



**INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI**  
**PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY**

**Zakład Radiokomunikacji Morskiej w Gdańsku (Z-8)**

**Badanie metod transmisji  
w systemach wieloantenowych - MIMO**

**Etap 1. Analiza dostępnej literatury na temat MIMO  
ze szczególnym uwzględnieniem algorytmów transmisji**

**Praca nr 08300028**

Gdańsk, grudzień 2008

Badanie metod transmisji w systemach wieloantenowych – MIMO

Etap 1: Analiza dostępnej literatury na temat MIMO ze szczególnym uwzględnieniem algorytmów transmisji

Praca nr 08300028

Słowa kluczowe: MIMO, technika wieloantenowa, kodowanie przestrzenno-czasowe, multipleksacja przestrzenna, kodowanie Alamoutiego

Kierownik pracy: mgr inż. Adam Lipka

Wykonawca pracy: mgr inż. Adam Lipka

Kierownik Zakładu: dr inż. Rafał Niski

## Spis treści

Spis skrótów .....	4
1. Wprowadzenie.....	5
2. Najważniejsze informacje o technice MIMO.....	7
2.1. Zysk dywersyfikacji [5].....	11
2.2. Zysk multipleksacji [5,6].....	14
3. Pojemność kanału MIMO .....	16
4. Transmisja w systemach wieloantenowych .....	20
4.1. Multipleksacja przestrzenna .....	20
4.1.1. H-BLAST .....	21
4.1.2. V-BLAST .....	22
4.1.3. D-BLAST .....	24
4.1.4. Turbo-BLAST .....	25
4.1.5. Algorytmy odbiorcze.....	26
4.1.6. Przykłady obliczeniowe .....	31
4.2. Kodowanie przestrzenno-czasowe .....	36
4.2.1. Blokowe kodowanie przestrzenno-czasowe.....	37
4.2.1.1. Kodowanie Alamoutiego .....	39
4.2.1.2. Struktury ortogonalne, generalizowane struktury ortogonalne oraz kody quasi-ortogonalne .....	43
4.2.2. Splotowe kodowanie przestrzenno-czasowe .....	50
4.3. Kody liniowo dyspersyjne LDC .....	54
5. Podsumowanie .....	58
Bibliografia.....	60

## Spis skrótów

BLAST	<i>Bell Laboratories Layered Space Time</i>
C	<i>(Channel) Capacity</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
D-BLAST	<i>Diagonal-BLAST</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
H-BLAST	<i>Horizontal BLAST</i>
LDC	<i>Linear Dispersion Code</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	<i>Multiple Input Single Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error Estimation</i>
MRC	<i>Maximal Ratio Combining</i>
OSTBC	<i>Orthogonal Space-Time Block Code</i>
OSUC	<i>Ordered Successive Cancellation</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QSTBC	<i>Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
STBC	<i>Space-Time Block Coding</i>
STTC	<i>Space-Time Trellis Coding</i>
SUC	<i>Successive Cancellation</i>
V-BLAST	<i>Vertical-BLAST</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>

## 1. Wprowadzenie

Wśród licznych problemów, jakie napotykają projektanci współczesnych radiowych sieci bezprzewodowych WLAN (*Wireless Local Area Network*) należy wyróżnić przede wszystkim ograniczony dostęp do zasobów widma częstotliwościowego oraz sam charakter medium bezprzewodowego nacechowanego niestacjonarnością, w którym warunki ściśle zależą od środowiska, w którym sieć radiowa ma funkcjonować. Dodatkowym ograniczeniem są liczne uwarunkowania kompatybilnościowe nakładające na sieci WLAN limity odnośnie dopuszczalnej maksymalnej mocy promieniowanej (w Europie wynosi ona 100 mW, w USA – 1 W). Skutkuje to tym, iż zwiększanie szybkości transmisji w tego typu sieciach nie jest zadaniem łatwym, choć bardzo pożądanym. Rozwój usług transmisji danych, w tym cyfrowych multimediiów, powoduje, że użytkownicy oczekują systemów, które cechowałyby się możliwie dużą przepustowością, wysoką jakością oraz pojemnością.

W najprostszym ujęciu, oczywistym sposobem realizacji transmisji radiowej o dużej szybkości jest dobór technik transmisji charakteryzujących się wysokim poziomem tzw. efektywności widmowej, która określa ilość danych możliwych do „zmieszczenia” w jednostkowym pasmie. Przykładowo przechodząc od najprostszej modulacji fazy BPSK do modulacji 64PSK, zwiększa się efektywność widmową 6-krotnie, tyle też wynosi teoretyczny przyrost możliwej do uzyskania szybkości transmisji. Z drugiej jednak strony modulacje o tak wysokich wartościowościach wymagają odpowiednio dużego stosunku sygnału do szumu, gdyż w przeciwnym razie bitowa stopa błędu BER (*Bit Error Rate*) może przekroczyć dopuszczalny poziom. W bardzo wielu sytuacjach te wysokie wymagania odnośnie jakości sygnału powodują, że implementacja takich modulacji jest trudna, bądź wręcz niemożliwa. Należy ponadto podkreślić, iż nawet jeśli lokalnie uda się pracować z modulacjami o wysokich wartościowościach, ewentualny zysk w kontekście uzyskanych faktycznie przepływności i tak może być niewielki, zwłaszcza, jeśli dysponujemy kanałem o niewielkiej szerokości. W efekcie w sieciach kablowych, nie mówiąc już o optycznych, możliwa jest realizacja łącz o przepływnościach liczonych nawet w gigabajtach, natomiast w sieciach radiowych jeszcze do niedawna tego typu osiągi wydawały się absolutnie poza zasięgiem możliwości, jakie oferowała dostępna technika.

Kluczem do przynajmniej częściowej odpowiedzi na zasygnalizowane powyżej problemy może być tzw. technika wieloantenowa MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), której poświęcone będzie niniejsze opracowanie. Jak sama nazwa wskazuje, podstawowa idea MIMO zakłada wykorzystanie większej liczby anten po jednej lub po obu stronach łącza radiowego i w istocie rzeczy, w pewnym ograniczonym zakresie, była ona wykorzystywana w istniejących systemach już od dłuższego czasu, choćby pod postacią nadawania / odbioru zbiorczego. Największą zaletą techniki wieloantenowej jest możliwość uzyskania bardzo wysokiej efektywności widmowej i w dalszej kolejności realizacja bardzo dużych szybkości transmisji, bądź wysokiej jakości transmisji, której reprezentacją jest wartość bitowej stopy błędu BER. Korzyści, jakie oferuje MIMO nie wymagają żadnych modyfikacji parametrów systemowych w stosunku do wariantu „klasycznego” – z jedną anteną nadawczą i jedną anteną odbiorczą, tzn. nie jest konieczne zwiększanie mocy nadawanej, poszerzanie pasma czy też wykorzystywanie większej ilości podnośnych; koszt zastosowania tej techniki przejawia się natomiast w wyraźnej komplikacji urządzeń tworzących sieć: zarówno na poziomie algorytmicznym (w szczególności algorytmy odbiorcze), jak i sprzętowym (większa

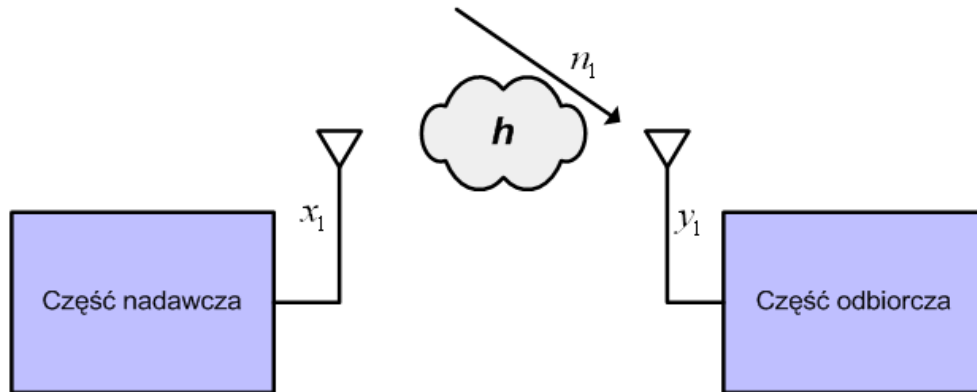
liczba anten, problem właściwego ich rozmieszczenia, konieczność instalacji nadmiarowych torów nadawczo-odbiorczych, itp.).

W niniejszym opracowaniu skupimy się na analizie podstawowych zagadnień związanych z techniką antenową. Praca złożona jest z pięciu rozdziałów, wliczając w to wprowadzenie. W pierwszym merytorycznym rozdziale przybliżymy podstawy systemów MIMO, w tym możliwe konfiguracje układów wieloantenowych wraz z ich opisem matematycznym, a także źródła korzyści, jakie MIMO oferuje, wśród których najważniejszą rolę odgrywają zysk dywersyfikacji oraz zysk multipleksacji. Kolejny rozdział poświęcony będzie fundamentalnemu z punktu widzenia omawianej rodziny systemów pojęciu, a mianowicie pojemności kanału. Właśnie pojemność kanału i możliwości jej zwiększania stanowią jedną z głównych zalet MIMO. W rozdziale podamy i scharakteryzujemy różne kategorie pojemności oraz sposoby ich szacowania. Rozdział 4. stanowi najważniejszą część opracowania, w której omówione zostaną metody transmisji w systemach wieloantenowych. Rozważania będą prowadzone w dwóch głównych blokach tematycznych dotyczących multipleksacji przestrzennej i kodowania przestrzenno-czasowego. Rozdział wypełni opis algorytmów zaliczających się do tych dwóch klas, w tym cele ich stosowania, sposoby realizacji transmisji i odbioru, porównania jakościowe, itp. Rozdział 5. stanowić będzie podsumowanie całości pracy.

Praca stanowi zaplecze teoretyczne pracy doktorskiej przygotowywanej przez autora pod kierunkiem dr. hab. Ryszarda Katulskiego, prof. PG (temat pracy: „Badanie jakości transmisji w systemach wieloantenowych”). Zagadnienia związane z przygotowywanym oprogramowaniem symulacyjnych oraz wynikami badań będą stanowić treść dwóch kolejnych prac statutowych będących bezpośrednią kontynuacją niniejszego dokumentu.

## 2. Najważniejsze informacje o technice MIMO

Rozpoczynając rozważania na temat techniki wieloantenowej, należy w pierwszej kolejności przywołać przypadek najprostszy, ale stanowiący pewien specyficzny wariant systemu MIMO, a mianowicie klasyczny system z jedną anteną nadawczą i jedną anteną odbiorczą, w powszechnie przyjętej terminologii nazywany systemem SISO (*Single Input Single Output*). Prosta reprezentacja takiego systemu została przedstawiona na rys.1.



Rys.1. System SISO.

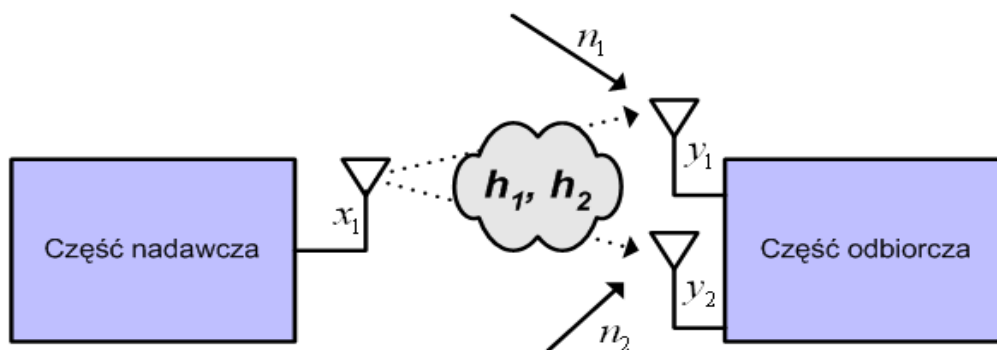
Jest to oczywiście szczególny system wieloantenowy, w którym liczba anten nadawczych (oznaczonych jako  $M$ ) i odbiorczych (oznaczonych jako  $N$ ) wynosi odpowiednio jeden i jeden. W powszechnie przyjętym sposobie notacji, systemy wieloantenowe opisuje się jako „ $(M, N)$ ”, zatem system z rys. 1 można zapisać jako system  $(1, 1)$ . Taka właśnie notacja, jak również literowe oznaczenie liczby anten nadawczych i odbiorczych będą konsekwentnie stosowane w dalszym ciągu niniejszej pracy.

Jak wynika z rys. 1, sygnał wejściowy  $x_1$  emitowany z anteny nadawczej 1 propaguje w łączy bezprzewodowym, w którym oddziałuje na niego kanał radiowy, reprezentowany przez swoją odpowiedź impulsową  $h$  (zespolony skalar) jak również addytywny biały szum,  $n_1$ . W efekcie na wejściu anteny odbiorczej 1 pojawia się sygnał o następującej postaci [1,2]:

$$y_1(t) = x_1(t) \cdot h + n_1(t) . \quad (1)$$

Jako że w większości współczesnych systemów, odbiornik posiada wiedzę o bieżącym stanie kanału, w oparciu o zależność (1) może on łatwo zdekodować sygnał nadany (o ile stosunek sygnał/szum jest dostatecznie duży).

Kolejnym szczególnym przypadkiem systemu wieloantenowego jest system z jedną anteną nadawczą oraz większą liczbą (w ogólności  $N$ ) anten odbiorczych, jak na rys. 2.



Rys. 2. System SIMO z dwiema antenami odbiorczymi.

System z rys.2 powszechnie przyjęło się opisywać akronimem SIMO (*Single Input Multiple Output*), a jego podstawową cechą jest fakt, iż jeden sygnał emitowany przez antenę nadawczą jest odbierany przez szereg anten odbiorczych. W formie analitycznej przy zachowaniu oznaczeń jak dla rys. 1, sygnał odbierany przez i-tą anteną odbiorczą można przedstawić w poniższej postaci:

$$y_i = x_1 h_i + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (2)$$

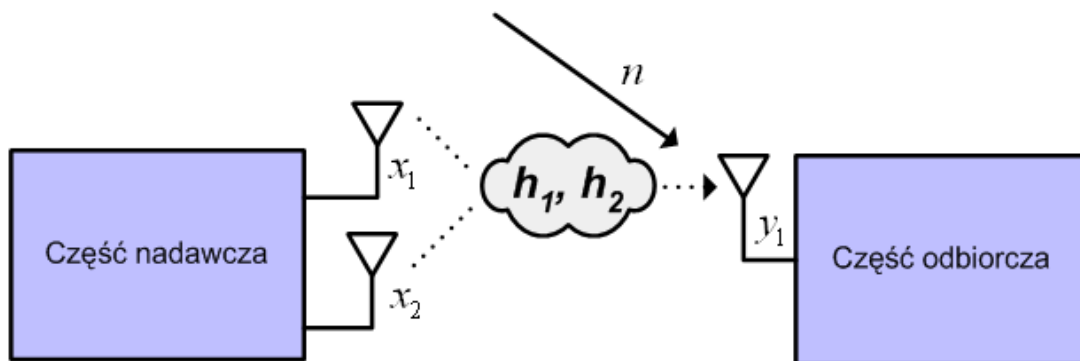
Dzięki zastosowaniu takiego właśnie podejścia możliwe jest polepszenie jakości transmisji, gdyż po stronie odbiorczej wykorzystywana jest większa ilość ścieżek (kanałów przestrzennych)<sup>1</sup> niosących tę samą informację. W szczególności, gdy jedna ze ścieżek jest szczególnie mocno zniekształcona, można ją odrzucić i wykorzystać inną ze ścieżek zapewniającą wyższe prawdopodobieństwo poprawnego zdekodowania przenoszonej informacji lub też możliwe jest odpowiednie zsumowanie wszystkich sygnałów odebranych przez poszczególne anteny odbiorcze. Jednym z częściej stosowanych algorytmów opisujących wspomniane wyżej sumowanie jest metoda MRC (*Maximal Ratio Combining*) [3], w której każda ze ścieżek zostaje pomnożona przez specjalny współczynnik wagowy, dobrany w taki sposób, aby po zsumowaniu sygnał użyteczny w otrzymanym sygnale wynikowym był zmaksymalizowany. Dla właściwej realizacji algorytmu niezbędna jest przynajmniej zgrubna znajomość charakterystyk kanału CSI (*Channel State Information*) po stronie odbiorczej. MRC jest metodą dającą dużo lepsze wyniki, niż proste wybieranie ścieżki z najlepszym sygnałem i odrzucanie ścieżek gorszych.

W ogólności wszystkie techniki sprowadzające się do odbioru tej samej informacji przez wiele anten odbiorczych nazywa się dywersyfikacją odbioru lub odbiorem zbiorczym (*receive diversity*).

Kolejnym niepełnym wariantem systemu wieloantenowego jest układ z kilkoma antenami nadawczymi (w ogólności M) i jedną anteną odbiorczą – czyli system MISO (*Multiple Input Single Output*). Koncepcja takiego systemu pokazana jest na rys. 3.

<sup>1</sup> - W wyniku zastosowania większej liczby anten, czy to po jednej, czy po obu stronach łącza radiowego, zwiększa się liczba kanałów przestrzennych (ścieżek), którymi przekazywane są informacje. Z praktycznego punktu widzenia każda z tych ścieżek to po prostu kolejne realizacje niestacjonarnego kanału radiowego, mniej lub bardziej skorelowane ze sobą, stąd też w przypadku systemów z większą ilością anten, kanał radiowy nie może już być opisywany pojedynczą wartością odpowiedzi impulsowej h, lecz wykorzystuje się w tym celu wektor, bądź macierz odpowiedzi impulsowych opisujących poszczególne ścieżki.





Rys.3. System MISO z dwiema antenami nadawczymi.

W tym wypadku, jako że nadawanie odbywa się z kilku anten, zaś odbiór – przy wykorzystaniu tylko jednej, mówimy o dywersyfikacji (lub zwielokrotnieniu) nadawania (*transmit diversity*). Zgodnie z rys.3. sygnał odebrany można analitycznie przedstawić w następujący sposób:

$$y_1 = \sum_{j=1}^M x_j h_j + n \quad (3)$$

W przypadku dywersyfikacji nadawania bardzo często mówi się o tzw. *beamformingu* nadawczym, czyli mówiąc prościej o odpowiednim kształtowaniu sygnału przed jego wyemitowaniem z anteny nadawczej, tak aby otrzymać pożądaną wiązkę odzwierciedlającą aktualny stan kanału radiowego. W praktyce odbywa się to tak, że z poszczególnych anten nie jest nadawany ten sam sygnał (oznaczymy go przez  $x$ ), lecz sygnał o postaci:

$$x w_j, \quad j = 1, 2, \dots, M, \quad (4)$$

gdzie  $w_j$  oznacza współczynniki wagowe, które spełniają warunek:

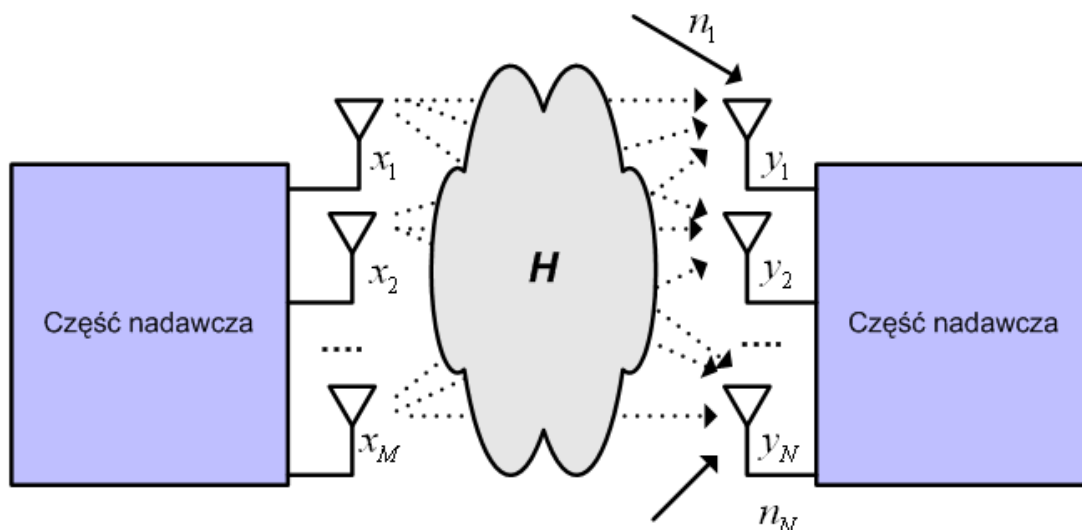
$$\sum_{j=1}^M |w_j|^2 = 1, \quad (5)$$

Warunek powyższy oznacza w praktyce, że po zastosowaniu beamformingu, czyli przemnożeniu sygnału wejściowego przez współczynniki wagowe, moc nadawana nie wzrośnie powyżej wartości, która byłaby słuszną, gdyby beamforming nie został zaimplementowany.

Jest oczywiste, że dla efektywnego wykorzystania beamformingu nadawczego w systemach MISO niezbędna jest znajomość bieżącego stanu kanału po stronie nadajnika, co jest dużo trudniejsze do realizacji, niż znajomość CSI po stronie odbiorczej. W tym drugim przypadku najczęściej stosuje się ciągi treningowe, które pozwalają wyznaczyć bieżącą odpowiedź impulsową kanału. Jeśli konieczne jest uzyskanie parametrów kanału w nadajniku, z reguły stosuje się w tym celu pętlę sprzężenia zwrotnego, w której stosowne informacje są cyklicznie raportowane do członu nadawczego.

W opracowaniu [4] można znaleźć matematyczną analizę, jak zastosowanie techniki MRC w układach SIMO oraz beamformingu nadawczego w układach MISO wpływa na bitową stopę błędów BER w porównaniu do wariantu klasycznego z jedną anteną po obu stronach łącza radiowego.

Po krótkim zaprezentowaniu niepełnych lub szczególnych przypadków systemów wieloantenowych, można przejść do pełnego wariantu systemu MIMO, w którym po obu stronach łącza radiowego zainstalowano kilka ( $>1$ ) anten (zgodnie z przyjętą konwencją: po stronie nadawczej  $M$ , po stronie odbiorczej  $N$  anten). Sytuację taką przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. System MIMO z  $M$  antenami nadawczymi i  $N$  antenami odbiorczymi.

Sygnały odbierane przez kolejne anteny odbiorcze można przedstawić w następujący sposób:

$$\begin{aligned} y_1 &= \sum_{j=1}^M h_{1j} x_j + n_1 \\ y_2 &= \sum_{j=1}^M h_{2j} x_j + n_2, \\ &\dots \\ y_N &= \sum_{j=1}^M h_{Nj} x_j + n_N \end{aligned} \quad (6)$$

czyli w postaci ogólnej:

$$y_i = \sum_{j=1}^M h_{ij} x_j + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (7)$$

gdzie  $h_{ij}$  reprezentuje kanał radiowy pomiędzy  $j$ -tą anteną nadawczą a  $i$ -tą anteną odbiorczą.

Bardzo często w opisie systemów wieloantenowych posługujemy się zapisem macierzowym. W tej konwencji zależność (7) przyjęłaby następującą postać:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{N}, \quad (8)$$

przy czym:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} \quad \text{to wektor sygnałów odebranych,}$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} \quad \text{to wektor sygnałów nadanych,}$$

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad \text{to wektor szumowy, zaś macierz reprezentująca kanał ma taką oto postać:}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix}.$$

Jak już wspomiano, technika wieloantenowa zapewnia bardzo istotny wzrost realizowalnych szybkości transmisji lub też wysoką jej jakość, która wyraża się przez wartość bitowej stopy błędów BER. W chwili obecnej istnieje szereg algorytmów, pozwalających na implementację systemów wieloantenowych z myślą bądź o bardzo wysokich przepływnościach, bądź o zapewnieniu możliwie wysokiej jakości i wiarygodności transmisji, przy czym rzecz jasna wybór zależy od priorytetów i zastosowań, z myślą o których budowany jest konkretny system. Oba te parametry (tj. wysoka przepływność oraz jakość) stanowią jednakże niejako końcowy efekt wykorzystania systemów MIMO odczuwalny przez ich użytkownika. Rozważając podstawy tego typu systemów należy najpierw skupić się szerzej na zjawiskach fizycznych, które stanowią istotę MIMO i dzięki którym uzyskanie wspomnianych korzyści jest w ogóle możliwe. Chodzi tu przede wszystkim o tzw. zysk dywersyfikacji oraz zysk multipleksacji i oba te pojęcia zostaną obecnie scharakteryzowane.

## 2.1. Zysk dywersyfikacji [5]

O dywersyfikacji (nadawania i odbioru) była już mowa przy okazji prezentowania systemów MISO i SIMO. W ogólności jest to technika, która pozwala na zmniejszenie wpływu zaników na sygnały przesyłane w sieciach bezprzewodowych. Jak wiadomo z teorii kanału radiowego, jednym z najważniejszych zjawisk, jakie w nim zachodzą jest tzw. propagacja wielodrogowa, a jednym z jej negatywnych skutków – właśnie wspomniane zaniki. Co za tym idzie, ani propagacji wielodrogowej, ani zaników jako takich nie da się wyeliminować w przypadku

transmisji w łączy radiowym; można natomiast redukować ich skutki i właśnie dywersyfikacja jest jednym z dostępnych narzędzi.

Podstawowe założenie dywersyfikacji jest proste i nie wymaga większego uzasadnienia. Jeśli w środowisku charakteryzowanym przez zaniki nadanych zostanie szereg replik tego samego sygnału, wówczas istnieje wysokie prawdopodobieństwo, iż przynajmniej jedna z nich nie znajdzie się w danej chwili pod wpływem działania głębokiego zaniku i co za tym idzie – będzie mogła być wykorzystana w procesie odtwarzania informacji nadanej. Prawdopodobieństwo to jest tym większe, im więcej niezależnych ścieżek zostanie wykorzystanych do transmisji replik sygnału podstawowego.

W sytuacji, gdy dywersyfikacja nie byłaby zaimplementowana, dla zapewnienia ochrony przed skutkami zaników konieczne mogło by być zwiększanie mocy nadawanej lub ograniczanie zasięgu działania sieci. Z kolei w systemach, w których znaczenie ma poziom interferencji współkanałowych (*co-channel interference*), konieczny mógłby być nieoptymalny dobór współczynnika wielokrotnego wykorzystania kanałów (*reuse factor*), tak aby ograniczyć poziom wspomnianych interferencji do pożądanego poziomu. Jak więc widać, dywersyfikacja jest narzędziem, które może mieć także korzystny wpływ na pojemność i pokrycie w sieciach radiowych.

Istnieją trzy podstawowe formy dywersyfikacji znajdujące zastosowanie we współczesnych systemach radiowych [6]:

- **Dywersyfikacja czasowa** (*Time Diversity*) – która ma zastosowanie w kanałach cechujących się zanikami selektywnymi czasowo. Informacja jest wówczas „rozpraszana” na przedziale czasu o długości większej niż czas koherencji kanału<sup>2</sup>, co w praktyce jest realizowane np. poprzez przeplot lub kodowanie korekcyjne FEC (*Forward Error Coding*).
- **Dywersyfikacja częstotliwościowa** (*Frequency Diversity*) – która może być realizowana w kanałach z zanikami selektywnymi częstotliwościowo. Ten rodzaj dywersyfikacji uzyskuje się poprzez przenoszenie informacji w pasmie częstotliwościowym szerszym, niż pasmo koherencji kanału<sup>3</sup>, np. w wyniku zastosowania technik rozpraszania widma lub dzięki przeplotowi i kodowaniu FEC w połączeniu z modulacją wykorzystującą wiele nośnych.
- **Dywersyfikacja przestrzenna** (*Spatial Diversity*) – w której sygnały są nadawane (bądź odbierane) z anten odległych od siebie o wartość większą, niż tzw. odstęp koherencji (*coherence distance*). Odstęp koherencji to najmniejsza fizyczna odległość między antenami, dla której zaniki będą nieskorelowane; wartość ta zależy m.in. od rozrzutu kątów, pod jakimi komponenty wielodrogowe docierają do anteny odbiorczej, bądź opuszczają antenę nadawczą. Zatem jeden z podstawowych problemów z praktyczną implementacją MIMO związany jest z właściwym rozmieszczeniem przestrzennym anten wchodzących w skład układu antenowego.

---

<sup>2</sup> - Czas koherencji kanału to okres, w którym kanał jest niezmienny (odpowiedź impulsowa jest w przybliżeniu niezmienna)

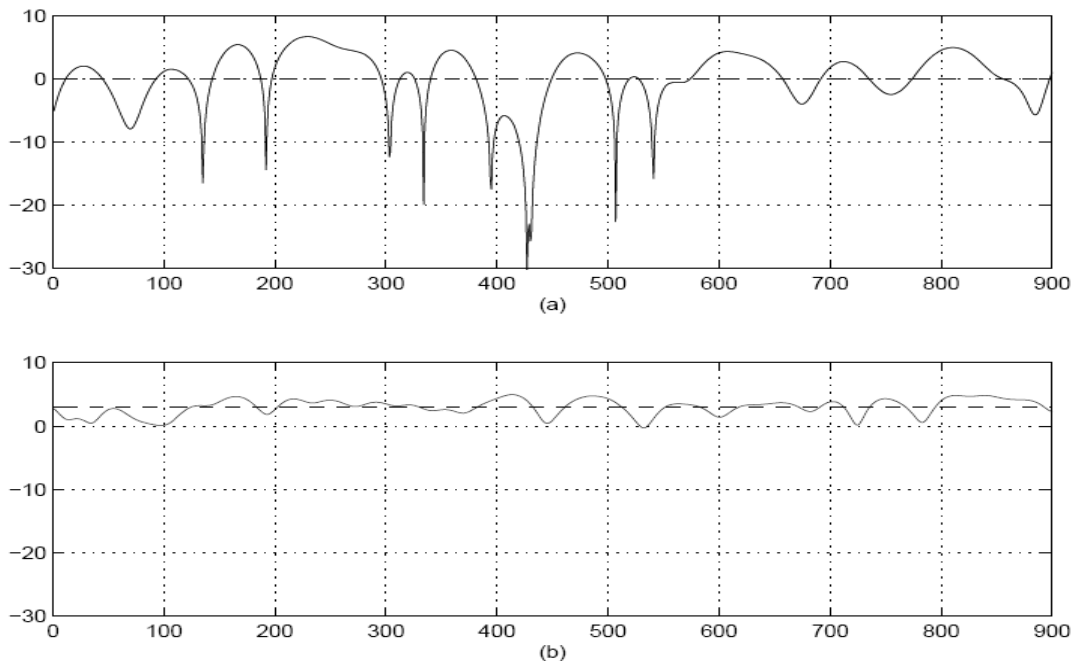
<sup>3</sup> - Pasma koherencji kanału jest to odstęp pomiędzy częstotliwościami, w którym kanał może być uważany za niezmienny

Postulat zapewnienia odpowiedniej odległości między kolejnymi antenami często bowiem stoi w sprzeczności z wymogiem możliwie daleko posuniętej miniaturyzacji sprzętu.

Oczywiście dywersyfikacja nadawania i odbioru, o których była mowa wcześniej, to odmiany właśnie dywersyfikacji przestrzennej. Z przyczyn technologicznych (problemy z odpowiednim rozmieszczeniem anten w terminalach ruchomych), często obecnie analizowanym wariantem jest instalacja wielu anten w stacjach bazowych w połączeniu z dywersyfikacją nadawania.

W przypadku systemów MIMO w przypadku dużej liczby anten możliwy jest do uzyskania odpowiednio wysoki rząd dywersyfikacji (*diversity order*). Jeśli dysponujemy  $M$  antenami nadawczymi oraz  $N$  antenami odbiorczymi, wówczas łączna liczba przestrzennych kanałów wynosi teoretycznie  $M \times N$ , jeśli dodatkowo wszystkie te kanały są od siebie niezależne (tzn. ich charakterystyki zaników są nieskorelowane ze sobą), to rząd dywersyfikacji jest maksymalny i wynosi ponownie  $M \times N$ .

Na rys.5 pokazano, jak w rzeczywistości zastosowanie dywersyfikacji wpływa na sygnał radiowy. Na rys. 5a widać poziom sygnału w funkcji czasu na wyjściu klasycznego systemu SISO (1,1) z wyraźnie zaznaczonymi fluktuacjami oraz głębokimi zanikami. Na rys. 4b przedstawiono sytuację, w której zastosowano system MIMO (2, 2) oraz odpowiednie łączenie sygnałów z obu ścieżek. Widać wyraźnie, że w por. z rys.5a fluktuacje oraz zaniki zostały wyraźnie zredukowane.



Rys. 5. Dywersyfikacja przestrzenna. (a) – poziom sygnału na wyjściu systemu SISO, (b) – poziom sygnału dla systemu MIMO (2,2) [6].

Na zakończenie warto dodać, iż dywersyfikacja odbioru wymaga jedynie większej liczby odpowiednio rozmieszczonych przestrzennie anten, natomiast dywersyfikacja nadawania wymaga dodatkowo zaawansowanych algorytmów związanych z przetwarzaniem sygnałów. W tym drugim przypadku szczególnie pożądana jest znajomość charakterystyk kanału po

stronie nadajnika, co – jak już wspomniano – jest dość trudne w realizacji. Jednakże dywersyfikacja nadawania może być realizowana również, gdy charakterystyki kanału nie są znane po stronie nadawczej. W tym celu wykorzystuje się specjalnie zaprojektowane kody zwane kodami przestrzenno-czasowymi. W dalszej części pracy (rozdział 4.) kody te zostaną szczegółowo omówione.

## 2.2. Zysk multipleksacji [5,6]

O ile wykorzystanie dywersyfikacji skutkuje – dzięki ograniczeniu wpływu zaników – poprawieniem jakości transmisji sygnału, o tyle multipleksacja (mówiąc ściślej: multipleksacja przestrzenna) umożliwi zwiększenie pojemności kanału, co bezpośrednio przekłada się na znaczne zwiększenie realizowalnej szybkości transmisji w porównaniu do typowych łączy SISO.

Istota multipleksacji przestrzennej sprowadza się do wykorzystania wielu anten dla przesłania równocześnie różnych informacji. W przypadku dywersyfikacji ta sama informacja jest, dzięki np. odpowiedniemu kodowaniu, „rozpraszana” pomiędzy antenami; w tym wypadku sytuacja jest inna: przed wysłaniem informacja jest dzielona na szereg bloków, które są wysyłane równolegle, w tym samym czasie i z wykorzystaniem tego samego pasma częstotliwościowego. Dzięki takiemu podejściu pojemność kanału rośnie w przybliżeniu liniowo względem liczby anten. Rzecz jasna im więcej anten, tym więcej informacji można w danym momencie przesłać, oczywiste jest więc, że wzrost pojemności przekłada się w sposób jednoznaczny na zwiększenie możliwej szybkości transmisji.

Cały problem polega na zapewnieniu odpowiednich dla realizacji multipleksacji przestrzennej warunków. Pod pojęciem „odpowiednich” należy rozumieć takie środowisko, w którym korzyści z implementacji omawianej techniki zrównoważą lub przewyższą jej koszty. Taki, a nie inny sposób transmisji polegający na równoległym nadawaniu z różnych anten różnych informacji stawia bardzo duże wymagania dla odbiornika. Aby rozróżnienie poszczególnych strumieni przestrzennych i, w dalszej kolejności, ich zdekodowanie z zadawalającą jakością było w ogóle możliwe, ważne jest aby środowisko, w którym multipleksacja jest realizowana było możliwie bogate w elementy rozpraszające i w efekcie cechujące się silną propagacją wielodrogową. Postulat ten na pierwszy rzut oka może budzić zdziwienie, jako że propagacja wielodrogowa przez długi czas była traktowana jako zjawisko bezwzględnie niekorzystne; podejmowano również szereg prac pod kątem maksymalnego ograniczenia jego wpływu. Tym niemniej w przypadku multipleksacji przestrzennej właśnie silna wielodrogowość skutkuje tym, iż prawdopodobieństwo skorelowania poszczególnych ścieżek przestrzennych będzie niewielkie i co za tym idzie – rozróżnialność tychże ścieżek będzie wysoka. W praktyce odbiornik wykorzystywać będzie swoiste „identyfikatory przestrzenne” (*spatial signatures*) każdej ze ścieżek i na tej podstawie będzie wydzieliał sygnały wyemitowane z poszczególnych anten oraz dokonywał ich detekcji.

Jak już wspomniano, multipleksacja przestrzenna powinna być wykorzystywana w takich miejscach, w których korzyści z techniki przewyższą koszty związane z jej implementacją. Przez koszty należy w tym miejscu rozumieć przede wszystkim stopień komplikacji algorytmów związanych z nadawaniem (rozdzielanie informacji na szereg podstrumieni) i nade wszystko z odbiorem sygnału. Algorytmy te stanowią nie lada wyzwanie nawet dla współczesnej elektroniki, zaś trudności implementacyjne są tym większe, im większa jest liczba anten. Jak więc widać, nie tylko kwestie fizycznego rozmieszczenia anten, ale również

zagadnienia algorytmiczno-software'owe mogą stanowić istotne ograniczenie w dowolnym zwiększaniu liczby anten w układach MIMO. Projekt tego typu systemów powinien zatem być każdorazowo efektem kompromisu pomiędzy oczekiwaniami stawianymi tworzonej sieci, kosztami oraz możliwościami technicznymi, którymi dysponuje się w danej chwili.

Na zakończenie rozważań o multipleksacji przestrzennej należy wspomnieć o fakcie, iż dla jej poprawnego funkcjonowania wymagane jest, aby liczba anten odbiorczych była co najmniej równa liczbie anten nadawczych, co w pewnych sytuacjach może stanowić problem. Warto w tym miejscu przypomnieć, że dla uzyskania zysku dywersyfikacji wystarczy większa liczba anten tylko po stronie nadawczej łącza radiowego.

### 3. Pojemność kanału MIMO

Pojemność kanału MIMO stanowi jedno z bardziej istotnych zagadnień, pojawiających się niemal zawsze przy omawianiu techniki wieloantenowej. Pojęciem bardzo bliskim znaczeniowo do pojemności kanału jest tzw. efektywność widmowa  $\eta$  (*spectral efficiency*), zwana też czasem współczynnikiem wykorzystania pasma. Jak już wspomniano, dzięki dywersyfikacji przestrzennej realizowanej w systemach MIMO możliwe jest znaczące zwiększenie efektywności widmowej, co przekłada się na możliwość realizacji transmisji o dużej szybkości. Formalnie parametr ten definiujemy jako ilość informacji jaka może być przesłana w konkretnym kanale lub też wskazanie, jak wydajnie jest wykorzystywane pasmo częstotliwościowe, którym dysponujemy. Najczęściej wartość efektywności widmowej normuje się względem jednostkowego pasma (1 Hz), zatem jednostką będzie tu [bit/s/Hz]:

$$\eta = \frac{R_b}{B} \quad [\text{bit} / \text{s} / \text{Hz}], \quad (9)$$

gdzie:

$R_b$  – przepływność [bit/s],

$B$  – pasmo przydzielone danemu systemowi [Hz].

Z kolei pojemność kanału (*channel capacity*) określa ile informacji może być przesłane w kanale z dowolnie małym prawdopodobieństwem błędu. Dla bliższego scharakteryzowania tego pojęcia rozważmy sytuację, w której koder kanałowy otrzymuje symbol ze źródła co  $T_s$  sekund [7]. Jeśli zastosowany kod źródłowy jest optymalny, średnia długość ciągu kodowego złożonego ze wszystkich symboli źródłowych jest równa entropii źródła, którą oznaczmy  $H(S)$ . Zatem koder kanałowy otrzymuje średnio  $\frac{H(S)}{T_s}$  bitów informacyjnych na sekundę.

Zakładając, że słowo kodowe opuszcza koder kanałowy co  $T_c$  sekund, aby można było przesłać całą informację ze źródła, na jeden symbol powinno przypadać:

$$R = \frac{H(S)T_c}{T_s} \quad (10)$$

bitów informacyjnych.

Wartość  $R$  nazywamy szybkością informacyjną (*information rate*) kodera kanałowego. Maksymalna wartość  $R$ , przy której obserwowana stopa błędów będzie dowolnie mała to właśnie pojemność kanału  $C$  (*channel capacity*). W przypadku kanału o ograniczonej szerokości, pojemność z reguły wyraża się względem pasma jednostkowego, a zatem w [bit/s/Hz] (taka sama jednostka, jak w przypadku efektywności widmowej).

Dla zilustrowania pojęcia pojemności kanału zgodnie z teorią informacji, należałoby rozważyć wejście i wyjście bezpamięciowego kanału radiowego jako zmienne losowe, odpowiednio  $X$  (wejście) i  $Y$  (wyjście). Wówczas pojemność takiego kanału można by zdefiniować następująco [7]:



$$C = \max_{p(x)} I(X;Y), \quad (11)$$

gdzie  $I(X;Y)$  to tzw. informacja wzajemna (*mutual information*) między zmiennymi  $X$  i  $Y$ , zaś maksymalizacja jest realizowana względem wszystkich możliwych rozkładów statystycznych opisujących sygnał nadawany. Informacja wzajemna jest miarą ilości informacji, którą zawiera jedna zmienna na temat innej zmiennej. Innymi słowy, wartość ta opisuje, o ile zmniejsza się niepewność na temat danej zmiennej w oparciu o wiedzę na temat drugiej zmiennej. W związku z tym, inny matematyczny sposób zdefiniowania informacji wzajemnej jest następujący:

$$I(X;Y) = H(Y) - H(Y|X), \quad (12)$$

gdzie  $H(Y|X)$  to warunkowa entropia między zmiennymi  $X$  i  $Y$ .

Oczywiście klasyczną formułą opisującą pojemność kanału w systemie transmisyjnym (bez rozróżniania między systemami SISO czy MIMO) jest doskonale znane twierdzenie Shannona [8], zgodnie z którym w łączu o znanej szerokości pasma ( $B$  [Hz]), przy założeniu, że moc sygnału jest ograniczona oraz występujący szum gaussowski opisywany jest przez znaną moc lub widmową gęstość mocy, maksymalna szybkość, przy której można uzyskać dowolnie małe prawdopodobieństwo błędu, czyli pojemność kanału  $C$  [bit/s] jest zdefiniowana następująco:

$$C = B \log_2(1 + \rho), \quad (13)$$

gdzie  $\rho$  oznacza stosunek mocy sygnału do mocy szumu, wyrażony w tym wypadku w skali liniowej.

Przez analogię, dla kanału SISO opisywanego przez swoją odpowiedź impulsową  $h$ , pojemność można zdefiniować następująco [9,10]:

$$C_{SISO} [bit / s / Hz] = \log_2(1 + \rho |h|^2). \quad (14)$$

Powyższy wzór określa pojemność dla przypadku deterministycznego, tzn. dla konkretnej ściśle określonej realizacji kanału, którą utożsamia konkretna wartość odpowiedzi impulsowej  $h$ . W praktyce dużo częściej posługujemy się pojęciem pojemności średniej lub ergodycznej (*ergodic capacity*), która jak sama nazwa wskazuje stanowi wartość pojemności uśrednionej względem wszystkich możliwych realizacji kanału radiowego, tj.:

$$C_{SISO/ergodic} = E(\log_2(1 + \rho |h|^2)), \quad (15)$$

gdzie  $E(\cdot)$  oznacza wartość średnią (nadzieję matematyczną).

Z kolei pojemność kanału SIMO dla przypadku deterministycznego można przedstawić następująco [9,10]:

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \rho |\mathbf{H}|^2) = \log_2\left(1 + \rho \sum_{i=1}^N |h_i|^2\right) \quad (16)$$

Powyższy zapis wynika oczywiście z faktu, iż dla przypadku SIMO kanał w danej chwili jest opisywany już nie przez konkretną, pojedynczą liczbę  $h$ , lecz przez wektor kolumnowy wartości odpowiedzi impulsowych, tj.  $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$ .

W przypadku systemu MISO z kolei kanał opisuje następujący wektor:  $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_M]$ , zaś jego pojemność takiego kanału wyraża się takim oto wzorem [9,10]:

$$C_{MISO} = \log_2 \left( 1 + \frac{\rho |\mathbf{H}|^2}{M} \right) = \log_2 \left( 1 + \rho \frac{\sum_{i=1}^M |h_i|^2}{M} \right) \quad (17)$$

Porównując wzory (16) i (17) łatwo zauważyć, że w systemie MISO zwiększanie liczby anten nadawczych nie wpływa na wzrost pojemności, natomiast dla systemu SIMO obserwujemy logarytmiczną zależność między liczbą anten odbiorczych a pojemnością.

Wreszcie dla systemów MIMO, w których po obu stronach łącza występuje większa liczba anten, pojemność wyraża następująca zależność [5,9,10]:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right], \quad (18)$$

gdzie:

$\det(\cdot)$  – oznacza wyznacznik macierzy;

$\mathbf{I}_N$  – jest macierzą jednostkową o wymiarach  $N \times N$  (czyli macierz, w której główną przekątną stanowią jedynki, zaś pozostałe jej elementy to zera);

$(\cdot)^H$  – oznacza operację sprzężenia i transpozycji macierzy (tzw. sprzężenie hermitowskie).

Oczywiście zgodnie ze wcześniejszymi rozważaniami pojemność ergodyczna w przypadku kanału MIMO to po prostu wartość średnia z wyrażenia (18):

$$C_{MIMO/ergodic} = E \left( \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \right). \quad (19)$$

Warto w tym miejscu wspomnieć o jeszcze jednej, często spotykanej miarze, w której wyraża się pojemność kanału, zwanej pojemnością gwarantowaną (*Outage capacity*),  $C_{outage,q}$ . Pod tym pojęciem rozumieć należy przepływność, która jest zapewniona z prawdopodobieństwem  $(100-q)\%$ . Innymi słowy dla  $q\%$  realizacji kanału radiowego pojemność może spać poniżej wartości określonej przez parametr  $C_{outage,q}$ .

Jak już sygnalizowano wcześniej, teoretyczna pojemność kanału MIMO wzrasta proporcjonalnie do liczby użytych anten. Można to wykazać, jeśli zauważy się że dla dużych wartości  $M$ , przy ustalonym  $N$  oraz przy upraszczającym założeniu o ortogonalności macierzy

$\mathbf{H}$  – czynnik  $\frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H$  dąży do  $\mathbf{I}_N$ . Wówczas wzór (18) przyjmie postać:

$$C_{MIMO} = \log_2 \det[I_N (1 + \rho)]$$

i po odpowiednich przekształceniach<sup>4</sup>:

$$C_{MIMO} = N \log_2(1 + \rho). \quad (20)$$

Warto porównać ostatni wzór z zależnością (15), gdyż pozwala to na wyciągnięcie niezwykle istotnego wniosku. W przypadku kanału SISO sposobem na zwiększenie pojemności jest zwiększanie stosunku S/N, jednak (15) pokazuje, iż zależność ta jest logarytmiczna, co oznacza, że niewielki przyrost pojemności wymagałby bardzo dużego zwiększenia mocy, co często jest w praktyce nierealizowalne. Dla systemów MIMO obserwujemy z kolei liniową zależność pojemności od liczby anten [11], nie jest natomiast konieczna żadna modyfikacja jeśli chodzi o nadawaną moc. Z systemowego punktu widzenia jest to sytuacja dużo bardziej korzystna.

Analizując zagadnienia związane z pojemnością kanału MIMO często sięga się do metod dekompozycji SVD lub dekompozycji wartości własnych (*eigenvalue decomposition*), którym poddawany jest czynnik  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  ze wzoru (18). Szczegóły matematyczne tych operacji pomijamy (można je znaleźć w szeregu prac, m.in. [7]), jednak również płyną z nich bardzo istotne wnioski. Okazuje się bowiem, iż pojemność kanału MIMO jest w istocie sumą pojemności równoległych podkanałów SISO. Liczba tychże podkanałów zależy od tzw. rzędu (*rank*) macierzy kanału  $\mathbf{H}$ , przy czym:

$$\text{rank}(\mathbf{H}) = k \leq \min(M, N), \quad (21)$$

gdzie  $\min(x, y)$  oznacza mniejszą z liczb  $x$  i  $y$ .

A zatem ostateczny wniosek dotyczący pojemności kanału MIMO płynący ze wzoru (21) mówi, że jest ona wprost proporcjonalna do liczby  $\min(M, N)$  i liczba ta wskazuje, na ile równoległych podkanałów SISO można by zdekomponować kanał MIMO.

---

<sup>4</sup> Należy pamiętać, że  $\det(I_n \cdot a) = a^n$ , stąd  $\det[I_N (1 + \rho)] = (1 + \rho)^N$ .

## 4. Transmisja w systemach wieloantenowych

W niniejszym rozdziale skupimy się na dwóch podstawowych technikach transmisyjnych stosowanych w systemach wieloantenowych, tj. na multipleksacji przestrzennej oraz kodowaniu przestrzenno-czasowym. W toku rozważań omówione zostaną cele i korzyści wynikające z implementacji każdej z nich, a także scharakteryzowane zostaną konkretne algorytmy, co uzmysłowi, w jaki sposób w praktyce może być realizowana czy to multipleksacja przestrzenna, czy to kodowanie przestrzenno-czasowe. Niezwykle ważną kwestią, która również zostanie poruszona, jest sposób realizacji odbioru strumieni przestrzennych powstałych w wyniku zastosowaniu algorytmów transmisyjnych opartych o układy złożone z dużej liczby anten. Jak się okaże w toku przeprowadzanej analizy, to właśnie realizacja odbiornika stanowi jedną z podstawowych trudności w implementacji techniki wieloantenowej – duża część istniejących algorytmów odbiorczych cechuje się bardzo wysokimi – czasem zaporowymi – wymaganiami jeśli chodzi o zdolność przetwarzania, którym to wymaganiom nierzadko nie są w stanie sprostać nawet współczesne układy elektroniczne. Oczywiście poziom komplikacji rośnie wraz ze zwiększaniem liczby zastosowanych anten w łączu radiowym, a więc współczesna (i zdroworoządkowa) praktyka projektowa nakazuje ograniczanie liczby anten, tak aby wypośrodkować między wymaganiami jakościowymi stawianymi projektowi a faktycznymi możliwościami sprzętu, który znajduje się w dyspozycji inżynierów i projektantów.

### 4.1. Multipleksacja przestrzenna

Pierwszą z omawianych technik transmisyjnych w systemach MIMO będzie multipleksacja przestrzenna (*spatial multiplexing*). Istotą tej techniki najprościej jest wyjaśnić analizując jej nazwę. Pod pojęciem „multipleksacja” najczęściej rozumiemy zwielokrotnienie, czyli realizację szeregu kanałów w określonym medium. Tak jak w przypadku np. multipleksacji z podziałem częstotliwości FDM (*Frequency Division Multiplexing*) zwielokrotnienie odbywa się dzięki wykorzystaniu szeregu podkanałów częstotliwościowych uzyskanych z podziału dostępnego pasma, tak w przypadku multipleksacji przestrzennej wykorzystuje się po prostu tzw. podkanały przestrzenne.

Dla zilustrowania tej techniki rozważmy system wieloantenowy zawierający  $M$  anten nadawczych i  $N$  odbiorczych. Zadaniem układu nadawczego jest transmisja pewnego wejściowego strumienia bitów. Jeśli układ ten realizuje algorytmy multipleksacji przestrzennej, strumień ten zostanie w pierwszej kolejności rozdzielony na  $M$  podstrumieni (często zwanych również warstwami), a następnie każdy z powstałych podstrumieni będzie niezależnie nadawany przez odpowiednią, przypisaną mu antenę nadawczą. W istocie rzeczy zatem, podczas pojedynczego okresu symbolowego nadanych zostaje  $M$  niezależnych symboli danych. Nietrudno zauważyć, iż w porównaniu z sytuacją w „klasycznym” systemie z jedną anteną nadawczą i jedną odbiorczą, tym razem w tym samym czasie przesłanych zostanie  $M$ -krotnie więcej danych, a więc szybkość transmisji wzrasta – w teorii –  $M$ -krotnie.

Jak już wspomniano w części poświęconej zyskowi multipleksacji, podstawowym problemem wiążącym się z tą techniką jest odpowiednie wydzielenie i w dalszej kolejności zdekodowanie odebranych podstrumieni. Pamiętać należy, iż każda z anten odbiorczych odbiera sygnał, który jest mieszaniną części lub wszystkich podstrumieni, dodatkowo zniekształconych pod wpływem szumu i innych zjawisk typowych dla niestacjonarnego kanału radiowego. Okazuje się, że w tym wypadku pomocne okazuje się być zjawisko propagacji wielodrogowej, gdyż dzięki niemu poszczególne ścieżki są bardziej rozróżnialne. Innymi słowy, im silniejsza

propagacja wielodrogowa, tym charakterystyki przestrzenne poszczególnych ścieżek są mniej ze sobą skorelowane, a przez to łatwiejsze do wydzielenia po stronie odbiorczej.

Jak zatem widać, multipleksacja przestrzenna jest narzędziem pozwalającym na istotny wzrost szybkości transmisji, przy czym podkreślić należy, iż korzyść ta jest osiągana bez konieczności poszerzania pasma, zwiększania mocy nadawania czy liczby podnośnych. Ceną natomiast są większe wymagania sprzętowe czy algorytmiczne konieczne do wydajnej realizacji tej konkretnej techniki transmisyjnej. Multipleksacja przestrzenna pozwala zatem na zwiększenie pojemności kanału MIMO. Metoda ta natomiast nie zapewnia bezpośrednio narzędzi pozwalających na polepszenie jakości transmisji w systemach wieloantenowych.

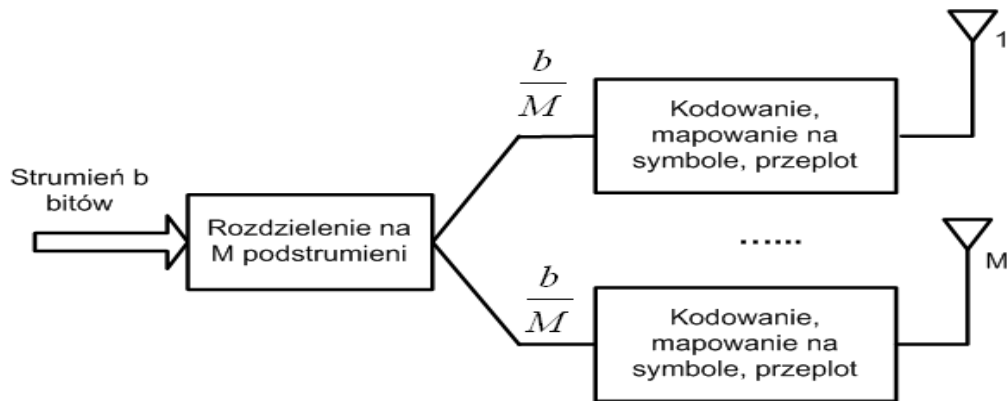
Na przestrzeni ostatnich lat opracowano kilka konkretnych algorytmów, które można zaliczyć do rodziny multipleksacji przestrzennej. Tym, co je odróżnia od siebie jest przede wszystkim sposób przetwarzania strumienia po stronie nadawczej, a w szczególności sposoby jego rozdzielania na podstrumienie. Spośród wspomnianych algorytmów wyróżnić należy przede wszystkim metody z rodziny BLAST [12,13,14], w tym H-BLAST, V-BLAST oraz D-BLAST. Zostaną one obecnie nieco bliżej omówione.

#### 4.1.1. H-BLAST

Akronim BLAST oznacza „*Bell Laboratories Layered Space Time*” i jak już wspomniano obejmuje on kilka algorytmów multipleksacji przestrzennej, których istota tkwi w operowaniu na podstrumieniach, bądź tzw. warstwach (stąd „*Layered Space Time*”). Z kolei litera H w nazwie H-BLAST oznacza horyzontalne przetwarzanie tychże podstrumieni. Jednym słowem H-BLAST [5,12] jest horyzontalnym algorytmem multipleksacji przestrzennej.

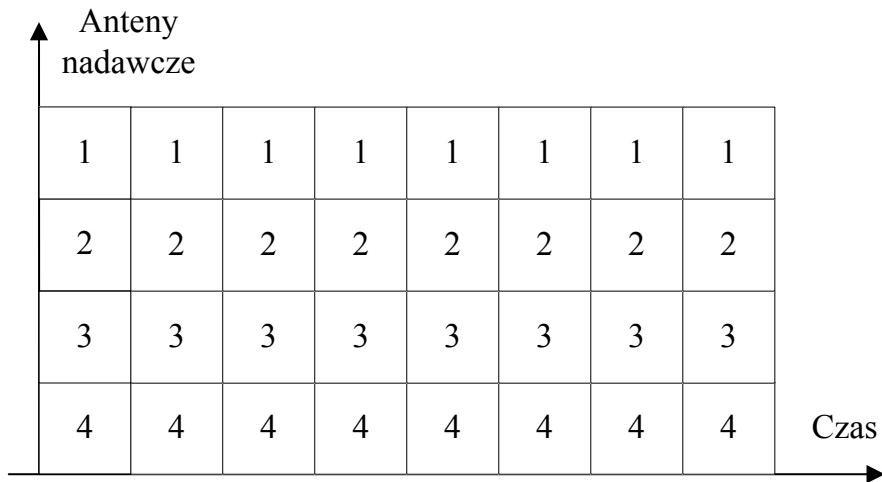
W omawianej metodzie wejściowy strumień bitów podlega rozdzieleniu (demultipleksacji) na M podstrumieni w bloku przetwornika szeregowo-równoległego; powstałe w ten sposób podstrumienie są następnie równolegle przetwarzane w kolejnych gałęziach członu nadawczego. Wspomniane przetwarzanie obejmuje kodowanie, modulację oraz przeplot. Uformowane w ten sposób bloki są nadawane niezależnie przez poszczególne anteny, z których każda nadaje wyłącznie jeden, przypisany do niej podstrumień. Warto dodać, iż przypisanie poszczególnych podstrumieni (warstw) do konkretnych anten nadawczych jest w tym wypadku stałe w czasie.

Zasadę przetwarzania strumienia w metodzie H-BLAST przedstawiono w uproszczony sposób na rys.6.



Rys.6. Technika H-BLAST (ilustracja części nadawczej) [5].

Z kolei sposób przypisania zakodowania bitów poszczególnych podstrumieni do konkretnych anten nadawczych w metodzie H-BLAST można przedstawić w następujący sposób (rys.7):



Rys.7. Sposób przyporządkowania podstrumieni do anten nadawczych w funkcji czasu.

Rys.7. należy interpretować w następujący sposób: liczba w kratce oznacza numer podstrumienia (warstwy), natomiast kolejne „wiersze” oznaczają kolejną antenę nadawczą (oś rzędnych). Zatem w kolejnych taktach antena „1” nadaje kolejne bity z warstwy 1. (i tylko z tej warstwy), antena „2” nadaje kolejne bity z warstwy 2., itd. Jednak w związku z tym, że dana antena nadawcza nadaje wyłącznie symbole z jednej warstwy, zaś każda antena odbiorcza odbiera sygnał, w którym zmieszane są informacje z wszystkich podstrumieni, osiągalny rząd dywersyfikacji nie jest w tym wypadku maksymalny i wynosi dokładnie N (gdzie N oznacza oczywiście liczbę anten odbiorczych). Świadczy to o suboptymalności tej metody, jednak pozwala na uproszczenie procedury dekodowania.

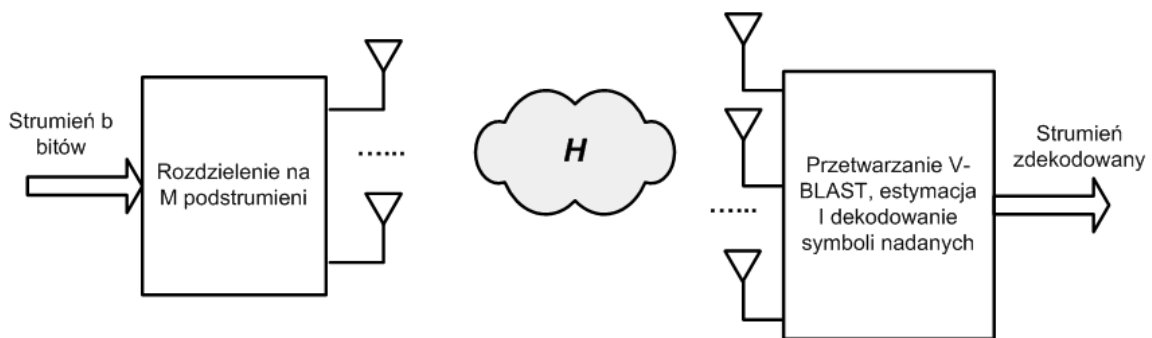
#### 4.1.2. V-BLAST

Kolejny z prezentowanych algorytmów to tzw. wertykalny algorytm BLAST, również opracowany przez naukowców z Bell Laboratories [15]. W tym przypadku układ nadawczy zbudowany jest z przetwornika szeregowo-równoległego, natomiast poszczególne gałęzie

stanowią modulatory QAM. Zatem cały blok nadawczy można interpretować jako nadajnik wektorowy, przy czym składowe tworzące każdy M-elementowy wektor są po prostu symbolami należącymi do konstelacji modulacji QAM. Zakłada się ponadto, iż dla każdego podstrumienia wykorzystuje się tę samą konstelację, zaś poszczególne symbole nadawane przez poszczególne anteny składają się z ustalonej i stałej liczby bitów.

Warto w tym, miejscu podkreślić, iż V-BLAST nie wymaga żadnego kodowania: ani protekcyjnego, ani kodowania między poszczególnymi podstrumieniami, choć oczywiście wykorzystanie standardowego, niezależnego kodowania każdej z warstw jest dopuszczalne i sprzyałoby dodatkowemu poprawieniu jakości transmisji. Tym niemniej w większości dokumentów i opracowań dotyczących omawianego algorytmu zakłada się, iż poszczególne podstrumienie złożone są z niezależnych, niezakodowanych symboli danych. W tym miejscu warto powrócić do omawianej poprzednio techniki H-BLAST i zauważyć pewną analogię między nią a V-BLAST, która to analogia powoduje, iż często H-BLAST określa się mianem „kodowany V-BLAST”. Rzeczywiście, porównanie obu tych metod prowadzi do spostrzeżenia, iż jedyna różnica między nimi to właśnie obligatoryjne kodowanie danych w każdej z gałęzi nadajnika występujące w przypadku horyzontalnego algorytmu BLAST i brak tego kodowania w przypadku algorytmu wertykalnego.

Na rys.8. pokazano w symboliczny sposób istotę układu nadawczo-odbiorczego V-BLAST.



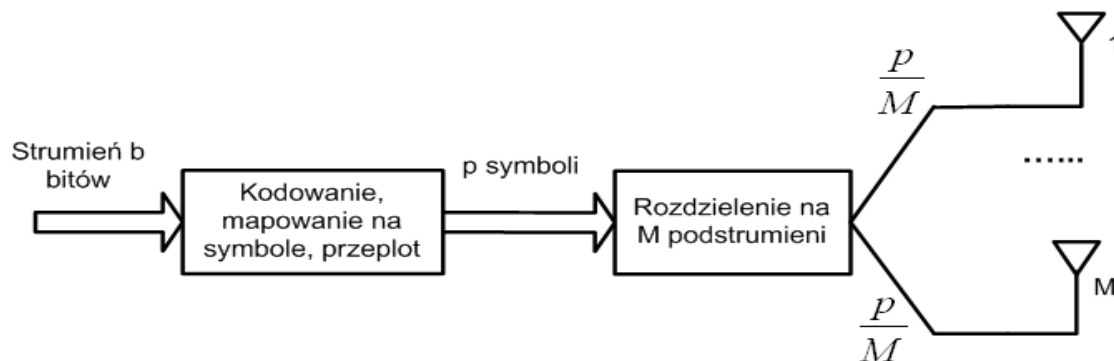
Rys.8. Istota techniki V-BLAST [15].

Autorzy metody szczyłają się bardzo wysokimi wartościami efektywności widmowej, które V-BLAST pozwala uzyskać [15]. W warunkach laboratoryjnych osiągała ona wartości rzędu 20 – 40 bit/s/Hz przy SNR z zakresu 24 – 34 dB. Pokazuje to, jak duży jest potencjał tkwiący w tej metodzie i to nawet przy uwzględnieniu faktu, iż w warunkach rzeczywistych uzyskane rezultaty mogłyby nieco odbiegać od wyników osiągniętych w idealnych warunkach w laboratorium.

W literaturze można spotkać się również z pewną odmianą przetwarzania wertykalnego, zwaną V-LST (*Vertical-Layer Space Time*), w której to strumień podlega kodowaniu, mapowaniu na symbole oraz przeplotowi jeszcze przed demultipleksacją na podstrumieniu. Tak więc o ile w H-BLAST kodowaniu, mapowaniu i przeplotowi podlegały indywidualne podstrumienie, o tyle w tym wypadku przetwarzanie odbywa się wcześniej. Schemat takiego systemu pokazano na rys.9.

Odwrócenie kolejności przetwarzania i demultipleksacji ma istotne konsekwencje. W tym wypadku bowiem podstrumienie emitowane przez kolejne anteny nadawcze przenoszą

informacje o wszystkich bitach strumienia wejściowego. Mówiąc prościej każdy bit może być niejako „rozproszony” na wszystkie podstrumienie (gdyż kodowanie odbywa się jeszcze przed ich wydzieleniem). Jako że każda antena odbiorcza odbiera sygnał będący mieszaniną wszystkich podstrumieni, w tym wypadku można uzyskać maksymalną możliwą dywersyfikację rzędu  $M \times N$ .

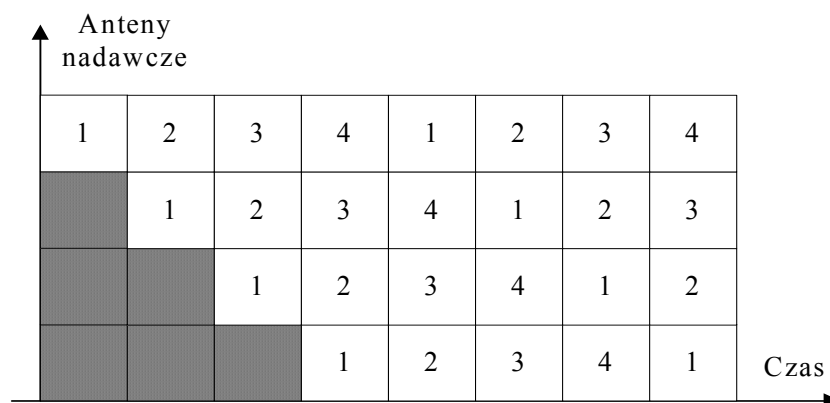


Rys.9 Technika V-BLAST (ilustracja części nadawczej) [5].

Jeśli chodzi o przypisanie poszczególnych podstrumieni do konkretnych anten nadawczych, jest ono stałe w czasie i zgodnie z sytuacją dla metody H-BLAST (rys.7).

#### 4.1.3. D-BLAST

Jeszcze inny wariant multipleksacji przestrzennej stanowi tzw. diagonalny algorytm D-BLAST. Metoda ta w pewnym sensie przypomina H-BLAST, gdyż pierwszym etapem przetwarzania jest demultipleksacja strumienia na podstrumienie w bloku przetwornika szeregowo-równoległego, a następnie niezależne kodowanie i mapowanie bitów na symbole realizowane w każdej z gałęzi. Tak przetworzone warstwy trafiają na wejście układu, który realizuje specjalny algorytm przypisywania odpowiednich podstrumieni do odpowiednich anten nadawczych. Rzecz jasna, zgodnie z nazwą metody, przypisanie to odbywa się w sposób diagonalny, co pokazano na rys.10.



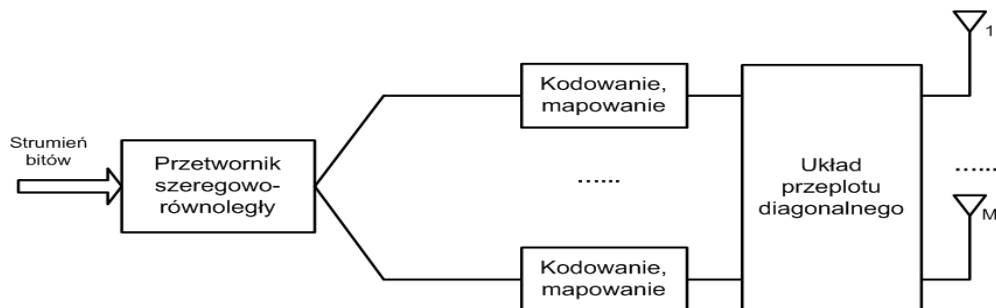
Rys.10. Diagonalny sposób przyporządkowania podstrumieni do anten nadawczych w funkcji czasu (D-BLAST).



Po analizie powyższego rys. od razu widać, iż w tym wypadku przypisanie bitów z poszczególnych podstrumieni do anten nadawczych nie jest stałe w czasie, lecz zmienne i to zmienne właśnie w sposób diagonalny. W pewnym sensie można powiedzieć, iż D-BLAST poprzez taki, a nie inny sposób działania realizuje pewien wariant kodowania przestrzenno-czasowego (druga z podstawowych metod transmisji w MIMO, o której mowa będzie w dalszej części pracy). To swoiste kodowanie skutkuje tym, iż korzyści z implementacji algorytmu mogą być w tym przypadku jeszcze większe, niż dla poprzednio omawianej techniki V-BLAST.

Jak wynika z rys.10, w początkowych szczelinach czasowych konieczne jest zaniechanie transmisji (szare pola na rys.10), co wynika z faktu owej diagonalności przypisania warstw do anten. Prowadzi to również do uproszczenia procedury dekodowania, jednak z drugiej strony stanowi pewne marnotrawstwo zasobów.

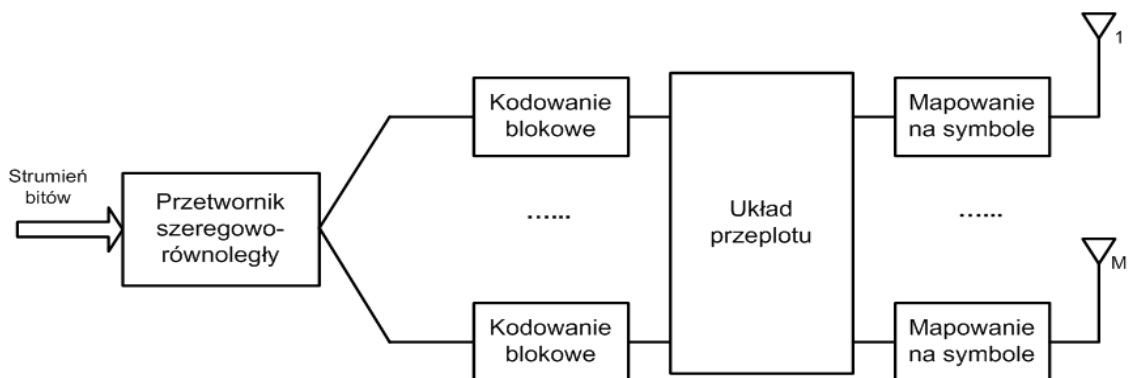
Schemat układu nadawczego z zaznaczeniem bloków realizujących kluczowe etapy algorytmu pokazano na rys.11.



Rys.11. Układ nadawczy systemu wykorzystującego technikę V-BLAST.

#### 4.1.4. Turbo-BLAST

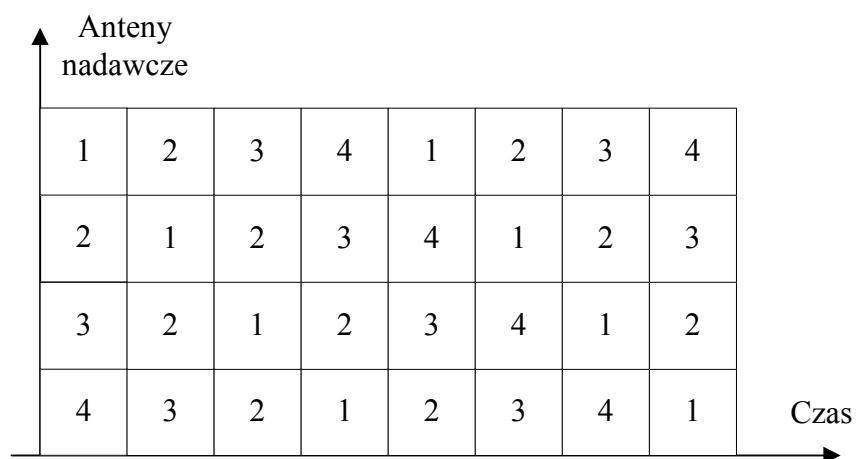
Turbo-BLAST [16] jest stosunkowo nową odmianą opisanych powyżej algorytmów, która łączy w pewnym sensie H-BLAST, D-BLAST oraz kodowanie blokowe. Część nadawczą układu realizującego algorytm Turbo-BLAST można przedstawić następująco (rys.12):



Rys.12. Układ nadawczy systemu wykorzystującego technikę Turbo-BLAST.

Zatem działanie układu można opisać w taki oto sposób [16]:

1. Wejściowy strumień bitów jest demultipleksowany na M strumieni o takiej samej szybkości.
2. Każdy podstrumień jest indywidualnie kodowany przy wykorzystaniu tego samego, z góry ustalonego kodu blokowego.
3. Zakodowane w pkt.2. podstrumienie podlegają przeplotowi w bloku losowego permutatora przestrzenno-czasowego. W istocie rzeczy blok ten realizuje po prostu przypisanie odpowiednich bloków podstrumieni do kolejnych anten nadawczych. Jak sama nazwa wskazuje, permutator może realizować to przypisanie w sposób losowy, jednak bardzo często przyjmuje się, że ma ono charakter diagonalny (tak jak w D-BLAST). W takim przypadku problem niewykorzystanych szczelin czasowych zostanie wyeliminowany (sposób przypisania podstrumieni do anten nadawczych przy założeniu wykorzystania diagonalnego permutatora pokazano na rys.13).
4. Podstrumienie wygenerowane w wyniku działania permutatora są następnie mapowane w każdej gałęzi nadajnika na symbole, a następnie transmitowane przy wykorzystaniu odpowiedniej anteny nadawczej.



Rys.13. Przypisanie podstrumieni do anten nadawczych w funkcji czasu (Turbo-BLAST).

#### 4.1.5. Algorytmy odbiorcze

Obecnie przedstawimy szereg algorytmów pozwalających na odbiór i zdekodowanie sygnału w systemach wykorzystujących multipleksację przestrzenną. Algorytmy te różnią się podejściem do przetwarzanych danych, wydajnością obliczeniową oraz oferowaną jakością. Na zakończenie tego punktu niektóre z omówionych tu metod zostaną dodatkowo przybliżone za pomocą przykładów obliczeniowych, pokazujących krok po kroku ich istotę.

Dla ujednolicenia rozważań przyjęto następujące oznaczenia:

$s$  – oznacza możliwe realizacje nadanego wektora;

$\hat{s}$  - oznacza estymatę wektora nadanego;

$y$  – oznacza wektor odebrany.

### Metoda największej wiarygodności ML

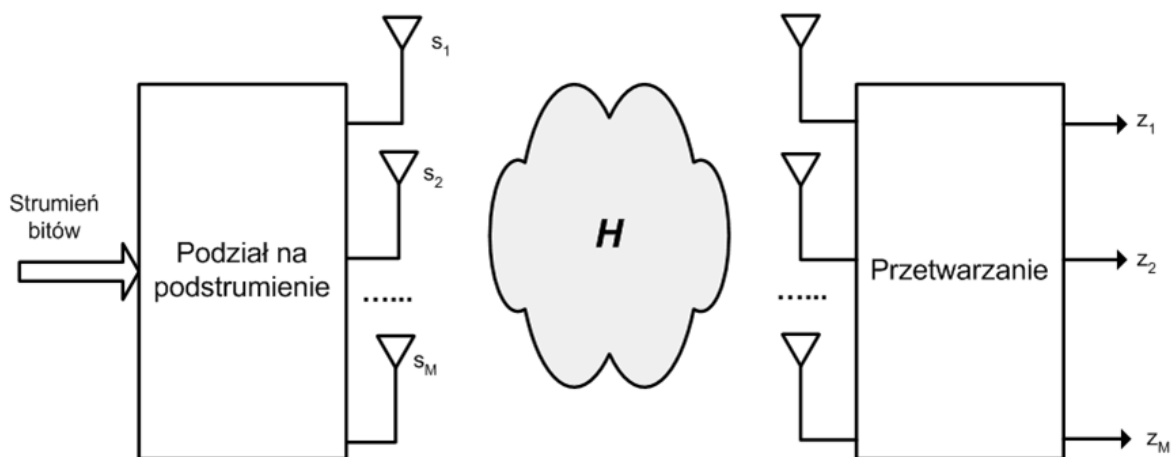
Dekoder oparty o regułę ML (*Maximum Likelihood*) w najprostszym ujęciu przeszukuje wszystkie możliwe wektory, jakie mogły być nadane, aby znaleźć taki, który w kontekście wektora faktycznie odebranego zminimalizuje prawdopodobieństwo błędu (innymi słowy: zapewni maksimum wiarygodności). Z formalnego punktu widzenia, poszukiwana jest taka estymata wektora nadanego  $\hat{s}$ , dla której spełniona jest poniższa zależność:

$$\hat{s} = \arg \min \|y - \mathbf{H}s\|^2 \quad (22)$$

Oczywiście oznaczenie  $\|\cdot\|$  oznacza normę wektora.

Metoda ta jest optymalna jeśli chodzi o jakość dekodowania, jednak z drugiej strony jest dalece nieoptymalna jeśli chodzi o wydajność obliczeniową. Konieczność przeszukiwania pełnego „zestawu” potencjalnych wektorów stanowi bardzo duże obciążenie dla systemu, które dodatkowo rośnie wykładniczo wraz ze wzrostem liczby anten nadawczych. Znacząco utrudnia to praktyczną implementację algorytmu w rzeczywistych systemach.

Odpowiedzią na postulat zapewnienia zadowalającej jakości dekodowania przy możliwym ograniczeniu wymagań obliczeniowych jest grupa tzw. algorytmów liniowych, których istota sprowadza się do wydzielania do strony odbiorczej poszczególnych podstrumieni, a następnie dekodowaniu każdego z nich jeden po drugim (rys.14). (z oznacza symbol zdekodowany, w oparciu o który podejmowana jest decyzja o symbolu nadanym).



Rys.14 Istota działania algorytmów liniowych [5].

Przykładami algorytmów liniowych są metody Zero-Forcing i MMSE.

W pierwszej z nich, odbiornik pracujący zgodnie z algorytmem Zero-Forcing (wymuszania zer, ZF), wyznacza estymaty wektorów nadanych zgodnie z następującą zależnością:

$$\hat{s} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y}, \quad (23)$$

gdzie  $\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$  to tzw. odwrócenie macierzy  $\mathbf{H}$  metodą Moore'a-Penrose'a.

Metoda ZF charakteryzuje się stosunkowo niewielkimi wymaganiami obliczeniowymi, jednak jej słabością jest tzw. wzmacnianie szumu (*noise enhancement*) występujące przy niewielkich wartościach SNR. Mówiąc prościej, jeśli stosunek sygnału do szumu jest niewielki, algorytm ZF może komponent szumowy dodatkowo wzmocnić, co oczywiście bezpośrednio przekłada się na jakość dekodowania, jaką metoda ta oferuje.

Kolejnym przykładem odbiornika liniowego jest układ wykorzystujący algorytm minimalizacji błędu średniokwadratowego MMSE (*Minimum Mean Square Error Estimation*), który generalnie oferuje lepszą jakość, aniżeli ZF przy zachowaniu relatywnie niewielkich wymagań obliczeniowych. Odbiornik ten równoważy minimalizację interferencji międzystrumieniowych i wzmacnianie szumu, zaś formułę analityczną, wg której odbywa się estymacja symbolu nadanego można przedstawić w następujący sposób:

$$\hat{s} = \left( \frac{M}{\rho} \mathbf{I}_M + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \quad (24)$$

Jak podaje praca [5] odbiornik MMSE przy niskich wartościach SNR staje się filtrem dopasowanym o charakterystyce jakościowej wyraźnie przewyższającej parametry algorytmu ZF. Z kolei przy odpowiednio dużym stosunku sygnał/szum, odbiornik MMSE asymptotycznie staje się równoważny z odbiornikiem pracującym zgodnie z algorytmem wymuszania zer ZF.

Często spotykanym algorytmem dekodowania w systemach wykorzystujących multipleksację przestrzenną jest algorytm **SUC (*Successive Cancellation*)**. W najprostszym ujęciu metoda ta sprowadza się do dekodowania kolejnych warstw, a następnie niejako usuwania ich ze strumienia, który podlega dalszemu przetwarzaniu, w efekcie interferencje, które wносиłyby już zdekodowana warstwa (warstwy) nie są brane pod uwagę w kolejnym kroku algorytmu.

Algorytm rozpoczyna się wybraniem (w sposób arbitralny) dowolnego symbolu danych ze strumienia odebranego oraz zdekodowaniem tegoż symbolu (przy założeniu, że wszystkie pozostałe symbole stanowią interferencje). Następnie symbol ten jest usuwany z wektora odebranego i procedura jest powtarzana. Algorytm trwa tak długo, aż zdekodowane zostaną wszystkie symbole w strumieniu odebranym.

Podstawowym problemem, jaki wiąże się z algorytmem SUC jest tzw. propagacja błędu. W sytuacji, gdy po stronie nadawczej zastosowane kodowanie nie było wystarczające, w odbiorniku mogą pojawić się błędy przy dekodowaniu kolejnych warstw, przy czym błąd w dekodowaniu konkretnej warstwy przenosi się niejako na warstwy, które będą dekodowane w dalszej kolejności. Dlatego też z punktu widzenia błędu wnoszonego przez algorytm, szczególnie duże znaczenie ma jakość dekodowania warstwy pierwszej.

Ostatnie zdanie stanowi niejako wskazówkę odnośnie wpływu na jakość algorytmu SUC: otóż w kolejnych etapach pracy odbiornika należy wybierać te strumienie, które charakteryzują się największym stosunkiem SINR (*Signal to Noise and Interference Ratio*) i od nich zaczynać dekodowanie. Założenie to stało u podstaw udoskonalonej wersji algorytmu SUC, zwanej **OSUC (*Ordered Successive Cancellation*)**, w której kolejność dekodowania nie jest dowolna (jak w klasycznym SUC), lecz narzucona tak, aby uzyskać polepszenie jakości dekodowania. Oprócz tego między SUC a OSUC dużych różnic nie ma:

po prostu dekodowanie rozpoczyna się od „najsilniejszego” sygnału, następnie usuwa się go ze strumienia odebranego, wyznacza „najsilniejszy” sygnał w „nowym” strumieniu odebranym i go dekoduje, po czym znowu się go „usuwa”, itd...

Rzecz jasna, konieczność wyznaczania sygnałów o największym SINR na każdym etapie stanowi pewne obciążenie dla zasobów, zwłaszcza w porównaniu do klasycznego SUC, jednak jest to cena za wyraźne polepszenie jakości pracy systemu wykorzystującego odbiornik pracujący wg algorytmu OSUC.

Metoda łącząca omawiane poprzednio algorytmy ZF oraz OSUC jest często wykorzystywana do odbioru sygnałów w systemach V-BLAST; w literaturze jest ona nazywana ZF-VBLAST i z uwagi na jej duże znaczenie zostanie opisana w sposób nieco bardziej szczegółowy, niż poprzednie algorytmy.

Jak pamiętamy z części poświęconej algorytmowi V-BLAST, część nadawcza może być traktowana jako układ transmitujący wektory, których poszczególne elementy stanowią symbole nadawane w danej chwili przez kolejne anteny nadawcze. Wektor nadawany zatem można oznaczyć  $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_i, \dots, s_M)^T$ , natomiast wektor odebrany powstaje w oparciu o wektor nadany, na który oddziałuje kanał radiowy MIMO ( $\mathbf{H}$ ) oraz składnik szumowy ( $\mathbf{n}$ ) i można go zapisać przy pomocy dobrze znanej zależności:  $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$ .

Formalny, iteracyjny zapis algorytmu ZF-VBLAST jest następujący (wyjaśnienie wszystkich symboli oraz krótki komentarz zostaną zamieszczone poniżej) [15]:

### **Inicjalizacja:**

$$i = 1; \quad (25a)$$

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^+; \quad (25b)$$

$$k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}_1)_j\|^2. \quad (25c)$$

### **Rekurencja:**

$$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}; \quad (25d)$$

$$z_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{y}_i; \quad (25e)$$

$$\hat{s}_{k_i} = Q(z_{k_i}); \quad (25f)$$

$$\mathbf{y}_{i+1} = \mathbf{y}_i - \hat{s}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i}; \quad (25g)$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+; \quad (25h)$$

$$k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1, \dots, k_i\}} \|(\mathbf{G}_{i+1})_j\|^2; \quad (25i)$$

$$i = i + 1. \quad (25j)$$

Poszczególne symbole oznaczają:

$(\mathbf{G}_i)_j$  - j-ty wiersz macierzy  $\mathbf{G}_i$ ;

$z_{k_i}$  - symbol zdekodowany;

$\hat{s}_{k_i}$  - symbol będący estymatą symbolu nadanego;

$Q(\cdot)$  – kwantyzację, czyli przypisanie symbolu zdekodowanego do najbliższego punktu założonej konstelacji modulacji;

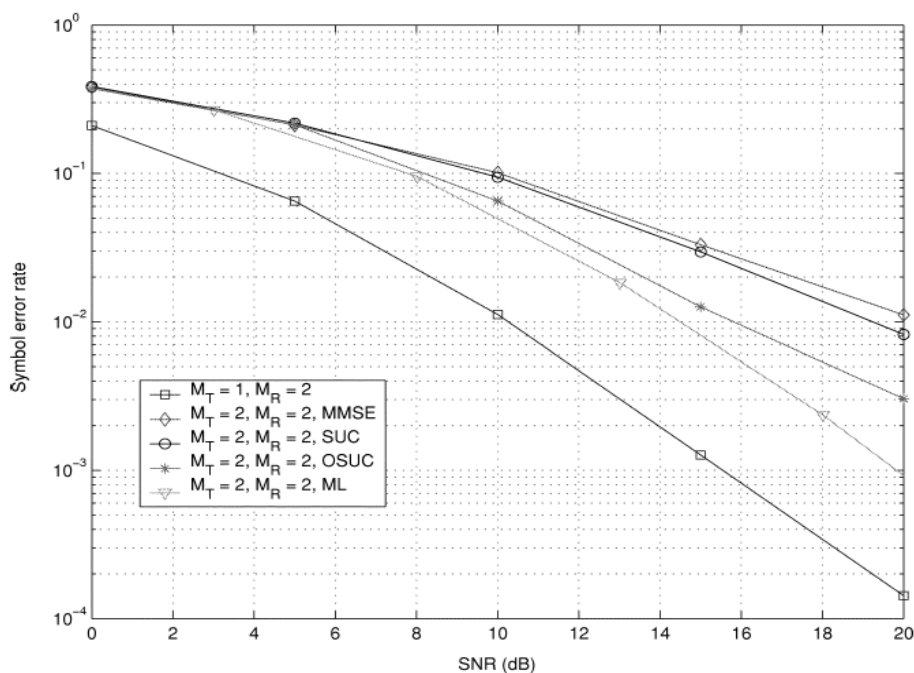
$(\mathbf{H})_{k_i}$  - k-itą kolumnę macierzy  $\mathbf{H}$ ;

$\mathbf{H}_{k_i}^+$  - macierz  $\mathbf{H}$ , w której elementy kolumn od  $k_1$  do  $k_i$  zastąpiono zerami.

Najważniejsze etapy algorytmu:

1. Ustalenie kolejności dekodowania (uporządkowanie składowych wektora  $\mathbf{s}$ ). Krok ten realizowany jest w punktach (25c) oraz (25i).
2. Dekodowanie pierwszego symbolu w oparciu o wektor odebrany  $\mathbf{y}$  oraz odpowiedni wiersz macierzy kanału  $\mathbf{H}$ , reprezentowany tu przez  $\mathbf{w}_{k_i}^T$  (25e). W literaturze przedmiotu krok ten często określa się jako *nulling*.
3. Kwantyzacja, czyli przypisanie zdekodowanego symbolu do najbliższego mu punktu konstelacji modulacji, co jest równoznaczne z podjęciem decyzji o symbolu nadanym (25f). Literatura anglojęzyczna określa ten etap jako *slicing*.
4. Zgodnie z regułami algorytmu odebrany symbol jest usuwany z wektora odebranego. W praktyce wektor ten podlega przekształceniu, w wyniku którego otrzymuje się nową postać wektora, która będzie przetwarzana w kroku kolejnym (25g). Ponownie warto przytoczyć anglojęzyczną nazwę tego etapu: *cancellation*.
5. Oprócz wyznaczenia nowej postaci wektora odebranego, konieczna jest modyfikacja wektora  $\mathbf{G}$ . Krok ten opisuje zależność (25h).

Poniżej na rys.15 przedstawiamy charakterystyki jakościowe niektórych z omówionych powyżej metod dekodowania. Łatwo zauważyć dużą przewagę algorytmu ML, który jednak – jak pamiętamy – cechuje się zaporowymi wymaganiami sprzętowymi przy dużych rozmiarach układów antenowych. Metoda OSUC jest wyraźnie lepsza od uproszczonej wersji – SUC, co oczywiście wynika z porządkowania symboli przed ich dekodowaniem. Najgorsze – choć niewiele tylko gorsze od SUC – rezultaty uzyskano przy zastosowaniu liniowego odbiornika MMSE. Jako punkt odniesienia przyjęto wariant systemu SIMO ze zwykłym odbiorem zbiorczym. (Symulacje przeprowadzono dla systemu MIMO (2,2) wykorzystującego modulację 4QAM).

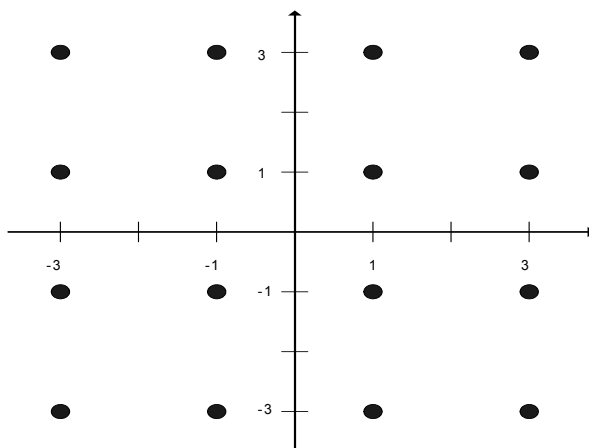


Rys.15. Porównanie charakterystyk jakościowych różnych algorytmów dekodowania [5].

#### 4.1.6. Przykłady obliczeniowe

##### Dekodowanie przy wykorzystaniu metody Zero-Forcing

Rozważmy system MIMO z trzema antenami nadawczymi i czterema odbiorczymi (3,4) wykorzystujący modulację 16QAM o konstelacji jak na rys.16.



Rys.16. Założona konstelacja 16QAM.

Wektor nadany:  $\mathbf{s} = [1 + j, 1 - j, -1 - 3j]^T$  ;

Wektor szumowy:  $\mathbf{n} = [0.1 + 0.1j, 0.2 + 0.3j, -0.5 + 0.1j, 0.2]^T$  ;

Macierz kanału:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} -0.5 & 0.3j & -0.2-0.6j \\ 0.2+0.2j & 0.2j & 1.1-0.3j \\ -0.7 & 0.5j & 0.3-0.4j \\ 1+0.2j & -0.2-0.3j & -1.3-0.7j \end{bmatrix}.$$

Zatem dla powyższych danych wektor odebrany przyjmie postać:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} -1.7+1.1j \\ -1.6-2.1j \\ -2.2-0.6j \\ -0.3+5.7j \end{bmatrix}$$

Wyznaczamy odwrócenie macierzy  $\mathbf{H}$  metodą Moore'a-Penrose'a:

$$\mathbf{H}^+ = \begin{bmatrix} -0.3632-0.1253j & 0.9696-0.2415j & -0.1248-0.2719j & 0.3933-0.4773j \\ -0.529-0.386j & 0.1041-1.4353j & -0.5284-1.0562j & -1.0341-0.4593j \\ -0.2234+0.19j & 0.3891-0.0452j & -0.118+0.0889j & -0.2533+0.1391j \end{bmatrix}$$

Warto zauważyć, że:

$$\mathbf{H}^+\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Obecnie zgodnie ze wzorem (23) wyznaczamy estymatę  $\hat{s}$  wektora nadanego:

$$\hat{s}_{ZF} = \mathbf{H}^+\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1.4108+1.2218j \\ 1.6001-0.9639j \\ -0.9505-2.9241j \end{bmatrix}.$$

Po skwantowaniu uzyskanego w ten sposób wektora (czyli wyznaczeniu punktów konstelacji leżących najbliżej wektora  $\hat{s}_{ZF}$ ) podejmujemy ostateczną decyzję o wektorze nadanym:

$$\hat{s} = \begin{bmatrix} 1+j \\ 1-j \\ -1-3j \end{bmatrix}.$$

Jak widać wektor ten jest równy wektorowi rzeczywiście nadanemu, co potwierdza poprawność dekodowania.  $\square$



### Dekodowanie przy wykorzystaniu metody MMSE

Zakładamy wykorzystanie tego samego systemu MIMO co w przykładzie poprzednim, tej samej modulacji i konstelacji, a także takiego samego wektora nadanego  $\mathbf{s}$ , wektora szumowego  $\mathbf{n}$  oraz macierzy kanału  $\mathbf{H}$ .

Ponadto zakładamy wartość współczynnika  $M/\rho = 0.1$ .

Zgodnie z założeniami metody estymatą wektora nadanego jest skwantowana wartość wyrażenia  $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{y}$ , gdzie  $\mathbf{W} = \left( \frac{M}{\rho} \mathbf{I}_M + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^H$ .

Po obliczeniach:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} -0.333 - 0.033j & 0.6781 - 0.1576j & -0.2026 - 0.1285j & 0.3529 - 0.2811j \\ -0.3207 - 0.299j & 0.0434 - 0.85j & -0.3177 - 0.7171j & -0.6593 - 0.2430j \\ -0.1951 + 0.1866j & 0.3648 - 0.003j & -0.0926 + 0.1062j & -0.2282 + 0.1504j \end{bmatrix},$$

natomiast

$$\hat{\mathbf{s}}_{MMSE} = \begin{bmatrix} 1.0515 + 1.0182j \\ 0.8711 - 0.4924j \\ -0.9853 - 2.8168j \end{bmatrix}.$$

Po przyporządkowaniu otrzymanej wartości wektora  $\hat{\mathbf{s}}_{MMSE}$  do najbliższych punktów konstelacji modulacji 16QAM (czyli po kwantyzacji), odbiornik podejmie decyzję o nadanym wektorze:

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} 1 + j \\ 1 - j \\ -1 - 3j \end{bmatrix},$$

który jest identyczny z wektorem rzeczywiście nadanym. □

### Dekodowanie przy wykorzystaniu metody ZF-VBLAST

Przedstawiony tu przykład ponownie opiera się na tych samych założeniach, jak dwa poprzednie (ten sam system, te same wektory oraz macierz kanału).

W pierwszym kroku poprzez wyznaczenie metodą Moore'a-Penrose'a macierzy odwrotnej do macierzy  $\mathbf{H}$  obliczamy macierz  $\mathbf{G}_1$ :

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^+ = \begin{bmatrix} -0.3632 - 0.1253j & 0.9696 - 0.2415j & -0.1248 - 0.2719j & 0.3933 - 0.4773j \\ -0.529 - 0.386j & 0.1041 - 1.4353j & -0.5284 - 1.0562j & -1.0341 - 0.4593j \\ -0.2234 + 0.19j & 0.3891 - 0.0452j & -0.118 + 0.0889j & -0.2533 + 0.1391j \end{bmatrix}$$

W kolejnym kroku wyznaczamy normy wektorów stanowiących kolejne wiersze macierzy  $\mathbf{G}_1$  (wzór (25c)). Pozwoli nam to ustalić, która warstwa będzie dekodowana jako pierwsza. Po obliczeniach:

$$\|(\mathbf{G}_1)_1\|^2 = 1.6181$$

$$\|(\mathbf{G}_1)_2\|^2 = 5.1748$$

$$\|(\mathbf{G}_1)_3\|^2 = 0.3448$$

Zgodnie z (25c) jako pierwsza dekodowana będzie warstwa trzecia.

Obliczamy obecnie estymatę symbolu odebranego z warstwy trzeciej (25d oraz 25e)

$$z_{k_1} = \begin{bmatrix} -0.2234 + 0.19j \\ 0.3891 - 0.0452j \\ -0.118 + 0.0889j \\ -0.2533 + 0.1391j \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -1.7 + 1.1j \\ -1.6 - 2.1j \\ -2.2 - 0.6j \\ -0.3 + 5.7j \end{bmatrix} = -0.9506 - 2.9239j$$

Otrzymana wartość podlega przypisaniu jej do najbliższego punktu konstelacji w celu podjęcia ostatecznej decyzji o symbolu nadanym (25f):

$$\hat{s}_{k_1} = Q(-0.9506 - 2.9239j) = -1 - 3j.$$

Ponieważ trzeci element wektora faktycznie nadanego to  $-1 - 3j$ , zatem symbol ten został zdekodowany poprawnie.

W kolejnym kroku modyfikujemy wektor odebrany usuwając z niego element już zdekodowany (wzór (25g))

$$y_2 = y_1 - (-1 - 3j) \cdot H_{k_1}$$

$H_{k_1}$  oznacza trzecią kolumnę macierzy  $\mathbf{H}$ .

Zatem:

$$y_2 = \begin{bmatrix} -0.1 - 0.1j \\ 0.4 + 0.9j \\ -0.7 - 0.1j \\ 0.5 + 1.1j \end{bmatrix}$$

Zgodnie z regułami algorytmu, kolejnym krokiem jest wyzerowanie w macierzy  $\mathbf{H}$  kolumny odpowiadającej za warstwę uprzednio zdekodowaną (czyli w tym wypadku – trzeciej), a następnie obliczenie macierzy  $\mathbf{G}_2$ , czyli macierzy odwrotnej Moore’a-Penrose’a tak przygotowanej macierzy  $\mathbf{H}$  (25g).

Po obliczeniach:

$$\mathbf{G}_2 = \mathbf{H}_{k_1}^+ = \begin{bmatrix} -0.1021 - 0.1729j & 0.6443 - 0.3824j & 0.0079 - 0.2881j & 0.6548 - 0.4715j \\ -0.2881 - 0.5186j & -0.2619 - 1.4667j & -0.4034 - 1.1158j & -0.7753 - 0.5395j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ponownie wyznaczamy normy wektorów stanowiących kolejne wiersze macierzy  $\mathbf{G}_2$ .

$$\|(\mathbf{G}_2)_1\|^2 = 1.3358$$

$$\|(\mathbf{G}_2)_2\|^2 = 4.8716.$$

$$\|(\mathbf{G}_2)_3\|^2 = 0$$

Zatem w drugiej iteracji ( $i=2$ ) dekodowana będzie warstwa pierwsza.

Postępując analogicznie jak w pierwszej iteracji wyznaczamy estymatę symbolu odebranego z warstwy pierwszej:

$$z_{k_2} = 1.4056 + 1.1398j$$

Podajemy tę wartość kwantyzacji i otrzymujemy wartość:

$$\hat{s}_{k_2} = Q(1.4056 + 1.1398j) = 1 + j,$$

zgodną z faktycznie nadanym symbolem.

Wyznaczamy ponownie zmodyfikowany wektor odebrany:

$$y_3 = y_2 - (1 + j) \cdot H_{k_2} = \begin{bmatrix} 0.4 + 0.4j \\ 0.4 + 0.5j \\ 0.6j \\ -0.3 - 0.1j \end{bmatrix},$$

zaś wektor  $\mathbf{G}_3$ :

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.5882j & -0.3922j & -0.9804j & -0.3922 + 0.5882j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Przechodzimy obecnie do ostatniej, trzeciej iteracji ( $i=3$ ), w której po ponownym wykonaniu odpowiednich kroków wyznaczamy estymatę symbolu nadanego w warstwie drugiej (czyli jedynej, która nie została zdekodowana w poprzednich krokach).

$$z_{k_3} = 1.1961 - 0.5294j.$$

Po kwantyzacji odbiornik podejmuje decyzję o symbolu nadanym w tej warstwie:

$$\hat{s}_{k_3} = Q(1.1961 - 0.5294j) = 1 - j.$$

Ponownie symbol ten odpowiada symbolowi faktycznie nadanemu.

Podsumowując, w trzech iteracjach zdekodowano trzy warstwy uzyskując ostatecznie wektor:

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} 1 + j \\ 1 - j \\ -1 - 3j \end{bmatrix},$$

równy wektorowi nadanemu, co potwierdza poprawność zaprezentowanej metody dekodowania.  $\square$

#### 4.2. Kodowanie przestrzenno-czasowe

Drugą z podstawowych technik transmisyjnych w systemach wieloantenowych jest tzw. kodowanie przestrzenno-czasowe (*space-time coding*). Istota metody jest zupełnie różna od omówionej poprzednio multipleksacji przestrzennej. O ile w tamtym wypadku anteny nadawcze transmitowały w sposób równoległy różne dane, o tyle w tym wypadku wysyłane są zakodowane w czasie i przestrzeni fragmenty tej samej informacji. Innymi słowy, wejściowy strumień danych nie jest tu rozdzielany na szereg niezależnych podstrumieni, lecz symbole składające się na ten strumień są w odpowiedni sposób kodowane, tj. przypisywane do odpowiedniej anteny nadawczej (kodowanie przestrzenne) i odpowiedniej szczeliny czasowej (kodowanie czasowe), przy czym sposób owego przypisywania symboli do anten i szczelin czasowych nie jest dowolny, lecz ściśle zdefiniowany i nosi nazwę kodu przestrzenno-czasowego (stąd nazwa techniki).

Podobnie jak zupełnie inna od multipleksacji przestrzennej jest realizacja kodowania przestrzenno-czasowego, tak samo odmienne są cele każdej z tych metod. Podstawowym założeniem omawianej obecnie techniki jest zwiększenie jakości transmisji w systemach wieloantenowych. Kodowanie przestrzenne oferuje określony zysk dywersyfikacji, który wynika z przesyłania z wielu anten zakodowanych replik tego samego sygnału. W sytuacji, gdy któraś ze ścieżek jest na tyle zniekształcona w wyniku oddziaływania kanału radiowego, że nie nadaje się do wykorzystania w procesie dekodowania, można wykorzystać inne repliki, które potencjalnie przenoszą sygnał o lepszej jakości. W sposób oczywisty tego typu podejście zwiększa wiarygodność transmisji danych w systemie radiokomunikacyjnym.

W praktyce projektowej, kody przestrzenno-czasowe projektuje się mając na uwadze kompromis między trzema niekoniecznie zbieżnymi założeniami [17]:

- Opracowanie takiego kodu, dla którego procedura dekodowania będzie możliwie prosta;

- Zapewnienie możliwie najmniejszego prawdopodobieństwa błędu w systemie, wynikającego z zastosowania kodowania przestrzenno-czasowego (innymi słowy: kod powinien zapewniać poprawę jakości transmisji);
- Zapewnienie możliwie dużej przestrzennej szybkości kodowej (*spatial rate*), czyli liczby symboli przypadających na pojedynczą szczelinę czasową na przestrzeni pojedynczego bloku danych. O kodach, dla których wartość tego parametru wynosi 1 mówimy, że są to tzw. kody o pełnej szybkości (*full-rate*). Jak się okaże w toku dalszych rozważań, realizacja kodu o pełnej szybkości jest możliwa jedynie w pewnych sytuacjach.

Dwie najczęściej spotykane odmiany kodowania przestrzenno-czasowego, które zostaną tu omówione to:

- Blokowe kodowanie przestrzenno-czasowe (*Space-time block coding* – STBC), które operuje jedynie na bloku danych wejściowych. Ten typ kodowania oferuje jedynie zysk dywersyfikacji, nie wprowadza natomiast zysku kodowania.
- Splotowe kodowanie przestrzenno-czasowe (*Space-time trellis coding* – STTC), które polega na przesyłaniu fragmentów kodu splotowego (*trellis code*) przez układ nadawczy złożony z wielu anten. W odróżnieniu od STBC, ten typ kodu oprócz zysku dywersyfikacji wprowadza też zysk kodowania, jednakże procedura dekodowania w systemach z STTC jest dużo bardziej złożona.

#### 4.2.1. Blokowe kodowanie przestrzenno-czasowe

Z dwóch wymienionych powyżej metod realizacji kodowania przestrzenno-czasowego ta z całą pewnością jest najbardziej rozpowszechniona. Dla rozważenia modelu matematycznego STBC po raz kolejny rozważmy system wieloantenowy z  $M$  antenami nadawczymi oraz  $N$  antenami odbiorczymi [18]. Podczas trwania dowolnej szczeliny czasowej na wejście kodera przestrzenno-czasowego trafia blok  $b \cdot M$  symboli informacyjnych, który można oznaczyć  $\mathbf{c}_t$ :

$$\mathbf{c}_t = [c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^{b \cdot M}]^T. \quad (26)$$

Zakładamy ponadto, że w systemie wykorzystywana jest modulacja opisana konstelacją złożoną z  $2^b$  symboli modulacyjnych.

Koder przestrzenno-czasowy mapuje blok złożony z  $b$  symboli informacyjnych na  $M$  symboli kodowych zgodnie z założoną konstelacją, a następnie tak powstałe symbole kodowe nadawane są równolegle zgodnie z definicją kodu, podczas trwania szczeliny czasowej przez wszystkie  $M$  dostępnych anten nadawczych. Nadawane symbole kodowe można oznaczyć  $\mathbf{s}_t$ , przy czym:

$$\mathbf{s}_t = [s_t^1, s_t^2, \dots, s_t^M]^T \quad 1 \leq t \leq T. \quad (27)$$

Dla tak zapisanego wektora kodowego, symbol  $s_i^i$   $1 \leq i \leq M$  jest nadawany przez i-tą antenę nadawczą, zaś jego czas trwania wynosi  $t$  (czas trwania jest równy dla każdego nadawanego symbolu).

Wszystkie możliwe wektory kodowe przewidziane dla konkretnego algorytmu kodowania przestrzenno-czasowego można przedstawić w postaci macierzy, która stanowi wówczas kompletny i pełny opis takiego algorytmu.

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_T] = \begin{bmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \cdots & s_T^1 \\ s_1^2 & s_2^2 & \cdots & s_T^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^M & s_2^M & \cdots & s_T^M \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Przy macierzy zapisanej w powyższy sposób, i-ty wiersz definiuje sekwencję, jaka zostanie nadana przez i-tą antenę nadawczą, natomiast j-ta kolumna opisuje symbole jakie zostaną przesłane podczas j-tej szczeliny czasowej.

Oczywiście, zgodnie z wcześniejszymi rozważaniami, wektor odebrany można obliczyć jako:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{HS} + \mathbf{N}. \quad (29)$$

Jak już wspomiano, kody przestrzenno-czasowe oferują tzw. zysk dywersyfikacji, przez co umożliwiają poprawienie jakości transmisji wyrażanej bitową stopą błędów. Dlatego tak ważne jest projektowanie kodów zapewniających możliwie dużą wartość zysku dywersyfikacji.

Jednym z istotnych kryteriów projektowania kodów przestrzenno-czasowych jest tzw. kryterium dywersyfikacji. Przed jego zdefiniowaniem wprowadźmy oznaczenia:

niech przy następującym sygnale (ciągu kodowym) nadanym:

$$s_1^1 s_1^2 \dots s_1^M \quad s_2^1 s_2^2 \dots s_2^M \quad \dots \quad s_T^1 s_T^2 \dots s_T^M$$

odbiornik podejmie (błędna) decyzję na korzyść następującego sygnału:

$$e_1^1 e_1^2 \dots e_1^M \quad e_2^1 e_2^2 \dots e_2^M \quad \dots \quad e_T^1 e_T^2 \dots e_T^M.$$

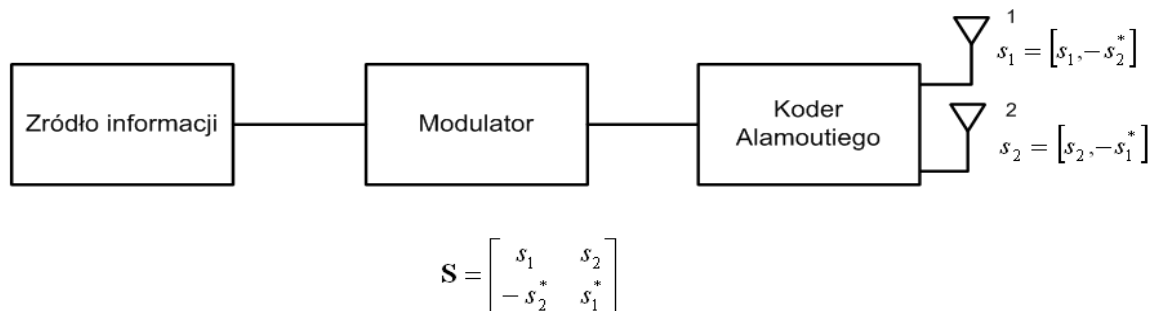
Przy tych założeniach kryterium dywersyfikacji [21] głosi, iż aby kod przestrzenno-czasowy pozwalał na osiągnięcie maksymalnej możliwej dywersyfikacji rzędu  $M \times N$ , macierz

$$\mathbf{B}(s, e) = \begin{bmatrix} e_1^1 - s_1^1 & e_2^1 - s_2^1 & \cdots & e_T^1 - s_T^1 \\ e_1^2 - s_1^2 & e_2^2 - s_2^2 & \cdots & e_T^2 - s_T^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_1^M - s_1^M & e_2^M - s_2^M & \cdots & e_T^M - s_T^M \end{bmatrix}$$

musi być tzw. macierzą pełnego rzędu (*full-rank matrix*) dla wszystkich możliwych par słów kodowych  $\mathbf{s}$  oraz  $\mathbf{e}$ .

#### 4.2.1.1. Kodowanie Alamoutiego

Z pewnością najbardziej znanym przykładem kodowania przestrzenno-czasowego jest tzw. kodowanie Alamoutiego [20], które oferuje pełną szybkość kodową oraz pełną dywersyfikację dla struktur zespolonych. Kod został zdefiniowany dla przypadku dwóch anten nadawczych oraz dowolnej liczby anten odbiorczych. Kod Alamoutiego wywodzi się z teorii struktur ortogonalnych, która znajduje zastosowanie przy tworzeniu kodów przestrzenno-czasowych. Są one opisane przy pomocy ortogonalnych macierzy o wymiarach  $n \times n$ , przy czym w przypadku konstelacji rzeczywistych  $n$  może przyjmować wartości 2, 4 lub 8, natomiast dla innych wartości  $n$  nie da się zbudować macierzy zgodnej z teorią struktur ortogonalnych, która zapewniałaby pełną, jednostkową szybkość kodową oraz maksymalną dywersyfikację. Zagadnienie to będzie uzupełnione w dalszej części rozważań. Z kolei w przypadku struktur zespolonych ograniczenie jest jeszcze większe, gdyż zespolone struktury ortogonalne istnieją jedynie dla  $n=2$  i kod spełniający takie założenie to właśnie wspomniany powyżej kod Alamoutiego. Schemat blokowy kodera kodu Alamoutiego oraz macierz definiującą ten kod pokazano na rys.17.



Rys.17. System z kodowaniem Alamoutiego oraz macierz definiująca kod.

Zgodnie z informacjami zawartymi na powyższym rysunku, kodowanie można opisać w następujący sposób. Ze źródła informacji na wejście modulatora trafiają bity, które są następnie mapowane na symbole zgodnie z przyjętą konstelacją (nie ma ograniczeń co do rodzaju modulacji, jaka może być stosowana w systemie). W dalszej kolejności na wejście kodera Alamoutiego trafiają grupy złożone z dwóch symboli modulacyjnych, tj.  $s_1$  oraz  $s_2$ , które są nadawane przez dwie anteny nadawcze zgodnie z regułą opisaną przez macierz kodu. A zatem w czasie trwania pierwszej szczeliny czasowej antena pierwsza wyemituje symbol  $s_1$ , zaś antena druga – symbol  $s_2$  (pierwszy wiersz macierzy kodu); z kolei podczas drugiej szczeliny czasowej na wejścia anteny pierwszej i drugiej zostaną skierowane symbole  $-s_2^*$  oraz  $s_1^*$  odpowiednio (drugi wiersz macierzy kodu)<sup>5</sup>.

W sposób oczywisty jest to kod o pełnej szybkości kodowej, wynoszącej jeden, gdyż podczas trwania dwóch szczelin czasowych emitowana jest informacja o jedynie dwóch symbolach ( $s_1$  oraz  $s_2$ ), zatem zgodnie z definicją szybkości kodowej:  $r_s=2/2=1$ . Ponadto łatwo wykazać ortogonalność macierzy opisującej kod Alamoutiego:

<sup>5</sup> Oczywiście  $s^*$  oznacza liczbę zespoloną sprzężoną (Jeśli  $s=x+jy$ , to  $s^*=x-jy$ ).

$$\mathbf{S}\mathbf{S}^H = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1^* & -s_2 \\ s_2^* & s_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |s_1|^2 + |s_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1|^2 + |s_2|^2 \end{bmatrix} = (|s_1|^2 + |s_2|^2) \cdot \mathbf{I}_2,$$

gdzie  $\mathbf{I}_2$  to macierz jednostkowa o wymiarach 2 x 2.

Przyjrzyjmy się obecnie nieco bliżej analitycznej postaci sygnałów w systemie wykorzystującym omawiany kod przestrzenno-czasowy [18]. Na początek rozważmy najprostszy wariant takiego systemu, tj. z dwiema antenami nadawczymi oraz jedną odbiorczą. Niech  $h_1$  i  $h_2$  oznaczają zespolone współczynniki opisujące kanał radiowy pomiędzy odpowiednio pierwszą i drugą anteną nadawczą oraz anteną odbiorczą, zaś  $n_1$  i  $n_2$  to komponenty szumowe. Przy tych założeniach sygnały odbierane w dwóch kolejnych momentach czasu  $t$  oraz  $t+\Delta t$  można opisać następująco:

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_1 + s_2 h_2 + n_1 \\ y_2 &= -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + n_2 \end{aligned} \quad (30)$$

a więc w postaci macierzowej:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{S} + \mathbf{n} \quad (31)$$

Jeśli współczynniki kanału  $h_1$  i  $h_2$  są znane w odbiorniku, układ dekodera może je wykorzystać jako informację o stanie kanału CSI (*channel state information*). Przy założeniu, iż wszystkie sygnały w konstelacji są tak samo prawdopodobne, dekodery pracujący zgodnie z regułą największej wiarygodności ML podejmie decyzję o takiej parze sygnałów  $(\hat{s}_1, \hat{s}_2)$  z tej konstelacji, dla której metryka decyzyjna:

$$d^2(y_1, h_1 s_1 + h_2 s_2) + d^2(y_2, -h_1 s_2^* + h_2 s_1^*) = |y_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2|^2 + |y_2 + h_1 s_2^* - h_2 s_1^*|^2, \quad (32)$$

gdzie  $d(x_1, x_2) = |x_1 - x_2|$

jest minimalna.

Z kolei w liniowym odbiorniku, blok dekodera będzie podejmował decyzję o nadanych symbolach w oparciu o następujące dwa sygnały sumacyjne:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^* \end{aligned} \quad (33a)$$

Po odpowiednich podstawieniach:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1. \end{aligned} \quad (33b)$$

Te zaszumione sygnały są następnie przekazywane do detektorów ML, przy czym w tym wypadku reguła dekodowania ML jest rozdzielona na dwie niezależne reguły dekodowania, tj.:



$$\hat{s}_1 = \arg \min_{s_1 \in \mathcal{S}} d^2(\tilde{s}_1, s_1) \quad (34a)$$

w celu podjęcia decyzji o nadanym symbolu  $s_1$  oraz

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{s_2 \in \mathcal{S}} d^2(\tilde{s}_2, s_2) \quad (34b)$$

w celu podjęcia decyzji o nadanym symbolu  $s_2$ .

Dla porównania rozważmy system SIMO z jedną anteną nadawczą i dwiema antenami odbiorczymi pracujący zgodnie z regułą MRC (*Maximum Ratio Combining*) (por. rozdział 2). Sygnały pojawiające się na wejściach odbiornika będą miały następującą postać:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 s_1 + n_1 \\ y_2 &= h_2 s_1 + n_2 \end{aligned} \quad (35)$$

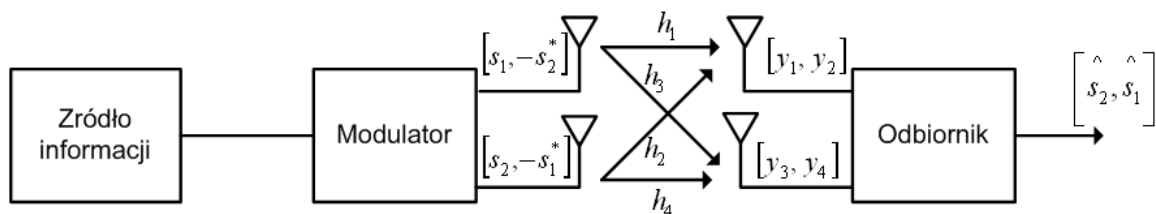
Zaś sygnał sumacyjny, wygenerowany przez moduł MRC, przyjmie taką oto formę:

$$\tilde{s}_1 = h_1^* y_1 + h_2^* y_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 \quad (36)$$

Otrzymany wynik jest tożsamy z rezultatem dla układu (2,1) pracującego z kodowaniem Alamoutiego (33b), ponadto w obu przypadkach rząd dywersyfikacji jest taki sam. Do zależności między tymi dwiema metodami ((2,1) Alamouti i (1,2) MRC) powrócimy przy okazji omawiania charakterystyk jakościowych systemów z kodowaniem Alamoutiego.

Powyższe rozważania łatwo rozszerzyć na większą liczbę anten odbiorczych. Dla przykładu rozważmy system (2,2) i prześledźmy zależności sygnałowe występujące w takim systemie.

Uproszczony schemat systemu MIMO (2,2) z kodowaniem Alamoutiego można przedstawić następująco (rys.18):



Rys.18. System MIMO (2x2) x kodowanie Alamoutiego.

A zatem sygnały odbierane przez pierwszą antenę odbiorczą to  $y_1$  (chwila  $t$ ) oraz  $y_2$  (chwila  $t+\Delta t$ ), natomiast przez drugą antenę odbiorczą –  $y_3$  oraz  $y_4$  (również w chwilach  $t$  oraz  $t+\Delta t$  odpowiednio). Sygnały te w analitycznej postaci można wyrazić następująco:

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_1 + s_2 h_2 + n_1 \\ y_2 &= -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + n_2 \\ y_3 &= s_1 h_3 + s_2 h_4 + n_3 \\ y_4 &= -s_2^* h_3 + s_1^* h_4 + n_4 \end{aligned} \quad (36)$$

Ponownie w oparciu o powyższe zależności, w odbiorniku tworzone są dwa sygnały sumacyjne:

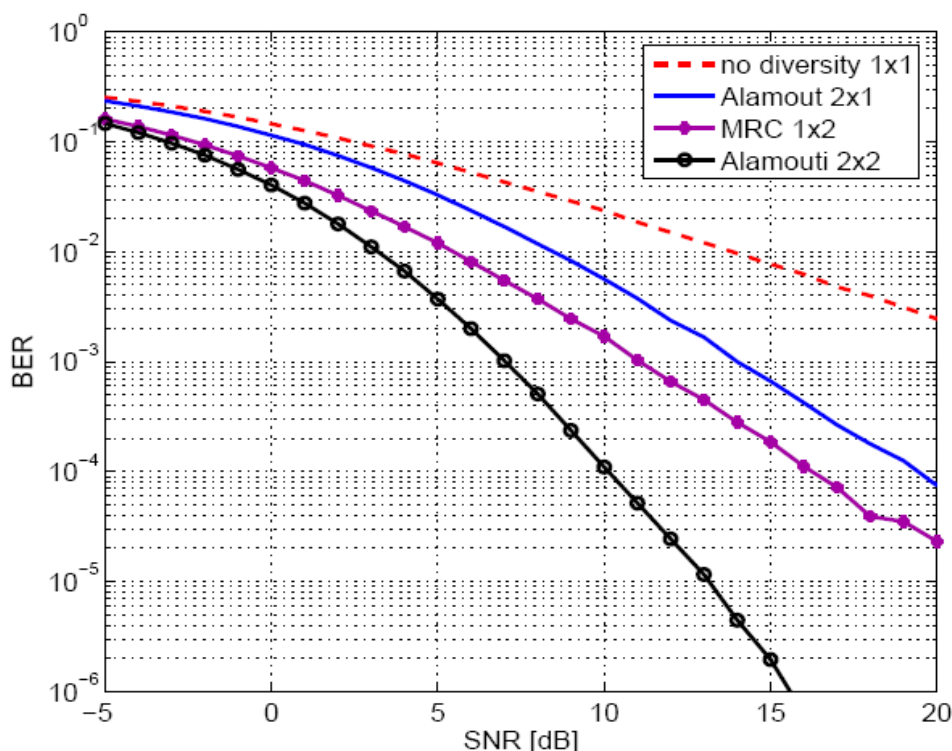
$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* + h_3^* y_3 + h_4 y_4^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^* + h_4^* y_3 - h_3 y_4^*\end{aligned}\quad (37)$$

które po podstawieniach można przedstawić w następującej postaci:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* + h_3^* n_3 + h_4 n_4^* \\ \tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 - h_3 n_4^* + h_4^* n_3\end{aligned}\quad (38)$$

W oparciu o te sygnały dekodery ML podejmuje decyzję o nadanych symbolach  $s_1$  oraz  $s_2$  (w analogiczny sposób jak w przedstawionym powyżej wariancie dla jednej anteny odbiorczej).

Przyjrzyjmy się obecnie charakterystykom jakościowym oferowanym przez systemy z kodowaniem Alamoutiego (rozważono dwa warianty: (2,1) oraz (2,2)) i odnieśmy do je do systemu SISO (1,1) bez kodowania oraz systemu (1,2) pracującego zgodnie z algorytmem MRC. Charakterystyki BER w funkcji SNR wyznaczono przy założeniu zastosowania symboli QPSK, kodowania Graya oraz przy 10000-krotnym uśrednieniu realizacji kanału radiowego. Ponadto przyjęto, iż łączna moc emitowana przez anteny nadawcze w wariantach z kodowaniem Alamoutiego jest równa mocy emitowanej przez pojedynczą antenę nadawczą w systemie (1,2) z algorytmem MRC. Otrzymane krzywe pokazano na rys.19.



Rys.19. Porównanie charakterystyk jakościowych systemów wykorzystujących kodowanie Alamoutiego w odniesieniu do systemu SISO oraz systemu (1x2) z MRC [18].

Łatwo zauważyć, iż system (2,2) z kodowaniem Alamoutiego pozwala na uzyskanie zdecydowanie najlepszej jakości, wyraźnie lepszej także, niż dla prostszego wariantu (2,1). Przykładowo dla  $BER=10^{-3}$  system (2,2) pozwala na zaoszczędzenie ok. 6 dB SNR w porównaniu do systemu (2,1). Z drugiej strony widać, że system (2,1) z kodowaniem Alamoutiego jest o 3 dB „gorszy” w porównaniu do systemu (1,2) z MRC. Wynika to wprost z mocy emitowanej przez anteny w obu tych wariantach: w systemie (2,1) z kodowaniem Alamoutiego moc nadawana przez jedną z dwu anten nadawczą jest dokładnie o połowę mniejsza, niż moc nadawana w systemie (1,2) z MRC. Niezależnie od tego nawet tak relatywnie prosty system jak (2,1) wykazuje sporą przewagę nad systemem SISO bez kodowania. Porównanie wartości SNR niezbędnych dla zapewnienia  $BER=10^{-3}$  pokazuje, że najprostszy z omówionych tu schematów z kodowaniem Alamoutiego jest „lepszy” od systemu SISO o ok. 8 dB. Jest to wyraźna wskazówka, jak duży potencjał tkwi w omówionym tu algorytmie kodowania przestrzenno-czasowego.

#### 4.2.1.2. Struktury ortogonalne, generalizowane struktury ortogonalne oraz kody quasi-ortogonalne

Jak już wspomniano kod Alamoutiego należy do klasy kodów przestrzenno-czasowych wykorzystujących teorię tzw. struktur ortogonalnych, która to klasa jest często w literaturze opisywana akronimem OSTBC (*Orthogonal Space-Time Block Code*).

W ogólności liniowy kod przestrzenno-czasowy OSTBC opisywany macierzą  $\mathbf{S}$  ma następującą właściwość [18]:

$$\mathbf{S}^H \mathbf{S} = \sum_{k=1}^K |s_k|^2 \mathbf{I} \quad (39)$$

gdzie  $\mathbf{I}$  jest macierzą jednostkową.

$i$ -ty wiersz macierzy  $\mathbf{S}$  opisuje symbole nadawane przez  $i$ -tą antenę nadawczą podczas  $K$  szczelin czasowych, zaś  $j$ -ta kolumna reprezentuje symbole nadawane równolegle przez  $M$  anten nadawczych w chwili  $j$ .

Zgodnie z powyższą zależnością kolumny macierzy  $\mathbf{S}$  są wzajemnie ortogonalne do siebie i co za tym idzie sekwencje nadawane przez dowolne dwie anteny nadawcze podczas pojedynczego bloku są względem siebie ortogonalne. Pozwala to na uzyskanie pełnej dywersyfikacji nadawczej, zaś po stronie odbiorczej umożliwia na wydzielenie sygnałów z poszczególnych anten oraz zdekodowanie ich np. przy pomocy algorytmu ML.

Wspominano już, iż kody oparte o struktury ortogonalne istnieją dla sygnałów rzeczywistych oraz zespolonych. W tym pierwszym przypadku ortogonalność zapewniająca maksymalną dywersyfikację oraz pełną szybkość kodową może być zrealizowana jedynie dla macierzy kwadratowych o wymiarach 2x2, 4x4 i 8x8. Przykłady takich macierzy pokazano poniżej:

$$\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (40a)$$

$$\mathbf{S}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (40b)$$

$$\mathbf{S}_8 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 & s_6 & s_7 & s_8 \\ -s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_6 & -s_5 & -s_8 & s_7 \\ -s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_7 & s_8 & -s_5 & -s_6 \\ -s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 & s_8 & -s_7 & s_6 & -s_5 \\ -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_6 & s_5 & -s_8 & s_7 & -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_7 & s_8 & s_5 & -s_6 & -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_8 & -s_7 & s_6 & s_5 & -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (40c)$$

Każdy z powyższych kodów oferuje pełną – równą jedności – szybkość kodową, podobnie jak jedyny kod zespolony, który dla struktur ortogonalnych istnieje tylko dla macierzy o rozmiarze 2x2. Jak już wspomniano kodem tym jest kod Alamoutiego.

Fakt, iż istnieje ograniczenie, dla jakich wymiarów macierzy można projektować kody ortogonalne stanowi w pewnym sensie problem, gdyż wymiar macierzy opisującej kod bezpośrednio przekłada się na rozmiar układu antenowego (czyli po prostu na liczbę anten). W takiej sytuacji niemożliwe byłoby opracowanie kodu zgodnego z teorią struktur ortogonalnych dla dowolnej liczby anten nadawczych. Aby temu zaradzić, opracowano koncepcję tzw. generalizowanych struktur ortogonalnych (*Generalized Orthogonal Designs*) [20], dzięki której można tworzyć kody przestrzenno-czasowe dla dowolnych rozmiarów macierzy. W przypadku konstelacji zespolonych kody te jednakże nie będą oferowały pełnej – jednostkowej – szybkości kodowej. Wnikliwy opis teoretyczny – od strony matematycznej – generalizowanych struktur można znaleźć we wspomnianej pracy [20].

Poniżej przedstawiono przykłady kodów zespolonych dla 3 oraz 4 anten nadawczych, których szybkość kodowa wynosi  $r=1/2$ .

$$\mathbf{S}_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (41a)$$

$$\mathbf{S}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (41b)$$

Z kolei poniżej przedstawiono przykłady kodów dla 3 i 4 anten nadawczych odpowiednio, dla których uzyskano większą – wynoszącą 3/4 – szybkość kodową.

$$\mathbf{S}_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (41c)$$

$$\mathbf{S}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} & \frac{(-s_2 - s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} & -\frac{(s_1 + s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (41d)$$

Podsumowując dotychczasowe rozważania łatwo zauważyć, iż w przypadku kodów zespolonych pełną szybkość kodową i pełną dywersyfikację uzyskujemy jedynie dla dwóch anten nadawczych i co za tym idzie macierzy kodowej 2x2. Większa liczba anten jest możliwa, lecz za cenę odpowiednio zmniejszonej szybkości kodowej. Okazuje się jednak, iż istnieje pewne rozwiązanie zasygnalizowanego problemu, a jest nim mianowicie wykorzystanie tzw. quasi-ortogonalnych kodów przestrzenno-czasowych QSTBC (*Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes*) [18]. Ta rodzina kodów zapewnia pełną szybkość kodową kosztem zmniejszonej dywersyfikacji. Jest to zatem kolejny etap „rozwoju” kodów przestrzenno-czasowych: o ile kody w pełni ortogonalne umożliwiają pełną szybkość i maksymalną dywersyfikację jednak dla wybranych tylko wymiarów macierzy, o tyle kody oparte o generalizowane struktury ortogonalne istnieją dla dowolnych wymiarów macierzy nie oferując jednak pełnej szybkości kodowej. Wreszcie QSTBC również istnieją dla dowolnych wymiarów macierzy, jednak ceną za realizację pełnej szybkości kodowej jest w tym wypadku ograniczony zysk dywersyfikacji.

W najprostszym ujęciu kody QSTBC są budowane w taki sposób, że kolumny macierzy kodowej są podzielone na grupy. O ile poszczególne kolumny w tym wypadku nie są wzajemnie ortogonalne, o tyle zachowana jest wzajemna ortogonalność pomiędzy wspomnianymi grupami. Dodatkowo należy dodać, iż zastosowanie kodów QSTBC pozwala na niezależne dekodowanie **par** symboli nadanych.

Wiele spośród znanych kodów QSTBC stanowi rozszerzenie kodu Alamoutiego 2x2 (rys.18) do wymiaru 4x4 zgodnie z regułami zwanymi „Alamoutyzacją” (*Alamoutisation rules*) [18]:

- Każdy wiersz i każda kolumna macierzy powinna zawierać wszystkie możliwe wartości  $s_i$ , co zapewnia symetrię oraz równomierne rozmieszczenie wszystkich symboli w słowie kodowym;
- Każdy element w słowie kodowym może występować ze znakiem dodatnim lub ujemnym;
- Operacja sprzężenia na zespolonych symbolach jest dozwolona jedynie wtedy, gdy obejmuje cały wiersz macierzy kodowej;
- Macierz kodowa jest podzielona na grupy, przy czym kolumny macierzy nie są wzajemnie ortogonalne, natomiast kolumny różnych grup w ramach tej macierzy są wzajemnie ortogonalne.

W pracy [18] zaproponowano następującą formalną definicję kodów QSTBC:

Kodem QSTBC o wymiarze  $M \times M$  nazywamy kod, którego macierz spełnia następujący warunek:

$$\mathbf{S}\mathbf{S}^H = \sum_{i=1}^M |s_i|^2 \mathbf{Q}, \quad (42)$$

gdzie  $\mathbf{Q}$  jest macierzą rzadką z jedynkami na głównej przekątnej oraz przynajmniej  $M^2/2$  zerami poza główną przekątną.

Obecnie przedstawimy kilka przykładowych kodów QSTBC.

### **Kod QSTBC Jafarkhaniego**

Kod ten zwany jest czasem rozszerzonym kodem Alamoutiego EA (*Extended Alamouti*), gdyż opiera się o dwa kody Alamoutiego o wymiarach 2x2, które oznaczono  $\mathbf{S}_{12}$  i  $\mathbf{S}_{34}$ , gdzie:

$$\mathbf{S}_{12} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}, \text{ zaś}$$

$$\mathbf{S}_{34} = \begin{bmatrix} s_3 & s_4 \\ -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix}.$$

Kod Jafarkhaniego (*Extended Alamouti*) zdefiniowany dla czterech anten nadawczych powstaje w oparciu o dwa powyższe kody, tj.:

$$\mathbf{S}_{EA} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{12} & \mathbf{S}_{34} \\ -\mathbf{S}_{34}^* & \mathbf{S}_{12}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}. \quad (43)$$

Dekoder kodu oparty jest o iloczyn macierzy  $\mathbf{S}_{EA}$  z macierzą powstałą w wyniku transpozycji hermitowskiej macierzy  $\mathbf{S}_{EA}$ . Wynikiem tego mnożenia jest nieortogonalna macierz  $\mathbf{Q}_{EA}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{EA} &= \mathbf{S}_{EA}^H \mathbf{S}_{EA} = \mathbf{S}_{EA} \mathbf{S}_{EA}^H = \\ &= s^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \gamma_{EA} \\ 0 & 1 & -\gamma_{EA} & 0 \\ 0 & -\gamma_{EA} & 1 & 0 \\ \gamma_{EA} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = s^2 \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{V}_{EA} \\ -\mathbf{V}_{EA} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (44)$$

gdzie:

$\mathbf{I}_2$  jest macierzą jednostkową 2x2;

$$s^2 = |s_1|^2 + |s_2|^2 + |s_3|^2 + |s_4|^2;$$

$$\mathbf{V}_{EA} = \begin{bmatrix} 0 & \gamma_{EA} \\ -\gamma_{EA} & 0 \end{bmatrix}, \text{ przy czym}$$

$$\gamma_{EA} = \frac{2 \operatorname{Re}(s_1 s_4^* - s_2 s_3^*)}{s^2}. \quad (45)$$

Ostatni parametr  $\gamma_{EA}$  określa tzw. „samo-interferencję” (*self-interference*), czyli interferencję międzysymbolową wynikającą z określonego sposobu transmisji przyjętego w systemach z kodowaniem przestrzenno-czasowym (w odróżnieniu od „klasycznego” ujęcia interferencji międzysymbolowej ISI, wynikającej z oddziaływania wielodrogowego kanału radiowego). Innymi słowy, parametr ten wskazuje, które zakodowane symbole interferują ze sobą, co w dalszej kolejności przekłada się na jakość konkretnego kodu. Jeszcze inne ujęcie definicyjne samo-interferencji głosi, iż jest to prostu miara nie-ortogonalności takiego kodu. Jak wynika z ostatniej zależności, w przypadku omawianego kodu, symbole  $s_1$  i  $s_4$  oraz  $s_2$  i  $s_3$  interferują ze sobą. Obserwacja ta ułatwia dalszą analizę konkretnego kodu.

### **Kod ABBA**

Jest to kolejny kod QSTBC zdefiniowany dla czterech anten nadawczych oparty o kody Alamoutiego  $\mathbf{S}_{12}$  i  $\mathbf{S}_{34}$  (patrz opis kodu Jafarkhamiego). Macierz kodu jest następująca [17,18]:

$$\mathbf{S}_{ABBA} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{12} & \mathbf{S}_{34} \\ \mathbf{S}_{34} & \mathbf{S}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ -s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (46)$$

Postępując analogicznie, jak w przypadku kodu Jafarkhamiego otrzymujemy macierz  $\mathbf{Q}_{ABBA}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{ABBA} &= \mathbf{S}_{ABBA}^H \mathbf{S}_{ABBA} \\ &= s^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & \gamma_{ABBA} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \gamma_{ABBA} \\ \gamma_{ABBA} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \gamma_{ABBA} & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{V}_{ABBA} \\ \mathbf{V}_{ABBA} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (47)$$

Ponownie:  $\mathbf{I}_2$  oznacza macierz jednostkową 2x2,

$$\mathbf{V}_{ABBA} = \begin{bmatrix} \gamma_{ABBA} & 0 \\ 0 & \gamma_{ABBA} \end{bmatrix},$$

zaś samo-interferencja:

$$\gamma_{ABBA} = \frac{2 \operatorname{Re}(s_1 s_3^* + s_2 s_4^*)}{s_2}. \quad (48)$$

W tym wypadku pary symboli wzajemnie interferujących ze sobą to:  $s_1$  i  $s_3$  oraz  $s_2$  i  $s_4$ .

### **Kod Papadiasa i Foschiniego**

Jest to kod o tyle różny od dwóch poprzednio omówionych, że nie da się go utworzyć wprost z dwóch składowych macierzy kodu Alamoutiego 2x2 (np. poprzez negację czy sprzężenie kolejnych elementów). Macierz opisująca ten kod ma następującą postać:

$$\mathbf{S}_{PF} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4^* & s_3^* & -s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix} \quad (49)$$

Dalsze przekształcenia przebiegają analogicznie, jak dla kodu ABBA – i dają identyczne wyniki, za wyjątkiem wartości parametru samo-interferencji, która w tym wypadku wynosi:

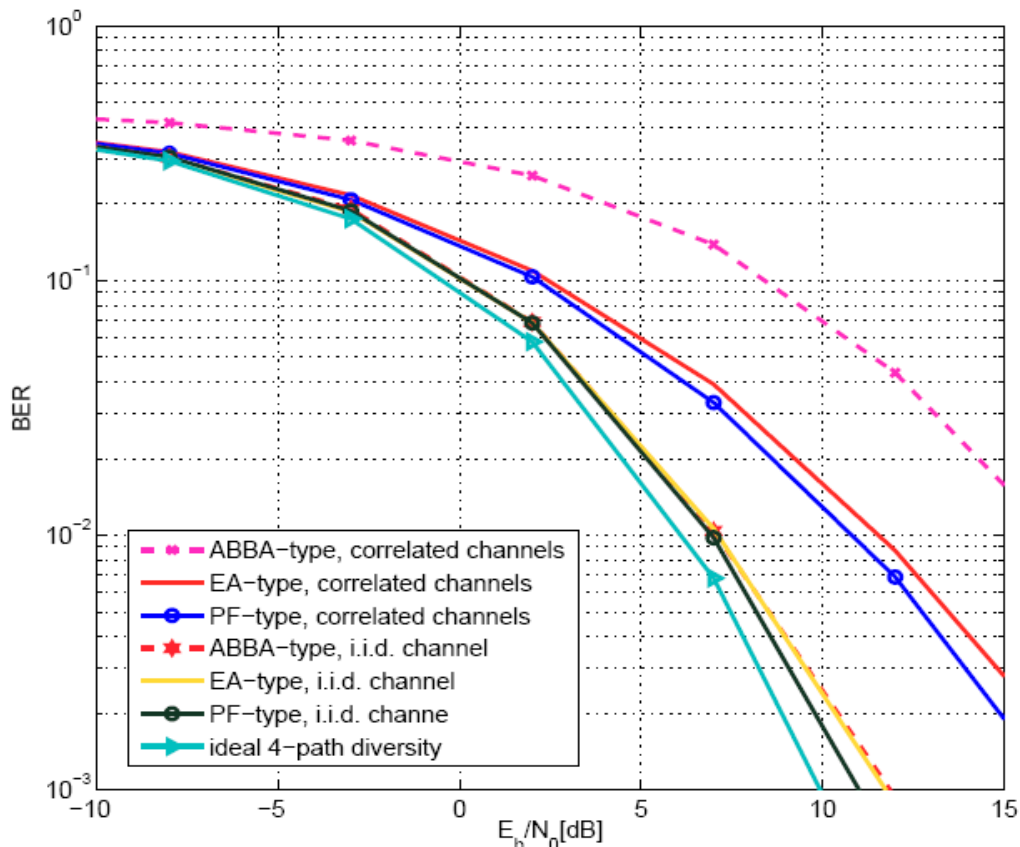
$$\gamma_{PF} = \frac{2j \operatorname{Im}(s_1 s_3^* + s_2 s_4^*)}{s^2}. \quad (50)$$

Poniżej, na rys.20. porównano charakterystyki szumowe opisanych powyżej kodów QSTBC dla sytuacji kanału przestrzennego o silnej korelacji między poszczególnymi ścieżkami oraz



kanalu i.i.d. nie wykazującego skorelowania. Rzecz jasna najlepsze wyniki osiągane są w tym drugim przypadku. Co warto zauważyć, gdy ścieżki nie są skorelowane ze sobą, wartość samo-interferencji nie wpływa niemal w ogóle na charakterystyki jakościowe – krzywe reprezentujące kody w tym przypadku praktycznie nakładają się na siebie. Inna sytuacja ma miejsce, gdy ścieżki przestrzenne są silnie skorelowane ze sobą. Charakterystyki są wówczas nie tylko dużo gorsze (ta sama wartość BER wymaga dużo wyższej wartości  $E_b / N_0$ , niż dla wariantu ścieżek nieskorelowanych), ale dodatkowo uwidaczniają się różnice pomiędzy poszczególnymi kodami, która to różnica wynika z różnych wartości samo-interferencji cechujących poszczególne kody. Zdecydowanie najgorzej wypada tu kod ABBA (który wymaga  $E_b/N_0$  ok. 10 dB większego, niż w przypadku zastosowania tego samego kodu w kanale o bardzo niskim poziomie skorelowania przestrzennego), kody EA i PF osiągają nieco lepsze rezultaty jednak i tutaj dla zapewnienia  $BER=10^{-2}$  konieczne jest zwiększenie mocy o ok. 5 dB w porównaniu dla przypadku braku korelacji między ścieżkami. Dla porównania pokazano również krzywą reprezentującą przypadek idealnej 4-ro ścieżkowej dywersyfikacji, dla której wartość samo-interferencji  $\gamma$  wynosi 0.

Symulacje przeprowadzono dla układu wyposażonego w 4 anteny nadawcze i jedną odbiorczą, wykorzystywano modulację QPSK, zaś układ odbiorczy pracował zgodnie z algorytmem ML.



Rys.20. Porównanie charakterystyk jakościowych różnych kodów QSTBC w sytuacji, gdy są wykorzystywane w kanale o silnej korelacji oraz kanale nieskorelowanym [18].

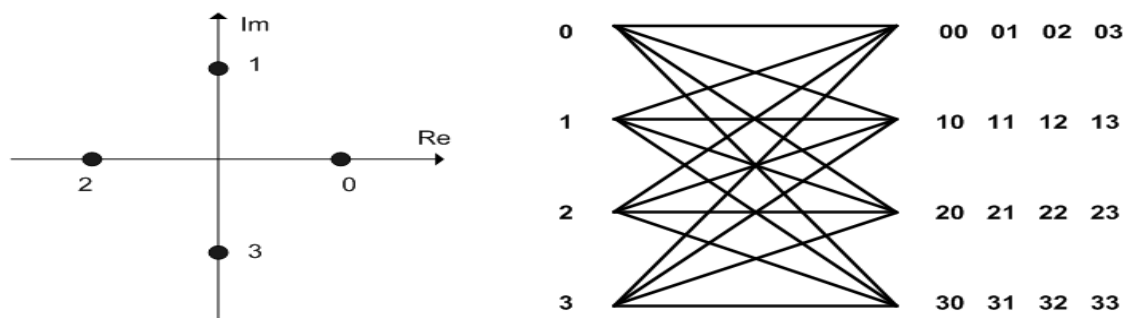
#### 4.2.2. Splotowe kodowanie przestrzenno-czasowe

Jak już wspomiano, splotowe kodowanie przestrzenno-czasowe STTC jest drugim wariantem realizacyjnym kodowania przestrzenno-czasowego, który jednak z kilku powodów nie jest tak często stosowany w praktyce, jak kodowanie blokowe STBC.

Kodowanie STTC zostało po raz pierwszy zaproponowane pod koniec lat 90-tych ubiegłego wieku przez Tarokha, Seshadriego i Calderbanka w ich pracy [21]. Istota tego rodzaju kodowania sprowadza się do transmisji elementów kodu splotowego (*trellis code*), rozproszonych w czasie i przestrzeni. Tak jak w przypadku „klasycznych” kodów splotowych, również w przypadku kodowania STTC jego opis najwygodniej przedstawiać w formie wykresu kratownicowego, który obrazuje przejścia pomiędzy kolejnymi stanami kodera w zależności od bitów na wejściu.

Ten rodzaj kodowania przestrzenno-czasowego ma tę zaletę nad kodowaniem STBC, że wprowadza dodatkowo tzw. zysk kodowania (*coding gain*), który jest tym większy, im więcej stanów posiada konkretny koder. Po stronie odbiorczej, na podstawie otrzymanych próbek kodu splotowego, dekodowana jest wiadomość oryginalna, jednakże jest to proces dość złożony, gdyż wymaga zastosowania algorytmu Viterbiego. I właśnie duże wymagania obliczeniowe związane z procesem dekodowania STTC stanowią podstawowy problem w praktycznej implementacji tego rozwiązania. Podobnie jak w przypadku STBC, algorytm jest realizowalny już przy jednej antenie odbiorczej, choć również i tu nie ma żadnych przeszkód przed wykorzystaniem większej liczby takich anten.

Jako przykład splotowego kodowania przestrzenno-czasowego rozważmy koder z czterema stanami oraz wykorzystujący modulację QPSK o założonej z góry konstelacji. Wykres kratownicowy kodera oraz konstelację pokazano na rys.21.



Rys.21. Przyjęta konstelacja QPSK oraz schemat kratownicowy kodera z czterema stanami.

Oczywiście punkty konstelacji zostały oznaczone cyframi 0,...,3 wyłącznie dla uproszczenia analizy, w rzeczywistości punkty te odpowiadają konkretnym symbolom zespolonym (tj.: „0”=1, „1”=j, „2”=-1, „3”=-j). Dla realizacji kodowania splotowego znane muszą być dwa parametry:

- Stan bieżący kodera,
- Bity wejściowe.

W oparciu o wykres kratownicowy kodera zostają ustalone dwa kolejne parametry:

- Symbole wyjściowe (rozpisane na dostępne anteny nadawcze),
- Następny stan kodera.

W tab.1 pokazano wszystkie powyższe zależności dla sytuacji jak z rys.21.

Tab.1. Kodowanie splotowe dla kodera z rys.21.

Stan bieżący kodera	Wejście kodera				
	Wyjście	0	1	2	3
0	Wyjście anteny 1 i 2 / następny stan:	00/ 0	01/ 1	02/ 2	03/ 3
1	Wyjście anteny 1 i 2 / następny stan:	10/ 0	11/ 1	12/ 2	13/ 3
2	Wyjście anteny 1 i 2 / następny stan:	20/ 0	21/ 1	22/ 2	23/ 3
3	Wyjście anteny 1 i 2 / następny stan:	30/ 0	31/ 1	32/ 2	33/ 3

Tabela powyższa została stworzona w oparciu o wykres kratownicowy przyjętego kodu. Na rysunku prezentującym koder, cyfry 0,...,3 z lewej strony kodera reprezentują 4 stany i równocześnie 4 możliwe symbole wejściowe. Pary liczb po prawej stronie kodera to metryki ścieżek reprezentujące symbole, jakie pojawią się na wyjściu obu anten nadawczych. Każdorazowo są to cztery pary liczb, gdyż z każdego stanu wychodzą 4 ścieżki (w zależności od tego, który z możliwych czterech symboli pojawi się na wejściu).

Po tych informacjach prześledźmy kodowanie dla przykładowego ciągu wejściowego: {0, 1, 3, 3, 2, 1}.

Stanem początkowym kodera jest zawsze stan zerowy, pojawienie się na wejściu symbolu „0” powoduje pozostanie w stanie zerowym, zaś na wyjściach anten pojawią się odpowiednio symbole {00}. W kolejnym kroku na wejściu pojawia się kolejny symbol – „1”, który spowoduje przejście do stanu pierwszego, zaś na wyjściach anteny 1. i 2. pojawią się symbole {01}. W kolejnym kroku na wejściu pojawia się symbol „3”, który spowoduje przejście ze stanu pierwszego do stanu trzeciego oraz pojawienie się na wyjściach anten nadawczych symboli {13}, itd...

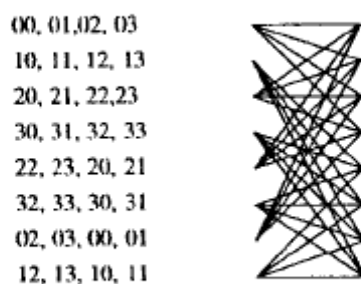
Ostatecznie więc po zakodowaniu całej sekwencji:

**Wejście:** 0 1 3 3 2 1

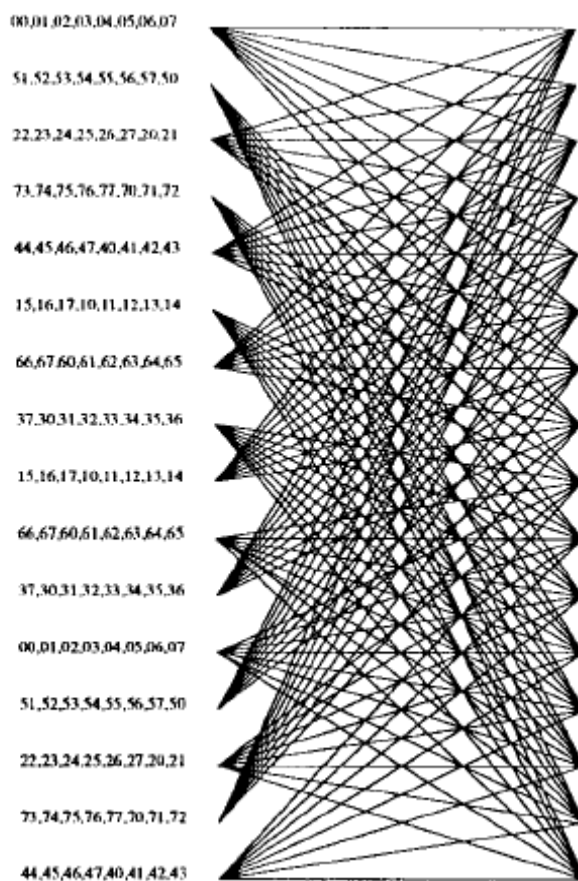
**Antena nadawcza 1:** 0 0 1 3 3 2

**Antena nadawcza 2:** 0 1 3 3 2 1

Poniżej przedstawiono przykłady wykresów kratownicowych dla innych kodów STTC [21]:



Rys.22. Przykład wykresu kratownicowego kodera kodu splotowego (4PSK, 8 stanów).



Rys.23. Przykład wykresu kratownicowego kodera kodu splotowego (8PSK, 16 stanów).

Jak już wspomiano, podstawową przeszkodą w częstym stosowaniu przestrzenno-czasowych kodów splotowych są duże wymagania obliczeniowe w procesie dekodowania, z drugiej jednak strony jest to rozwiązanie atrakcyjne z uwagi na fakt, iż oprócz zysku dywersyfikacji dostępny jest również zysk kodowania, co istotnie wpływa na bardzo dobre charakterystyki jakościowe systemów wykorzystujących ten rodzaj kodu przestrzenno-czasowego. W pracy [22] zaproponowano rozwiązanie alternatywne, które mogło by w pewnym sensie wyeliminować ww. problem. Chodzi mianowicie o połączenie (konkatenację) typowego kodowania splotowego (nie zaś kodowania STTC) z blokowym kodowaniem przestrzenno-czasowym STBC, w ten sposób uzyskując pewien zysk kodowania, przy zachowaniu prostszych obliczeniowo reguł dekodowania typowych dla kodów STBC. Jak się okazało, takie podejście umożliwiło uzyskanie wyników jakościowych zbliżonych do „klasycznego” STTC, a w niektórych przypadkach nawet je przewyższających! Oczywiście prognozowanie odnośnie możliwości wprowadzenia tego rozwiązania do zastosowań praktycznych wymagałoby szeregu dalszych, pogłębionych badań symulacyjnych.

### 4.3. Kody liniowo dyspersyjne LDC

Ciekawą grupę kodów opracowanych z myślą o systemach wieloantenowych stanowią tzw. kody liniowo dyspersyjne LDC (*Linear Dispersion Codes*), które stanowią niejako połączenie omawianych dotychczas technik multipleksacji przestrzennej i kodowania przestrzenno-czasowego. Jak pamiętamy, nadrzędnym celem multipleksacji przestrzennej była maksymalizacja szybkości transmisji danych, podczas gdy istotę kodowania przestrzenno-czasowego stanowiło zapewnienie wysokiej jakości wynikającej z maksymalizacji dywersyfikacji. Te dwie korzyści oferowane przez omówione poprzednio techniki są z wielu powodów wykluczające się wzajemnie. O ile zatem postulat jednoczesnej maksymalizacji szybkości transmisji oraz jej jakości nie jest zbyt realistyczny, o tyle możliwe są rozwiązania stanowiące pewien kompromis między tymi dwoma parametrami. Jednym z nich są właśnie kody LDC, o których podstawowe informacje znajdują się w niniejszym paragrafie.

Kody LDC zostały zaproponowane w roku 2000 przez naukowców z Bell Laboratories, Hassibiego i Hochwalda [23,24]. Autorzy uzasadniając podjęcie prac na nową techniką zauważają szereg problemów ciężących nad najbardziej znanymi „klasycznymi” algorytmami transmisyjnymi w systemach MIMO, w tym: brak możliwości poprawnej pracy algorytmów multipleksacji przestrzennej, gdy liczba anten odbiorczej jest mniejsza, niż liczba anten nadawczych, czy brak zabezpieczenia kodowego tych algorytmów skutkująca dużą wrażliwością na warunki panujące w kanale radiowym. Z drugiej strony algorytmy bazujące na kodowaniu przestrzenno-czasowym cechuje istotne pogorszenie jakości ich pracy przy dużych szybkościach transmisji, bądź przy wzrastającej liczbie anten (z uwagi na ekstremalne nierzadko wymagania obliczeniowe).

W opinii Hassibiego i Hochwalda, zaproponowany przez nich kod umożliwia osiągnięcie dużych szybkości transmisji, przy dowolnej konfiguracji układów antenowych po obu stronach łącza radiowego, a jego szczególnymi przypadkami mogą być wprost rozwiązania znane do tej pory, takie jak np. algorytm V-BLAST czy też różnorakie kody przestrzenno-czasowe. Zdaniem autorów jest to zatem rozwiązanie uogólniające dotychczasowe osiągnięcia w zakresie technik transmisyjnych MIMO, równocześnie w wielu swych elementach – przewyższające je. Istota kodów LDC zakłada nadawanie podstrumieni danych zakodowanych w liniowy sposób w czasie i przestrzeni. Kody są tak projektowane, aby pojemność kanału MIMO była zmaksymalizowana. Zaletą kodów jest ich liniowa struktura co umożliwia proste dekodowanie, a dodatkowo oferują one zysk kodowania, który nie jest dostępny w większości znanych algorytmów transmisyjnych MIMO.

Kody LDC, mimo iż zdefiniowane po raz pierwszy już 8 lat temu, nie są tak rozpowszechnione w praktycznych aplikacjach, jak np. technika V-BLAST, dlatego ich opis w niniejszej pracy będzie miał charakter czysto informacyjny i ograniczony zostanie jedynie do kwestii podstawowych. Z drugiej jednak strony należy podkreślić szereg czynników, które powodują, iż z punktu widzenia rozwoju MIMO jest to propozycja ciekawa i obiecująca.

Kod liniowo-dyspersyjny LDC można przedstawić w postaci analitycznej w następujący sposób. Rozważmy system wyposażony w  $M$  anten nadawczych i  $N$  anten odbiorczych. Zakłada się, iż kanał radiowy jest stały w swojej charakterystyce (znanej w odbiorniku) przez  $T$  szczelin czasowych. A zatem sygnał nadawany można opisać przy pomocy macierzy  $S$  o wymiarze  $T \times M$  (analogicznie jak w przypadku klasycznych kodów przestrzenno-czasowych). Strumień danych wejściowych został rozdzielony na  $Q$  podstrumieni i  $s_1, \dots, s_Q$  to

zespolone symbole wybrane z założonej *a priori* konstelacji, np. r-PSK czy r-QAM. Zatem szybkość takiego kodu można opisać następującym wzorem:

$$R = (Q/T) \log_2 r,^6 \quad (51)$$

zaś sam kod LPC można w postaci analitycznej wyrazić następująco:

$$S = \sum_{q=1}^Q (s_q \mathbf{C}_q + s_q^* \mathbf{D}_q), \quad (52)$$

gdzie:  $\mathbf{C}_q$ ,  $\mathbf{D}_q$  to tzw. macierze dyspersyjne o wymiarach  $T \times M$ , które w pełni opisują kod LDC.

Z kolei każde indywidualne słowo kodowe jest opisywane przez wektor zespolonych symboli  $[s_1, \dots, s_Q]$ .

Zapiszmy obecnie symbol modulacyjny  $s_q$  (liczbę zespoloną) jako sumę jej składowej rzeczywistej i urojonej:

$$s_q = \alpha_q + j\beta_q, \quad q = 1, \dots, Q \quad (53)$$

i przy wykorzystaniu tego zapisu przekształćmy wzór na postać ogólną kodu LDC (52):

$$S = \sum_{q=1}^Q (\alpha_q \mathbf{A}_q + j\beta_q \mathbf{B}_q), \quad (54)$$

gdzie:

$$\mathbf{A}_q = \mathbf{C}_q + \mathbf{D}_q$$

$$\mathbf{B}_q = \mathbf{C}_q - \mathbf{D}_q$$

Macierze  $\mathbf{A}_q$  i  $\mathbf{B}_q$  to również macierze dyspersyjne, które w pełni opisują kod LDC.

A zatem próbując w najprostszy sposób podsumować istotę kodowania liniowo-dyspersyjnego LDC, można by stwierdzić, że jest to algorytm, w którym poszczególne słowa kodowe emitowane przez anteny nadawcze stanowią liniową kombinację ściśle zdefiniowanych macierzy dyspersyjnych o współczynnikach wagowych zależnych wprost od bieżącego symbolu modulacyjnego. Macierze dyspersyjne z kolei są dobierane w taki sposób, aby zoptymalizować pojemność ergodyczną kanału MIMO.

---

<sup>6</sup> Jak widać twórcy kodów LDC przyjęli odmienny sposób definiowania szybkości kodu, niż miało to miejsce w przypadku kodów przestrzenno-czasowych, gdzie szybkość ta określała ilość symboli nadawanych przypadających na pojedynczy blok złożony z określonej liczby szczelin czasowych. W przypadku kodów LDC dodatkowo uwzględniona jest zastosowana modulacja. Może to prowadzić do pewnych nieporozumień, stąd powyższe wyjaśnienie.

### Przykład 1.

Jak już wspomniano niektóre znane kody przestrzenno-czasowe stanowią szczególny przypadek kodów LDC. Rozważmy kod Alamoutiego 2x2 (rys.17) i zauważmy, że jest to kod LDC dla T=M=Q=2 oraz następujących macierzy dyspersyjnych:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Po podstawieniu ww. macierzy do wzoru (54) i po przekształceniach otrzymamy następujące wyrażenie:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ -\alpha_2 & \alpha_1 \end{bmatrix} + j \cdot \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_2 & -\beta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 + j\beta_1 & \alpha_2 + j\beta_2 \\ -(\alpha_2 - j\beta_2) & \alpha_1 - j\beta_1 \end{bmatrix}$$

Pamiętając, że

$$s_q = \alpha_q + j\beta_q,$$

otrzymujemy:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}, \text{ czyli dokładnie macierz opisującą kod Alamoutiego.}$$

### Przykład 2

Poniżej przedstawiono macierz kodu LDC dla przypadku 3 anten nadawczych (M=3) i jednej odbiorczej (N=1) oraz T=4. Szybkość kodowa<sup>7</sup> wynosi R=6.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \alpha_1 + \alpha_3 + j \left[ \frac{\beta_2 + \beta_3}{\sqrt{2}} + \beta_4 \right] & \frac{\alpha_2 - \alpha_4}{\sqrt{2}} - j \left[ \frac{\beta_1}{\sqrt{2}} + \frac{\beta_2 - \beta_3}{2} \right] & 0 \\ \frac{-\alpha_2 + \alpha_4}{\sqrt{2}} - j \left[ \frac{\beta_1}{\sqrt{2}} + \frac{\beta_2 - \beta_3}{2} \right] & \alpha_1 - j \frac{\beta_2 + \beta_3}{\sqrt{2}} & -\frac{\alpha_2 + \alpha_4}{\sqrt{2}} + j \left[ \frac{\beta_1}{\sqrt{2}} + \frac{\beta_2 - \beta_3}{2} \right] \\ 0 & \frac{\alpha_2 + \alpha_4}{\sqrt{2}} + j \left[ \frac{\beta_1}{\sqrt{2}} + \frac{\beta_2 - \beta_3}{2} \right] & \alpha_1 - \alpha_3 + j \left[ \frac{\beta_2 + \beta_3}{\sqrt{2}} + \beta_4 \right] \\ \frac{\alpha_2 - \alpha_4}{\sqrt{2}} + j \left[ \frac{\beta_1}{\sqrt{2}} + \frac{\beta_2 - \beta_3}{2} \right] & -\alpha_3 + j\beta_4 & -\frac{\alpha_2 + \alpha_4}{\sqrt{2}} + j \left[ \frac{\beta_1}{\sqrt{2}} + \frac{\beta_2 - \beta_3}{2} \right] \end{bmatrix}$$

Jak pokazują analizy, kod ten pozwala osiągnąć wyższą pojemność kanału, niż kod przestrzenno-czasowy zaprojektowany dla takich samych parametrów z wykorzystaniem struktur quasi-ortogonalnych. Ponadto osiągnięcie takiej samej szybkości kodowej w przypadku kodu opartego o struktury ortogonalne wymagałoby zastosowania bardzo

<sup>7</sup> Por. wzór (51) i przypis 5.



wymagającej modulacji 256-QAM, podczas gdy w przypadku LDC wystarczy modulacja 64-QAM. Jest więc oczywiste, że w tym drugim przypadku charakterystyki jakościowe BER w funkcji SNR byłyby dużo bardziej optymalne.

Więcej informacji na temat kodów LDC, w tym ich zaawansowany opis matematyczny, przykłady kodów, ich charakterystyki i porównania jakościowe można znaleźć w m.in. w pracach [23,24].

## 5. Podsumowanie

W niniejszej pracy przedstawiono najważniejsze informacje dotyczące systemów wieloantenowych MIMO, ze szczególnym uwzględnieniem technik transmisyjnych wykorzystywanych w tego typu systemach. Opracowanie to ma stanowić niejako kompendium wiedzy na temat bardzo ważnego, obiecującego i dynamicznie rozwijającego się działu współczesnej radiokomunikacji.

Technika MIMO pozwala na wyraźne zwiększenie pojemności kanału radiowego, co bezpośrednio przekłada się na możliwość uzyskiwania dużych szybkości transmisji, pożądanych przez konsumentów oraz niezbędnych dla realizacji usług transmisji danych, cyfrowych multimediiów, itp. Z drugiej strony technika wieloantenowa, dzięki odpowiednim algorytmom transmisyjnym pozwala na maksymalizację tzw. dywersyfikacji przestrzennej i przez to zwiększanie – w porównaniu do klasycznych systemów jednoantenowych – jakości transmisji. Niezwykle ważnym aspektem omawianej rodziny systemów jest fakt, iż korzyści, które oferuje są osiągalne przede wszystkim dzięki wykorzystaniu większej liczby anten po obu stronach łącza, nie jest natomiast wymagane ani zwiększanie mocy nadawanej, czy liczby nośnych, ani poszerzanie pasma transmisyjnego. Oczywiście z drugiej strony należy pamiętać, iż ostateczna liczba anten zawsze musi stanowić pewnego rodzaju kompromis między celami stawianymi projektowanemu systemowi, środkami oraz mocami przetwarzania sprzętu znajdującego się w dyspozycji projektantów. Instalacja układu wieloantenowego wymaga bowiem po pierwsze odpowiedniego rozmieszczenia przestrzennego anten (co nie zawsze jest łatwe, a nawet możliwe w przypadku niewielkich terminali), a po drugie odpowiedniej mocy obliczeniowej, tak aby „poradzić sobie” z algorytmami transmisji i odbioru, których poziom skomplikowania rośnie niemal wykładniczo wraz z każdą anteną dodaną do układu wieloantenowego. I właśnie kwestie implementacyjne związane z realizacją zaawansowanych algorytmów stanowią podstawową barierę implementacyjną systemów MIMO, przynajmniej w kontekście systemów wyposażonych w więcej niż cztery anteny.

Niniejsze opracowanie stanowi też po części zaplecze teoretyczne doktoratu przygotowywanego przez autora („Badanie jakości transmisji w systemach wieloantenowych”). W ramach rozprawy zostaną przebadane wybrane algorytmy transmisji pod kątem jakości transmisji oraz wymaganych nakładów przetwarzania, a następnie zaproponowane zostaną pewne modyfikacje tych algorytmów, które pozwalają na zmniejszenie tychże nakładów, bez wyraźnego pogorszenia jakości. Oczywiście podstawowym narzędziem będzie w tym wypadku przygotowywane oprogramowanie symulujące tor nadawczo-odbiorczy wraz zaimplementowanym kanałem MIMO, dzięki któremu możliwe będzie porównywanie algorytmów oraz dokonywanie pewnych ich modyfikacji oraz analiza wpływu tych zmian na jakość transmisji (bitowa stopa błędu BER), czy wymagane nakłady przetwarzania. Zakłada się modułową strukturę oprogramowania, złożoną z czterech komunikujących się ze sobą bloków: (1) bloku głównego pozwalającego na definicję struktury MIMO (liczba anten po obu stronach toru ograniczona z przyczyn praktycznych do czterech), wybór konkretnego algorytmu nadawczego (w tym modyfikacja istniejących parametrów) i innych ustawień oraz analizę jakościową i czasową działania algorytmu, (2) modułu nadajnika (pseudolosowe źródło, koder, modulator), (3) bloku kanału MIMO z szumem białym i zanikami oraz (4) bloku odbiornika. Wyniki prac związanych z tworzeniem oprogramowania symulacyjnego, jak i ostatecznych wyników analiz i wniosków zostaną przedstawione w pracach statutowych realizowanych w dwóch kolejnych latach, które stanowić będą kontynuację niniejszej pracy.

Podsumowując, należy raz jeszcze podkreślić olbrzymie znaczenie systemów MIMO we współczesnej radiokomunikacji. Świadczy o tym przede wszystkim fakt, iż coraz więcej systemów zakłada wykorzystanie układów wieloantenowych, czy to jako opcję, czy jako rozwiązanie podstawowe. Coraz więcej dokumentów standaryzacyjnych, zaleceń opisuje sposoby implementacji MIMO w konkretnych rozwiązaniach systemowych. Wymienić tu należy choćby takie standardy, jak IEEE 802.11n (sieci WLAN) [25], WiMAX [26], czy też UMTS [27 i inne]. Coraz więcej ośrodków badawczych poświęca się pracom dotyczącym tej właśnie gałęzi radiokomunikacji. Z drugiej strony rozwiązania oparte o MIMO zyskują również określoną pozycję wśród konsumentów; szczególnie dużą rolę odgrywają tu urządzenia sieciowe z rodziny 802.11, pośród kart czy routerów Wi-Fi coraz więcej jest rozwiązań pozwalających na czerpanie z zalet techniki wieloantenowej. W tym kontekście można zaryzykować twierdzenie, iż właśnie MIMO w niedalekiej przyszłości stanie się rozwiązaniem nie tyle uzupełniającym w stosunku do rozwiązań klasycznych, co w niektórych obszarach wręcz podstawowym i dominującym.

## Bibliografia

- [1] Dziunikowski W., Ludwin W. *Układy Antenowe MIMO w sieciach bezprzewodowych*, Przegląd Telekomunikacyjny nr 5, 2003
- [2] Dziunikowski W., Wągrowski M., *Zastosowanie techniki MIMO w systemach radiowych B3G*, Przegląd Telekomunikacyjny nr 2-3, 2005
- [3] Katulski R.J., Mikołajski M., *Technika wielokrotnionego nadawania i zbiorczego odbioru w telekomunikacji bezprzewodowej*, Przegląd telekomunikacyjny nr 2-3, 2003
- [4] Hen I., *MIMO Architecture for Wireless Communication*, Intel Technology Journal, Volume 10, Issue 02, 2006
- [5] Paulraj A.J, Gore E.A., et al., *An Overview of MIMO Communications – A Key to Gigabit Wireless*, Proceedings of the IEEE, vol.92, no.2, February 2004
- [6] Bolcskei H., Paulraj A.J., *Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Wireless Systems*, in book *The Communications Handbook* edited by J. D. Gibson, CRC Press, 2002
- [7] Holter B., *On the Capacity of the MIMO Channel – A Tutorial Introduction*, [http://www.iet.ntnu.no/projects/beats/Documents/MIMO\\_introduction.pdf](http://www.iet.ntnu.no/projects/beats/Documents/MIMO_introduction.pdf)
- [8] Shannon C., *Communication in the Presence of Noise* (January 1949), Proceedings of the IEEE, vol.86, no.2, February 1998
- [9] Liu H, Guoqing L., *OFDM-Based Broadband Wireless Networks*, John Wiley & Sons, 2005.
- [10] Gesbert D., Shafi M., et. al., *From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems*, IEEE Journal On Selected Areas In Communications, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, 2003
- [11] Wesołowski K., *Systemy wielowejściowe/wielowyjściowe (MIMO) w radiokomunikacji ruchomej*, Przegląd Telekomunikacyjny, nr 6, 2004
- [12] Foschini G.J., Chizhik D, et. al., *Analysis and Performance of Some Basic Space-Time Architectures*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 3, pp. 303-320, 2003
- [13] Foschini G.J., *Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in Fading Environment when Using Multi-Element Antennas*, Bell Labs Technical Journal, vol.2, 1996
- [14] Shiu D., Kahn J.M., *Layered Space Time Codes for Wireless Communications using Multiple Antennas*, IEEE International Conference on Communications, vol. 1, pp. 436-440, 1999
- [15] Wolniansky P.W, et al., *V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel*, Proc. ISSSE-98, Pisa, Italy, 1998
- [16] Sellathurai M, Haykin S., *Turbo-BLAST for Wireless Communications: Theory and Experiments*, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 50, no. 10, pp. 2538-2546, 2002
- [17] Hottinen A., *Multi-antenna Transceiver Techniques for 3G and Beyond*, John Wiley & Sons, 2003

- [18] Badic B., *Space-Time Block Coding for Multiple Antenna System*, dissertation, Technischen Universitat Wien, 2005
- [19] Alamouti S.M., *A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp.1451-1458, 1998
- [20] Tarokh V., et al., *Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, 1999
- [21] Tarokh V., et al., *Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, 1998
- [22] Sandhu S., et al., *Space-time block codes versus space-time trellis codes*, IEEE International Conference on Communications, 2001
- [23] Hassibi B., Hochwald B., *Linear Dispersion Codes*, [www.systems.caltech.edu/EE/Faculty/babak/pubs/conferences/00936188.pdf](http://www.systems.caltech.edu/EE/Faculty/babak/pubs/conferences/00936188.pdf)
- [24] Hassibi B., Hochwald B., *High-Rate Codes that are Linear in Space and Time*, Bell Laboratories 2000
- [25] IEEE 802.11n Draft Standard for Information Technology-Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Amendment < > Enhancements for Higher Throughput*, IEEE February 2007
- [26] IEEE 802.16 *Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System*, IEEE 2004
- [27] 3GPP TR 25-876, v.1.8.0, *Multiple Input Multiple Output in UTRA*, 2005