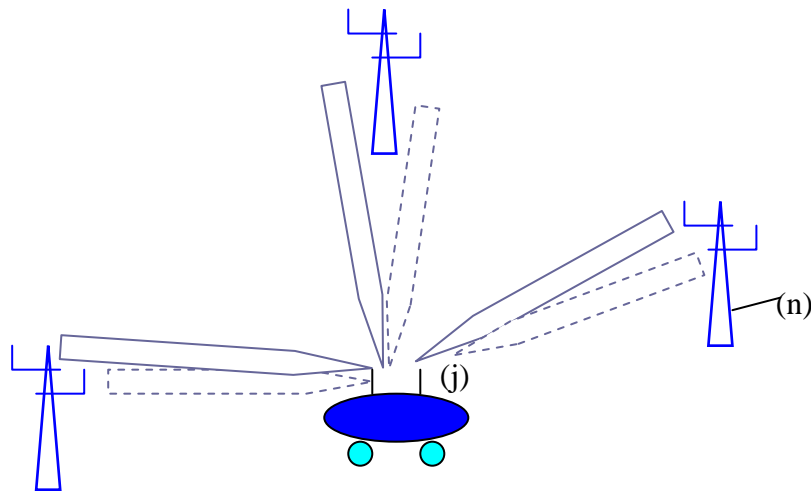
$$R_j[k] = \sum_{s=1}^{d_M} \left[\sum_{i=1}^{m_T} A_{ij(M)}^{(s)} \cdot X_i[k] \right] \cdot e^{-j2\pi(k-1)\tau_j^{(s)}/T_U} + N_j[k] \quad /5.16 /$$

Transmisja dotyczy każdej z anten 'i' stacji bazowej BS w ramach bloku podnośnych B_M.

5.2.3. Siatkę nadawczą stanowi system anten sieci jednoczęstotliwościowej SFN

Istnieją różne podejścia do możliwych zastosowań systemów MIMO w rozległych jednoczęstotliwościowych sieciach SFN [26], [27], [28], [29]. Niżej prezentujemy podejście z konfiguracją anten zastosowaną w eksperymencie BBC.

W systemie MIMO-SFN na każdym maszcie sieci SFN znajduje się kilka anten nadawczych, z których każda transmituje własny sygnał w tym samym bloku częstotliwości B. Odbiornik ruchomy również posiada kilka anten. Sytuację taką dla dwóch anten nadawczych na każdym maszcie sieci SFN oraz dwóch odbiorczych ilustruje rys. 21



Rys. 21. Przykład sieci MIMO-SFN

Organizację transmisji w sieci zapewnia koder przestrzenno-czasowy. Ze względu na rozległy rozkład przestrzenny nadajników w przypadku sieci SFN czasy opóźnień zależą od indeksu nadajnika oraz ścieżki sygnału, więc można przyjąć, że zachodzi:

$$\tau_{ij,n}^{(s)}[k] = \tau_n^{(s)} \quad \text{dla } n=1, 2, \dots, N; \quad s=1, 2, \dots, d_i \\ i=1, 2, \dots, m_T \quad j=1, 2, \dots, m_r \quad /5.17/$$

gdzie indeksy oznaczają odpowiednio:

- n - numer nadajnika,
- s - numer ścieżki sygnału
- i - numer anteny nadajnika
- j - numer anteny odbiornika

Podobnie wielkość zespolonych amplitud sygnałów będzie różna dla sygnałów z różnych ścieżek w kanałach między różnymi parami anten (ij). (współczynnik A_{ij} uwzględnia również kierunkowość anteny odbiorczej 'j' na łączu z anteną nadawczą 'i') :

$$A_{ij,n}^{(s)}[k] = A_{ij,n}^{(s)} \quad \text{dla } n=1, 2, \dots, n; \quad s=1, 2, \dots, d_i$$

$$i=1, 2, \dots, m_T \quad j=1, 2, \dots, m_r \quad /5.18/$$

z oznaczeniami jak wyżej.

Współczynniki modulujące, różne dla sygnałów z różnych anten nadajnika, nie zależą od numeru nadajnika, gdyż anteny każdego masztu sieci jednocześnie emitują ten sam program, więc zależność od indeksów sieci ma postać $X_i[k]$.

W tym przypadku w miejsce równań /5.7/ otrzymujemy sumę sygnałów ścieżek poszczególnych anten nadawczych dla podnośnej 'k':

$$R_j[k] = \sum_{n=1}^N \sum_{s=1}^{d_i} e^{-j2\pi(k-1)\tau_n^{(s)}/T_U} \cdot \sum_{i=1}^{m_T} A_{ij,n}^{(s)} \cdot X_i[k] + N_j[k] \quad /5.19/$$

Czasy opóźnień sygnału z różnych masztów antenowych oraz różnych ścieżek mogą się przeplatać. Aby zidentyfikować czasy opóźnień wszystkich znaczących ścieżek można je rozsunąć stosując odpowiednie układy współczynników modulujących w preambule sygnału, jak pokazano w pkt. 4.1.3.

W postaci macierzowej sygnał preambuły w podkanale 'k' anteny odbiorczej 'j' ma postać:

$$R_j[k] = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi(1)\tau_1^{(1)}/T_U} & \dots & e^{-j2\pi(1)\tau_1^{(d_1)}/T_U} \end{bmatrix} \circ \circ \circ \begin{bmatrix} e^{-j2\pi(1)\tau_1^{(1)}/T_U} & \dots & e^{-j2\pi(1)\tau_1^{(d_N)}/T_U} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{1,j,1}^{(1)} & \dots & A_{m_r,j,N}^{(1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ A_{1,j,1}^{(d_1)} & \dots & A_{m_r,j,1}^{(d_1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ A_{1,j,N}^{(1)} & \dots & A_{m_r,j,N}^{(1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ A_{1,j,N}^{(d_N)} & \dots & A_{m_r,j,N}^{(d_N)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1[k] \\ \dots \\ X_{m_r}[k] \end{bmatrix} + N_j[k] \quad /5.20/$$

$$\begin{bmatrix} R_j[1] \\ R_j[2] \\ \dots \\ R_j[K] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi(1)\tau_1^{(1)}/T_U} & \dots & e^{-j2\pi(1)\tau_1^{(d_1)}/T_U} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{-j2\pi(K-1)\tau_1^{(1)}/T_U} & \dots & e^{-j2\pi(K-1)\tau_1^{(d_1)}/T_U} \end{bmatrix} \circ \circ \circ \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi(1)\tau_{m_T}^{(1)}/T_U} & \dots & e^{-j2\pi(1)\tau_{m_T}^{(d_{m_T})}/T_U} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{-j2\pi(K-1)\tau_{m_T}^{(1)}/T_U} & \dots & e^{-j2\pi(K-1)\tau_{m_T}^{(d_{m_T})}/T_U} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{ij,1}^{(1)} \\ \dots \\ A_{ij,1}^{(d_1)} \\ \dots \\ A_{ij,N}^{(1)} \\ \dots \\ A_{ij,N}^{(d_N)} \end{bmatrix} \cdot X_1 + \begin{bmatrix} N_j[1] \\ N_j[2] \\ \dots \\ N_j[k] \end{bmatrix} \quad /5.21/$$

Liczba nieznanych czasów opóźnień w tym przypadku równa jest teorii-mnogościowej sumie ścieżek wszystkich kanałów ($i[j]$) dla ustalonego (dowolnego) nieznanego, czyli nie więcej niż $\Sigma(d_i)$.

Warunkiem koniecznym estymacji jest odpowiednio duża liczba podnośnych pilotowych spełniających nierówność:

$$\sum_{i=1}^{m_T} d_i < K \quad /5.22/$$

6. Przykładowe wyniki estymacji czasów opóźnień ścieżek sygnału w systemie MIMO-OFDM

Jak pokazano w sekcji 4.1.3 - ścieżki sygnałów w kanałach MIMO można rozseparować poprzez zastosowanie odpowiednich symboli modulujących w nadajniku w blokach preambuły. Metoda ta pozwala na indywidualną analizę dyspersję czasowych opóźnień poszczególnych kanałów w każdym odbiorniku komórki włączonym do sieci.

Dla stawianego w pracy celu optymalizacji długości przedziałów ochronnych symboli OFDM w zwartych systemach antenowych dyspersję czasów opóźnień kanału należy estymować w nadajniku stacji bazowej. Jednak w tym przypadku można liczyć się z rozmyciem poszczególnych ścieżek w czasie w wyniku pojawienia się czasów opóźnień poniżej rozdzielczości kanału. Ze względu na wystarczający w tym przypadku wymóg oceny jedynie zakresu czasowego rozmycia odbieranych sygnałów, a nie szczegółowej oceny poszczególnych opóźnień – zadanie nie sprowadza się do prostego wyliczania czasów opóźnień poszczególnych ścieżek. Niżej demonstrujemy wybrane wyniki działania algorytmu MUSIC w takich przypadkach oraz proponujemy metodę usprawnienia algorytmu dla różnic czasów opóźnień poniżej rozdzielczości kanału transmisyjnego.

6.1. Rozdzielczość czasów opóźnień ścieżek sygnału. Wyniki symulacji komputerowej

Program symulacyjny zbudowany w języku MATLAB w celu przetestowania działania programu MUSIC w warunkach zagęszczającej się liczby ścieżek w ograniczonym przedziale czasowym wymaga określenia parametrów:

- Długość przedziału użytecznego (ortogonalnego): T_U
- Liczba podnośnych w bloku OFDM: N
- Liczba pilotów w bloku OFDM: N_p
- Wymiar bloku wygładzającego: M
- Maksymalnej amplituda sygnału: A_0
- Wariancja szumu: σ^2
- Współczynnik rozdzielczości α określającego długość kroku próbkowania sygnału

$$\Delta\tau = T_U / (\alpha \cdot N)$$

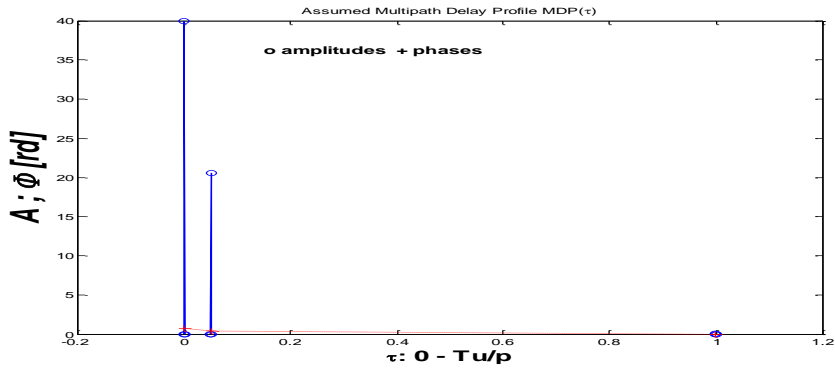
- Liczba pętli zagęszczania sygnału: n
- Współczynnik ograniczający liczbę maksimów f. kosztów: WW

6.1.1. Estymacja czasów opóźnień w systemie OFDM z podziałem zasobów TDD

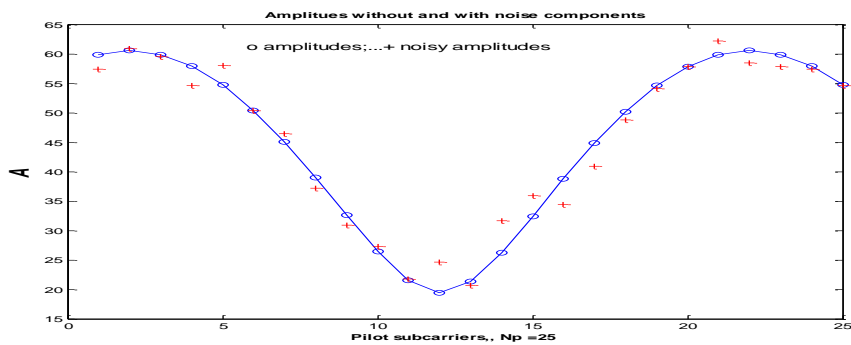
Przyjmując wartości parametrów dla systemu OFDM w bloku 10 MHz:

- $T_U = 1$
- $N = 256$
- $N_p = 25$

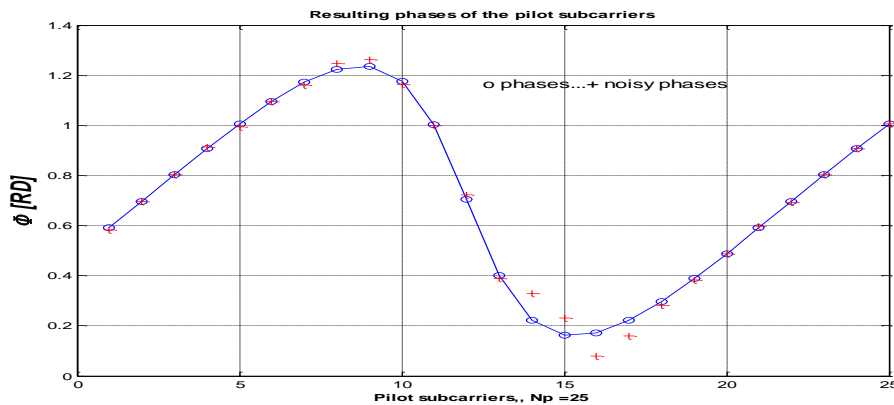
- $M = 10$
- $A_0 = 40$
- $\sigma^2 = 2$
- $x = 1$ (bez zwiększania rozdzielczości demodulatora)
- $n = 3$ (pętla dla 2, 6, 10 ścieżek)
- $t_0 = 0.1 T_U$
- $WW = 1$ (bez ograniczania maksimum funkcji kosztów)



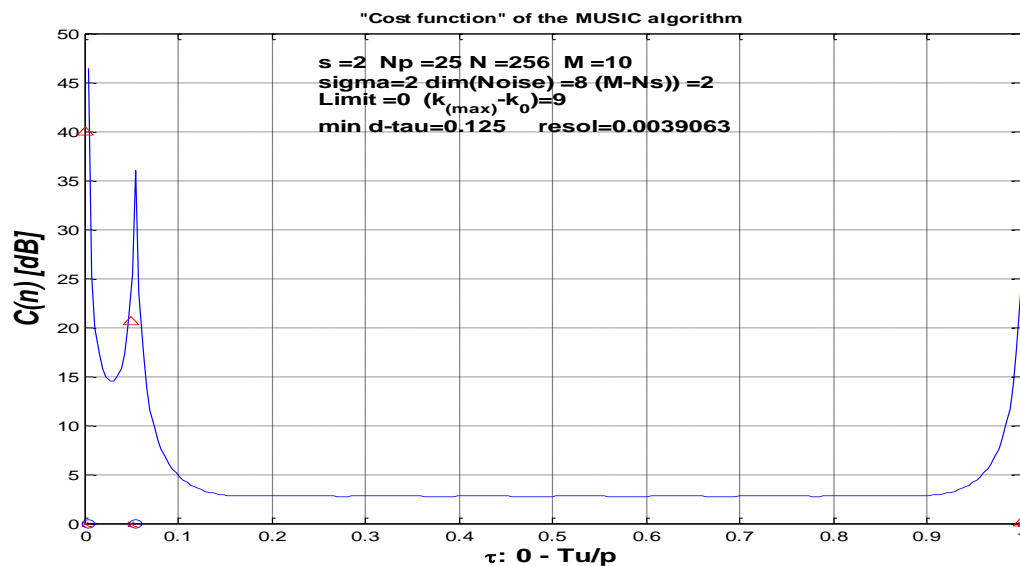
Rys. 24. Profil MDP dla dwóch ścieżek



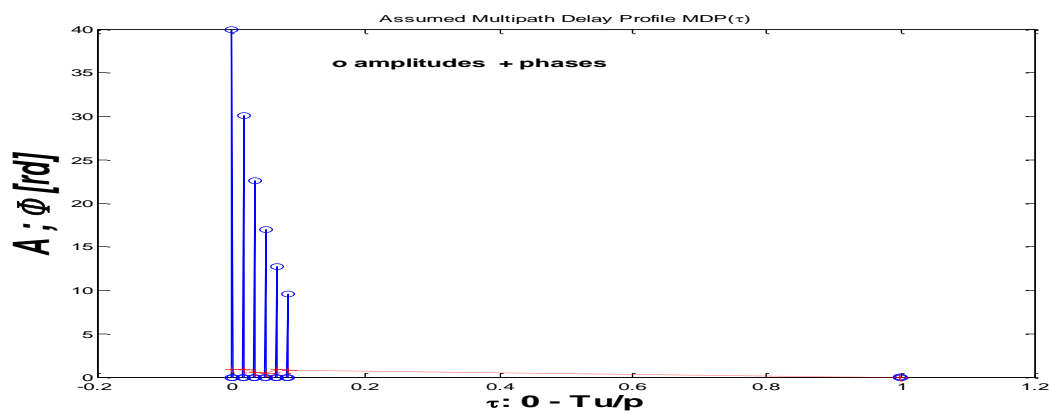
Rys. 25. Amplitudy podnośnych symbolu OFDM z zmianami pod wpływem losowego szumu



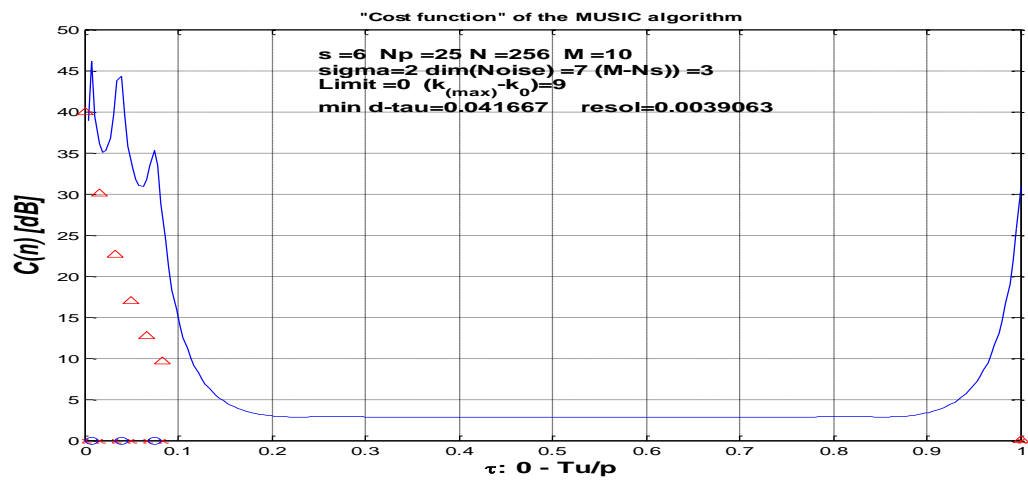
Rys. 26. Fazy podnosnych symbolu OFDM z zmianami pod wpływem szumu



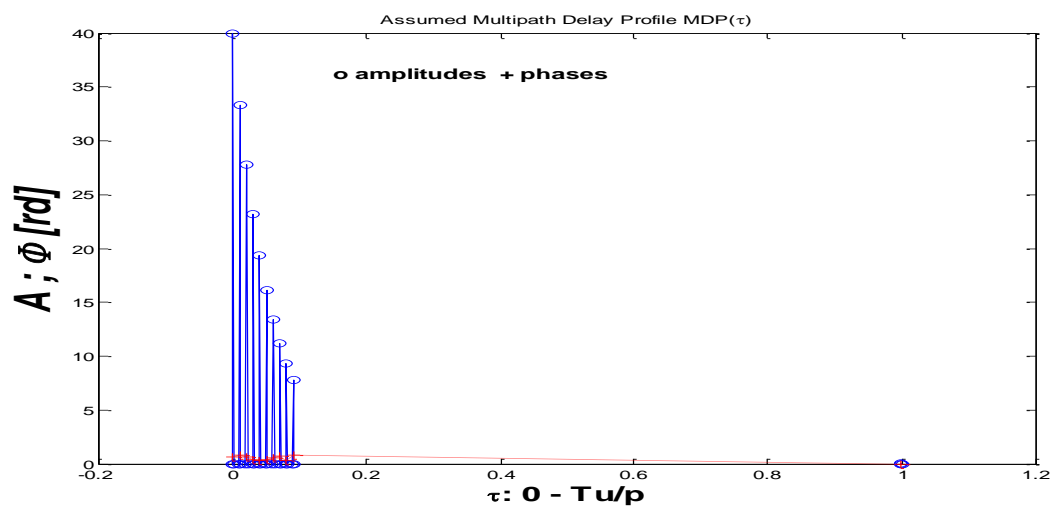
Rys. 27. Funkcja kosztów algorytmu MUSIC



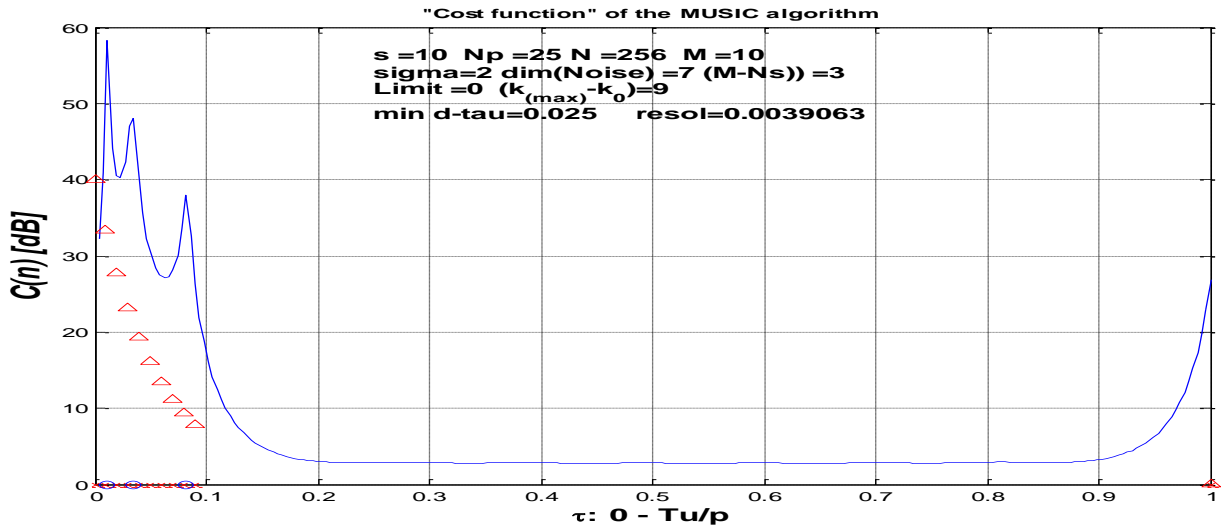
Rys. 28. Profil MDP sygnału OFDM.



Rys. 29. Funkcja kosztów algorytmu MUSIC dla profilu z rys. 28



Rys. 30. Profil MDP sygnału OFDM



Rys. 31. Funkcja kosztów algorytmu MUSIC dla sygnału z rys. 30.

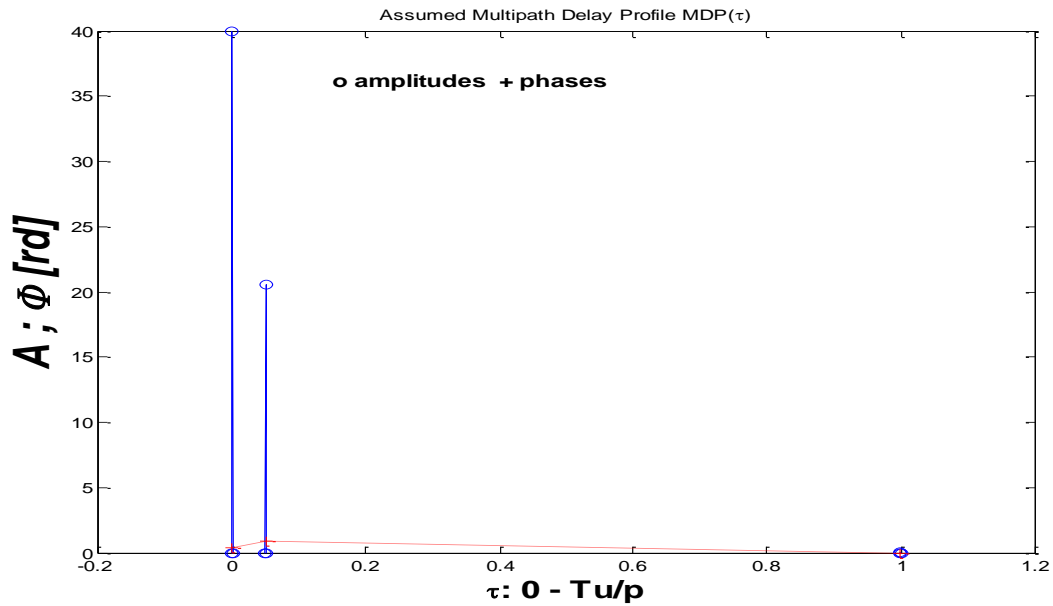
Z przedstawionych przykładów widać, że w przypadku systemu TDD wystarcza czastkowa liczba podnośnych, dla estymacji dyspersji czasów opóźnień. Liczba estymowanych ścieżek jest mniejsza od rzeczywistej, lecz przedział dyspersji jest estymowany prawidłowo. Ten rezultat wynika z wysokiej rozdzielczości algorytmu MUSIC w zastosowaniu do komunikacji TDD, gdzie wszystkie podnośne mogą zostać włączone w proces estymacji jednocześnie.

6.1.2. Estymacja czasów opóźnień w systemie OFDMA z podziałami zasobów TDD oraz FDD

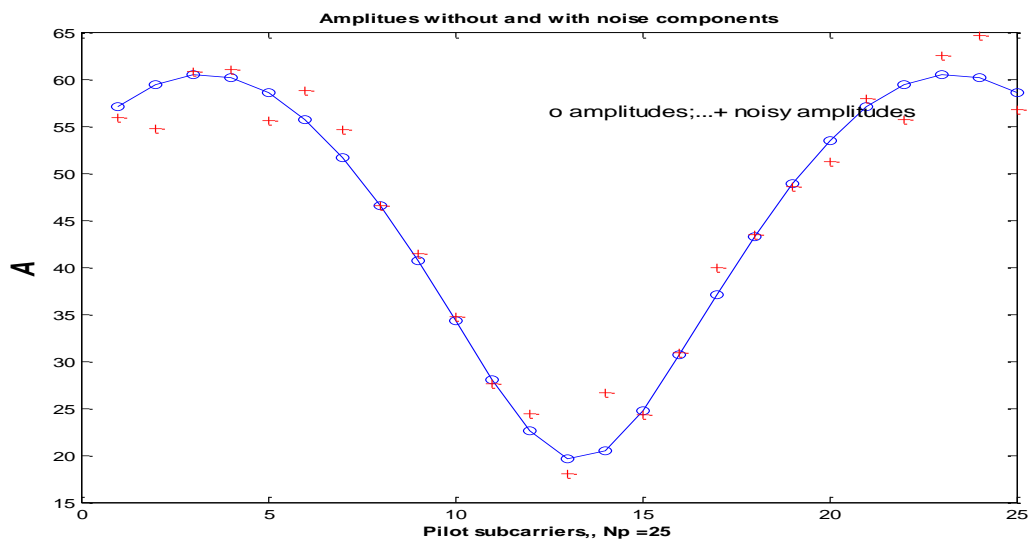
W przypadku systemu OFDMA z podziałem zarówno czasu jak i częstotliwości, z blokami przydzielanych grantów częstotliwości o wymiarze 25 podnośnych, jak w systemie LTE, w stacji ruchomej o przydzielonym kanale B_M rozdzielczość klasycznego algorytmu MUSIC zdecydowanie maleje, jeśli utrzymamy częstotliwość próbkowania sygnału $\Delta t = 1/B_M$. Dla wzrastającej gęstości ścieżek estymacje algorytmu mogą znacznie różnić się od rzeczywistej dyspersji czasów rozrzutu ścieżek sygnału, Demonstrują to przykłady symulacji dla wartości parametrów grantu w systemie OFDMA w bloku 10 MHz:

- $T_U = 1$
- $N = 256$
- $N_p = 25$
- $M = 10$
- $A_0 = 40$
- $\sigma^2 = 2$
- $x = 1$ (bez zwiększania rozdzielczości demodulatora)
- $n = 3$ (pętla dla 2, 6, 10 ścieżek)

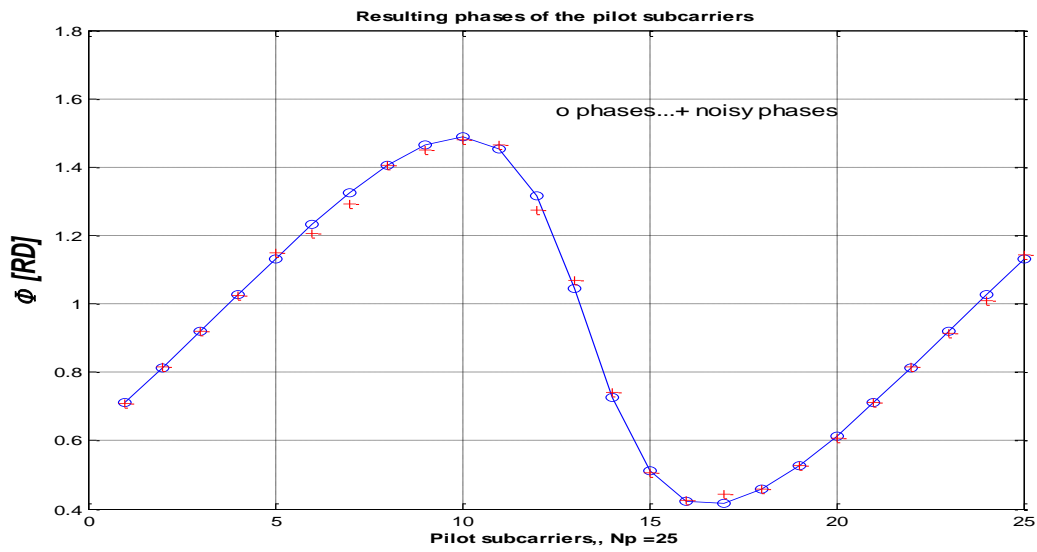
- $t_0 = 0.1 T_U$
 - $WW = 1$ (bez ograniczania maksimum funkcji kosztów)
- co demonstrują przykłady dla parametrów:



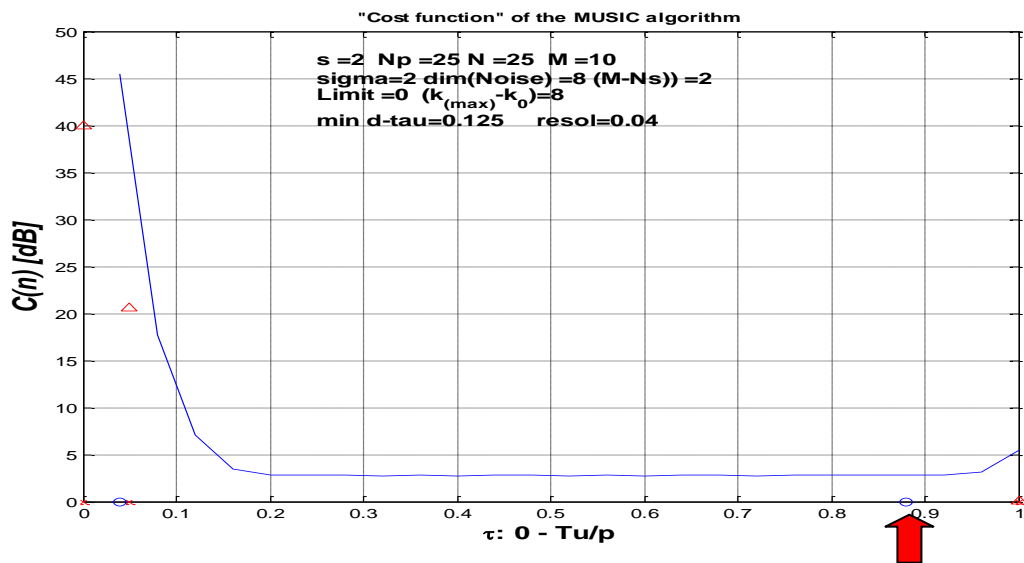
Rys. 32. Profil MDP z dwoma ścieżkami



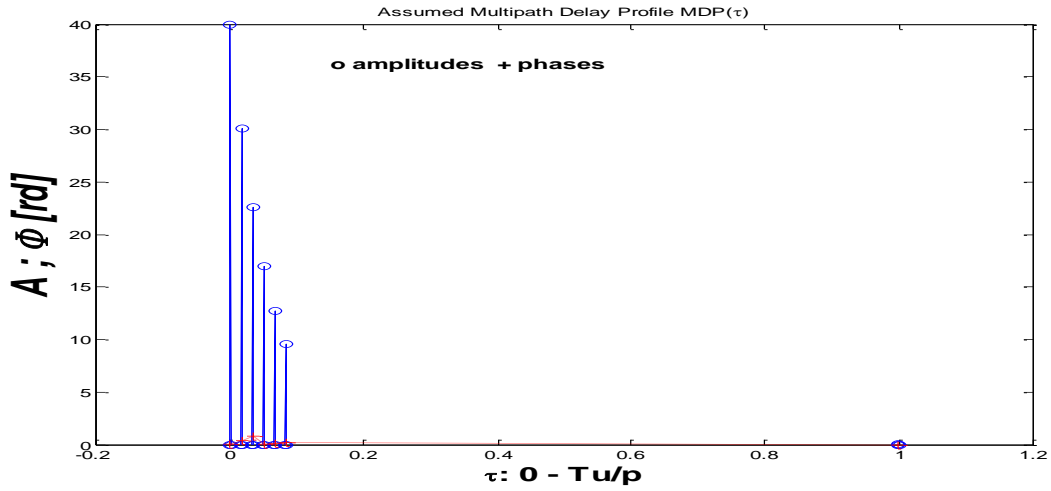
Rys. 33. Amplitudy podnośnych z zaznaczonymi wielkościami szumu



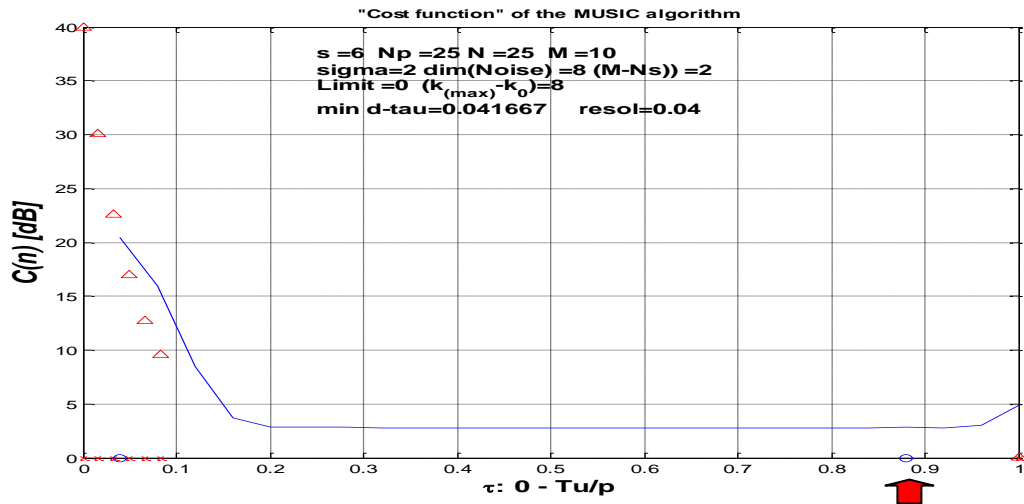
Rys. 34. Fazy podnośnych z zaznaczonymi wielkościami szumu fazowego



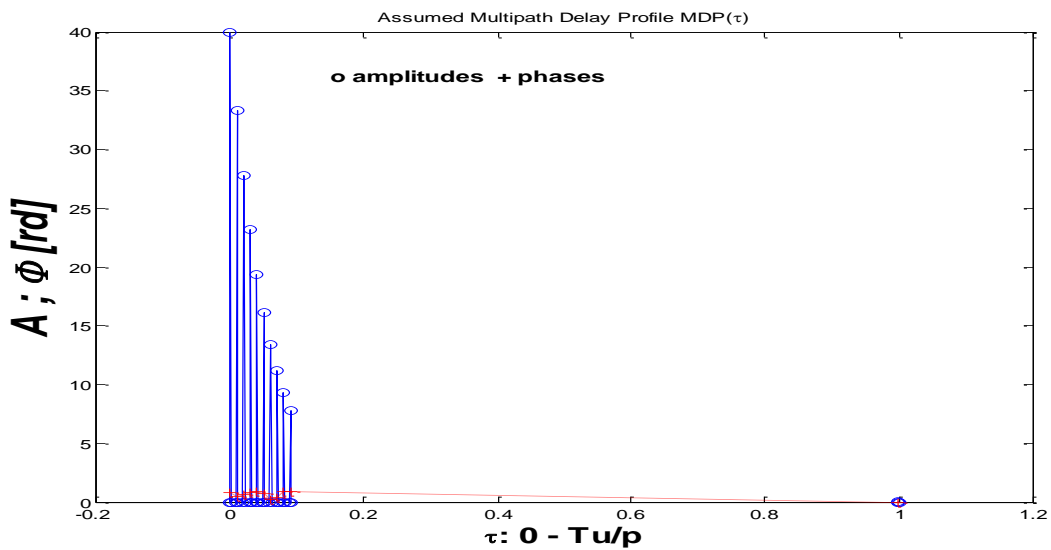
Rys. 35. Funkcja kosztów algorytmu MUSIC dla MDP z $s = 2$.
 Strzałka wskazuje błędną estymatę czasu opóźnienia ścieżki



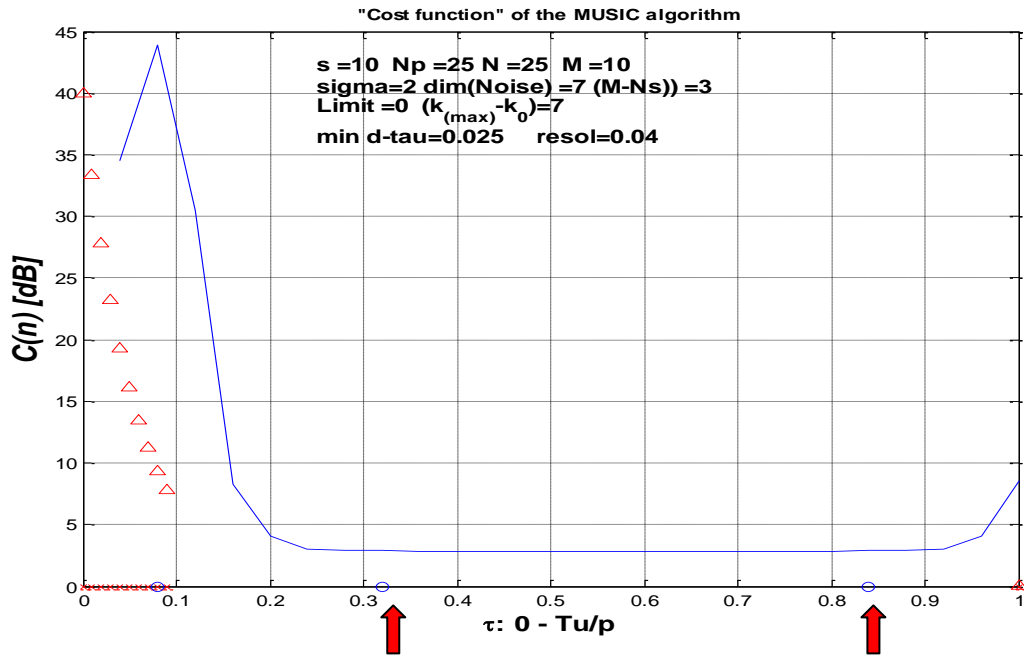
Rys. 36. Profil MDP z $s = 6$ ścieżkami



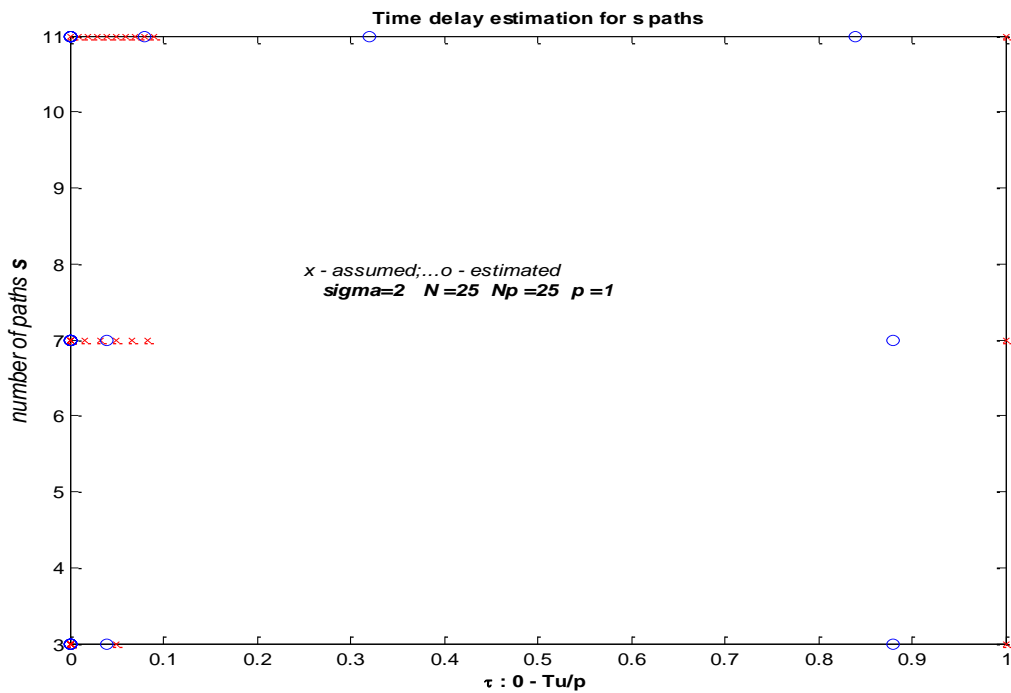
Rys. 37. Funkcja kosztów algorytmu MUSIC z $s = 6$ ścieżkami.
 Estymacja daje 2 ścieżki. Strzałka wskazuje błędną estymatę.



Rys. 38. Profil MDP z $s = 10$ ścieżkami



Rys. 39. Funkcja kosztów algorytmu MUSIC dla $s = 10$ ścieżkami. Strzałki wskazują błędne estymaty czasów opóźnień.



Rys. 40. Wyniki estymacji założonych profilów MDP

Prezentowane przykłady estymacji wskazują na rozbieżność wskazań algorytmu w stosunku do założonych czasów opóźnień profilów MDP i wskazywanie błędnych 'wirtualnych' ścieżek'.

Ścieżki wirtualne można eliminować narzucając ograniczenie na dopuszczalne do analizy maksima funkcji kosztów. Współczynnik ograniczający można dobrać jako ułamek maksymalnej wartości maksimum funkcji kosztów.

Metodą przywracającą pewność rezultatów jest próbkowanie sygnału w odbiorniku ruchomym z krokiem $\Delta t = 1/B$, gdzie B jest wielkością całego bloku częstotliwości OFDM, a nie tylko wielkością przyznanego grantu.

7. Warunki optymalizacji wybranych parametrów transmisji

Optymalizacja pracy systemów komunikacji bezprzewodowej MIMO-OFDM może dotyczyć różnych parametrów transmisji. W prezentowanej pracy analizujemy możliwości optymalizacji:

- kształtowania wiązki promieniowania siatki antenowej w celu zwiększenia sygnału aktualnie najsłabszej stacji dopuszczanej do transmisji
- czasu trwania ramki sygnału

7.1. **Wzmocnienie wiązki promieniowania anten nadajnika w kierunku stacji nadających najsłabsze sygnały**

W systemach łączności bezprzewodowej przyjmuje się, że stacja bazowa pokrywa swym zasięgiem planowany obszar komórki niezależnie od aktualnego rozmieszczenia ruchomych stacji użytkowników. Taki sztywny system prowadzi do zbędnych strat energii nie tylko stacji bazowej, ale również stacji ruchomych, dla których oszczędność zużywanej energii jest podstawowym parametrem transmisji decydując o jakości oraz czasie trwania między doładowaniami baterii. Stacja ruchoma z sygnałem o względnie niewielkim wzmocnieniu sygnału może efektywnie współpracować z stacją bazową, której wiązka promieniowania skierowana jest w kierunku użytkownika ruchomego.

Systemy wieloantenowe MIMO z siatką sensorów w stacji bazowej stwarzają możliwość kształtowania wiązki promieniowania w sposób dynamiczny, w czasie rzeczywistym. Wykorzystanie tej potencjalnej możliwości w celu wzmocnienia słabych sygnałów stacji z obszaru pokrycia wymaga przede wszystkim spełnienia wstępnych warunków:

- w czasie aplikacji o dostęp do zasobów sieci w polu dostępu losowego ramki MAC (Access Channel) charakterystyka promieniowania stacji bazowej winna obejmować cały założony obszar pokrycia komórki, a więc mieć kształt zbliżony do dookólnej, by aplikujące o dostęp do medium stacje mogły nawiązać kontakt z BS (ang. Base Station)
- podobnie w polu rozszewczym (Broadcast Channel), w czasie którego przekazywane są w dół parametry transmisji konieczne do aplikowania o dostęp do medium, charakterystyka promieniowania anteny stacji bazowej winna pozostać zbliżona do dookólnej, by objąć założony obszar pokrycia
- w systemie TDD, gdzie kolejne szczeliny czasowe przyporządkowane są poszczególnym użytkownikom systemu, wiązka promieniowania stacji bazowej winna być wystereowana w kierunku aktualnie aktywnej stacji
- w systemie FDD, w którym każdy blok OFDM dzielony jest na granty przydzielane użytkownikom znajdującym się w różnych miejscach – wspomaganie transmisji wymaga rozszczepienia wiązki promieniowania, by różne listki charakterystyki siatki antenowej wskazywały aktualne położenia ruchomych stacji
- czas relaksacji konieczny do przesterowania charakterystyki siatki antenowej nie może przekraczać odstępów między szczelinami czasowymi ramki systemu MAC

Realizacja algorytmu sterującego wiązką siatki antenowej wymaga znajomości kierunków stacji ruchomych dopuszczonych do medium. Algorytmy DOA (ang. Direction of Arrival) prowadzące do estymacji kierunków padania promieniowania na siatkę antenową korzystają z równoczesnych próbek sygnału wysokiej częstotliwości na wyjściach sensorów tworzących siatkę antenową. Charakterystyki sensorów w czasie próbkowania winny być dookólne i identyczne. Metoda łącznej estymacji kąta padania oraz czasów opóźnień ścieżek sygnału została przedstawiona w pracy [23].

W systemach MIMO-OFDM systemy wieloantenowe można wykorzystać:

1. w przypadku dostępu do zasobów systemu z podziałem czasowym TDMA:
 - LOS - do sterowania wiązki promieniowania w kierunku stacji, która aktualnie korzysta z dostępu do łącza oraz zerować wiązkę w kierunku źródeł interferencji (ang. beamforming)
 - NLOS – do łączności w systemie MIMO: przestrzennego multipleksowania lub przestrzennego różnicowania transmisji

2. w przypadku dostępu OFDMA z podziałem FDD:
 - LOS – sterowanie wiązki w kierunku stacji ruchomych
 - NLOS – transmisja MIMO z poszczególnymi stacjami w ramach przyznanых grantów

7.2. Optymalizacja długości przedziału ochronnego symboli OFDM

Optymalizacja długości przedziału ochronnego symboli OFDM, a przez to długości ramki i efektywnego czasu transmisji analizowana w pracy [24] w zastosowaniu do systemów WiFi znajduje zastosowanie również dla systemów MIMO-OFDM, czy OFDMA, a więc może być stosowana w przypadku systemów WiMAX czy LTE.

Jak pokazano w pkt. 6 – czasy opóźnień sygnału MIMO można estymować na podstawie znajomości współczynników modulacji symboli OFDM w każdej antenie siatki BS w trakcie odbioru (wystarczają dane wyjściowe z jednego sensora siatki po transformacji FFT).

Równoczesne uwzględnienie czasów opóźnień oraz kąta padania ścieżek odbieranych sygnałów wymaga równoczesnego próbkowania na wyjściu różnych sensorów siatki. Na wyjściu sensora 'n' mamy:

$$s_n[t] = \sum_{s=1}^{d_i} A_{n,j}^{(s)}(\alpha^{(s)}) \cdot X_i[k] \cdot e^{-j2\pi(k-1)\tau_n^{(s)}/T_U} + N_n[k] \quad /5.22/$$

gdzie zarówno amplitudy ścieżek A, jak im czasy opóźnień zależą również od kąta padania sygnału. Na wyjściu kolejnego sensora opóźnienia ścieżek zmieniają się w zależności od kąta padania:

$$s_n[t] = \sum_{s=1}^{d_i} A_{n,j}^{(s)}(\alpha^{(s)}) \cdot X_i[k] \cdot e^{-j2\pi(k-1)\tau_n^{(s)}/T_U} + N_n[k] \quad /5.22/$$

System kształtowania oraz przesterowywania wiązki promieniowania systemu antenowej stacji bazowej realizowany jest poprzez zmiany fazy sygnałów wysokiej częstotliwości poszczególnych sensorów. Przesuwники fazowe wprowadzają w danej szczelinie czasowej stałe, różne dla różnych sensorów, zmiany te nie mają wpływu na wynik demodulacji FFT w kanałach indywidualnych sensorów, a więc i dla pracy systemu MIMO.

Jak pokazano w sekcji 4.1.3 - ścieżki sygnałów w kanałach MIMO można rozseparować poprzez zastosowanie odpowiednich symboli modulujących w nadajniku w blokach preambuły. Metoda ta pozwala na indywidualną analizę dyspersje czasowych opóźnień poszczególnych kanałów w każdym odbiorniku komórki włączonym do sieci., a następnie – amplitud sygnałów.

Tak więc istnieje możliwość estymacji parametrów kanału:

- czasów opóźnień ścieżek sygnałów
- amplitud tych ścieżek określających moc sygnału poszczególnych użytkowników systemu
- kierunków padania sygnałów z różnych stacji ruchomych

co daje podstawę do programowania adaptacyjnego systemu MIMO-OFDM z energią wiązki promieniowania kierowanego do stacji odbiorczych.

8. Wnioski

Systemy wieloantenowe MIMO, a w szczególności systemy MIMO z modulacją OFDM – pozwalają na optymalizację transmisji bezprzewodowej poprzez mechanizmy kodowania przestrzenno-czasowego:

1. **zróżnicowanie przestrzenne**
2. **multipleks przestrzenny**

a także mechanizm

3. kształtowania wiązki promieniowania siatki antenowej

Zróżnicowanie przestrzenne pozwala na niwelowanie zaników sygnału wynikających z propagacji wielodrogowej oraz zwiększa stosunek poziomu sygnału użytecznego do szumu, co z kolei umożliwia zastosowanie modulacji o zwiększonej krotności. W ten sposób zróżnicowanie przestrzenne prowadzi do zwiększenia przepustowości systemu.

Zwiększenie przepustowości systemu jest też bezpośrednim celem multipleksu przestrzennego. Wzrost przepustowości dla tego mechanizmu wynika z rozdzielenia strumienia danych na podstrumienie, które są następnie transmitowane równoległe poprzez różne anteny systemu MIMO.

Kształtowanie wiązki antenowej systemu nadawczego MIMO tak, by poszczególne listki wiązki były nakierowane na stacje odbiorcze dopuszczone do komunikacji z stacją bazową daje w efekcie wzrost stosunku sygnału do szumu dla prowadzonych transmisji, a przez to do zwiększenia przepustowości systemu komunikacyjnego.

W związku z powyższym pojawiają się problemy wyboru

1. kryteria wyboru kodu:
zróżnicowanie przestrzenne versus **multipleks przestrzenny**
2. kryteria wyboru mechanizmu:
kodowanie przestrzenno-czasowe versus **kształtowanie wiązki promieniowania siatki antenowej**

Zgodnie z formułą Shannona pojemność systemu o stosunku sygnału do szumu w kanale B wynosi $C = B \log(1+S/N)$, czyli rośnie logarytmicznie z S/N . Dla systemów z zróżnicowaniem przestrzennym stosunek S/N jest proporcjonalny do rzędu zróżnicowania kodu (ang. diversity order), tak więc przepustowość systemu wzrasta z logarytmem rzędu zróżnicowania.

W systemach z multipleksem przestrzennym przepustowość jest równa sumie przepustowości równoległe transmitowanych strumieni danych, a więc proporcjonalna do liczby sensorów siatki nadawczej, pod warunkiem, że liczba sensorów anten odbiorczych nie jest mniejsza.

Tak więc przepustowość multipleksu przestrzennego jest większa, ale tylko w kanałach, w których nie występują zaniki sygnału.

Należy jednocześnie brać pod uwagę, że warunkiem prawidłowego odbioru w systemach MIMO jest występowanie propagacji wielodrogowej. W przypadku transmisji bezpośredniej LOS (ang. Line of Sight) dekodowanie kodu przestrzenno-czasowego traci wiarygodność.

Z drugiej strony w przypadku transmisji bezpośredniej LOS kształtowanie wiązki antenowej w kierunkach stacji ruchomych jest jednoznaczne.

Z powyższego wynika, że optymalizacja transmisji z zastosowaniem MIMO wymaga adaptacyjnych mechanizmów sterowania systemem oraz efektywnych metod estymacji kanałów nadawczo-odbiorczych. Estymacja kanału dla celów optymalizacji transmisji wymaga również oceny typu transmisji: LOS – NLOS, czyli estymacji liczby ścieżek sygnału poszczególnych użytkowników.

Modele fazorowe sygnałów odbieranych w systemach MIMO - zaprezentowane w pracy – pozwalają na jasną interpretację działania systemów w różnych warunkach propagacyjnych.

W pracy sformułowano równania opisujące działania różnych wariantów systemów MIMO-OFDM co pozwala na wnioskowanie o możliwości stosowania algorytmów oceny czasów opóźnień różnych ścieżek sygnału przy założeniach warunkujących skuteczność działania tych algorytmów. Wykazano, że metody estymacji czasów opóźnień ścieżek oparte na rozkładzie macierzy kowariancji sygnału można stosować w przypadku systemów MIMO-OFDM, jeśli krok próbkowania sygnału nie jest mniejszy od rozdzielczości kanału OFDM. W przypadku systemów OFDMA, gdzie kanały odpowiadające przyznanym grantom są częścią kanału OFDM krok próbkowania musi odpowiadać rozdzielczości całego kanału OFDM, by wyniki estymacji były wiarygodne.

W zakresie systemów rozsiewczych wielce obiecującym kierunkiem badań jest analiza możliwości zastosowania systemów MIMO w systemach jednoczęstotliwościowych. Testowanie dwuantenowego systemu MIMO-OFDM w sieci SFN naziemnej telewizji cyfrowej przeprowadzone dla BBC wskazuje na praktyczne rozszerzenie przepustowości takiego systemu bez zwiększania kanału częstotliwości systemu.

Praktyczna realizacja systemu MIMO związana jest z istotną rozbudową systemu zarówno po stronie nadawczej BS jak i w stacji odbiorczej MS. Ponadto wzajemna separacja anten (odprężenie) wymaga odległości międzyantenowej rzędu długości fali nośnej, co – ze względu na rozmiary przenośnego odbiornika – ogranicza ilość anten odbiorczych praktycznie do dwóch (w paśmie 2.4 GHz długość fali nośnej λ wynosi $\lambda = 12$ cm; w paśmie 5 GHz $\lambda = 6$ cm)

Słownik skrótów i akronimów

3GPP	- 3rd Generation Partnership Projekt
3GPP2	- 3rd Generation Partnership Projekt 2
AWS	- Advanced Wireless Services
BCH	- Broadcast Channel
CAZAC	- Constant Amplitude Zero Auto-Correlation
DAB	- Digital Audio Broadcasting
DL	- Downlink channel
DSL	- Digital Subscriber Line
DUSP	- Switching Point from Downlink to Uplink
FDD	- Frequency Division Duplex
FWT	- Fixed Wireless Duplex
HSPA	- High Speed Packet Access
HSDPA	- High Speed Downlink Packet Access
LTE	- Long Term Evolution
MAC	- Medium Access Channel
MIMO	- Multiple Input Multiple Output
PDSCH	- Physical Downlink Shared Channel
P-BCH	- Physical Broadcast Channel
PDCCH	- Physical Downlink Control Channel
PMCH	- Physical Multicast Channel
PCFICH	- Physical Control Format Indicator Channel
PRB	- Physical Resource Block
RU	- Resource Unit
RS	- Reference Signal

SC-FDMA - Single Carrier Frequency Division Multiple Access

SCH - Synchronization Channel

SDMA - Spatial Division Multiple Access

UDSP - Switching Point from Uplink to Downlink

UL - Uplink channel

USB - Universal Serial Bus

UTRA - Universal Terrestrial Radio Access

UTRAN - Universal Terrestrial Radio Access Network

LA – link adaptation /the choice of algorithms for transmission parameters adaptation based on a mode selection criterion (maximum data rate, minimum transmit power, etc.)

Tryb pracy – mode /the group of quantized transmission parameters/

Poziom odporności – (robustness level) minimum signal to noise ratio needed to activate the mode/

Literatura:

- [1] IEEE 802.16-2004, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, October 2004
- [2] IEEE 802.16e, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1*, February 2006
- [3] Loutfi Nuaymi, "WiMAX. Technology for Broadband Wireless Access", Wiley, 2007
- [4] 3GPP TR 25.913 'Feasibility Study of Evolved ULTRA and UTRAN'
- [5] 3GPP TR 25.913, 'Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN)', v. 7.3.0, March 2006
- [6] 3GPP TR 25.814, 'Physical Layer Aspects for Evolved UTRA,' v. 2.0.0, June 2006
- [7] White Paper, 'Long Term Evolution (LTE): an introduction,' Ericsson AB, 284 23-3124 UEN, October 2007
- [8] Technical White paper, 'Long Term Evolution (lte): Overview of LTE Air-Interface,' Motorola, Inc., 2007
- [9] H. Ekstrom, A. Furuskar, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, M. Wahlqvist, 'Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution,' IEEE Communications Magazine, March 2006
- [10] E. Dahlman, H. Ekstrom, A. Furuskar, Y. Jading, J. Karlsson, M. Lundevall, S. Parkvall, 'The 3G Long-Term Evolution – Radio Interface Concepts and Performance Evaluation,' IEEE 2006
- [11] "Introduction to MIMO Systems", Application Note 1MA102, Rohde&Schwarz, 2006
- [12] G. I. Stuber, S. W. McLaughlin, Ye Li, M. A. Ingram, T. G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications", Proc. Of IEEE, vol. 92, no. 2, Feb. 2004
- [13] S. M. Alamouti, "A Simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998
- [14] T.P.Krauss, T.A. Thomas, F. W. Vook, "Direction of Arrival and Capacity Characteristics of an Experimental Broadband Mobile MIMO-OFDM Systems", IEEE Xplore, 2003
- [15] H. Bolcskei, D. Gesbert, A. J. Paulraj, "On the Capacity of OFDM-Based Spatial Multiplexing Systems", IEEE Transactions on Communications, vol. 50, no. 2, Feb. 2002

- [16] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems", Proc. 45th IEEE Vehicular Technology Conf., Chicago, IL, July 1995, pp. 815-819
- [17] Ove Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. K. Wilson, P. O. Borjesson, "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition", IEEE Trans. on Communications, vol. 47, no. 7, July 1998
- [18] Ye G. Li, N. Seshadri, S. Ariyavisitakul, "Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, no. 3, March 1999
- [19] M.S. Baek, H.J. Kook, M.J. Kim, Y.H. You, H.K. Song, "Multi-Antenna Scheme for High Capacity Transmission in the Digital Audio Broadcasting", IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 51, no. 4, Dec. 2005
- [20] Z. Jane Wang, Zhu Han, K.J. Ray Liu, "A MIMO-OFDM Channel Estimation Approach Using Time of Arrivals", IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 4, no. 3, May 2005
- [21] M. Oziewicz, "The Application of MUSIC Algorithm to Time Delay Estimation in OFDM Wireless Channels", IEEE Transactions on Broadcasting, June 2005
- [22] A.J. Barabell, "Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms," IEEE Conf. ICASSP 83, Boston, pp. 336-339, 1983

Beamforming

- [23] Alle-Jan van der Veen, M.C. Vanderveen, A. J. Paulraj, "Joint Angle and Delay Estimation Using Shift-Invariance Properties", IEEE Signal Processing Letters, Vol. 4, No. 5, May 1997
- [24] M. Oziewicz, sprawozdanie Instytutu Łączności Z21/ 21 30 003 6/ 1007/ 06 "Adaptacyjny mechanizm ustalania parametrów symboli PFDM ad hoc sieci WLAN – analiza warunków implementacji", Wrocław, 2006
- [25] D. V.P. Fiueiredo, M. I. Rahman, N. Marchetti, F. H.P. Fitzek, M.D. Katz, Y. Cho, R. Prasad, "Transmit Diversity Vs Beamforming for Multi-User OFDM Systems", 2002
- [26] Y-S Choi, S. M. Alamouti, V. Tarok, "Complementary Beamforming: New Approaches", IEEE Trans. on Communications, vol. 54, no. 1, Jan. 2006

SFN

- [27] J. Bojer, P. Brown, K. Lopez Garcia, J.D. Mitchell, P.N. Moss, M. J. Thorp, "MIMO for Broadcast – results from a high-power UK trial", Research White Paper, WHP 157, Oct. 2007
- [28] L. Zhang, Lin Gui, Yantao Qiao, W. Zhang, "Obtaining Diversity Gain for DTV by Using MIMO Structure in SFN", IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 50, no. 1, March 2004

- [29] Y. Nasser, J.Helard, M. Crussiere, "System Level Evaluation of Innovative Coded MI-MO-OFDM Systems for Broadcasting Digital TV", 2008
- [30] Y. Nasser, J.Helard, M. Crussiere, "3D MIMO scheme for broadcasting future digital TV in single –frequency networks", Electronic Letters, 19 June 2008, vol. 44, No. 13