

**POLITECHNIKA WROCŁAWSKA**  
**WYDZIAŁ ELEKTRONIKI**  
Instytut Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki

---



## **ROZPRAWA DOKTORSKA**

mgr inż. Marek Bykowski

# **ODPORNOŚĆ ŁAŃCUCHA VITERBIEGO I TURBOKODÓW NA SZUMY/ZAKŁOCENIA NIE-AWGN W SYSTEMACH DSSS**

Promotor:  
prof. dr hab. inż. Józef Pawelec

## **Spis treści**

### **Rozdział wstępny**

#### **STAN WIEDZY O PRZEDMIOCIE, CELE I TEZY ROZPRAWY**

<b>1. Sformułowanie zagadnienia naukowego, przedmiot oraz cele rozprawy.....</b>	<b>5</b>
<b>2. Charakterystyka stanu literatury.....</b>	<b>10</b>
<b>3. Zadania i tezy rozprawy.....</b>	<b>11</b>
<b>4. Metodologia.....</b>	<b>12</b>
<b>5. Organizacja pracy.....</b>	<b>12</b>

### **Rozdział I**

#### **WYBRANE PROBLEMY KODOWANIA SPLOTOWEGO I TURBO** **14**

<b>1.1. Prawdopodobieństwo błędu kodu splotowego.....</b>	<b>15</b>
<i>Szacowanie błędu metodą bezpośrednią.....</i>	<i>15</i>
<i>Szacowanie błędu drogą wyznaczenie zysku kodowania (metoda pośrednia).....</i>	<i>22</i>
<b>1.2. Przeplot w turbokodach.....</b>	<b>24</b>
<i>Rola przeplotu wewnętrznego w turbokodowaniu.....</i>	<i>24</i>
<i>Rodzaje przeplotów внутренних в turbokодах.....</i>	<i>30</i>
<b>1.3. Optymalne struktury turbokodera.....</b>	<b>38</b>

### **Rozdział II**

#### **DETEKCJA SYGNAŁU DSSS W ŚRODOWISKU NIE-AWGN - TEORIA** **45**

<b>2.1. Teoria detekcji niebiałej.....</b>	<b>46</b>
<b>2.2. Entropijna teoria zysku.....</b>	<b>49</b>
<b>2.3. Szum/zakłócenie o rozkładzie niegaussowskim w systemie DSSS.....</b>	<b>51</b>
<b>2.4. Wpływ rozpraszania sygnału na jakość dekodowania w kanałach ‘kolorowych’.....</b>	<b>53</b>

### **Rozdział III**

#### **DETEKCJA SYGNAŁU DSSS W ŚRODOWISKU NIE-AWGN -**

#### **EKSPERYMENTY SYMULACYJNE** **61**

<b>3.1. Stanowisko badawcze: układy pomiarowe, założenia.....</b>	<b>62</b>
<b>3.2. Badanie łańcucha Viterbiego w kanale ‘kolorowym’.....</b>	<b>67</b>

<b>3.3. Badanie łańcucha turbo w kanale ‘kolorowym’.....</b>	<b>73</b>
<b>3.4. Badanie łańcucha niekodowanego w kanale ‘mieszany’.....</b>	<b>81</b>
 <b>Rozdział IV</b>	
<b>KANAŁ Z ZANIKAMI I SZUMEM GAUSSOWSKIM - TEORIA.....</b>	<b>87</b>
<b>4.1. Model kanału z zanikami powolnymi i selektywnymi o rozkładzie Rayleigha i szumem addytywnym.....</b>	<b>89</b>
<b>4.2. Modelowanie zaników Rayleigha.....</b>	<b>95</b>
<i>Metody kategorii Ricea.....</i>	<b>96</b>
<i>Metody bazujące na filtracji białych procesów Gaussowskich.....</i>	<b>99</b>
<b>4.3. Demodulator Rake.....</b>	<b>106</b>
 <b>Rozdział V</b>	
<b>KANAŁ Z ZANIKAMI I SZUMEM GAUSSOWSKIM - EKSPERYMENTY SYMULACYJNE</b>	<b>111</b>
<b>5.1. Zależności energetyczne w kanale z zanikami.....</b>	<b>112</b>
<b>5.2. Porównanie odbioru z użyciem wybranych metod odbioru zbiorczego w systemie DSSS.....</b>	<b>113</b>
<b>5.3. Badanie łańcucha Viterbiego w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi i szumem/zakłóceniem kolorowym.....</b>	<b>115</b>
<b>5.4. Badanie łańcucha turbo w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi i szumem/zakłóceniem kolorowym.....</b>	<b>121</b>
 <b>PODSUMOWANIE.....</b>	<b>129</b>
 <i>DODATEK A Prawdopodobieństwo błędu odbiornika Rake o małej liczbie palców.....</i>	<b>134</b>
<i>DODATEK B Zarys teorii zaników.....</i>	<b>141</b>
 <b>LISTA SKRÓTÓW.....</b>	<b>146</b>
<b>LITERATURA.....</b>	<b>148</b>

## OD AUTORA

*Pragnę przekazać moje najgorętsze podziękowania pod adresem wszystkich tych, którzy swoim doświadczeniem, wiedzą i życzliwością przyczynili się do powstania niniejszej dysertacji.*

*Przede wszystkim bardzo serdecznie dziękuję promotorowi mojej pracy - panu prof. dr. hab. inż. Józefowi Pawłcowi - za inspirację, bezmiar wiedzy i bezcenną krytykę - tak pomocne w realizacji wytyczonych zadań.*

*Równie gorąco pragnę podziękować dyrekcji Wojskowego Instytutu Łączności - panu dr. inż. Markowi Suchańskiemu oraz panu dr. inż. Jana Łatkowi - za wszelką pomoc i umożliwienie przeprowadzenia niniejszej dysertacji.*

*Dziękuję także pani dr Yufei W. Blankenship, Motorola Labs, USA za zgodę na zapozyczenie i wykorzystanie w niniejszej pracy niektórych algorytmów związanych z turbodekodowaniem. Natomiast panu prof. Larremu Milsteinowi, University of California, San Diego, USA serdecznie dziękuję za wszystkie wskazówki dotyczące tej części pracy, która jest poświęcona funkcjonowaniu odbiornika Rake w warunkach zaników selektywnych, powolnych i szumu niebiałego.*

*Ze szczególną serdecznością dziękuję mojej dziewczynie Ani Czapli oraz rodzicom, którzy wciąż tak mocno wspierali i pomagali mi, motywując do dalszych działań.*

*Marek Bykowski*

## **ROZDZIAŁ WSTĘPNY**

### **STAN WIEDZY O PRZEDMIOCIE, CELE I TEZY ROZPRAWY**

#### **1. Sformułowanie zagadnienia naukowego, przedmiot oraz cele rozprawy**

Elementem każdego systemu radiokomunikacyjnego jest kanał transmisyjny. Kanał ten jest głównym źródłem zakłóceń. Od początków rozwoju telekomunikacji projektanci systemów poszukiwali metod usprawniających pracę systemów i zwiększających ich odporność na zakłócenia (podwyższających wierność transmisji).

Jedną z takich metod jest kodowanie kanałowe. Jego początki sięgają, opublikowanej w 1948 roku przez Shannona, pracy pt. „Matematyczna teoria komunikacji” [Sha48]. Praca ta stanowi podwaliny nie tylko kodowania, ale także współczesnej teorii informacji.

Dwa lata po opublikowaniu tej pracy powstał pierwszy kod. Był nim kod blokowy Hamminga [Ham50]. 1955 roku pojawiły się kody splotowe. Kamieniem milowym w historii kodowania okazał się, powstały w 1967 roku, efektywny algorytm dekodowania kodów splotowych (według kryterium maksymalnej wiarygodności) opracowany przez Viterbiego [Vit67].

Ze względu na stosowanie także innych algorytmów dekodowania kodów splotowych (sekwencyjnych<sup>1</sup>), układ kodera wraz z dekoderem Viterbiego w niniejszej rozprawie będzie czasem nazywany łańcuchem Viterbiego.

Łańcuch ten rozpowszechnił się do tego stopnia, że dzisiaj jest podstawą kodowania w wielu systemach teletransmisyjnych. Do jego podstawowych zalet należą prostota oraz znaczne zyski kodowania. Można go m.in. spotkać w systemach komórkowych GSM, IS-95, sieciach WLAN, telewizji cyfrowej DVB.

Kolejnym przełomem w teorii kodowania okazały się turbokody. Kody te przez wielu są uważane po dziś dzień za największe osiągnięcie teorii telekomunikacji [Wes03]. Pierwsze wyniki z zakresu turbokodowania przedstawili: Berrou, Glavieux, Thitimajshima w 1993 roku

---

<sup>1</sup>Algorytmy sekwencyjne, w przeciwieństwie do algorytmu Viterbiego, nie są optymalne. Znajdują one jednak zastosowanie, gdy długości ograniczone (wymuszone) (*constraint length*) kodów stają się znaczące ( $>10$ ) [Pro01], gdyż wtedy algorytm Viterbiego staje się nazbyt skomplikowany i trudny w praktycznej realizacji. Należy jednak zaznaczyć, że w praktyce kody o długościach ograniczonych  $\leq 7$  traktuje się za wystarczające [Hay98].

w [Ber93]. Wykazali oni, że dzięki zastosowaniu turbokodów można zbliżyć się na ułamki decybel do teoretycznej granicy Shannona.

Turbokody są równoległą realizacją przeważnie dwóch kodów, najczęściej splotowych (choć także stosuje się do tego celu kody blokowe).

Turbokody, głównie ze względu na iteracyjny algorytm dekodowania, ale także przeplot wewnętrzny, który jest elementem kodera i dekodera, wprowadzają większe opóźnienia, niż kody splotowe, natomiast charakteryzują się dużo większymi zyskami kodowania. Z tego względu do głównych obszarów ich zastosowań należą te systemy, w których pierwszoplanową rolę odgrywa wierność przekazu. Są to przeważnie systemy oferujące usługi transmisji danych, np. systemy komórkowe: UMTS, CDMA2000, satelitarny system telemetryczny CCSDC oraz telewizja cyfrowa DVB.

**W większości prac, poświęconych analizie własności korekcyjno-detekcyjnych łańcucha Viterbiego oraz turbokodów, stosuje się założenie, że szумy w kanale mają charakter gaussowski i biały oraz że są stacjonarne i addytywne (AWGN).**

Celem skrócenia niektórych zapisów autor będzie wprowadzał następującą zasadę: kanał, w którym będzie obecny dany szum/zakłócenie będzie niekiedy nazywany kanałem ‘z tym szumem/zakłóceniem’, np. kanał ‘niegaussowski’ będzie kanałem z szumem niegaussowskim, kanał ‘AWGN’ – kanałem z szum AWGN, itp.

W praktyce występuje wiele przypadków, gdy szumy/zakłócenia odbiegają od modelu AWGN [Bem85]. Często zakłócenia mogą być niestacjonarne i nieaddytywne. Przykładem takiego zakłócenia są zaniki.

Szumy/zakłócenia mogą być także niebiałe (kolorowe), tj. takie, których charakterystyka widmowa w zakresie widma sygnału użytecznego jest niepłaska. Do przykładów szumów/zakłóceń niebiałych można zaliczyć:

- szum w kanale zmodyfikowany układami antenowymi lub/i obwodami W.Cz. [Van01].  
Na wejściu detektora szum takie nie będzie już biały;
- zakłócający sygnał wąskopasmowy (*Narrow-Band Interference*). Sygnał taki może być generowany celowo (sygnały takie są określane mianem zakłócaczek) bądź przypadkowo [Van01];
- w systemach komórkowych użytkownicy mogą zakłócać sygnały innych użytkowników pracujących w tej komórce na innej częstotliwości nośnej poprzez niedokładnie odfiltrowanie listów bocznych własnego sygnału [Wes99];
- sygnały użyteczne mogą interferować z sygnałami innych systemów o niedostatecznej

separacji przestrzennej.

Systemy DSSS, z uwagi na względnie szerokie widmo sygnału, są szczególnie narażone na tego typu zakłócenia.

#### Pierwszy główny cel pracy

**Za podstawowy cel pracy autor stawia sobie przeprowadzenie pogłębionych badań łańcucha Viterbiego oraz turbokodów w systemie DSSS, gdy szумy/zakłócenia w kanale nie są AWGN, w szczególności nie mają płaskiej charakterystyki widmowej. Poza szumami/zakłóceniami niebiałymi analizie zostaną poddane także szumy/zakłócenia o funkcji gęstości prawdopodobieństwa innej niż gaussowskiej.**

Systemy z bezpośrednim rozpraszaniem widma (DSSS) charakteryzują się dużą odpornością na zakłócenia niebiałe. Ich zdolność do pracy w obecności zakłóceń jest szczególnie cenna w przypadku ich funkcjonowania w zakresach częstotliwości, w których występuje konieczność koegzystencji z innymi systemami, np. systemami takimi są systemy WLAN nielicencjonowanego pasma ISM. Niezależnie od owej naturalnej odporności systemów DSSS, warto w systemach tych stosować tzw. aktywne metody tłumienia szumów/zakłóceń. Można w ten sposób poprawić charakterystyki odpornościowe systemu, a niekiedy - w przypadkach szczególnie mocnych zakłóceń, przewyższających kilkakrotnie moc sygnału DSSS, przywrócić systemowi jego poprawne funkcjonowanie.

Technika, którą proponuje autor, polega na wykorzystaniu zmniejszonej entropii szumów/zakłóceń. Jako pierwsi zaproponowali ją w latach 90. Lee i Messerschmitt [Lee94]. Przedstawili oni ideę optymalnego odbioru w warunkach zakłóceń/szumów niebiałych<sup>2</sup> (optymalnego w sensie maksymalizacji stosunku sygnał/szum). Zaproponowany przez Lee i Messerschmitta schemat był jedynie pomysłem, niekwalifikującym się do praktycznej realizacji. VanTrees przedstawił podobny, ogólny schemat [Van01]. Realny detektor z pętlą estymacji zakłócenia oraz pierwsze praktyczne wyniki z tego zakresu przedstawili Pawelec i Piotrowski [Paw02], [Pio02]<sup>3</sup>.

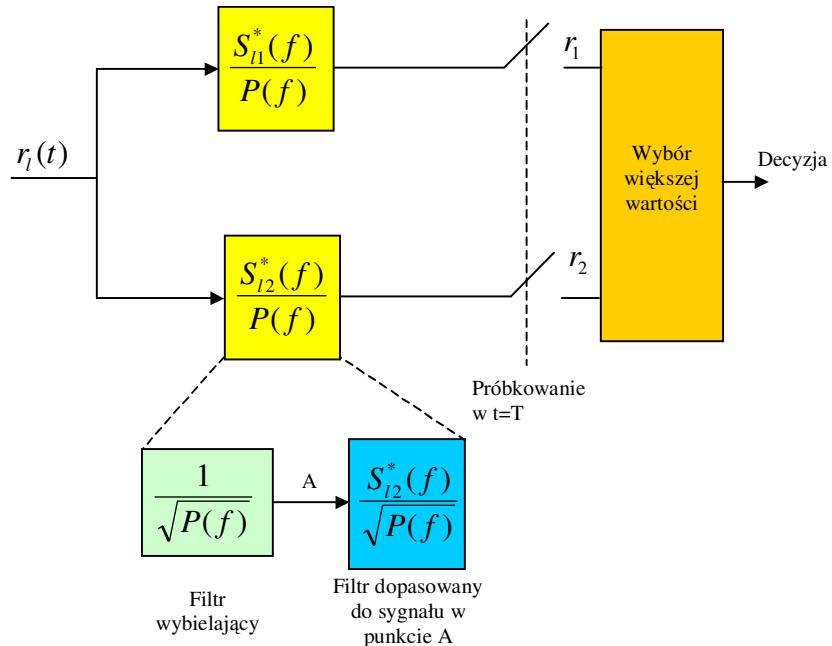
Idea działania tego odbiornika jest następująca [Lee94] , [Paw02], [Van01], rys. 1-1. Na filtr wybielający podąża sygnał odbierany  $r_t(t) = s_{lk}(t) + z(t)$  ( $k=1,2$ ), gdzie:  $s_{lk}(t)$  ( $k=1,2$ ) -

---

<sup>2</sup> Należy zaznaczyć, że wcześniej, bo już w latach 80-tych Lee i Milstein zaproponowali układ detektora z wybieleniem w torze sygnału [Li82]. Technika ta wyraźnie poprawiała odbiór, lecz nie gwarantowała maksymalnego zysku, jaki daje detekcja niebiała.

<sup>3</sup>Techniki zbliżone do rozważanej metody stosowali także wcześniej Viswanathan [Vis88] i Proakis [Pro01]

sygnał użyteczny,  $z(t)$  - zakłócenie/szum niebiały. Filtr ten pozbawia zakłócenie wewnętrznej korelacji. Jest to wymóg narzucony kryterium detekcji wg największej wiarygodności. Z uwagi na fizyczną nierożłączność zakłócenia z sygnałem, częściowemu wybielaniu ulega także sygnał. Aby zapewnić warunki optymalności, wprowadza się więc drugi filtr - dopasowany do sygnału występującego na wyjściu pierwszego filtru (punkt A na rys. 1-1). Detektor ten jest zatem dopasowany zarówno do sygnału jak i do zakłócenia. Z tego względem technikę tę nazwano detekcją obustronnie dopasowaną. Z uwagi na to, że jest ona optymalna dla szumów/zakłóceń niebiałych, nazywa się ją również techniką detekcji niebiałej [Paw03].



Rys. 1-1. Schemat detektora obustronnie dopasowanego (wersja binarna) w równoważnym paśmie podstawowym. Oznaczenia:  $S_{lk}^*(f)$  - widmo sprzężone z widmem sygnału użytecznego  $s_{lk}(t)$  ( $k=1,2$ ),  $P(f)$  - widmo mocy szumu/zakłócenia.

W niniejszej pracy, w zakresie detekcji obustronnie dopasowanej, autor nie powiela wyników uzyskanych przez innych autorów. Nowość tych badań polega na rozszerzeniu ich zakresu przede wszystkim o analizę systemów z kodowaniem w powiązaniu z detekcją obustronnie dopasowaną. A także na rozszerzeniu modelu zakłóceń, w którym poza szumem/zakłóceniem niebiałym analizuje się zaniki oraz białe tło szumowe AWGN. Analiza zaników zbliża nas do warunków rzeczywistych, gdyż są one elementem zakłóceń nieomal w każdym systemie radiokomunikacyjnym. Ewentualnie kanał radiowych linii horyzontowych przez około 98% czasu może być modelowany jedynie szumem AWGN

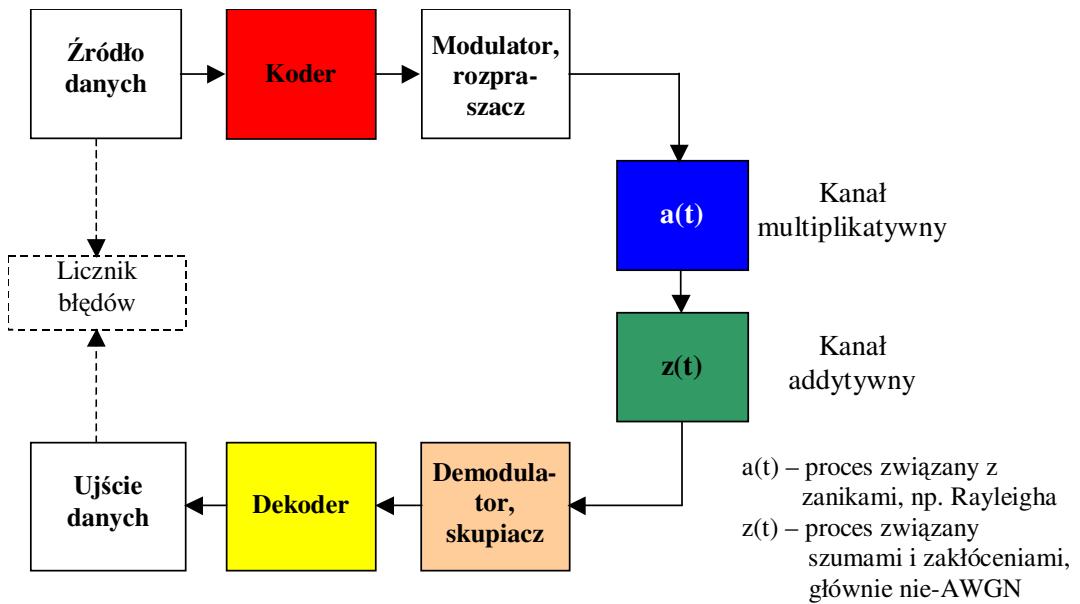
[Wes03].

Szum AWGN jest także zawsze obecny w każdym systemie. Nawet jeżeli jego zawartość w porównaniu do innych zakłóceń jest niewielka, to i tak wielką nieostrożnością byłoby jego całkowite pominięcie w badaniach (przykładowo, szumem tym modeluje się szum termiczny, będący m.in. efektem chaotycznych ruchów elektronów w półprzewodnikach).

#### Drugi główny cel pracy

**Drugim ważnym celem rozprawy jest zbadanie detekcji obustronne dopasowanej w systemach DSSS z kodowaniem, z użyciem łańcucha Viterbiego oraz łańcucha turbo, a także zweryfikowanie możliwości stosowania tej techniki w układach z kodowaniem protekcyjnym w środowisku wielodrożnym oraz pod dodatkową obecność białego tła szumowego (szumu AWGN).**

Niniejsze badania zrealizowano w układzie jak na rys. 1-2. Bloki zakolorowane stanowią główny przedmiot zainteresowań autora. Są to, w kolejności od źródła do celu, koder, kanał, demodulator (skupiacz) oraz dekoder.



Rys. 1-2. Model układu badawczego.

Badania podzielono na dwie części. Pierwsza - dotyczy analizy ww. technik kodowania w obecności jedynie zakłóceń addytywnych, głównie nie-AWGN (występuje wtedy jedynie

blok niebieski). W drugiej części przeprowadzono analogiczne badania, jednakże przy dodatkowym założeniu, że w kanale poza szumami/zakłóceniami nie-AWGN występują zaniki (występują wtedy oba bloki - niebieski i zielony).

W ramach bloku demodulatora (skupiacza) są analizowane zagadnienia detekcji niebiałej oraz optymalnych sposobów demodulacji sygnału przesłanego przez środowisko zaników i szumów/zakłóceń niebiałych.

## 2. Charakterystyka stanu literatury

Jak już wspomniano wcześniej, w większości prac dotyczących analizy kodowania stosuje się założenie, że kanał jest ‘AWGN’. Poza tym założeniem w wielu opracowaniach można także spotkać analizę kodowania w kanałach wielodrożnych.

Przykładowo, Proakis [Pro01] bada wybrane techniki kodowania, w tym splotowe, blokowe, kaskadowe - będące połączeniem technik splotowych i blokowych - oraz turbokody w kanale ‘AWGN’ z zanikami, w szczególności płaskimi i powolnymi o rozkładzie Rayleigha.

Viterbi [Vit79], [Vit02] analizuje wpływ szumu impulsowego i wąskopasmowego na systemy z widmem rozproszonym. Jednakże dla systemu DSSS analizuje jedynie zakłócenia impulsowe.

Sklar do badań kodów stosuje kanał ‘AWGN’ [Skl01]. Podobnie Bossert [Bos00], w książce poświęconej różnym technikom kodowania, ogranicza się do kanału ‘AWGN’.

Vucetic [Vuc00] bada skuteczność wybranych technik kodowania, głównie turbokodów w kanale ‘AWGN’ z zanikami i bez. Stosowanym przez nią modelem kanału wielodrożnego jest kanał wolnozmienny, nieselektywny o zanikach Rayleigha. W literaturze tej rozpatruje się głównie systemy z modulacją BPSK.

Clarke [Cla81] przyjmuje do badań efektywności kodowania kanał ‘AWGN’, kanał z zakłóceniem impulsowym i tłem szumowym AWGN. W kanałach tych dodatkowo rozpatruje wpływ zakłóceń wąskopasmowych na zakodowane sygnały FH oraz wpływ kanałów powodujących powstawanie błędów grupowych w systemach DSSS.

Prasad [Pra96] w analizie kodowania skupia się na kanałach ‘AWGN’ i wielodrożnych. W kanałach wielodrożnych rozpatruje zaniki krótko- i długookresowe. Zaniki krótkookresowe modeluje zanikami powolnymi i - w większości przypadków - selektywnymi o rozkładzie Ricea. Całość analizy odnosi się do systemów CDMA.

Hanzo [Han02] bada różne techniki kodowania, głównie turbokody w kanałach ‘AWGN’ oraz wielodrożnych. Do badań turbokodów stosuje zaniki skorelowane oraz nieskorelowane, powolne i płaskie o rozkładzie Rayleigha. W tym drugim przypadku zakłada, że układ przeplotu-rozplotu w pełni rozprasza błędy będące efektem przesłania danych przez kanał.

Steele [Ste96] analizuje wybrane kody splotowe oraz blokowe w kanale ‘AWGN’ oraz z zanikami powolnymi i płaskimi o rozkładzie Rayleigha.

W żadnej z rozpatrywanych prac ani w innych znanych autorowi nie znajduje się szerzej potraktowanego problemu wpływu szumów/zakłóceń nie-AWGN na systemy z kodowaniem, w tym w szczególności na systemy DSSS.

### **3. Zadania i tezy rozprawy**

Do realizacji przyjętych celów rozprawy niezbędnym jest wykonanie następujących zadań:

- stworzenie symulatorów łańcucha Viterbiego i turbokodów;
- weryfikacja skuteczności metody detekcji dwustronnie dopasowanej (detekcji nacelowanej na usuwanie szumów/zakłóceń niebiałych) w obecności szumu kolorowego i białego tła szumowego (AWGN);
- zamodelowanie najczęściej występującego kanału wielodrożnego w systemach DSSS – kanału, jak wyniknie z późniejszych analiz, o zanikach selektywnych i wolnozmiennych;
- zamodelowanie demodulatora dostosowanego do obioru sygnału w kanale wielodrożnym o zanikach selektywnych i wolnozmiennych – demodulatora Rake;
- doposażenie modeli odbiorników w elementy realizujące detekcję niebiałą - we wszystkich rozważanych przypadkach.

#### **Tezy rozprawy:**

- zyski kodowania splotowego i kodowania turbo w kanale z szumami/zakłóceniami niebiałymi o korelacji krótszej od długości ciągu rozpraszającego PN są zbliżone do zysków kodowania w kanale ‘AWGN’;
- łączny zysk kodowania i detekcji dwustronnie dopasowanej jest sumą obu zysków występujących osobno, w typowych warunkach może sięgać kilkunastu decybeli;
- technika detekcji dwustronnie dopasowanej w równie skuteczny sposób tłumii zakłócenie wąskopasmowe w obecności, jak i pod nieobecność szumu białego;

- łączny zysk turbokodowania i dwustronnego dopasowania w kanale wielodrożnym z szumem niebiałym może sięgać kilkudziesięciu decybeli.

## 4. Metodologia

Pracę zrealizowano w drodze analiz matematycznych oraz symulacji komputerowych. Trudniejsze obliczenia przeprowadzono z wykorzystaniem programów Mathematica v 5.2 i MathCad2000. Symulatory układów badawczych opracowano z wykorzystaniem języka ANSI C++ oraz MATLAB.

## 5. Organizacja pracy

W rozdziale I przedstawiono wybrane problemy kodowania splotowego oraz turbokodowania. W szczególności omówiono sposób wykreślania krzywych szumowych w systemach z kodowaniem splotowym i dekoderem Viterbiego oraz rozważono rzadziej podejmowane zagadnienia, a mianowicie: rolę przeplotu wewnętrznego w turbokodowaniu oraz realizację optymalnych (z punktu widzenia uzyskiwania niskich stóp błędów) struktur koderów turbo.

Rozdział II jest poświęcony detekcji sygnału DSSS w obecności szumów/zakłóceń niebiałych. Pierwsza część tego rozdziału zawiera teorię detekcji obustronne dopasowanej. W drugiej części rozważono wpływ szumów/zakłóceń niebiałych na detekcję zakodowanego sygnału DSSS.

W rozdziale III znajdują się wyniki symulacji odbioru zakodowanych sygnałów DSSS w obecności szumów/zakłóceń niebiałych.

Rozdział IV dotyczy analizy ww. technik kodowania w obecności dodatkowego czynnika zakłócającego, jakim są zaniki. W rozdziale tym opracowano najbardziej adekwatny dla systemu DSSS model zaników (jak pokazano dalej, są to zaniki powolne i selektywne). W rozdziale tym analizuje się też zagadnienia optymalnych metod ich modelowania. W drugiej części rozdziału, mając na uwadze odbiór, który z wykorzystaniem klasycznego odbiornika (jedynie skupiacza) nie jest optymalny, proponuje się zastosowanie techniki odbioru zbiorczego czasowego będącej sumowaniem z maksymalnymi proporcjami (*MRC – Maximum Ratio Combing*). Realizujący ją odbiornik (demodulator) nazywa się odbiornikiem Rake [Wes03], [Pro01]. To co jest stanowi oryginalny dorobek autora tej części rozprawy,

jest propozycją optymalnego funkcjonowania tego demodulatora w warunkach szumów/zakłóceń niebiałych. Dopusza się go wtedy w elementy realizujące detekcję obustronnie dopasowaną.

Rozdział V jest eksperymentalną kontynuacją rozdziału IV.

Rozdział końcowy jest podsumowaniem dorobku niniejszej dysertacji oraz analizą najważniejszych jej wyników.

#### **Wykaz ważniejszych publikacji autora, związanych ściśle z rozprawą**

- [1] **Bykowski, M.**, Pawelec, J., „Resistance of Viterbi Chain to Narrow-Band Noise/Interference”, *14-th Annual Wireless Symposium, Blacksburg*, Virginia, USA, June 2004.
- [2] J. Pawelec, **M. Bykowski**, „Suppression of NB Interference in SS Systems via Adaptation and Double Matching of a Receiver”, *14-th Annual Wireless Symposium, Blacksburg*, Virginia, USA, June 2004.
- [3] **Bykowski, M.**, Pawelec, J., „Resistance of Viterbi chain against NB interference”, *The 8-th Worldwide Conference on Cybernetics, Informatics and Systemics, Orlando*, Florida, USA, July 18-21, 2004.
- [4] **Bykowski, M.**, Pawelec, J., Piotrowski, R., „Suppression of NB Interference in SS Systems via Adaptation and Double Matching the Receiver”, *Milcom, Monterey*, California, USA, November, 2004.
- [5] **Bykowski, M.**, „Performance of Turbo Codes with SOVA Algorithm in DSSS over Channels with Non-white Additive Gaussian Noise”, *Advanced Industrial Conference on Telecommunications, Lisbon*, Portugal, July 17, 2005.
- [6] **Bykowski, M.**, „Performance of Viterbi Chain under Rayleigh Fading and Narrow-Band Interference in DSSS Systems”, *XXVIII General Assembly URSI, New Delhi*, October, 2005.

## Rozdział I

### WYBRANE PROBLEMY KODOWANIA SPLITOWEGO I TURBO

#### **1.1. Prawdopodobieństwo błędu kodu splotowego**

*1.1.1. Szacowanie błędu metodą bezpośrednią*

*1.1.2. Szacowanie błędu drogą wyznaczenie zysku kodowania (metoda pośrednia)*

#### **1.2. Przeplot w turbokodach**

*1.2.1. Rola przeplotu wewnętrznego w turbokodowaniu*

*1.2.2. Rodzaje przeplotów внутренних в turbокодах*

#### **1.3. Optymalne struktury turbokodera**

## Rozdział I

# WYBRANE PROBLEMY KODOWANIA SPLITOWEGO I TURBO

W niniejszym rozdziale analizuje się zagadnienia kodowania splotowego oraz turbokodowania w odniesieniu do kanałów ‘AWGN’. Rozdział ten składa się z dwóch części (sekcji). Pierwsza, dotyczy kodów splotowych, druga – turbokodów.

W części pierwszej zaprezentowano dwie metody szacowania prawdopodobieństwa błędu kodu splotowego dekodowanego według kryterium maksymalnego prawdopodobieństwa<sup>5</sup>: metodę bezpośrednią i pośrednią. Metoda pierwsza pozwala na wyznaczenie górnej granicy stopy błędów (*upper bound*). Druga - opiera się na określeniu zysku kodowania i przesunięciu o ten zysk równoważnej krzywej szumowej dla transmisji niekodowanej (ściślej, nie całej krzywej, ale tego jej fragmentu, który odpowiada małym wartościom BER).

Większość publikacji dotyczących turbokodów, np. [Wes03], [Pro01], [Skl01] główną uwagę zwraca na wyjaśnieniu sposobu kodowania oraz turbodekodowania. Publikacje pomijają bądź traktują drugorzędnie równie ważne zagadnienia, którymi są: rola przeplotu wewnętrznego oraz optymalne struktury kodera składowego (optymalne, w sensie uzyskiwania możliwe małe BER). Tymczasem bez wykorzystania pewnej wiedzy z tego zakresu nie sposób zaprojektować dobrego kodu. Aspekty te są przedmiotem drugiej części niniejszego rozdziału.

### 1.1. Prawdopodobieństwo błędu kodu splotowego

Obliczenia prawdopodobieństwa błędu kodu splotowego, według obu wspomnianych metod, zostaną przeprowadzone dla przykładowego kodu CC (2,1,5) (CC – *convolutional coding*). Kod ten w systemie GSM jest wykorzystywany do kodowania sygnałów mowy. Jego schemat blokowy pokazany jest na rys. 1-1. W dalszej części pracy stanowi on także podstawę analizy łańcucha Viterbiego.

#### 1.1.1. Szacowanie błędu metodą bezpośrednią

Zakłada się, że sprawność kodera splotowego wynosi  $R=1/n$ . Założymy również, że dekoder pracuje zgodnie z algorytmem Viterbiego i że dekodowanie odbywa się

---

<sup>5</sup> Przypomnijmy, że algorytm Viterbiego jest algorytmem dekodowania z maksymalnym prawdopodobieństwem.

z wykorzystaniem „miękkich” wartości wejściowych. Dodatkowo zakłada się, że nadajnik stosuje modulację BPSK. Przy takich założeniach górną granicę<sup>6</sup> detekcji dla kanału ‘AWGN’ można wyznaczyć z niniejszego wzoru [Pro01]:

$$P_b < \frac{dT(D, N)}{dN} \quad (1-1)$$

gdzie  $T(D, N)$  - transmitancja kodera (sposób jej obliczania znajduje się poniżej),  $D$  i  $N$  – zmienne, których znaczenia także zostanie objaśnione poniżej.

Przy obliczaniu  $P_b$  po wyliczeniu pochodnej w miejsce  $N$  wstawia się jedynkę, natomiast w miejsce  $D = \exp(-E_b R/N_0)$ .

W sytuacji, gdy licznik  $R$  jest różny od jedności ( $k \neq 1$ ), wtenczas, dla uzyskania równoważnej granicy, nierówność (1-1) należy podzielić przez  $k$ .

Własności strukturalne kodów splotowych przyjęto określić trzema diagramami: fragmentem centralnej części kraty, diagramem stanów i grafem przepływu. Graf przepływu wynika z diagramu stanów, diagram stanów – z fragmentu centralnej części kraty. Do obliczenia transmitancji kodu  $T(D, N)$  niezbędna jest znajomość grafu przepływu. Tak więc poniżej zostanie zaprezentowany sposób obliczenia wszystkich trzech diagramów.

<sup>6</sup> Do scharakteryzowania danego kodu użytecznym narzędziem jest rozkład jego wag (*weight distribution*). Rozkład ten definiuje się następująco. Niech  $a_d$  stanowi liczbę słów kodowych o wadze Hamminga  $d$  ( $d=1,2,\dots,n$ , gdzie  $n$  – najwyższa waga słowa kodowego). Zbiór wszystkich  $a_d$  tworzy rozkład wag kodu.

W oparciu o rozkład wag, przy założeniu, że dekoder jest dekoderem opartym na regule maksymalnej wiarygodności i że kanał jest ‘AWGN’, można wyznaczyć kilka użytecznych granic, m.in. przytoczoną w pracy granicę odgórную (*upper bound*). Granicę tą wyznacza się w następujący sposób. W pierwszej kolejności oblicza się prawdopodobieństwo wyboru przez dekoder jakiegoś słowa kodowego  $c_i$  zamiast nadanego słowa kodowego  $c_j$  (*pairwise error probability*):

$$P(c_i \text{ zamiast } c_j) = Q\left(\sqrt{2d_{i,j}R\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (1-2)$$

gdzie  $Q$  - dopełniająca funkcja błędu, podana przykładowo w [Vuc00],  $R$  – stopa kodu,  $d_{i,j}$  – odległość Hamminga pomiędzy słowem  $c_i$  i  $c_j$

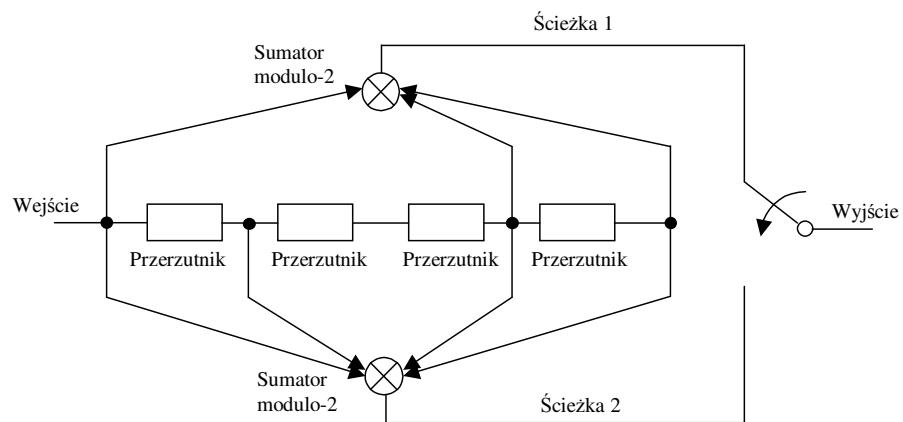
W drugiej kolejności oblicza się prawdopodobieństwo wybrania przez dekoder wszystkich innych słów poza słowem poprawnym  $c_i$

$$P(\text{wszystkie inne słowa poza } c_i) \leq \sum_{j=1, j \neq i}^M Q\left(\sqrt{2d_{i,j}R\frac{E_b}{N_0}}\right) = \sum_{d=d_{\min}}^n a_d Q\left(\sqrt{2dR\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (1-3)$$

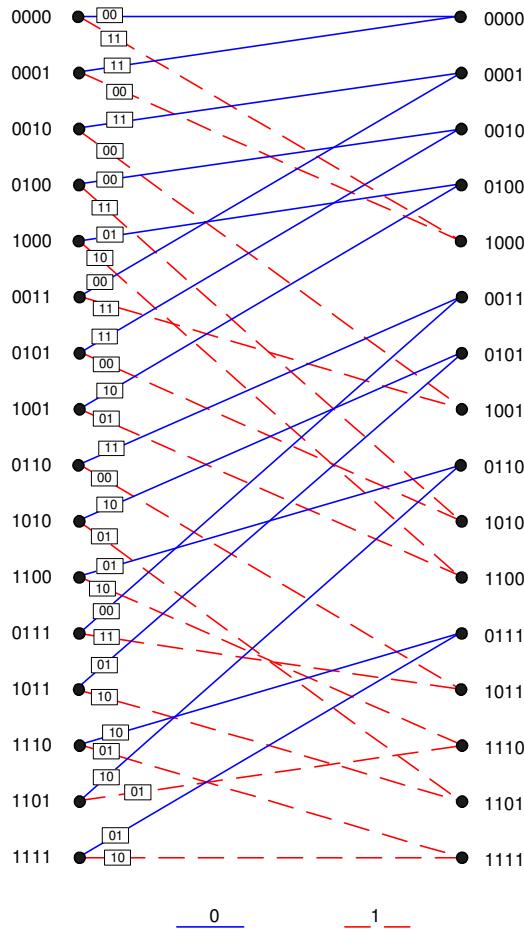
gdzie:  $d_{\min}$  – minimalna odległość Hamminga. Prawdopodobieństwo to nazywane jest granicą zunifikowaną (*union bound*). Następnie robiąc użytku z nierówności  $Q(x) \leq 0.5e^{-x^2/2}$   $x \geq 0$  i podstawiając ją do powyższego wzoru otrzymuje się granicę odgórną (*upper bound*)

$$P(\text{wszystkie inne słowa poza } c_i) \leq \sum_{d=d_{\min}}^n 0.5a_d e^{-dR\frac{E_b}{N_0}} \quad (1-4)$$

Przykładowo, gdy interesuje nas prawdopodobieństwa błędu nie słowa kodowego tylko bitu, wtenczas powyższe prawdopodobieństwo trzeba przemnożyć przez tzw. współczynnik błędów (*error coefficient*), tj. miarę, która określa, ile średnio bitów w ciągu informacyjnym ulegnie przekłamaniu na skutek wybrania przez dekoder błędnej ścieżki kodowej [Vuc00], [Pro01], [Hok00].



Rys. 1-1. Schemat blokowy kodera splotowego CC (2,1,5)

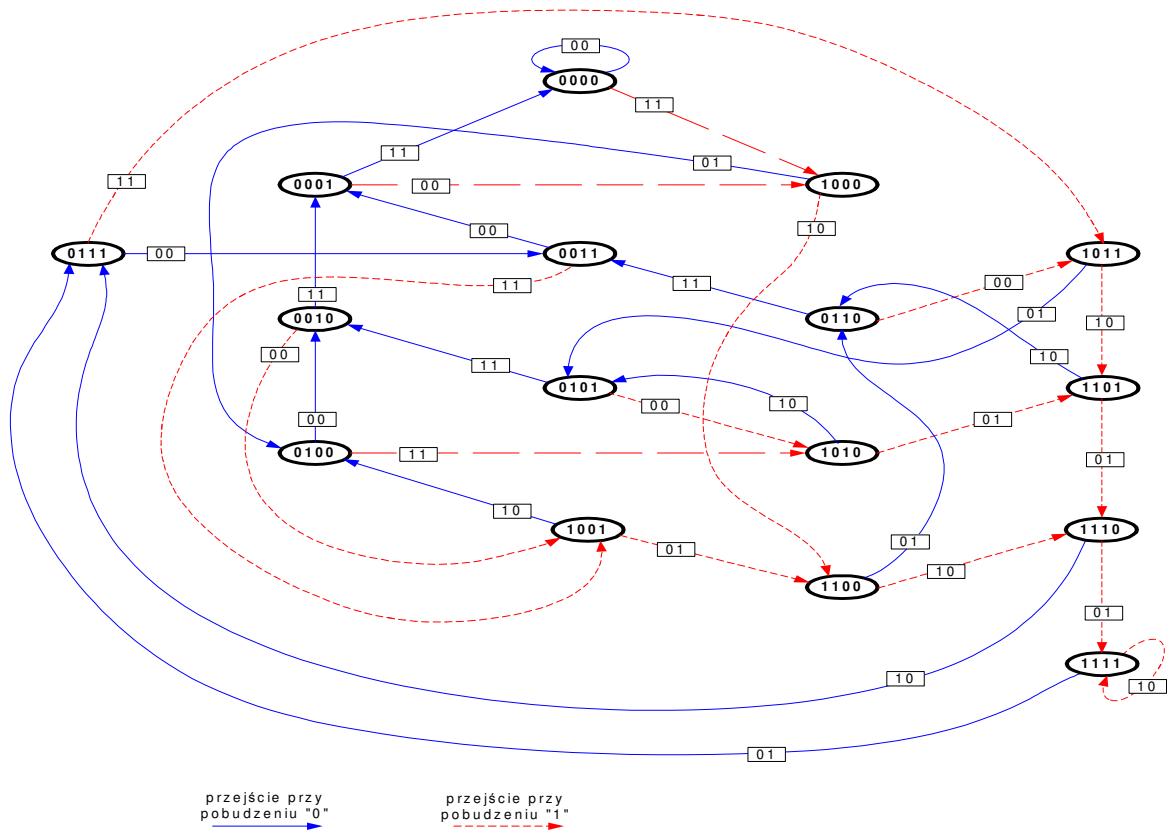


Rys. 1-2. Funkcja przejść kodera CC (2,1,5).

Fragment centralnej części kraty, zwany także funkcją przejść, specyfikuje wszystkie możliwe przejścia kodera z jednego stanu (węzła) do drugiego. Funkcję przejść dla kodera

z rys. 1-1 pokazano na rys. 1-2. Zauważmy, że każde przejście tego kodera z jednego stanu do drugiego jest związane z wygenerowaniem przez niego dwóch bitów słowa kodowego. Wartość ta wynika ze stopy kodu, która równa się  $1/2$ . Gdyby koder był o sprawności  $1/3$ , wtedy bitów tych byłoby 3.

Diagram stanów ma podobną interpretację jak funkcja przejść. Różni się jednak tym, iż każdy ze stanów występuje tylko raz, a przejścia do tych samych stanów (są to jedynie dwa stany – złożony z samych „0” oraz z samych „1”) są przedstawiane w postaci pętli sprzężenia zwrotnego. Przykład tego diagramu pokazano na rys. 1-3.



Rys. 1-3. Diagram stanu kodera CC (2,1,5)

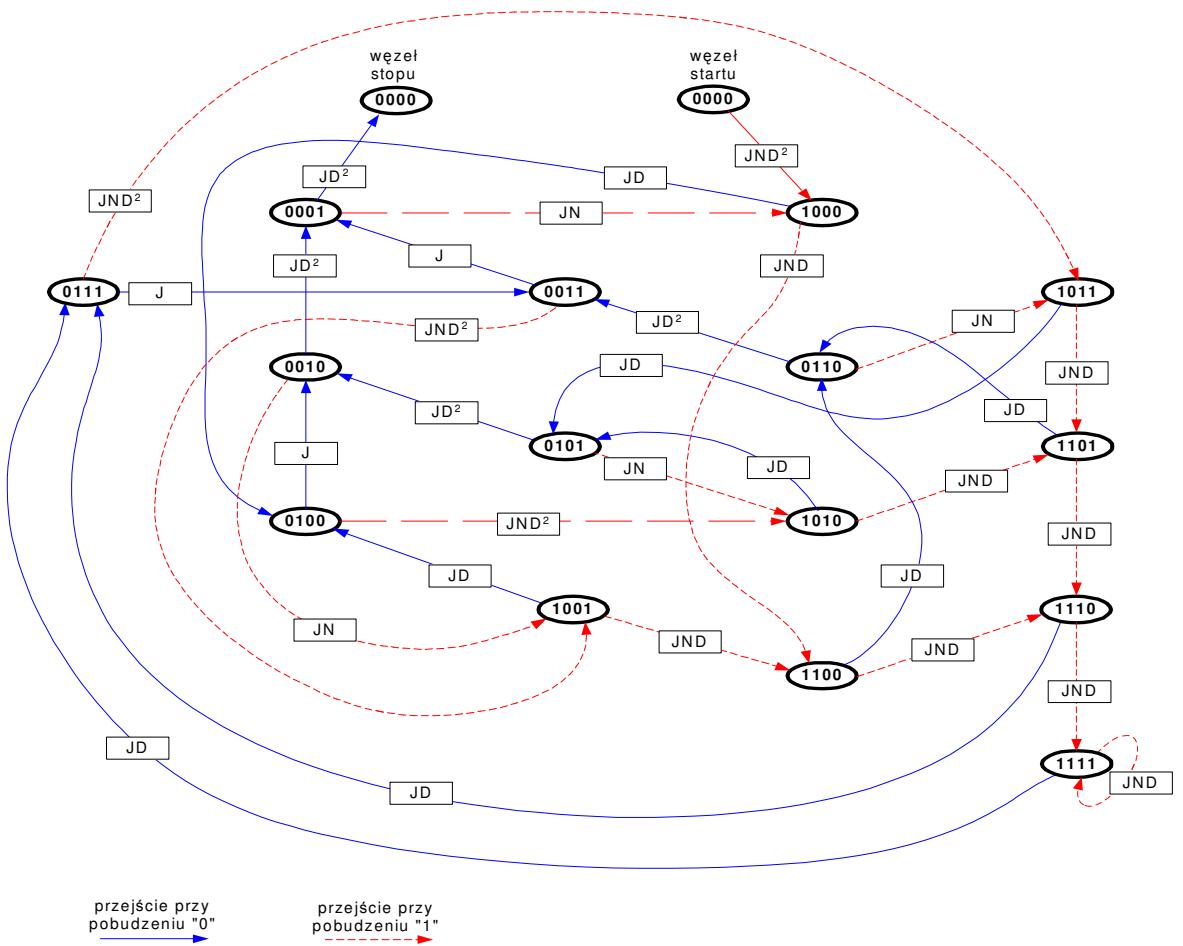
Aby przejść z diagramu stanów do grafu przepływu, należy w pierwszej kolejności rozczepić węzeł zerowy w dwa węzły: w węzeł startu oraz stopu (operacji tej dokonuje się po to, aby pokazać, że każdy niezerowy ciąg rozpoczyna się i kończy w węźle zerowym, rys. 1-3). W drugim kroku należy opisać każde z przejść (każdą z gałęzi) zmiennymi  $D^mN^nJ$ . Do tego opisu stosuje się następujące zasady:

- zmienna  $D$  opisuje fragment słowa kodowego wygenerowanego na skutek pojedynczego

przejścia kodera. Wykładnik zmiennej  $D$  równy jest wadze Hamminga tego fragmentu. Dla kodu CC (2,1,5) fragmenty te są duobitami, np. duobit 01 będzie miał wykładnik  $m=1$ , duobit 11 –  $m=2$ ;

- zmienna  $N$  określa bit pobudzenia, tj. bit, w wyniku którego pojawia się wspomniany wyżej fragment słowa kodowego. Wykładnik zmiennej  $N$  jest równy 1, gdy bitem pobudzenia jest „1”, 0 gdy „0”;
- zmienna  $J$  jest licznikiem przejść kodera, tj. zlicza liczbę przejść kodera od chwili rozpoczęcia kodowania do jego zakończenia. Występuje więc w każdej z gałęzi.

Graf przepływu dla kodu CC (2,1,5) pokazano na rys. 1-4.



Rys. 1-4. Graf przepływu sygnału dla CC (2,1,5)

Na bazie grafu przepływu buduje się układ równań. W przypadku kodu CC (2,1,5) będzie on składać się z 16 równań:

$$\begin{aligned}
S_{1000} &= JND^2 S_{0000} w_{\text{wz} \text{zel}_\text{startu}} + JNS_{0001} \\
S_{1011} &= JND^2 S_{0111} + JNS_{0110} \\
S_{1101} &= JNDS_{1010} + JNDS_{1011} \\
S_{1110} &= JNDS_{1101} + JNDS_{1100} \\
S_{1111} &= JNDS_{1110} + JNDS_{1111} \\
S_{0110} &= JDS_{1101} + JDS_{1100} \\
S_{1010} &= JNS_{0101} + JND^2 S_{0100} \\
S_{1100} &= JNDS_{1000} + JNDS_{1001} \\
S_{0011} &= JS_{0111} + JD^2 S_{0110} \\
S_{0101} &= JDS_{1010} + JDS_{1011} \\
S_{1001} &= JND^2 S_{0011} + JNS_{0010} \\
S_{0001} &= JD^2 S_{0010} + JS_{0011} \\
S_{0010} &= JS_{0100} + JD^2 S_{0101} \\
S_{0100} &= JDS_{1000} + JDS_{1001} \\
S_{0111} &= JDS_{1110} + JDS_{1111} \\
S_{0000} w_{\text{wz} \text{zel}_\text{stopu}} &= JD^2 S_{0001}
\end{aligned} \tag{1-5}$$

W ogólnym przypadku liczba równań układu wynosi  $2^{K-1} + 1$ , gdzie  $K$  jest długością ograniczoną (wymuszoną) kodera. Jego liczba wzrasta eksponencjalnie wraz ze wzrostem  $K$ .

Układ ten, złożony z 17 zmiennych, oblicza się względem stosunku  $\frac{S_{0000} \text{wezel stopu}}{S_{0000} \text{wezel startu}}$ .

Stosunek ten stanowi transmitancję kodera  $T(D, N, J)$ .

Dla długich bloków (ciągów informacyjnych) podlegających kodowaniu, pomija się zmienną  $J$  podstawiając w jej miejsce 1. Wyrażenie  $T(D, N, J)$  upraszcza się wtedy do poszukiwanej transmitancji kodera  $T(D, N)$ .

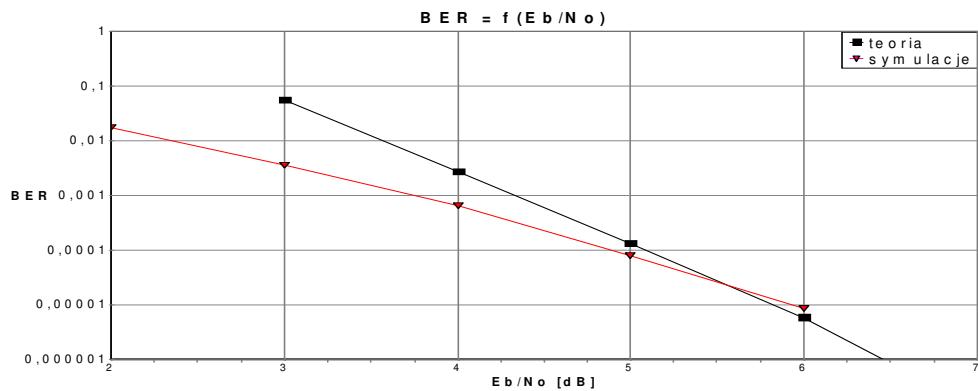
Ze względu na stopień skomplikowania tego układu, układ ten został policzony z wykorzystaniem obliczeń komputerowych. Programem, w którym przeprowadzono obliczenia był program *Mathematica* w wersji 5.2. Wynik obliczeń znajduje się na następnej stronie.

T(D,N) =

Na rys. 1-5 znajduje się porównanie krzywych szumowych (krzywych BER) dla analizowanego kodu CC (2,1,5) - teoretycznej obliczonej zgodnie ze wzorem (1-1) oraz uzyskanej z symulacji przeprowadzonych w środowisku języka C++.

Zauważamy, że dla mniejszych wartości  $E_b/N_0$  ( $<5\text{dB}$ ) krzywa teoretyczna znajduje się powyżej symulacyjnej (transmisja reprezentowana przez tą krzywą jest gorsza), dla średnich wartości  $E_b/N_0$  krzywe te przebiegają mniej więcej w ten sam sposób, natomiast dla dużych wartości  $E_b/N_0$  ( $>6\text{dB}$ ) krzywa teoretyczna znajduje się poniżej symulacyjnej (transmisja reprezentowana przez krzywą teoretyczną jest obarczona mniejszymi błędami).

Analogiczne zależności pomiędzy powyższymi krzywymi dla kodów splotowych o innych stopach i długościach ograniczonych można znaleźć w [Pro01].



Rys. 1-5. Porównanie krzywej symulacyjnej z teoretyczną, kod CC (2,1,5).

### 1.1.2. Szacowanie błędu drogą wyznaczenie zysku kodowania (metoda pośrednia)

Metoda pośrednia wiąże się ściśle z pojęciem zysku kodowania  $G$ . Krzywe szumowe wraz ze wzrostem  $E_b/N_0$  stają się coraz bardziej równoległe do siebie i w granicy są przesunięte o  $G$ . Krzywe te dla transmisji niekodowanej są łatwo dostępne, przykładowo możliwe je znaleźć w [Pro01], [Hay98] lub w prosty sposób można je obliczyć. Zaletą metody pośredniej jest jej prostota i stąd jej szerokie zastosowanie [Pro01].

Zysk kodowania  $G$ , przy założeniu stosowania modulacji BPSK (lub QPSK), można wyznaczyć ze wzoru [Pro01]

$$G \leq 10 \log_{10} (Rd_{\text{free}}) \quad [\text{dB}] \quad (1-6)$$

gdzie  $d_{\text{free}}$  jest odległością swobodną kodu.  $G$  jest wyrażone w decybelach. Wzór (1-6) jest słuszny przy założeniu, że dekoder jest miękko-decyzyjny.

Widzimy ze wzoru (1-6), że niezbędnym do wyznaczenia  $G$  jest znajomość  $d_{free}$ .  $d_{free}$  można wyznaczyć z transmitancji kodu. Jednakże, jak zostało pokazane wcześniej, transmitancje te, szczególnie dla kodów o dużych długościach ograniczonych, trudno jest obliczyć. Innym sposobem jest skorzystanie ze wzoru zaproponowanego przez Hellera [Hel68], [Pro01]:

$$d_{free} \leq \min_{l \geq 1} \left\lfloor \frac{2^{l-1}}{2^l - 1} (K + l - 1)n \right\rfloor \quad (1-7)$$

gdzie  $\lfloor x \rfloor$  jest cechą,  $l$  – dowolną liczbą całkowitą  $\geq 1$ . We wzorze tym zakłada się, że licznik stopy kodu  $R=k/n$  jest równy 1. Gdy  $k \neq 1$ , wtenczas niezbędna jest modyfikacja tego wzoru zgodnie z propozycją Dauta [Dau82].

Autor zna  $d_{free}$  kodu CC(2,1,5), gdyż uprzednio policzył jego transmitancję. Poza tym można ją również znaleźć w [Ste92]. Wynosi ona 7.

Sprawdźmy jednak, jaką wartość  $d_{free}$  uzyskalibyśmy ze wzoru (1-7). Najmniejszą wartość wyrażenia po prawej stronie nierówności (1-7) otrzymuje się dla  $l=2$  i 3 i wynosi ona 8. Tak więc  $d_{free}$  wynosi 8. Obliczona wartość jest zatem o 1 większa od rzeczywistej.

Podstawiając wartości  $d_{free}$  do wzoru na  $G$ , otrzymujemy:

- w pierwszym przypadku, rzeczywistej wartości  $d_{free} = 7$ ,  $G = 5,44$  dB,
- w drugim przypadku, wartości  $d_{free} = 7$  policzonej ze wzoru Hellera,  $G = 6,02$  dB.

Należy zaznaczyć, że wartości policzone ze wzoru Hellera w większości przypadków pokrywają się z wartościami faktycznymi, w najgorszych przypadkach – tak jak w tym – odbiegają o wartość 1 od wartości rzeczywistych [Pro01].

Gdy dekoder występuje w wersji twardodecyjnej, wówczas zyski kodowania są o około 2 dB mniejsze [Pro01].

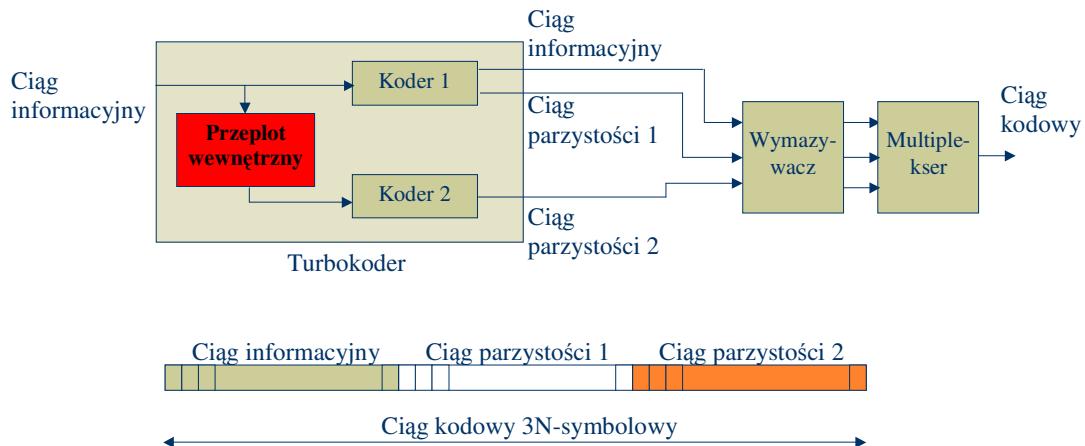
Z niniejszego paragrafu widać, o ile prościej można oszacować BER metodą pośrednią.

Dla szumu AWGN prawdopodobieństwo błędu dekodera w systemie szerokopasmowym (DSSS) jest takie same. Gdy szum/zakłócenie będzie niepłaskie widmowo w zakresie widma sygnału DSSS, wtedy to czy BER się pogorszy, czy pozostanie na tym samym poziomie (jak w przypadku szumu AWGN) zależeć będzie od stopnia losowości błędów pojawiających się na wejściu dekodera. Aspekty te są przedmiotem rozważań w rozdziale II.

## 1.2. Przeplot w turbokodach

G. Berrou, A. Glavieux i P. Thitimajshima - twórcy turbokodowania - w swojej pionierskiej pracy [Ber93] wykazali, że dzięki zastosowaniu turbokodu o sprawności kodowania równej  $1/2$ , przeplotu wewnętrznego blokowego pseudodosowego o rozmiarze 65534, algorytmu dekodowania MAP, po 18 iteracjach można uzyskać w kanale ‘AWGN’ BER wynoszące  $10^{-5}$  na poziomie  $E_b/N_0 = 0,7$  dB. Wynik ten jest gorszy o jedynie 0,7 dB od teoretycznej granicy Shannona.

Schemat ogólny turbokodera został przedstawiony na rys. 1-6. Składa się on z przeplotu wewnętrznego, dwóch koderów składowych, wymazywacza zwanego inaczej elementem wykluczającym (*puncturer*) oraz multipleksera.



Rys. 1-6. Schemat blokowy turbokodera.

Kluczowym elementem turbokodowania, przyczyniającym się do uzyskiwania tak wysokiej jakości dekodowania, jest - obok iteracji, przeplot wewnętrzny. Poniżej zostanie omówiona jego rola w turbokodowaniu.

### 1.2.1. Rola przeplotu wewnętrznego w turbokodowaniu

Podstawową rolą przeplotu jest maksymalne wydłużenie słowa kodowego. Im słowo staje się dłuższe, tym dekodowanie staje się bliższe dekodowaniu z maksymalną wiarygodnością.

Ponadto, przeplot powinien tak reorganizować串wejściowy, aby korelacja pomiędzy ciągiem podawanym na pierwszy i drugi koder była możliwie jak najmniejsza.

Przeplot powinien także zmniejszyć prawdopodobieństwo jednoczesnego wygenerowania przez oba kodery ciągu parzystości o niskiej wadze (ciagi parzystości są pokazane na rys. 1-6), tzn. gdy koder pierwszy wygeneruje ciąg parzystości o niskiej wadze, wtedy przepłot wewnętrzny powinien tak zreorganizować rozkład „0” i „1” w tym ciągu, aby koder drugi wygenerował ciąg parzystości o większej wadze. Przy tego typu analizie rozpatruje się jedynie ciągi informacyjne o niskich wagach, z reguły mniejszych niż 4, gdyż one mają największy wpływ na BER (zgodnie z Benedetto ciągi o niskich wagach mają decydujący wpływ na przebieg krzywych szumowych w zakresie BER  $10^{-3} \text{ : } 10^{-10}$  [Ben96i]).

W niniejszej sekcji wszystkie te trzy zadania realizowane przez przeplot zostaną przedstawione w szczegółach.

### **Zadanie nr 1. Maksymalne wydłużenie słowa kodowego.**

Wraz ze wzrostem rozmiaru przeplotu poprawia się jakość turbodekodowania. Wpływ długości przeplotu na jakość transmisji można zilustrować następującym wzorem:

$$P_b \leq \sum_{i=1}^{\lfloor N/2 \rfloor} i \binom{2i}{i} N^{-1} W^{2i} [A(2, Z, 1)]^{2i} \quad (1-8)$$

gdzie:  $N$  - rozmiar przeplotu,  $\lfloor x \rfloor$  - cecha,  $W = \exp(-R * E_b / N_0)$ ,  $R$  - stopa turbokodu,  $A(2, Z, 1)$  - nadmiarowa funkcja rozkładu wag kodera składowego<sup>7</sup> (*redundancy weight enumerating function*) utworzona na podstawie pojedynczych błędnych ścieżek kodowych o wadze ciągu informacyjnego 2 [Vuc00].

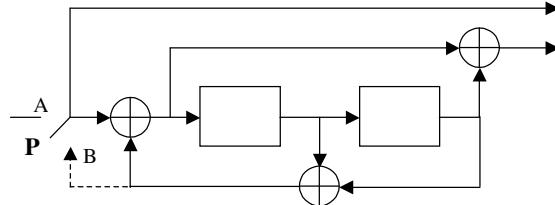
Wzór (1-8) jest słuszny przy założeniu, że turbokod jest zbudowany na bazie dwóch systematycznych kodów splotowych (RSC –*Recursive Systematic Convolutional*)<sup>8</sup> i że kody te są rozdzielone układem przeplotu pseudolosowego równomiernego. Zakłada się ponadto, że ciągi informacyjne poddawane kodowaniu są skończone i że koder przed każdym kolejnym procesem kodowania jest zerowany (tj. jego stan przed każdym rozpoczęciem kodowania jest zerowy).

**Zerowanie turbokodera splotowego.** Zerowanie, zwane także wygaszaniem kodera może być realizowane na wiele sposobów. Jednym z nich jest sposób zaproponowany przez Divsalara i Pollara [Div95], który jest przykładowo stosowany w systemie UMTS. Polega on na wykorzystaniu przełącznika  $P$ . W trakcie kodowania

<sup>7</sup>Funkcja ta jest jedną z funkcji rozkładu wag. Funkcje rozkładu wag są użytecznym narzędziem do obliczeń teoretycznych stóp błędów (bitowych, blokowych). Przy ich obliczaniu zakłada się, że kanał jest kanałem ‘AWGN’ oraz że dekodowanie jest realizowane z maksymalnym prawdopodobieństwem.

<sup>8</sup> M.in. Vucetic w [Vuc00] udowodniła, że konstelacja z tymi kodерami przyczynia się do wydajniejszego funkcjonowania turbokodu

przełącznik ten znajduje się w pozycji A, rys. 1-7. Po zakończeniu kodowania bloku danych ustawia się go w dolną pozycję B. Po  $n$  cyklach, równych pamięci kodera (w przypadku kodera pokazanego na rys. 1-6 będą to dwa cykle), koder ten zostaje wyzerowany (opróżniony). „Efektem ubocznym” procedury zerowania jest pojawienie się dodatkowych  $nx3$  bitów (po  $n$  dla każdego z trzech strumieni – informacyjnego, parzystości pierwszego kodera i parzystości drugiego kodera). Bity te są dołączane do zakodowanego ciągu danych.



Rys. 1-7. Wygaszanie kodera. P – przełącznik.

Aby lepiej zrozumieć znaczenie  $A(2, Z, 1)$ , pokażemy na przykładzie, jak się ją wyznacza.

Zauważmy, że  $P_b$  jest odwrotnie proporcjonalnie do rozmiaru przeplotu. Zysk turbokodowania, wynikający z rozmiaru bloku przeplotu  $N$ , jest nazywany zyskiem przeplatania (*interleaver gain*) [Vuc00].

Maksymalny rozmiar przeplotu jest ograniczony odgórnie długością ciągu informacyjnego (długością wiadomości). Zastosowanie bowiem większego przeplotu od długości wiadomości nie spowoduje, z oczywistych względów, poprawy charakterystyk szumowych. Z tego względu rozmiar przeplotu ustala się na równy długości wiadomości.

Do zrozumienia funkcji  $A(2, Z, 1)$  jest niezbędne wyjaśnienie pojęcia pojedynczej błędnej ścieżki kodowej<sup>9</sup> (*error path*).

Pamiętamy z paragrafu 1.1.1., że jednym z diagramów charakteryzujących kod splotowy jest centralna część kraty. Efektem śledzenia całego procesu kodowania, tj. tego, w jakim stanie znajduje się koder od chwili rozpoczęcia kodowania do jego zakończenia, jest utworzenie ścieżki kodowej. Ścieżka ta w kolejnych krokach będzie łączyć kolejne punkty kraty. Założymy kolejno, że koder generuje ciąg złożony z samych „0” (ścieżka ta łączy same stany zerowe kodera). Założymy także, że w wyniku przeklamań bitów w kanale, dekoder wybrał błędную ścieżkę kodową, tj. inną od nadanej.

Pojedyncza błędna ścieżka kodowa jest definiowana jako ścieżka, która w jakimkolwiek kroku opuszcza ścieżkę złożoną z samych „0” i powraca do niej - po raz pierwszy - po  $n$  krokach.

<sup>9</sup> Benedetto ścieżkę tą nazwa *zdarzeniem błędu* (*error event*) [Ben96i]

Funkcja  $A(2, Z, 1)$  opisana jest ona następującym wyrażeniem:

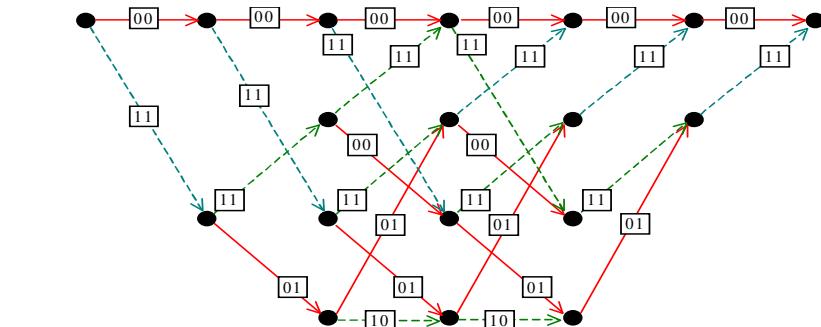
$$A(2, Z, 1) = \sum_z T_{2,z,1} Z^z \quad (1-9)$$

gdzie:  $z$  - waga ciągu parzystości słowa kodowego systematycznego kodera składowego<sup>10</sup>,  $T_{2,z,1}$  - liczba pojedynczych błędnych ścieżek kodowych o wadze ciągu informacyjnej 2 (waga ciągu parzystości może być dowolna, oznaczmy ją symbolem  $z$ ).

### Przykład 1-1.

Założymy, że koder składowy turbokodera opisany jest następującą funkcją przejętą

$$G(u) = \left[ 1, \frac{1+u^2}{1+u+u^2} \right]. \text{ Założymy kolejno, że słowo kodowe kodera, w którego skład wchodzą także bity będące efektem zerowania kodera, składa się z 12 bitów. Diagram kratowy tego kodera pokazany jest na rys. 1-8. Wyznaczmy przy powyższych założeniach funkcję } A(2, Z, 1).$$



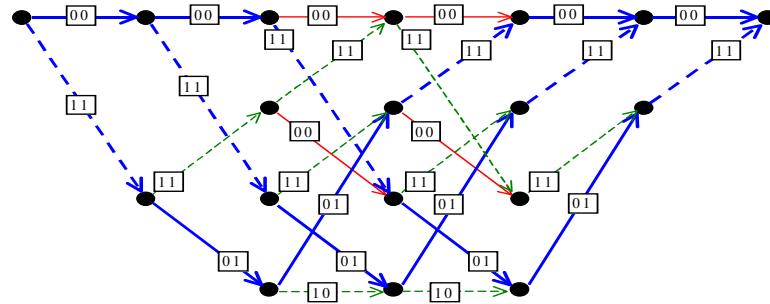
Rys. 1-8. Diagram kratowy dla kodera RSC (2,1,3)

### Rozwiązanie.

Rozwiązanie dane jest na rys. 1-9. Na rysunku tym kolorem niebieskim zaznaczono wszystkie te ścieżki, których ciąg informacyjny ciągu kodowego ma wagę 2, a waga ciągu parzystości ciągu kodowego jest dowolna, przyjmijmy, że wynosi  $z$ . Jak łatwo zauważać wszystkie ścieżki o wadze ciągu informacyjnego 2, mając wagę ciągu parzystości równą także 2. Daje to łączną wagę (waga ciągu informacyjnego + parzystości = waga słowa kodowego) równą 4. Ścieżek tych jest 3 ( $T_{2,4,1} = 3$ ). Tak więc  $A(2, Z, 1)$  przy podanych założeniach wynosi

<sup>10</sup> Dla kodów systematycznych RSC część informacyjną można odseparować od części parzystości

$$A(2, Z, 1) = 3Z^2 \quad (1-10)$$

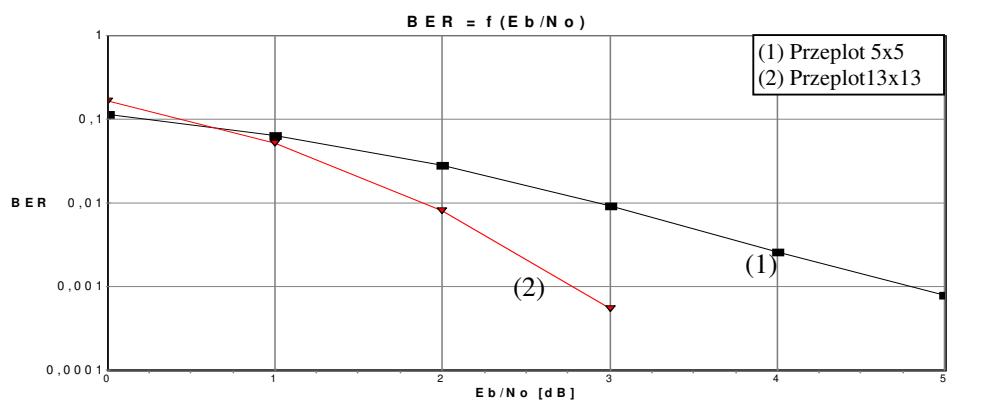


Rys. 1-9. Znalezione ścieżki kodowej o wadze ciągu informacyjnego 2 i dowolnej wadze ciągu parzystości z

Jako podsumowanie tej części dyskusji przedstawiono na rys. 1-10 wyniki symulacji komputerowej turbokodu dekodowanego wg algorytmu SOVA o dwóch rozmiarach przeplotu wewnętrznego: 25 i 169 bitów. Turbokod ten jest opisany następującymi parametrami:

- $R = \frac{1}{2}$ , uzyskaną w wyniku naprzemennego wymazywania bitów ciągów parzystości,
- dwa kodery składowe o funkcji przejścia  $G(u) = \left[ 1, \frac{1+u^2}{1+u+u^2} \right]$ ,
- przeplot kwadratowy o rozmiarach odpowiednio  $5 \times 5$  i  $13 \times 13$ ,
- 8 iteracji,
- kanał ‘niebiały’ o względnie niewielkiej korelacji szumu/zakłócenia.

Widzimy, że ponad 6-krotne wydłużenie przeplotu poprawiło transmisję na poziomie BER  $10^{-3}$  o około 2 dB.



Rys. 1-10. Ilustracja zysku przeplatania dla turbokodera TC.

**Zadanie nr 2. Zmniejszenie korelacji pomiędzy ciągiem podawanym bezpośrednio na koder pierwszy, a pośrednio poprzez układ przeplotu na koder drugi**

Im mniejsza jest ta korelacja, tym występuje większe prawdopodobieństwo tego, że błędy nieskorygowane przez pierwszy dekoder, zostaną rozproszone (lepiej lub gorzej) przez układ rozplotu wewnętrznego i zostaną poprawione w drugim dekoderze.

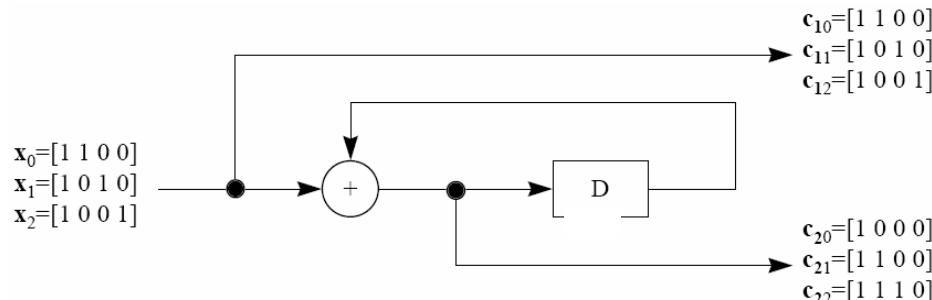
**Zadanie nr 3. „Rozbijanie” niekorzystnych rozkładów „0” i „1” celem podwyższenia wagi ciągu kodowego.**

Przeplot wewnętrzny ma za zadanie pozbawiać ciąg informacyjny takich rozkładów „0” i „1” (głównie w ciągach o wagach  $\leq 2$ )<sup>11</sup>, które generują ciągi parzystości o niskich wagach. Przeplot powinien wykonać zatem taką operację, która spowodowałaby uzyskanie większej wagi ciągu parzystości kodera drugiego, niż pierwszego.

---

**Przykład 1-2.**

Załóżmy występowanie kodera systematycznego o pamięci 1 pokazanego na rys. 1-11. Koder ten jest pobudzany ciągami informacyjnymi o długości 4 i wadze 2. Rozpatrzmy trzy takie ciągi:  $x_0 = [1 \ 1 \ 0 \ 0]$ ,  $x_1 = [1 \ 0 \ 1 \ 0]$  oraz  $x_2 = [1 \ 0 \ 0 \ 1]$  i zanalizujmy ich wpływ na wagę ciągu kodowego.



Rys. 1-11. Przykład zmiany wagi ciągu parzystości wraz ze zmianą rozkładu położenia dwóch „1” w ciągu informacyjnym.

**Rozwiązanie.**

Ciąg wyjściowy jest złożeniem dwóch ciągów pojawiających się na wyjściu kodera.

Przykładowo, dla ciągu  $x_0$  będą to ciągi  $c_{10}$  i  $c_{20}$ . Widzimy, rys. 1-11, że najbardziej

<sup>11</sup> Najmniejsza waga ciągu informacyjnego, jaka bierze się pod uwagę wynosi nie jeden, a dwa, gdyż koder systematyczny w odpowiedzi na ciągi o wadze jeden - wskutek stosowania pętli sprzężenia zwrotnego - generuje ciągi o wadze nieskończonej. Innymi słowy koder systematyczny nie ma możliwości bycia wyzerowanym ciągiem informacyjnym o wadze jeden. Prace takiego kodera można przyrównać do filtra o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (IIR – *Infinite Impulse Response*).

*niekorzystnym ciągiem (tj. takim, który spowodował pojawienie się ciągu o najmniejszej wadze) jest ciąg  $x_0$ . Wygenerował on ciąg  $c_{10}+c_{20}$  o wadze 3. Natomiast najkorzystniejszym jest ciąg  $x_2$ . Wygenerował on ciąg  $c_{12}+c_{22}$  o wadze 5.*

---

Z analizy tego, jak i wielu podobnych przykładów autor wyciągnął wniosek, że w ciągach informacyjnych o wadze 2 najbardziej niekorzystne rozmieszczenie dwóch „1” jest wtedy, gdy pozycje na których występują spełniają następujące równanie:

$$| \text{pozycja pierwszej } „1” - \text{pozycja drugiej } „1” | \bmod K = 0 \quad (1-11)$$

gdzie  $K$  jest długością ograniczoną kodera.

Ciąg, którego „1” leżą na pozycjach niespełniających powyższego równania z pewnością nie przyczyni się do wygenerowania ciągu parzystości o wadze najmniejszej. Trzeba zatem tak projektować przeplot, aby „1” w przeplecionym ciągu informacyjnym znajdowały się na pozycjach innych, niż wynikające z równania (1-11).

### 1.2.2. Rodzaje przeplotów wewnętrznych w turbokodach

Rolę przeplotu wewnętrznego przedstawiono powyżej. Rozważmy teraz sposoby jego realizacji.

W turbokodowaniu najczęściej stosuje się następujące grupy przeplotów: przeplot blokowy, pseudolosowy, splotowy oraz przeplot konstruowany z uwzględnieniem konkretnej struktury kodu i zakresu BER, jaki jest wymagany dla danego systemu (usługi). Z reguły przeplot ten opiera się na przeplocie pseudolosowym.

Przy opracowywaniu niniejszego paragrafu, autor w największym stopniu korzystał z [Vuc00].

#### **Przeplot blokowy**

Do tej grupy przeplotów najczęściej zalicza się przeplot: blokowy (*block interleaver*), blokowy skośny (*block helical interleaver*) oraz parzysto-nieparzysty (*odd-even block interleaver*).

Przeplot blokowy jest macierzą o liczbie wierszy  $m$  odpowiadających długości przeplotu i liczności kolumn  $n$  określających głębokość przeplotu. Zapis danych do tej macierzy może się odbywać wierszami – wtedy odczyt odbywa się kolumnami lub odwrotnie – wtedy odczyt odbywa się wierszami.

Operacja przeplatania blokowego może zostać opisana następującą funkcją (funkcja ta

z racji tego, że niejako „mapuje” (przerzuca) poszczególne pozycje w inne będzie niekiedy nazywana tablicą-mapą):

$$f(i) = [(i-1) \bmod n] \times m + \lfloor (i-1)/n \rfloor + 1 \quad (1-12)$$

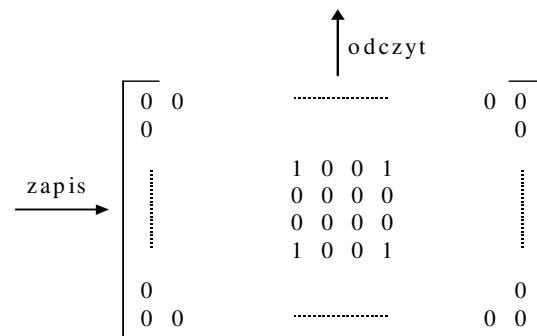
gdzie:  $i$  – indeks wejściowy,  $f(i)$  - pozycja, na którą zostanie przeniesiony indeks wejściowy,  $\lfloor x \rfloor$  - cecha.

Istotną cechą przeplotu, jak wspomniano wyżej (zadanie nr 3), jest jego zdolność „rozbijania” niekorzystnych rozkładów „0” i „1” w wiadomościach o względnie niskich wagach (czyli takich, które powodują powstanie ciągu parzystości o najmniejszej z możliwych wag). Głównie analizuje się ciągi o wadze  $\leq 4$  (Vucetic podaje, że wpływ ciągów informacyjnych o wadze  $> 4$  na BER jest na tyle znikomy, że na analizie ciągów o wadze  $\leq 4$  można poprzestać [Vuc00]).

Przeplot ten jest efektywny, gdy „1” w ciągach o wadze 4, po zapisie do macierzy, będą się grupować najdalej na długość pojedynczej kolumny (lub wiersza w zależności od rodzaju zapisu).

Natomiast jego wadą jest niemożność pozabawiania ciągów informacyjnych takich rozkładów „1”, które - po zapisie do tablicy i połączeniu ich prostymi - utworzą tzw. 4 wagowe kwadratowe lub prostokątne figury geometryczne (*weight 4 square or rectangular input pattern*). Przykład takiej figury geometrycznej pokazany jest na rys. 1-12 [Vuc00]. Jeżeli koder pierwszy turbokodera, w odpowiedzi na taki串 wygeneruje串 parzystości o niskiej wadze, wtedy taki sam串 parzystości - o niskiej wadze - zostanie wygenerowany przez koder drugi.

Pomimo, iż powyższe rozkłady te są mało prawdopodobne, to jednak determinują jakość dekodowania w obszarach dużych stosunków sygnał/szum.



Rys. 1-12. Przykład wzorca kwadratowego 4 wagowego, który nie zostanie „rozbity” przez układ przeplotu blokowego.

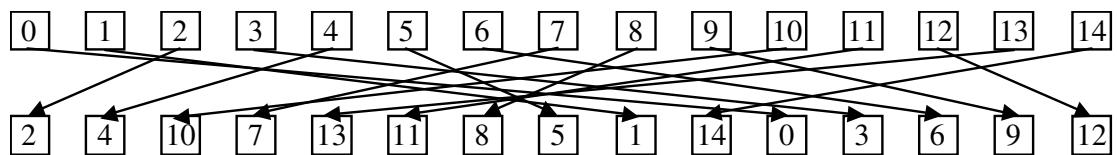
Z turbokodera wychodzą trzy ścieżki. Jedna - ciąg systematycznego, dwie - parzystości: pierwsza - pierwszego, druga - drugiego kodera składowego, rys. 1-6. Zatem naturalną sprawnością turbokodu (wynikającą z jego budowy) jest 1/3. Aby jednak zwiększyć jego sprawność, np. po to aby zawęzić widmo sygnału o 1/3, stosuje się często naprzemienne wymazywanie (wykluczanie) bitów z ciągów parzystości. Wskutek tej operacji może zdarzyć się sytuacja, w której któryś z bitów systematycznych nie będzie miał swojego odpowiednika wśród bitów parzystości (zakodowanych). Wtedy, w razie przekłamania takiego bitu ani pierwszy, ani drugi dekoder nie będzie miał możliwości jego poprawienia. Przeplot blokowy parzysto-nieparzysty został specjalnie zaprojektowany po to, aby zapobiegać takim sytuacjom. Aby lepiej zrozumieć jego działanie przeanalizujmy następujący przykład porównujący działanie przeplotu pseudolosowego równomiernego (opisanego w dalszej części opracowania) z przeplotem parzysto-nieparzystym.

Załóżmy, że wejściowy blok danych składa się z 15 bitów  $x = (x_1, x_2, \dots, x_{15})$ . W odpowiedzi na串  $x$  koder pierwszy generuje串  $c$ . Jego parzyste bity zostają wymazane, tab. 1-1.

Tab. 1-1. Ilustracja wymazania parzystych bitów z串u parzystości kodera pierwszego.

$x_0$	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$	$x_9$	$x_{10}$	$x_{11}$	$x_{12}$	$x_{13}$	$x_{14}$
$c_{1,0}$	-	$c_{1,2}$	-	$c_{1,4}$	-	$c_{1,6}$	-	$c_{1,8}$	-	$c_{1,10}$	-	$c_{1,12}$	-	$c_{1,14}$

Załóżmy najpierw, że zamiast przeplotu parzysto-nieparzystego zastosowano przeplot pseudolosowy. Tablica-mapa tego przeplotu pokazana jest na rys. 1-13.



Rys. 1-13. Przykładowa tablica-mapa przeplotu pseudolosowego.

Koder drugi, w odpowiedzi na przepłacony串 (zgodnie z tablicą-mapą rys 1-13), wygeneruje串 parzystości, którego tym razem układ wymazywania pozabawi bitów nieparzystych, tab. 1-2.

Tab. 1-2. Jak w tab. 1-1, lecz dla kodera drugiego

$x_2$	$x_4$	$x_{10}$	$x_7$	$x_{13}$	$x_{11}$	$x_8$	$x_5$	$x_1$	$x_{14}$	$x_0$	$x_3$	$x_6$	$x_9$	$x_{12}$
-	$c_{2,4}$	-	$c_{2,7}$	-	$c_{2,11}$	-	$c_{2,5}$	-	$c_{2,14}$	-	$c_{2,3}$	-	$c_{2,9}$	-

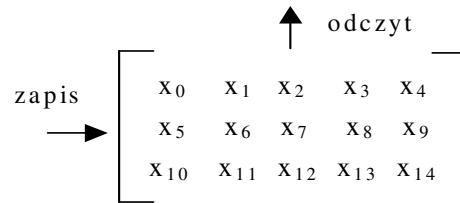
Na wyjściu turbokodera otrzymamy串 bitów systematycznych oraz zmultipleskowany串 parzystości, tab. 1-3.

Tab. 1-3. Słowo kodowe na wyjściu kodera turbo (po wymazywaniu i multipleksacji).

$x_0$	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$	$x_9$	$x_{10}$	$x_{11}$	$x_{12}$	$x_{13}$	$x_{14}$
$c_{1,0}$	$c_{2,4}$	$c_{1,2}$	$c_{2,7}$	$c_{1,4}$	$c_{2,11}$	$c_{1,6}$	$c_{2,5}$	$c_{1,8}$	$c_{2,14}$	$c_{1,10}$	$c_{2,3}$	$c_{1,12}$	$c_{2,9}$	$c_{1,14}$

Jak wynika z tab. 1-3 wszystkie nieparzyste bity systematyczne mają swoje odpowiedniki wśród bitów zakodowanych, a dwa z nich – bit  $x_4$  i  $x_{14}$ , - nawet po dwa (dla bitu  $x_4$  jest to bit  $c_{2,4}$  oraz  $c_{1,4}$ , natomiast dla  $x_{14}$  -  $c_{2,14}$  i  $c_{1,14}$ ). Stało się to kosztem bitów  $x_1$  oraz  $x_{13}$ , które swoich odpowiedników wśród bitów zakodowanych nie mają. Konsekwencją tego będzie to, że gdy przekłamaniu ulegnie bit  $x_1$  lub  $x_{13}$ , wtenczas turbodekoder nie będzie w stanie tego zdiagnozować i bitów tych nie poprawi.

Antidotum na ten problem jest zastosowanie parzysto-nieparzystego przeplotu blokowego, który dla rozważanego przypadku, 15-bitowego ciągu danych, powinien być macierzą jak na rys. 1-14.



Rys. 1-14. Przeplot parzysto-nieparzysty.

Wtedy przepleciony ciąg systematyczny wraz z wygenerowanym na jego podstawie i wymazanym ciągiem parzystości będzie miał postać jak w tab. 1-4.

Tab. 1-4. Ilustracja wymazywania bitów parzystości kodera pierwszego. Przeplot blokowy parzysto-nieparzysty.

$x_0$	$x_5$	$x_{10}$	$x_1$	$x_6$	$x_{11}$	$x_2$	$x_7$	$x_{12}$	$x_3$	$x_8$	$x_{13}$	$x_4$	$x_9$	$x_{14}$
-	$c_{2,5}$	-	$c_{2,1}$	-	$c_{2,11}$	-	$c_{2,5}$	-	$c_{2,3}$	-	$c_{2,13}$	-	$c_{2,9}$	-

Na wyjściu kodera, za multipleksatorem ciągów parzystości, otrzymamy ciągi systematyczny i parzystości jak w tab. 1-5.

Tab. 1-5. Jak w tab. 1-4, lecz dla ciągu kodera drugiego.

$x_0$	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$	$x_9$	$x_{10}$	$x_{11}$	$x_{12}$	$x_{13}$	$x_{14}$
$c_{1,0}$	$c_{2,5}$	$c_{1,2}$	$c_{2,1}$	$c_{1,4}$	$c_{2,11}$	$c_{1,6}$	$c_{2,5}$	$c_{1,8}$	$c_{2,3}$	$c_{1,10}$	$c_{2,13}$	$c_{1,12}$	$c_{2,9}$	$c_{1,14}$

Widzimy teraz, tab. 1-5, że każdy z bitów ciągu systematyczności posiada swój odpowiednik wśród bitów zakodowanych. W takim przypadku, każdy z przekłamanych bitów ma szansę (potencjalnie) na to, by zostać poprawionym przez turbodekoder.

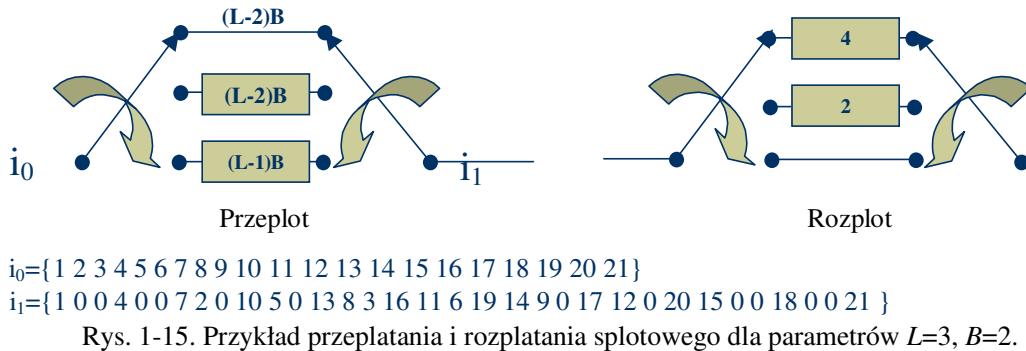
Przeplot blokowy skośny od przeplotu blokowego różni się jedynie tym, iż odczyt następuje diagonalnie z lewej strony do prawej, z dołu do góry oraz że liczba jego kolumn powinna być wielokrotnością  $(v+1)$ , gdzie  $v$  jest pamięcią kodera składowego.

Całkowite opóźnienie, wprowadzane przez układ przeplotu-rozplotu blokowego (*end-to-end*), wynosi  $2mn$ , natomiast pamięć, wymagana do zapisania próbek w nadajniku jak i odbiorniku wynosi  $mn$ .

### **Przeplot splotowy**

Do tej grupy przeplotów zaliczamy: przeplot splotowy (*convolutional interleaver*) oraz z cyklicznym przesunięciem (*cyclic shift interleaver*).

W przeplocie splotowym wiadomości są wprowadzane szeregowo na kolejne wejścia grupy  $L$  rejestrów przesuwnych o wzrastającej długości. W układzie przeplotu, pierwszy register ma zerowe opóźnienie, drugi - opóźnia o  $M$  taktów, trzeci - o  $2M$ , itp., aż do ostatniego, który ma opóźnienie  $(L-M)B$ . Sygnały z układu przeplotu są podawane na wyjście w takiej samej kolejności, w jakiej były wprowadzane na wejście.



Rys. 1-15. Przykład przeplatania i rozplatania splotowego dla parametrów  $L=3, B=2$ .

Operacje, wykonywane przez układ przeplotu splotowego można opisać następującą tabelicą-mapą:

$$f(i) = i + [(i-1) \bmod L]LB \quad (1-13)$$

Układ rozplotu wykonuje operacje komplementarną.

Przykład przeplatania i rozplatania splotowego dla parametrów  $L=3, B=2$  pokazano na rys. 1-15. „0” widoczne w ciągu na wyjściu są efektem początkowych stanów zerowych rejestrów przesuwnych.

Przeplot ten wprowadza całkowite opóźnienie (*end-to-end*) równe  $(L-1)LB$ . Wymagana pamięć do zapisania próbek w nadajniku jak i odbiorniku wynosi  $(L-1)LB/2$ . Zauważmy, że

parametry te są mniej więcej o połowę krótsze, niż dla przeplotu blokowego o podobnych właściwościach.

$$\begin{array}{c} \left[ \begin{array}{ccccccc} 19 & 16 & 13 & 10 & 7 & 4 & 1 \\ 20 & 17 & 14 & 11 & 8 & 5 & 2 \\ 21 & 18 & 15 & 12 & 9 & 6 & 3 \end{array} \right] \rightarrow \left[ \begin{array}{ccccccc} 19 & 16 & 13 & 10 & 7 & 4 & 1 \\ 14 & 11 & 8 & 5 & 2 & 20 & 17 \\ 9 & 6 & 3 & 21 & 18 & 15 & 12 \end{array} \right] \\ \text{Macierz wejściowa} \qquad \qquad \qquad \text{Macierz wyjściowa} \end{array}$$

Rys. 1-16. Przykład przeplotu z cyklicznym przesunięciem.

Wadą tego przeplotu są pojawiające się na początku przeplatania „0” w ciągu wyjściowym. Wydłużają one ciąg wyjściowy. „0” te można wykluczać, jednakże wiąże się to z pogorszeniem własności przeplotu [Vuc00].

Innym rodzajem przeplotu splotowego jest przeplot z cyklicznym przesunięciem. W przeplocie tym wiadomości są zapisywane do macierzy o rozmiarach  $m \times n$  w porządku kolumnowym, od lewej do prawej strony ( $m \leq n$ ).  $i$ -ta sekwencja wierszowa jest kolejno wprowadzana do  $i$ -tego rejestru przesuwnego, który przesuwa jej elementy w lewo o  $(i-1)B$ , gdzie  $B$  jest liczbą naturalną dobieraną tak, aby spełniała warunek  $B \leq n/m$ . Z tak zreorganizowanej macierzy odczyt odbywa się także kolumnowo w takim samy porządku - od lewej do prawej strony. Jako przykład takiego przeplatania rozważmy przeplot o parametrach  $m, n$  i  $B$  równych odpowiednio 3,7,2 i ciągu wiadomości o długości 21, rys. 1-16. Jak widać, pierwszy wiersz pozostaje niezmieniony, w drugim - każdy z jego elementów zostaje przesunięty w lewo o dwie pozycje, w trzecim - o cztery.

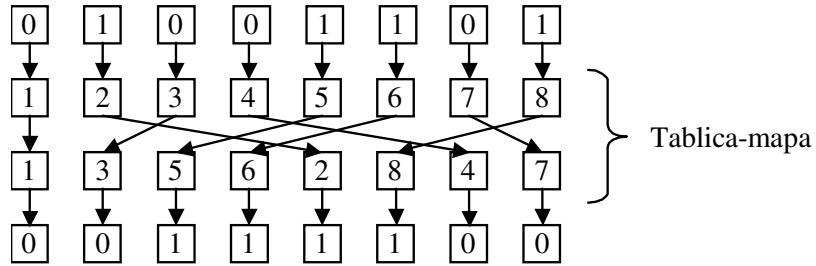
Zaletą tej techniki względem przeplotu splotowego jest to, że przy jednoczesnym zachowaniu właściwości klasycznego przeplotu splotowego nie powoduje zwiększenia długości ciągu wyjściowego.

### **Przeplot pseudolosowy**

Do tej grupy przeplotów zalicza się przeplot pseudolosowy równomierny (*pseudo-random interleaver*), blokowy pseudolosowy (*non-uniform interleaver*) oraz w połowie pseudolosowy, tzw. S-pseudolosowy (*Semi pseudo-random*).

Przeplot pseudolosowy równomierny (często nazywany po prostu przeplotem pseudolosowym) jest jednym z najczęściej stosowanych przeplotów w turbokodach. Jego zasada działania polega na wpisywaniu do wiersza bitów i kolejno po jego zapisaniu

pseudodosowym przemieszczaniu na inne pozycje. Przykład takiego przeplatania dla bloku danych o długości 8 pokazano na rys. 1-17.



Rys. 1-17. Przykład przeplatania z wykorzystaniem przeplotu pseudodosowego

Do wygenerowania tablicy-mapy, dla długości przeplotu  $N=2^m-1$ , może posłużyć rejestr przesuwny ze sprzężeniem zwrotnym złożony z  $m$  przerzutników (taki sam jaki służy do generacji  $m$ -ciągu PN).

Gdy wiadomości są długie, wtenczas funkcjonowanie tego przeplotu jest zadowalające. Gdy ciągi te stają się krótsze, wtedy jego efektywność zaczyna maleć. Jego wymagania odnośnie pamięci wynoszą  $N$ . Opóźnienie całkowite, jakie wprowadza, jest równe  $2N$ .

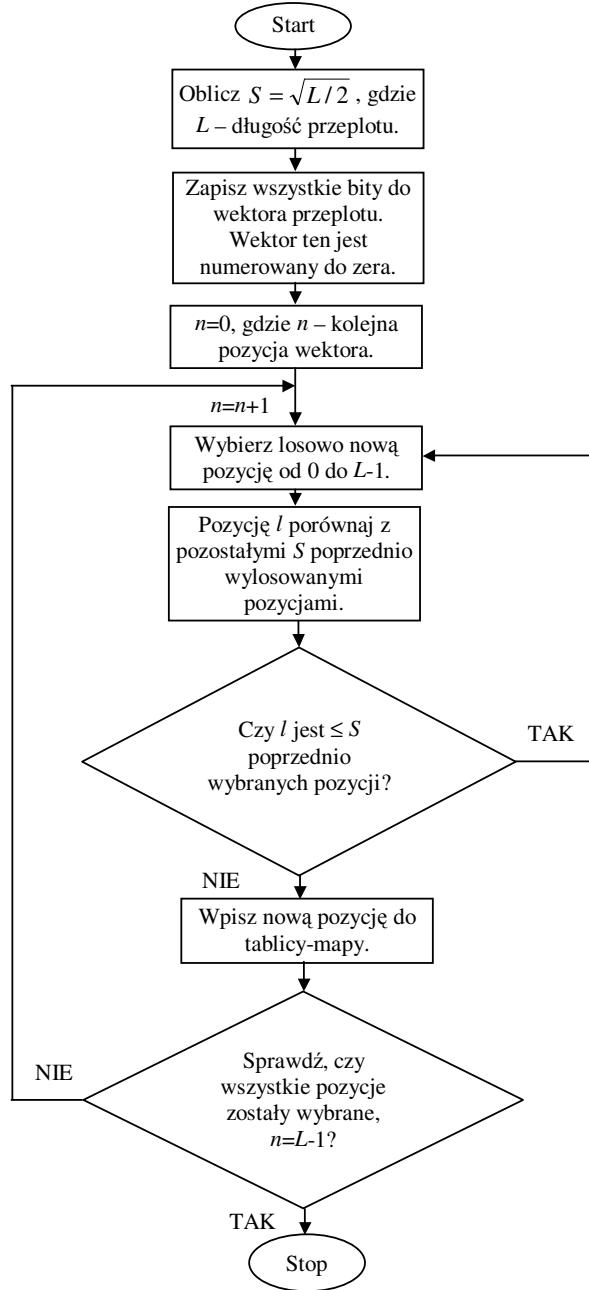
Zasada działania przeplotu blokowego pseudodosowy jest podobna do zasady działania przeplotu równomiernego pseudodosowego. Różni się jednak tym, iż zapis danych jest realizowany do macierzy o takiej samej liczbie wierszy i kolumn równej  $m$  ( $m$  – kwadrat dowolnej liczby). Odczyt danych odbywa się zgodnie z następującą tablicą-mapą:

$$\begin{aligned} i_r &= \left( \frac{M}{2} + 1 \right) (i + j) \bmod M \\ k &= (i + j) \bmod L \\ j_r &= \{ [P(k)(j+1)] - 1 \} \bmod M \end{aligned} \quad (1-14)$$

Bity są przemieszczane z numeru wiersza-kolumny  $i, j$  do numeru wiersza-kolumny  $i_r, j_r$ ,  $L$  – dowolna liczba całkowita,  $P(k)$  ( $k=0,1,2,\dots,L-1$ ) - liczby pierwsze.

Przykładowo Berrou, Glavieux i Thitimajshima w pionierskiej pracy [Ber93] zastosowali właśnie przeplot blokowy pseudodosowy o następujących parametrach:  $M=256$ ,  $L=8$ , a  $P(k)$ ,  $k=0,1,2,\dots,7$ ,  $P(0)=17$ ,  $P(1)=37$ ,  $P(2)=19$ ,  $P(3)=29$ ,  $P(4)=41$ ,  $P(5)=23$ ,  $P(6)=13$ ,  $P(7)=7$ .

Wymagania odnośnie pamięci, jak i opóźnienia wprowadzanego przez przeplot blokowy pseudodosowy są takie same, jak przeplotu blokowego.

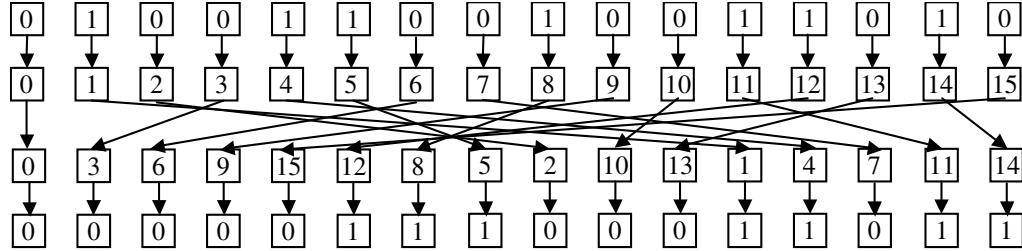


Rys. 1-18. Algorytm przeplotu S-pseudolosowego.

Ten sposób przeplatania zapewnia, że dwa występujące koło siebie bity w ciągu do przeplecenia, w ciągu przeplecionym na pewno koło siebie występować nie będą.

Przeplot S-pseudolosowy został pierwszy raz zaproponowany przez Divsalara i Pollara [Div95i]. Stanowi on kompromis pomiędzy przeplotem losowym (jak pseudolosowy), a zdeterminowanym (jak blokowy), tj. takim, nad którym jego projektant ma pełną kontrolę (w którym projektant ustala, z jakiej pozycji na jaką dany bit ma być przenoszony).

Procedura przeplatania S-pseudolosowego przebiega zgodnie ze schematem podanym na rys 1-18. Przykład przeplatania S-pseudolosowego podano na rys. 1-19.



Rys. 1-19. Przykład przeplatania z wykorzystaniem przeplotu S-pseudolosowego dla  $L=15$  i  $S=2$

Zauważmy, że gdy  $S=1$ , wówczas przeplot S-pseudolosowy staje się przeplotem pseudolosowym równomiernym.

Zaletą przelotu S-pseudolosowego jest jego zdolność reorganizowania większości rozkładów „0” i „1” (w tym niekorzystnych). Tyczy to się jednak głównie tych wiadomości, których długość nie przekracza  $S+1$  [Vuc00]. Poza tym, podobnie jak przeplot blokowy pseudolosowy, zapewnia on rozproszenie dwóch bitów występujących koło siebie, tj. w ciągu przepłaconym bity te koło siebie na pewno występować nie będą. Między innymi te cechy przeplotu S-pseudolosowego sprawiają, że jest on lepszy od przeplotu blokowego pseudolosowego.

### 1.3. Optymalne struktury turbokodera

Niniejsza sekcja opisuje sposób uzyskiwania optymalnych - w sensie minimum BER - struktur turbokoderów. Struktury te mają szczególnie znaczenie w obszarze dużych wartości stosunków sygnał/szum.

Przedstawienie struktur tych rozpoczniemy od zdefiniowania efektywnej odległości swobodnej kodera składowego  $D_{free\_eff}$ .  $D_{free\_eff}$  jest najmniejszą wagą słowa kodowego turbokodera, stosującego pseudolosowy przeplot równomierny, wygenerowaną przez wiadomość (ciąg informacyjny) o wadze 2.  $D_{free\_eff}$  można wyznaczyć z następującego wzoru [Vuc00]:

$$D_{free,eff} = 2 + 2z_{min} \quad (1-15)$$

gdzie  $z_{min}$  jest najmniejszą wagą błędnej ścieżki kodowej kodera składowego.  $z_{min}$  można wyznaczyć z omawianej wcześniej funkcji  $A(2,Z,1)$  w następujący sposób [Ben96]:

$$\begin{aligned}
A(2, Z, 1) &= Z^{z_{\min}} + Z^{2z_{\min}-2} + Z^{3z_{\min}-4} + \dots \\
&= \frac{Z^{z_{\min}}}{1 - Z^{z_{\min}-2}}
\end{aligned} \tag{1-16}$$

Wraz ze wzrostem  $D_{free,eff}$  zmniejsza się BER. Maksymalizacja  $D_{free,eff}$  jest realizowana w drodze maksymalizacji  $z_{\min}$ .

Benedetto i Montorosi [Ben96i] oraz Divsalar i Pollar [Div95i] wykazali, że  $z_{\min}$  osiąga maksimum, gdy wielomian ścieżki zwrotnej  $g_0(D)$  kodera składowego RSC jest wielomianem pierwotnym nad ciałem GF(2). Dla kodera o sprawności kodowania  $R=1/2$ , opisanego macierzą generacyjną

$$G(D) = \left[ 1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)} \right] \tag{1-17}$$

górną granicę  $z_{\min}$  jest nie większa niż

$$z_{\min} \leq (n-1)(2^{v-1} + 2) \tag{1-18}$$

gdzie  $v$  - pamięć kodera systematycznego RSC.

Wyjaśnijmy, dlaczego wielomian  $g_0(D)$  powinien być wielomianem pierwotnym. Najmniejsza waga ciągu informacyjnego, generująca ciąg parzystości o skończonej liczbie „1”, wynosi dwa. Założmy, że ciąg  $1 + D^I$  ( $I$  – liczba całkowita) jest najkrótszym ciągiem wejściowym o wadze dwa generującym skończoną sekwencję wyjściową. Ciąg ten podajemy na koder o funkcji przejść (1-17). Ciąg parzystości tego kodu będzie wynosił  $(1 + D^I) \frac{g_1(D)}{g_0(D)}$ .

Jeżeli ciąg ten ma być ciągiem o skończonej liczbie „1”, tj. koder składowy ma zostać wyzerowany, to wielomian  $(1 + D^I)$  musi być podzielny przez to  $g_0(D)$ . Przykładowo, gdy  $g_0(D) = 1 + D + D^2$ , to wtenczas najkrótszy ciąg wejściowy zerujący ten koder będzie wynosił  $1 + D^3$ . Im większe  $I$  (większa odległość pomiędzy dwoma „1” w ciągu wejściowym), tym większe prawdopodobieństwo pojawienia się ciągu kodowego o większej wadze. Jakikolwiek wielomian podzielny przez  $g_0(D)$  ma okres  $\leq 2^v - 1$ . Okres ten będzie wynosił  $I = 2^v - 1$  tylko i wyłącznie wtedy, gdy  $g_0(D)$  będzie wielomianem pierwotnym.

Na poniższym przykładzie udowodnimy, że turbokodery, których wielomian  $g_0(D)$  są pierwotne są lepsze od turbokoderów, których wielomiany te nie są pierwotne. Założmy, że

występują dwa turbokody – oznaczmy je TC1 i TC2 - o następujących macierzach generacyjnych (funkcjach przejść):

$$\text{TC1: } G_1(D) = \left[ 1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \right], \quad \text{TC2: } G_2(D) = \left[ 1, \frac{1+D+D^2}{1+D^2} \right] \quad (1-19)$$

Jak łatwo zauważać, kodery składowe obu turbokoderów mają pamięci równe  $v = 2$ . Sprawdźmy najpierw, wielomian  $g_0(D)$  którego z koderów, TC1 czy TC2, jest wielomianem pierwotnym. Dokonać tego można w następujący sposób [Moc97].

W pierwszej kolejności przyrównuje się dany wielomian do zera. Kolejno tworzy zależność rekurencyjną stwarzyszoną z tym wielomianem. W punkcie trzecim zakłada się dowolny stan początkowy, który jednak musi być różny od zera i następnie, zgodnie z zależnością rekurencyjną, generuje się kolejne elementy ciągu. Powstający w ten sposób ciąg jest nieskończony, aczkolwiek okresowy. Gdy okres tego ciągu będzie równać się  $I = 2^v - 1$ , wtedy wielomian który go utworzył będzie wielomianem pierwotnym. W przeciwnym przypadku wielomianem ten będzie niepierwotny.

- Kod TC1.

Generowanie sekwencji dla  $g_0(D)$  kodera TC1:  $1 + D + D^2$ .

Przyrównanie  $g_0(D)$  do zera:

$$1 + D + D^2 = 0$$

Zależność rekurencyjną stwarzyszoną z tym wielomianem tworzy się wg następującej zasady:  $s_j$  odpowiada 1,  $s_{j+1}$  -  $D^1$ , itp. Postępując zgodnie z ta zasadą dla powyższego wielomianu otrzymujemy:

$$s_{j+2} = s_{j+1} + s_j \text{ gdzie } j = 0, 1, 2, \dots$$

Zakładając stan początkowy równy  $s_0 = 1$ ,  $s_1 = 0$  (jak zostało powyżej powiedziane stan ten może być dowolny, acz niezerowy), postępując zgodnie z zależnością rekurencyjną otrzymujemy wartości jak w tab. 1-6. Pierwszy wiersz tej tabeli zawiera wartości parametru  $j$ , drugi - symbole elementów ciągu  $s_i$ , trzeci – wygenerowaną sekwencję.

Jak wynika z tab. 1-6 okres tego wielomianu wynosi 3. Maksymalny okres  $I = 2^v - 1$  dla  $v=2$  wynosi także 3. Wielomian ten jest zatem pierwotny.

Tab. 1-6. Generowanie sekwencji okresowej dla kodera TC1.

Ciąg początkowy		$j=0$	$j=1$	$j=2$	$j=3$	$j=4$	$j=5$	$j=6$	...
$s_0$	$s_1$	$s_2$	$s_3$	$s_4$	$s_5$	$s_6$	$s_7$	$s_8$	...
1	0	1	1	0	1	1	0	1	...

- Kod TC2

Generowanie sekwencji dla  $g_0(D)$  kodera TC1:  $1 + D^2$

Przyrównanie  $g_0(D)$  do zera

$$1 + D^2 = 0$$

Zależność rekurencyjną stwarzyszona z tym wielomianem ma postać

$$s_{j+2} = s_j$$

Postępując analogicznie jak w przypadku TC1 otrzymujemy wartości, które zamieszczone w tab.1-7.

Tab. 1-7. Jak w tab. 1-5, lecz dla kodu TC2.

Ciąg początkowy		$j=0$	$j=1$	$j=2$	$j=3$	$j=4$	$j=5$	$j=6$	...
$s_0$	$s_1$	$s_2$	$s_3$	$s_4$	$s_5$	$s_6$	$s_7$	$s_8$	...
1	1	1	1	1	1	1	1	1	...

Z tab. 1-7 wnioskujemy, że wielomian ten ma okres równy 1. Nie jest on zatem wielomianem pierwotnym.

W tab. 1-8 przedstawiono wyniki symulacji komputerowych kodu TC1 i TC2 w kanale ‘AWGN’ [Hen02]. Symulacje te przeprowadzono dla kodera o następujących parametrach: przeplot pseudolosowy o długości 1000 bitów, dekoder Log-MAP, 8 iteracji, modulacja BPSK.

Tab. 1-8. Przedstawienie BER dla wybranych wartości  $E_b/N_0$  dla kodu TC1 i TC2

$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]	BER dla TC1	BER dla TC2
0.5	$6 \cdot 10^{-2}$	$5 \cdot 10^{-2}$
0.7	$4.2 \cdot 10^{-2}$	$4.2 \cdot 10^{-2}$
1	$10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$
1.5	$7 \cdot 10^{-4}$	$0.8 \cdot 10^{-2}$
1.8	$10^{-4}$	$10^{-2}$

Jak wynika z tab. 1-7, dla małych  $E_b/N_0$ , mniejszych niż 0,5, TC1 jest lepszy od TC2. Potwierdza to regułę, że ten system (ten kod), który zyskuje względem innych systemów (o innym kodowaniu lub bez kodowania) w obszarze średnich i dużych stosunków sygnał/szum traci w obszarze małych stosunków sygnał/szum. Sytuacja ta zaczyna się diametralnie odwracać dla stosunków sygnał/szum większych od około 0,7 dB. Przy  $E_b/N_0 = 1,8$  dB BER dla TC2 jest o około dwa rzędy gorsza od BER dla TC2 (BER dla TC1 równa się  $10^{-4}$ , podczas gdy BER dla TC2 równa się  $10^{-2}$ ).

## **Podsumowanie**

Celem pierwszej części rozdziału było przedstawianie sposobu, w jaki można wyznaczyć prawdopodobieństwo błędu dla kodu splotowego dekodowanego algorytmem z maksymalnym prawdopodobieństwem. Zaprezentowano dwa sposoby: pierwszy polega na wyznaczeniu górnej granicy BER. Sposób ten jest, dla kodów o dużych długościach ograniczonych niepraktyczny, gdyż wymaga wielu skomplikowanych obliczeń. Drugi sposób polega na obliczeniu zysku kodowania i odpowiednim przesunięciu krzywej BER dla równoważnej transmisji niekodowanej. Sposób ten jest łatwiejszy i stąd szerzej stosowany w praktyce.

Obliczenia BER, według obu wspomnianych metod, przeprowadzono dla przykładowego kodu CC (2,1,5). Wybór tego kodu był podyktowany tym, iż w dalszej części pracy jest on wykorzystywany do budowy łańcucha Viterbiego, na bazie którego jest analizowany wpływ szumów innych niż AWGN na kodowanie.

Wyniki obliczeń teoretycznych porównano z wynikami symulacyjnymi. Okazało się, że są one do siebie zbliżone.

Niniejsza analiza odnosi się do systemów wąskopasmowych, natomiast jest też prawdziwa dla systemu DS/SS, gdy szum w kanale jest AWGN. Gdy szum w kanale nie jest AWGN, wtedy wyniki mogą być inne. Osobne potraktowanie tego zagadnienia jest przedmiotem rozdziału II.

W drugiej części rozdziału zbadano i omówiono rolę, jaką odgrywa przeplot wewnętrzny w turbokodowaniu. Pomimo, iż teoria przeplotów jest znana, jednak ich szczegółowa analiza, tym bardziej w zastosowaniach do turbokodów, nie jest powszechnie dostępna. Ponadto, jak zostało przedstawione, przeplot wewnętrzny stosowany w turbokodach pełni nieco inną rolę niż ten, służący do rozgrupowywania błędów będących efektem zakłóceń w kanale. Z tego powodu opracowano kolejny paragraf - dotyczący sposobów realizacji przeplotów wewnętrznych. Poza opisem rodzajów przeplotów wewnętrznych, w tej części opracowania wyspecyfikowano także ich wady i zalety.

W końcowej partii materiału rozważono zagadnienie poszukiwania optymalnej struktury kodera składowego turbokodera gwarantującego uzyskanie niskiej stopy błędów. Okazuje się, że aby dekoder pracował z maksymalnymi zyskami, wielomian opisujący ścieżkę zwrotną kodera składowego  $g_0(D)$  powinien być pierwotny (oczywiście nie jest to jedyny czynnik warunkujący uzyskiwanie niskich BER, lecz z pewnością jeden z tych, którego w trakcie

projektowania turbokodera pominąć się nie powinno).

Wiedza zawarta w niniejszym rozdziale zostanie wykorzystana do zaprojektowania efektywnego symulatora turbodekodera.

## **Rozdział II**

### **DETEKCJA SYGNAŁU DSSS W ŚRODOWISKU NIE-AWGN - TEORIA**

- 2.1. Teoria detekcji niebiałej**
- 2.2. Entropijna teoria zysku**
- 2.3. Szum/zakłócenie o rozkładzie niegaussowskim w systemie DSSS**
- 2.4. Wpływ rozpraszania sygnału na jakość dekodowania w kanałach ‘kolorowych’**

## Rozdział II

### DETEKCJA SYGNAŁU DSSS W ŚRODOWISKU NIE-AWGN

Niniejszy rozdział poświęcony jest detekcji sygnału DSSS w środowisku szumów addytywnych, niebiałych o rozkładzie Gaussa lub białych, lecz o rozkładzie innym niż gaussowskim.

W pierwszej części rozdziału omawia się szczegółowo zasadę działania detektora optymalnego dla szumu/zakłócenia niebiałego, wprowadzonego w rozdziale wstępnym.

W drugiej części odpowiadamy na pytanie czy szum/zakłócenie skorelowane powodujące powstanie błędów nieprzypadkowych pogarsza funkcjonowanie dekodera o maksymalnej wiarygodności w systemie DSSS. Jednym z użytych narzędzi analizy będą wybrane statystyki rozkładów błędów pozyskiwane na wejściu dekodera. Porównanie tych statystyk z analogicznymi, uzyskiwanymi w obecności szumu AWGN pozwoli na określenie stopnia losowości błędów występujących na wejściu dekodera. Jak wiemy ma to decydujące znaczenia dla dekodowania opartego na regule maksymalnego prawdopodobieństwa.

W rozdziale tym przedstawiono także sposób, w jaki zakłócenie niegaussowskie wpływa na detekcję i dekodowanie sygnału DSSS.

#### 2.1. Teoria detekcji niebiałej

Mozna wykazać [Bac67], [Paw02], [Pio02], [Byk05], że liniowy filtr odbiorczy zapewnia maksimum stosunku sygnał/szum, jeśli jego odpowiedź impulsowa spełnia równanie całkowe

$$as(t_0 - \tau) = \int_0^T h(v)R(\tau - v)dv \quad (0 \leq \tau \leq T) \quad (2-1)$$

gdzie:  $s(t_0 - \tau)$  - sygnał użyteczny przesunięty o  $t_0$  i odwrócony względem  $\tau$ ,  $t_0$  jest momentem podejmowania decyzji,  $R(x)$ - funkcją autokorelacji szumu,  $a$  - dowolną stałą rzeczywistą.

Załóżmy najpierw, że rozważany szum jest biały. Wtedy  $R(\tau) = \delta_{0,szum}^2 \delta(\tau)$ , gdzie  $\delta_{0,szum}^2$  jest wariancją szumu. Po podstawieniu tego wzoru do wzoru (2-1), korzystając z własności filtracyjnej funkcji delta Diraca, otrzymujemy:

$$h(\tau) = \begin{cases} \frac{a}{\delta_{szum}^2} s(t_0 - \tau) & 0 \leq \tau \leq T \\ 0 & \text{dla } \tau \text{ poza } (0, T) \end{cases} \quad (2-2)$$

Ze wzoru (2-2) wynika, że w przypadku białego zakłócenia (dodajmy addytywnego i gaussowskiego) optymalnym filtrem odbiorczym, w sensie maksimum stosunku sygnał/szum, jest filtr o odpowiedzi impulsowej takiej samej jak sygnał użyteczny, lecz odwróconej i przesuniętej o  $t_0$ . Jest to popularna zasada zwierciadła.

Spróbujemy w oparciu o powyższe relacje wyznaczyć charakterystykę filtra dla szumu/zakłócenia niebiałego. Podtrzymujemy założenia, że na zewnątrz obszaru całkowania  $\langle 0, T \rangle$   $h(\tau) = 0$ . Zatem stosując własności transformaty Fouriera - przesunięcia w czasie oraz twierdzenia o splocie otrzymujemy

$$as(t_0 - \tau) = \int_0^T h(v)R(\tau - v)dv \quad \xrightarrow{\text{Fourier}} \quad aS^*(\omega)e^{j\omega t_0} = H(\omega)P(\omega) \quad (2-3)$$

gdzie:  $S(\omega)$  - widmo sygnału użytecznego,  $S^*(\omega)$  - widmo sprzężone z widmem sygnału użytecznego,  $P(\omega)$  - widmo mocy szumu/zakłócenia,  $H(\omega)$  - poszukiwana transformata filtra optymalnego.

Ponieważ człon  $\exp(j\omega t_0)$  wprowadza wyłącznie opóźnienie pomijamy go, a w miejsce stałej  $a$  wstawiamy 1. Zatem transformata optymalnego filtra odbiorczego dla szumu/zakłócenia niebiałego jest następująca:

$$H(\omega) = \frac{S^*(\omega)}{P(\omega)} = S^*(\omega)P^{-1}(\omega) \quad (2-4)$$

Wzór ten jest prawdziwy także dla wersji białej, ponieważ wtedy  $P(\omega) = const$  i transformata filtra dopasowanego równa się  $S^*(\omega)$ .

Aby przejść do dziedziny czasu dyskretnego należało przedstawić  $H(\omega)$  w dziedzinie przekształcenia  $Z$ . Stosując przekształcenie  $Z$  dla transmitancji  $H(\omega)$  otrzymujemy:

$$H(z) = \frac{S^*(1/z^*)}{P(z)} \quad (2-5)$$

Widmo mocy szumu/zakłócenia  $P(\omega)$  może być przedstawione jako  $P(\omega) = V(\omega)V^*(\omega) = |V(\omega)|^2$ . Przedstawiając  $P(\omega)$  w dziedzinie transformaty  $Z$  i wstawiając

do wzoru (2-6), otrzymujemy:

$$H(z) = \frac{S^*(1/z^*)}{P(z)} = \frac{S^*(1/z^*)}{A_0^2 G(z) G^*\left(\frac{1}{z^*}\right)} \quad (2-6)$$

gdzie:  $A_0 G(z)$  odpowiada  $V(\omega)$ ,  $A_0 G^*\left(\frac{1}{z^*}\right)$  -  $V^*(\omega)$ ,  $A_0$  jest stała, a  $z = re^{j\Omega}$

Zastosujmy podstawienie  $I(z) = (A_0 G(z))^{-1}$ . Niech  $I(z)$  reprezentuje filtr wybielający, a  $h_k$  niech będzie jego odpowiedź impulsową.

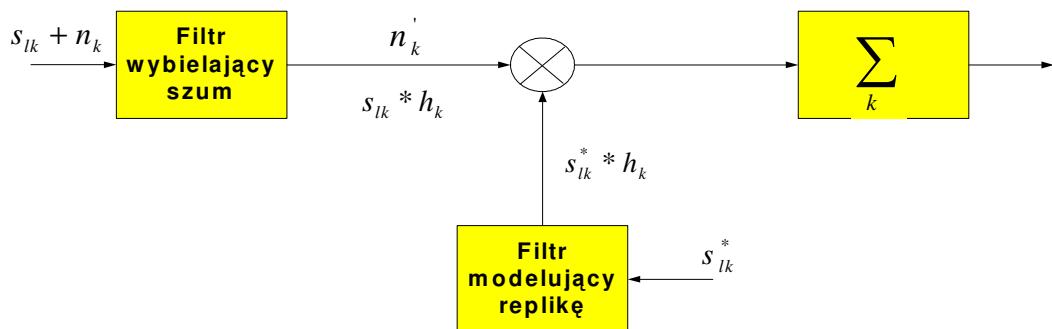
Optymalny detektor dla szumu/zakłócenia niebiałego przedstawiono na rys. 2-1. Działa on następująco. Na filtr wybielający  $I(z)$  podany zostaje sygnał użyteczny  $s_{lk}$  z szumem/zakłóceniem  $n_k$ , gdzie  $k$  - numer chipu,  $l$  - jeden z dwóch sygnałów nadanych (w przypadku transmisji binarnej). Filtr ten wybiela szum/zakłócenie, czyli pozbawia je wewnętrznej korelacji. Ze względu na fizyczną nieroziłączność sygnału i szumu/zakłócenia, częściozwemu wybieleniu podlega także sygnał  $s_{lk}$ . W dziedzinie czasu na wyjściu filtra wybielającego otrzymujemy:

$$\dot{s}_{lk} = s_{lk} * h_k \quad (2-7)$$

gdzie  $h_k$  - odpowiedź impulsowa filtra,  $*$  - znak splotu.

Chcąc wyznaczyć sygnał (reprezentowany przez replikę) dopasowany do sygnału reprezentowanego repliką  $\dot{s}_{lk}$ , dokonujemy na (2-7) operacji sprzężenia  $[s_{lk} * h_k]^* = s_{lk}^* * h_k^*$ . Ponieważ  $h_k^*$  jest z natury rzeczywiste, przeto ostatecznie otrzymujemy:

$$[s_{lk} * h_k]^* = s_{lk}^* * h_k \quad (2-8)$$



Rys. 2-1. Schemat detektora dla szumu niebiałego (z podwójnym dopasowaniem)

Czynności, opisane równaniem (2-8), realizuje filtr modyfikujący replikę, rys. 2-1.

Odpowiadają one operacji  $\left[ A_0 G^* \left( \frac{1}{z^*} \right) \right]^{-1}$ , natomiast transmitancja  $S^*(1/z^*)$  (transmitancja filtru dopasowana do sygnału. Optymalny filtr odbiorczy  $H(z)$  miałby transmitancję równą  $S^*(1/z^*)$  gdyby szum był biały) została zastąpiona układem korelatora, rys. 2-1.

Zysk wynikający z zastosowania detekcji niebiałej jest charakteryzowany różnicą energii sygnałów wybielonych [Van01]

$$z = \sum_k (\Delta s_k^*)^2 \quad (2-9)$$

gdzie  $\Delta s_k^* = \Delta s_k * h_k = (s_{1k} - s_{2k}) * h_k$  dla  $k=1,2,\dots,N_{PN}$  ( $N_{PN}$  – długość ciągu PN). Dla przypadku sygnałów antypodalnych ( $s_1(t) = -s_2(t)$ ) (modulacji, np. BPSK) wzór ten będzie dany wyrażeniem

$$z = \sum_k (\Delta s_k^*)^2 = \sum_k ((s_{1k} - s_{2k}) * h_k)^2 = \sum_k (2s_{1k} * h_k)^2 \quad (\text{autor, 2-10})^{12}$$

W kolejnej części rozdziału wyjaśniono skąd się bierze zysk detekcji niebiałej (w czym tkwi jego potencjał).

## 2.2. Entropijna teoria zysku

Zgodnie z [Sha57] (twierdzenie 18, strona 68), przepustowość kanału  $C$ , zakłócanego dowolnym szumem addytywnym, jest ograniczona obustronnie przez

$$W \log_2 \frac{P + N_1}{N_1} \leq C \leq W \log_2 \frac{P + N}{N_1} \quad (2-11)$$

gdzie:  $P$  - moc sygnału,  $N$  - moc szumu, a  $N_1$  - moc entropijna szumu.

Dla procesów ciągłych wygodniej jest zamiast entropią posługiwać się mocą entropijną  $N_1$ . Moc tą definiuje się w następująco:

$$N_1 = W \exp \left( \frac{1}{W} \int_0^W \log S_n(f) df \right) \quad (2-12)$$

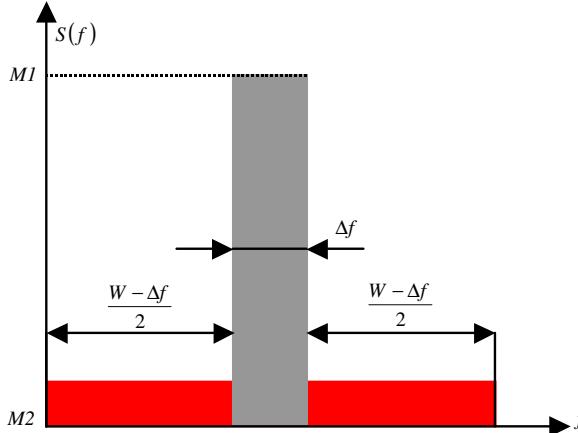
gdzie:  $S(f)$  - znormalizowana widmowa gęstość mocy ( $\int_{-\infty}^{\infty} S(f) df = 1$ ). Dla szumu białego,

---

<sup>12</sup> W ten sposób będą oznaczane wzory opracowane przez autora.

danego widmową gęstością mocy  $S(f) = \delta^2 / W$ , moc entropijna wynosi:

$$\begin{aligned} N_1 &= W \exp \left( \frac{1}{W} \int_0^W \log \left( \frac{\delta^2}{W} \right) df \right) = W \exp \left( \frac{1}{W} \int_0^W \log \left( \frac{\delta^2}{W} \right) df \right) = \\ &= W \exp \left( \frac{1}{W} \log \left( \frac{\delta^2}{W} \right) W \right) = W \frac{\delta^2}{W} = \delta^2 \end{aligned} \quad (2-13)$$



Rys. 2-2. Przebieg częstotliwościowy zakłócenia wąskopasmowego

Podstawiając wynik obliczenia (2-13) do wzoru (2-11), otrzymujemy, że przepustowość kanału, w którym występuje szum biały, wynosi

$$W \log_2 \frac{P + \delta^2}{\delta^2} \leq C \leq W \log_2 \frac{P + \delta^2}{\delta^2} \quad (2-14)$$

$$C = W \log_2 \frac{P + \delta^2}{\delta^2} \quad (2-15)$$

Zastanówmy się, jak zmieni się przepustowość kanału wraz ze zmniejszaniem się entropii szumu/zakłócenia, tj. zwiększeniem jego korelacji. Rozważania podobne do przedstawianych tutaj można znaleźć w [Paw82], [Pio03]. Założymy, że sygnał jest zakłóczany szumem/zakłóceniem o widmowej gęstości mocy jak na rys. 2-2:

$$S(f) = \begin{cases} M_1 \text{ dla } f < \frac{W - \Delta f}{2} \\ M_2 \text{ dla } \frac{W - \Delta f}{2} < f < \Delta f + \frac{W - \Delta f}{2} \\ M_1 \text{ dla } f > \Delta f + \frac{W - \Delta f}{2} \end{cases} \quad (2-16)$$

Moc entropijna tego szumu wynosi

$$\begin{aligned}
N_1 &= W \exp \left( \frac{1}{W} \int_0^W \left( \frac{W - \Delta f}{2} \log M_2 + \Delta f \log M_1 + \frac{W - \Delta f}{2} \log M_2 \right) df \right) = \\
&= W \exp \left( \frac{1}{W} \int_0^W ((W - \Delta f) \log M_2 + \Delta f \log M_1) df \right) = W \exp((W - \Delta f) \log M_2 + \Delta f \log M_1)
\end{aligned} \tag{2-17}$$

W granicznym przypadku, gdy  $\Delta f \rightarrow 0$ , czyli gdy szum/zakłócenie będzie zbliżać się widmowo do pojedynczej harmonicznej,  $M_1$  będzie dążyć do  $\infty$ , a  $M_2$  - do 0. Otrzymujemy wtedy:

$$W \exp(W \log M_2) = WM_2^W \rightarrow 0 \tag{2-18}$$

Widzimy więc (2-18), że wraz z koncentracją mocy szumu/zakłócenia w coraz to węższym paśmie, jego moc entropijna maleje do zera.

Podstawiając (2-18) do wzoru (2-11), otrzymujemy  $W \log_2 P \leq C \leq \infty$ . Widać zatem, że górną granicą przepustowości  $C$  dla szumu/zakłócenia w postaci sinusoidalnej fali ciągłej (CW – *continuous wave*) jest nieskończoność. Może to się wydać dziwne, ale wiadomo, że takie zakłócenie można odfiltrować nieskończonym wąskopasmowym filtrem bez szkody dla sygnału użytecznego [Paw82], [Paw02], [Pio02].

Widzimy więc, że zmniejszając entropię szumu/zakłócenia (zwiększać jego autokorelację) możemy poprawić jakość (lub szybkość) transmisji. Wykorzystuje się w danym przypadku przewidywalność szumu/zakłócenia. Im jest ona większa, tym łatwiej ten szum/zakłócenie usunąć (lub zmniejszyć jego destrukcyjny wpływ na sygnał).

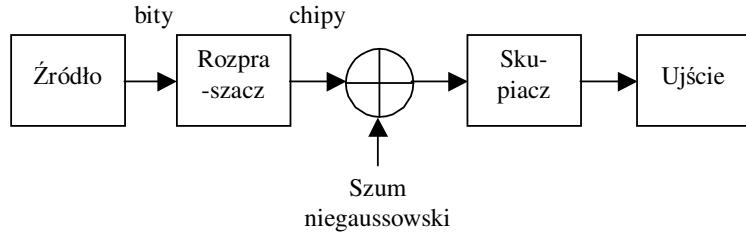
### 2.3. Szum/zakłócenie o rozkładzie niegaussowskim w systemie DSSS

Odseparujmy szum/zakłócenie od sygnału. Rozpatrzmy zachowanie się skupiacza (układu skupiącego) w odpowiedzi na ten szum/zakłócenie. Można nam tak czynić, rozpatrywać szum/zakłócenie osobno, gdyż sygnał z szumem/zakłóceniem jest wzajemnie addytywny, a skupiacz jest układem liniowym (dodajmy, żeby zakwalifikować go do odpowiedniej grupy), niezmennym w czasie. Układy takie są określane jako LTI (*Linear Time-Invariant*).

Wartość  $k$ -tej próbki szumu na wyjściu układu skupiącego jest wynikiem sumowania się  $n$  próbek szumu w kanale, gdzie  $n$  jest długością repliki (ciągu rozpraszającego PN), rys. 2-3.

Założymy, w pierwszym podejściu, że szum/zakłócenie jest skorelowane. Jeżeli efektywna długość korelacji szumu/zakłócenia w kanale będzie mniejsza od długości repliki,

wtedy w powyższej sumie będzie występować dostatecznie dużo słabo skorelowanych składników aby zostały spełnione założenia centralnego twierdzenia granicznego. Skutek tego będzie taki, że rozkład szumu wyjściowego będzie się zbliżał asymptotycznie do rozkładu gaussowskiego.

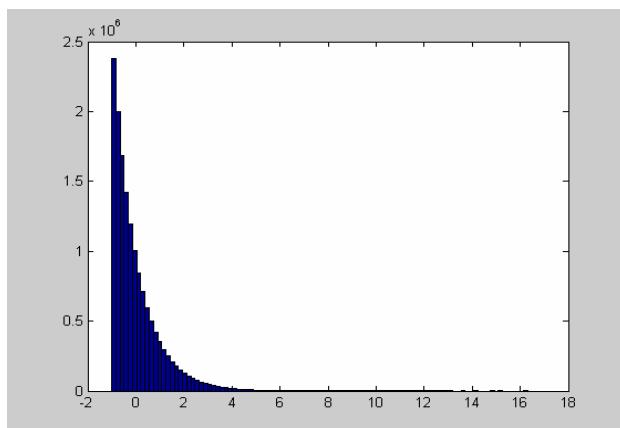


Rys. 2-3. Uproszczony schemat systemu DSSS z kanałem ‘niegaussowskim’

W drugim przypadku - szumu nieskorelowanego - wyraźnie „ugaussowienie” sygnału wyjściowego będzie już widoczne dla repliki o długości  $3 \div 4$  [Sza01].

Powyższe zjawisko jest typowym efektem „ugaussowienia” procesu w wyniku jego przejścia przez układ LTI. W tym przypadku procesem tym jest szumu, układem LTI - skupiacz.

**Eksperyment 1.** Założmy, że mamy do czynienia z prostym systemem DSSS, takim, jaki jest pokazany na rys. 2-3. Założmy, że ciąg PN składa się ze 127 chipów oraz że szum w kanale jest biały o rozkładzie eksponencjalnym, rys. 2-4. Zbadajmy, jak szum o takim rozkładzie wpływa na BER oraz jaki będzie rozkład szumu na wyjściu układu skupiącego.

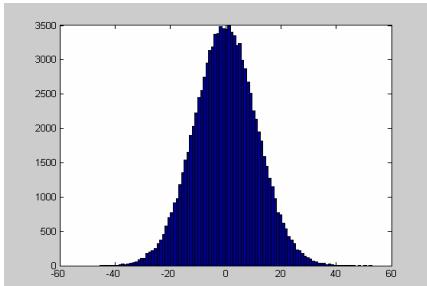


Rys. 2-4. Szum w kanale o wartości średniej równej 0 i wariancji 1, rozkład eksponencjalny

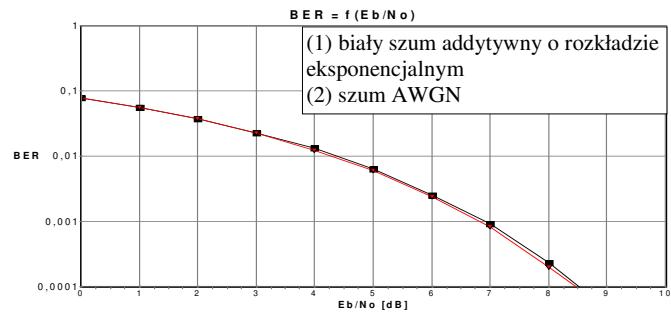
Do wyznaczenia rozkładów zastosowano histogram. Na podstawie symulacji można stwierdzić, rys. 2-5a, że szum na wyjściu układu skupiącego asymptotycznie zbliża się do gaussowskiego. Potwierdza to wyżej przedstawianą teorię o „ugaussowianiu” się szumu wejściowego.

Krzywa BER dla tego zakłócenia jest nieomal identyczna jak dla szum AWGN, rys. 2-5b. Różnice - widoczne na rysunku - mogą być wynikiem niedokładności obliczeń symulacyjnych.

Z symulacji tych można wyciągnąć następujący wniosek. Sygnał w systemie DSSS będzie tak samo odbierany (z taka samą jakością) niezależnie od rozkładu szumu panującego w kanale (przy założeniu oczywiście, że szum we wszystkich przypadkach jest biały). Reguła ta ma też swoje konsekwencje dla kodowania, tzn. dekodowanie z maksymalną wiarygodnością (w takim systemie) będzie zachodzić z takim samym prawdopodobieństwem błędu niezależnie od rodzaju rozkładu szumu w kanale.



Rys. 2-5a. Rozkład szum na wyjściu układu skupiącego.



Rys. 2-5b. Detekcja sygnału DSSS osadzonego w białym szumie eksponencjalnym. Dla porównania przedstawiono krzywą szumową dla sygnału DSSS transmitowanego w białym szumie gaussowskim.

## 2.4. Wpływ rozpraszania sygnału na jakość dekodowania w kanałach ‘kolorowych’.

Wiedząc, że szum o dowolnym rozkładzie się „ugaussosawia” w wyniku przejścia przez skupiacz (oczywiście z uwzględnieniem określonych ograniczeń), w poniższych rozważaniach będziemy zakładać, dla uproszczenia analizy, że szum/zakłócenie jest gaussowskie.

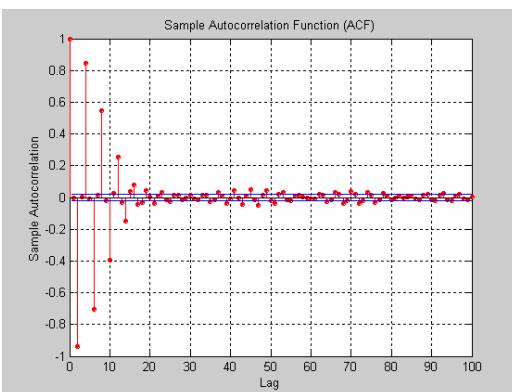
Na jakość dekodowania wpływa nie tylko liczba błędów pojawiających się na wejściu dekodera (zależna od stosunku sygnał/szum jak i też rodzaju zakłócenia), ale także sposób w jaki błędy te się rozkładają. Większość algorytmów dekodowania (podobnie jak te,

będące przedmiotem niniejszej pracy) działają zgodnie z regułą maksymalnego prawdopodobieństwa. Reguła ta czyni je optymalnymi w kanałach, w których błędy na wejściu dekodera występują losowo (*random errors*).

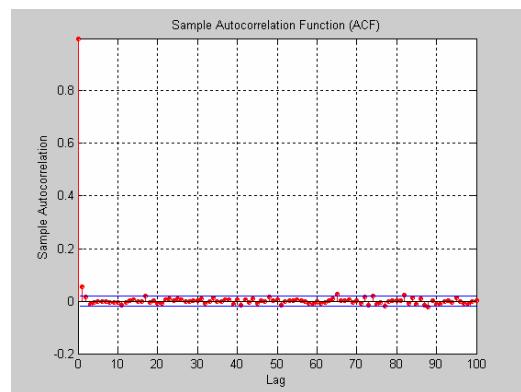
Błędy, występujące w kanałach ‘kolorowych’, w zależności od stopnia korelacji szumu/zakłócenia będą skorelowane. Skupiąc, porównując odbierane chipy, a wśród nich skorelowane błędy, z repliką będzie je niejako „ulosawiął”. Dzieje się tak, ponieważ  $i$ -ta próbka sygnału na wyjściu skupiacza (bit) jest złożeniem  $N$  próbek sygnału z kanału (chipów) ( $N$ - długość repliki). Czasami może się zdarzyć tak, szczególnie gdy korelacja szumu nie będzie duża, a ciąg PN odpowiednio długi, że błędne bity (występujące na wyjściu skupiacza) będą występować w sposób zupełnie losowy. Wtedy, dekodowanie w kanale ‘kolorowym’ będzie zbliżone do dekodowania w kanale ‘AWGN’.

Odseparujmy ponownie, jak uczyniliśmy to wcześniej, próbki sygnału odbieranego od szumu/zakłócenia. Naturalnym sposobem określenia losowości błędów na wyjściu skupiacza (wejściu dekodera, gdy założymy, że przeplot nie występuje) jest wykreślenie funkcji autokorelacji szumu/zakłócenia w tym miejscu. Gdy funkcja ta będzie deltą Diraca (lub będzie się do niej zbliżać), będzie to oznaczać, że błędy na wyjściu skupiacza są tak samo (lub prawie tak samo) losowe jak w przypadku kanału ‘AWGN’.

**Eksperyment 2.** Założymy, że ciąg PN składa się ze 127 chipów, widmo mocy zakłócenia ma kształt sygnału BPSK. Zajmuje ono około 15% widma sygnału DSSS. Wykreślmy korelację tego zakłócenia przed i za układem skupiania.



Rys. 2-6a. Funkcja autokorelacji szumu BPSK przed zawężaniem pasma (szum w kanale)



Rys. 2-6b. Funkcja autokorelacji szumu za układem skupiania (zaalokowanego szumu BPSK)

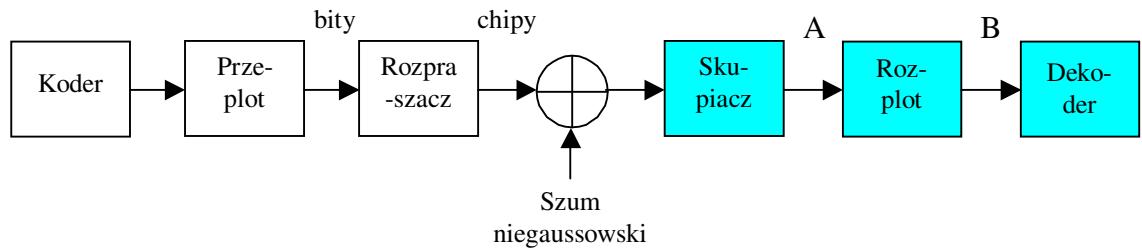
Korelacja szumu w kanale jest widoczna na rys. 2-6a. Rozciąga się ona do wartości 0.01 do około 20 chipów. Szum na wyjściu układu skupiającego praktycznie już nie wykazuje

korelacji, rys. 2-6b. Efektem tego będzie to, że dekodowanie zakodowanego sygnału DSSS w powyższym kanale będzie się odbywać z taką samą (lub nieomal taka samą) jakością jak w kanale ‘AWGN’. Założenie to zweryfikujemy symulacyjnie w następnych rozdziałach, w których będziemy przedstawiać wyniki eksperymentów symulacyjnych.

Innym sposobem oceny rozkładu błędów jest analiza statystyk błędów na wejściu dekodera. Gdy statystki te dla kanału ‘kolorowego’ będą się zbliżać do statystyk uzyskanych z kanału ‘AWGN’, będzie to oznaczać, że błędy te są losowe. Istnieje wiele takich charakterystyk [Urb05]. W niniejszej pracy zastosujemy dwie z nich:

- wagowe widmo błędów. Charakterystyka ta opisuje prawdopodobieństwo przekłamania  $n$  bitów w blokach o długości  $k$ , przy czym  $k$  jest zawsze  $\geq n$ ;
- rozkład pauz pomiędzy błędami. Ta charakterystyka określa prawdopodobieństwo poprawnego odbioru przynajmniej  $n$  kolejnych bitów. Do jej obliczenia wykorzystuje się pełen strumień przesłanych bitów (bez ich podziału na bloki).

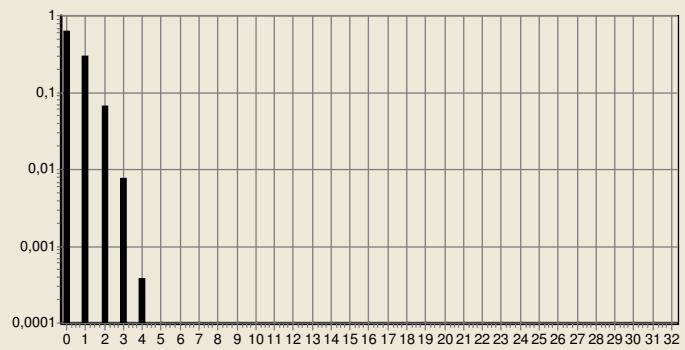
**Eksperyment 3.** Założmy, że szum w kanale jest taki sam, jak w *Eksperymencie 2*. Określmy powyższe statystyki błędów dla tego kanału pomiędzy skupiaczem, a rozplataczerem, punkt A, rys. 2-7 oraz rozplataczerem, a dekoderem, punkt B, rys. 2-7. Porównamy następnie charakterystyki te z charakterystykami z kanału ‘AWGN’. BER dla obu kanałów wynosi 0,01421. Symulacje przeprowadzono w środowisku C++.



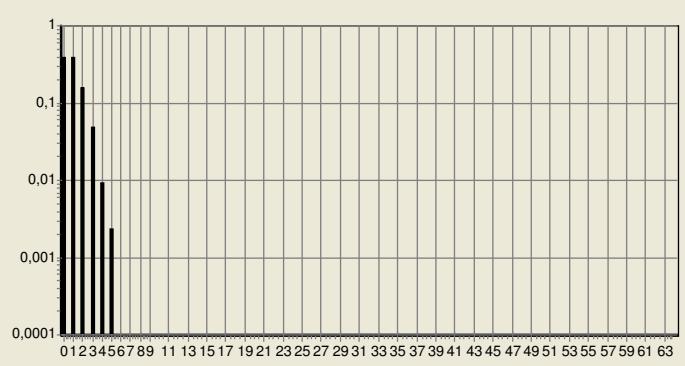
Rys. 2-7. Miejsca wykresowania charakterystyk

### **Szum BPSK**

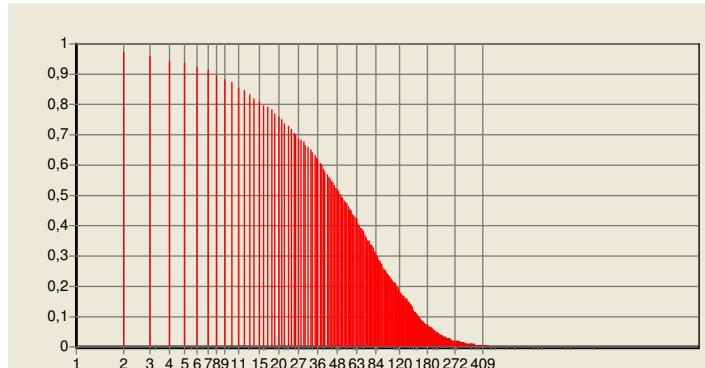
Bity w punkcie A



Rys. 2-8a. Wagowe widmo błędów, długość bloku 32 bity

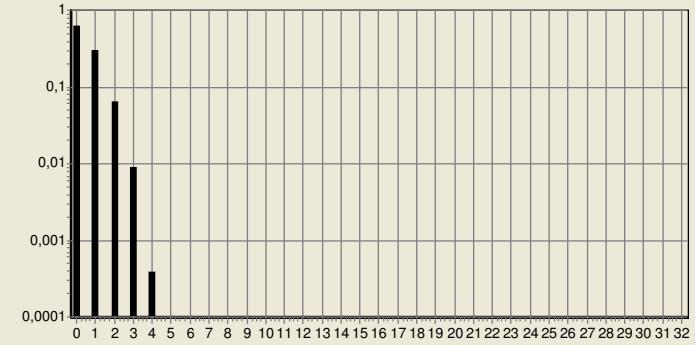


Rys. 2-8b. Wagowe widmo błędów. Długość bloku 64 bity

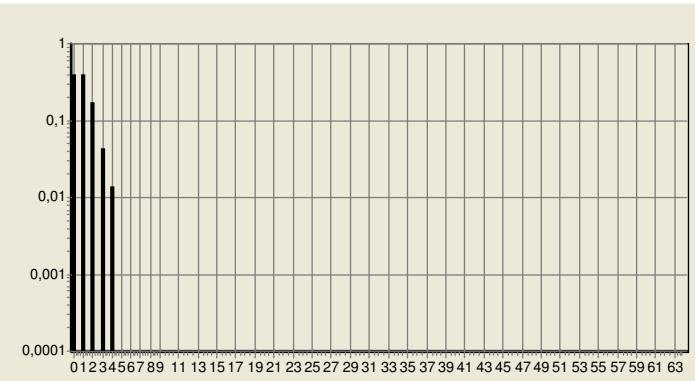


Rys. 2-8c. Rozkład pauz pomiędzy błędami

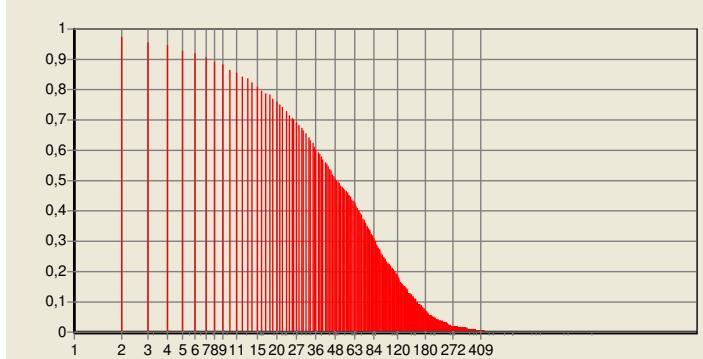
Bity w punkcie B



Rys. 2-9a. Wagowe widmo błędów, długość bloku 32 bity



Rys. 2-9b. Wagowe widmo błędów. Długość bloku 64 bity



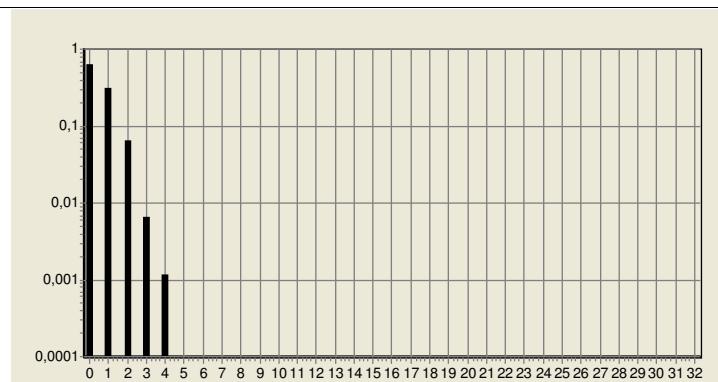
Rys. 2-9c. Rozkład pauz pomiędzy błędami

Zauważmy, że statystyki na wejściu rozplatacza i dekodera są nieomal identyczne. Jest to dowodem na to, że przeplot dla analizowanego kanału ‘BPSK’ zupełnie nie ulosowia błędów. Można by więc w tym przypadku go wyeliminować. Interesującym jest fakt, że tego typu rozkłady można by wykorzystać do oceny możliwości ulosowiania błędów przez układy przeplotu-rozplotu dla konkretnych modelów zakłóceń.

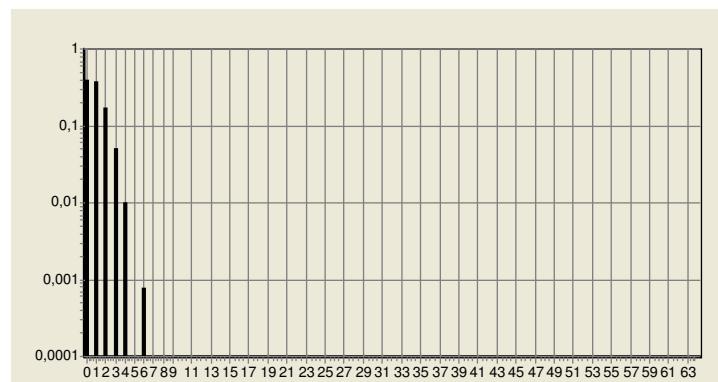
### **Szum AWGN**

Gdy szum jest biały w kanale wtenczas przeplotu się nie stosuje. Z tego względu w poniższej analizie wykluczono go z układu.

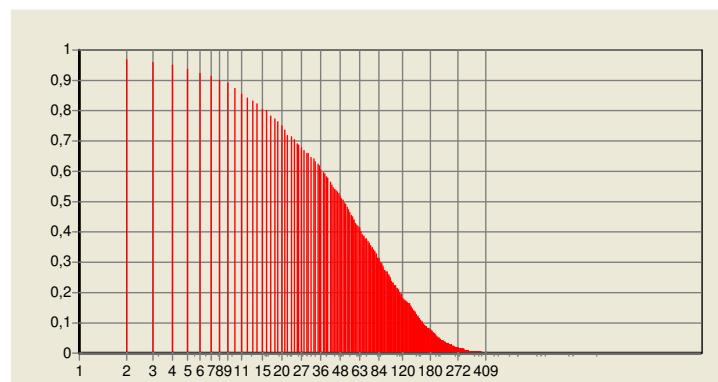
Bity na wejściu dekodera



Rys. 2-10a. Wagowe widmo błędów, długość bloku 32 bity



Rys. 2-10b. Wagowe widmo błędów. Długość bloku 64 bity



Rys. 2-10c. Rozkład pauz pomiędzy błędami

Analiza wyników dla obu kanałów znajduje się w tab. 2-1.

Tab. 2-1. Zestawienie wyników rozkładu błędów w kanale ‘BPSK’ i ‘białym’.

Charakterystyka	Kanał ‘BPSK’ punkt A	Kanał ‘BPSK’ punkt B	Kanał ‘AWGN’
Wagowe widmo błędów, blok o długości 32 bitów	Z prawd. 0.6 żaden bit nie będzie przekłamany, z prawd. 0.07 – 2 bity, rys. 2-8a	Jak dla kanału ‘BPSK’ przed przeplotem, rys. 2-9a	Z prawd. 0.62 żaden bit nie będzie przekłamany, z prawd. 0.065 – 2 bity, rys. 2-10a
Wagowe widmo błędów, blok o długości 64 bitów	Z prawd. 0,4 żaden bit nie będzie przekłamany, z tym samym prawd. 1 bit będzie przekłamany, prawd. zakłócenia 2 bitów wynosi 0.15, rys. 2-8b	jak dla ‘BPSK’ przed przeplotem, rys. 2-9b	Podobne wyniki jak dla ‘BPSK’ przed przeplotem z tą różnicą, że prawd. zakłócenia 2 bitów wynosi około 0.17, rys. 2-10b
Rozkład pauz pomiędzy błędami	Z prawd. 0.5 przynajmniej 50 bitów występujących kolejno po sobie będzie niezakłóconych, , rys. 2-8c	tak samo jak dla kanału ‘BPSK’ przed przeplotem, rys. 2-9c	Z prawd. 0.5 przynajmniej 52 bity występujące kolejno po sobie nie zostaną zakłócone, rys. 2-10c

Z analizy tej wynika, że błędy w obu kanałach (‘BPSK’ i ‘AWGN’) występują w sposób do siebie zbliżony.

## ***Podsumowanie***

W niniejszym rozdziale poruszono kwestie wpływu kanału ‘nie-AWGN’ na transmisję (w szczególności kodowaną) w systemie DSSS.

W rozdziale tym przedstawiono wzór opisujący operacje wykonywane przez detektor obustronnie dopasowany. Dalej zaprezentowano jego schemat w wersji korelacyjnej, użytecznej w praktycznej implementacji. Wykazano także, że w granicznym przypadku, gdy widmo zakłócenia zbiega się do pojedynczej harmonicznej (fali CW), przepustowość kanału zdąży do nieskończoności. Potwierdza to sugestie wysuwane wcześniej w [Paw82], [Pio02].

Kolejno udowodniono słuszność twierdzenia, na przykładzie szumu o rozkładzie eksponencjalnym, że proces o dowolnym rozkładzie w wyniku przejścia przez skupiacz (układ spełniający warunki LTI) ulega „ugaussosowieniu”.

Na jakość dekodowania, opartego na regule maksymalnego prawdopodobieństwa, wpływa nie tylko liczba błędów, ale także sposób ich występowania. Algorytmy, oparte na regule maksymalnego prawdopodobieństwa, działają optymalnie w sytuacji, gdy błędy te są losowe. W rozdziale tym wykazano, że skupiacz, w wyniku porównywania odbieranych chipów z repliką „ulosawia” te błędy. Niekiedy może się zdarzyć tak, że błędy na jego wyjściu będą zupełnie losowe. Wydaje się to nam w pewnym sensie o tyle oczywiste, iż wiele zakłóceń, będących kolorowymi dla sygnału szerokopasmowego (DSSS), są białe dla sygnału wąskopasmowego (czyli tego przed operacją rozpraszania). Dzięki temu zysk kodowania w systemach DSSS w obecności niezbyt „kolorowych” zakłóceń (o względnie niewielkiej korelacji, przynajmniej dużo mniejszej od długości repliki PN) może być porównywalny, w układach bez wybielania, do zysku kodowania w kanałach ‘AWGN’.

Należy jednak wyraźnie zaznaczyć, że odbiór taki nie gwarantuje uzyskania maksymalnych zysków. Dzieje się tak, gdyż detektor realizujący „detekcję białą” (układ korelatora lub filtr dopasowany) nie wykorzystuje zmniejszonej entropii szumu (jego przewidywalności). Należy przypuszczać, że po zastosowaniu detektora niebiałego odbiór, poza zyskiem kodowania, poprawi się o zysk detekcji niebiałej. Założenia te zostaną symulacyjnie zweryfikowane w kolejnym rozdziale.

### **Rozdział III**

## **DETEKCJA SYGNAŁU DSSS W ŚRODOWISKU NIE-AWGN**

### **– EKSPERYMENTY SYMULACYJNE**

- 3.1. Stanowisko badawcze: układy pomiarowe, założenia**
- 3.2. Badanie łańcucha Viteriego w kanale ‘kolorowym’**
- 3.3. Badanie łańcucha turbo w kanale ‘kolorowym’**
- 3.4. Badanie łańcucha niekodowanego w kanale ‘mieszonym’**

## **Rozdział III**

### **DETEKCJA SYGNAŁU DSSS W ŚRODOWISKU NIE-AWGN - EKSPERYMENTY SYMULACYJNE**

W rozdziale tym znajdują się wyniki symulacji łańcucha Viterbiego oraz turbo w środowisku szumów addytywnych, gaussowskich i niebiałych.

Zysk kodowania, jak powszechnie wiadomo, zależy nie tylko od przyjętej metody kodowania, ale także od parametrów kodu. Z tego względu w niniejszym rozdziale zweryfikowano wpływ modyfikacji najważniejszych parametrów obu technik kodowania na BER, w szczególności dla kodów splotowych jest to długość ograniczona oraz dla turbokodów: stopa kodu, algorytm dekodowania, rozmiar oraz rodzaj przeplotu.

W ostatniej części rozdziału przedstawiono skuteczność zastosowania techniki detekcji niebiałej (nacelowanej na zmniejszanie wpływu szumu/zakłócenia niebiałego na odbiór) w warunkach, gdy poza szumem/zakłóceniem tym występuje dodatkowo szum AWGN.

#### **3.1. Stanowisko badawcze: układy pomiarowe, założenia**

Łańcuch Viterbiego i łańcuch turbo przebadano w układzie jak na rys. 3-1. Mając na uwadze rozdział dotyczący detekcji niebiałej i możliwe do uzyskania z jej pomocą zyski (rozdział II) odbiornik występuje w dwóch wersjach.

W wersji pierwszej, bloki żółto-czerwone, odbiornik realizuje detekcję klasyczną, tzn. optymalną w szumie białym. W jego skład wchodzi: demodulator zrealizowany w oparciu o korelator, skupiacz, blok przeplotu, dekoder oraz układ decyzyjny.

Druga wersja, bloki niebiesko-czerwone, jest realizacją detekcji niebiałej, optymalnej dla szumu/zakłócenia niebiałego. W zestawie widoczne są dodatkowe filtry w torze sygnału i repliki.

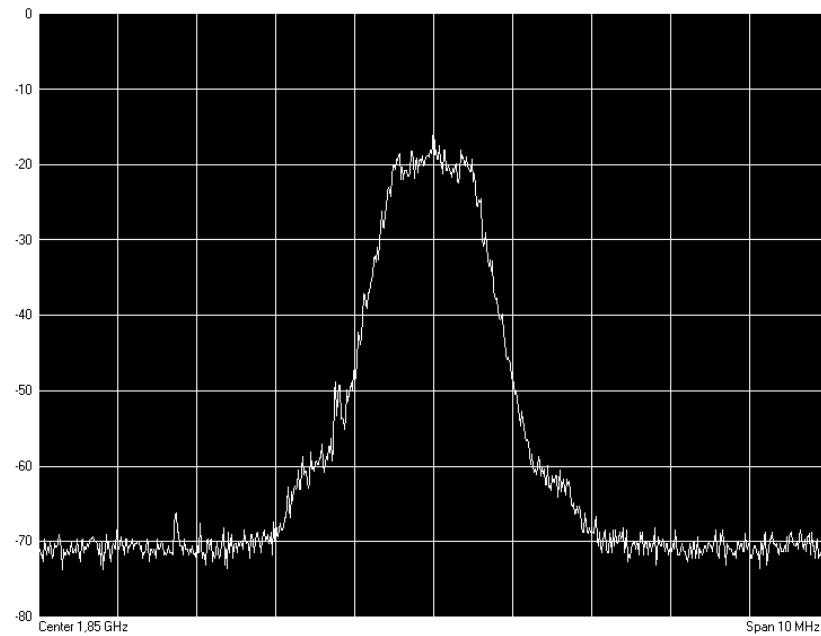
Zauważmy, że gdy w kanale występuje szum biały, wówczas nie ma znaczenia, który odbiornik zastosujemy – filtry: modyfikujący i wybielający będą wtedy miały funkcję transmitancji równą jedności.

Jako przykład szumu/zakłócenia kolorowego użyjemy sygnału użytecznego BPSK, który może pochodzić od użytkownika systemu wąskopasmowego lub systemu szerokopasmowego, oferującego odpowiednio mniejsze prędkości transmisji lub zrealizowanego w oparciu o krótszy ciąg rozpraszający PN.

Przyjmując, że funkcja kształtująca  $g(t)$  dana jest impulsem prostokątnym o czasie trwania  $T$  i amplitudzie  $A$ , wariancja ciągu informacyjnego  $I_n$  (modulującego nośną) wynosi jeden, jego średnia jest równa zeru i ponadto ciąg ten jest nieskorelowany widmową gęstość mocy sygnału zakłócającego BPSK można wyrazić wzorem [Pro01]:

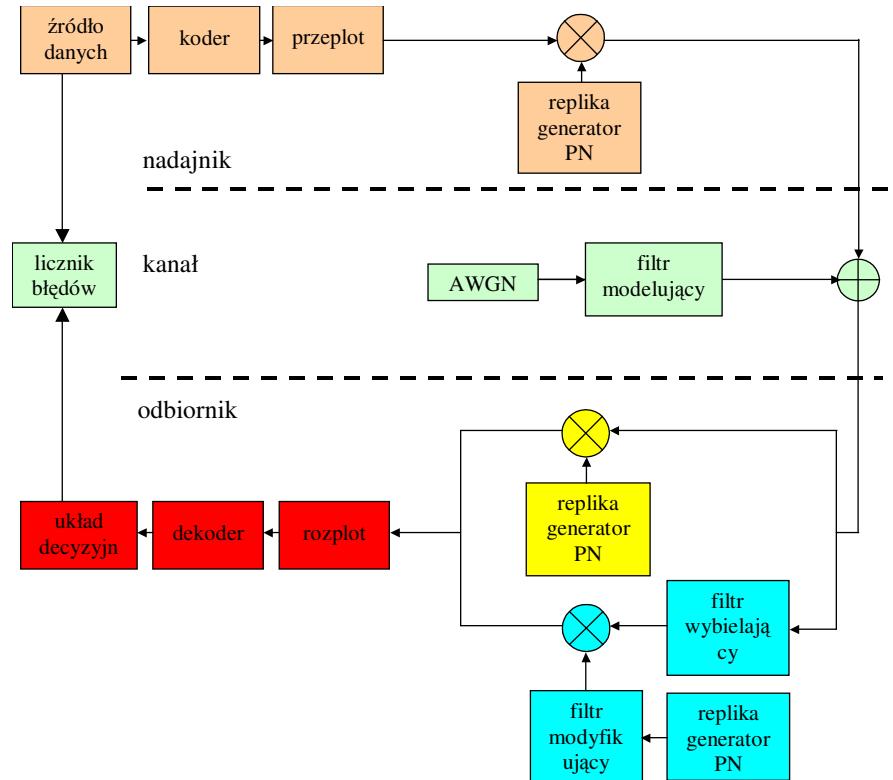
$$S_{BPSK}(f) = A^2 T / 2 \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \quad (3-1)$$

Na rys. 3-1 można zobaczyć przykład rzeczywistego przebiegu widma mocy dla sygnału BPSK. Nośną tego przebiegu jest częstotliwość 1,83 GHz. Względem tego widma będzie możliwa porównać widma sygnałów BPSK wygenerowanych na potrzeby symulacji.



Rys. 3-1. Rzeczywisty przebieg widma mocy dla sygnału BPSK

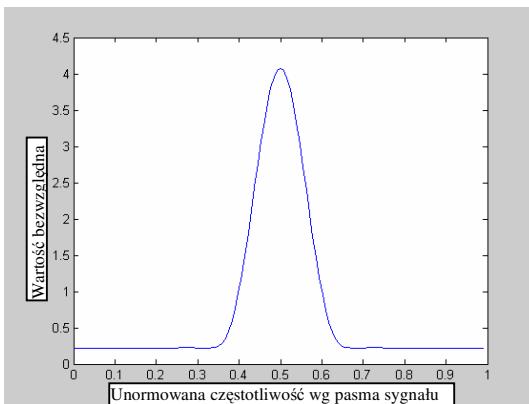
Zakłocenie BPSK wygenerowano filtrem modelującym o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (IIR – *Infinite Impulse Response*), rys. 3-2. Filtr ten spełnia warunki stabilności, liniowości oraz niezmienności w czasie (LTI). Na jego wejście podajemy biały szum gaussowski i na wyjściu, zgodnie z teorią, uzyskujemy także szum gaussowski, lecz już kolorowy. Aby w miarę rzetelnie odzwierciedlić  $S_{BPSK}(f)$ , do jej wygenerowania użyliśmy filtru 11 rzędu.



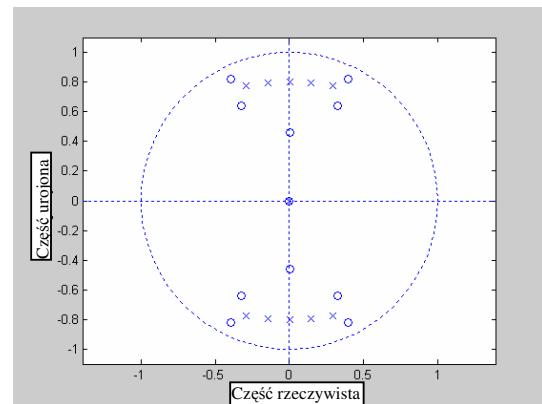
Rys. 3-2. Schemat stanowiska do badania łańcucha Viterbiego i turbokodów w kanale gaussowskim

W celu sprawdzenia czy i w jaki sposób szerokość widma sygnału zakłócającego wpływa na jakość odbioru, zastosowano dwa zakłócenia BPSK o różnych szerokościach widma:

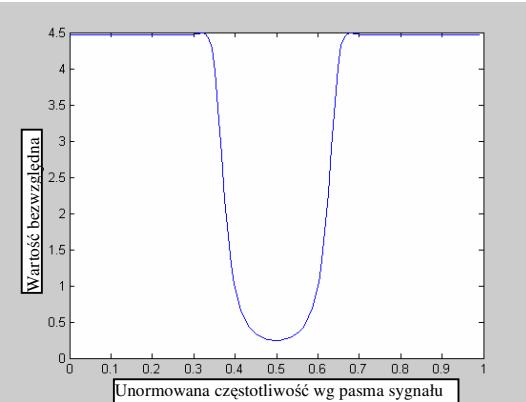
- zakłócenie BPSK o węższym widmie, zwanym dalej celem skrócenia zapisu ‘BPSKs’. Kanał, w którym będzie ono występować, będzie też nazywany kanałem ‘BPSKw’,
- zakłócenie BPSK o szerszym widmie, zwane dalej BPSKs. Podobnie jak wyżej, kanał, w którym będzie ono występować, będzie też nazywany kanałem ‘BPSKw’,



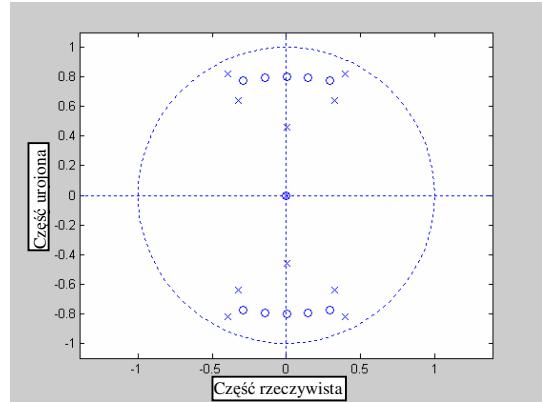
Rys. 3-3a. Charakterystyka amplitudowa filtru modelującego BPSKw



Rys. 3-3b. Zera i biegunki transmitancji filtru modelującego BPSKw na płaszczyźnie Z



Rys. 3-4a. Charakterystyka modułu filtru wybielającego BPSKw

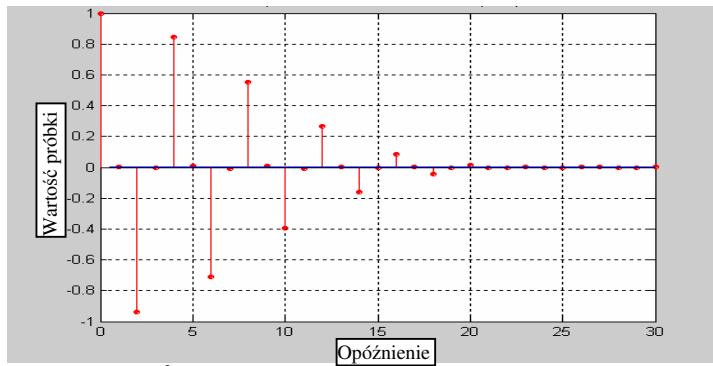


Rys. 3-4b. Zera i biegundy transmitancji filtru modelującego BPSKw na płaszczyźnie Z

Charakterystykę amplitudową (przebieg modułu) filtru modelującego zakłócenie BPSKw pokazano na rys. 3-3a. Charakterystyka ta jest przedstawiona w dziedzinie unormalowanej częstotliwości równoważnego sygnału dolnopasmowego, tj. częstotliwość 1 jest najwyższą harmoniczną tego sygnału. Biegundy i zera funkcji transmitancji filtru modelującego pokazano na rys. 3-3b.

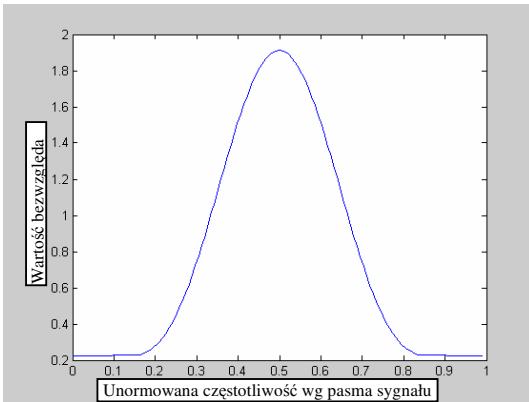
*W badaniach założono, że widmo zakłócenia jest znane, a skoro tak, to filtr wybielający stanowi odwrotność filtru modelującego<sup>13</sup>.* Szczegółowe informacje na temat pozyskiwania widmowej gęstości mocy zakłócenia/szumu kolorowego można znaleźć przykładowo w [Jac98], [Jac03] lub [Wan04].

Charakterystykę amplitudową filtru wybielającego BPSKw przedstawiono na rys. 3-4a, położenie zer i biegunków jego transmitancji  $H(z)$  na rys. 3-4b. Korelację szumu BPSKw przedstawia rys. 3-5.

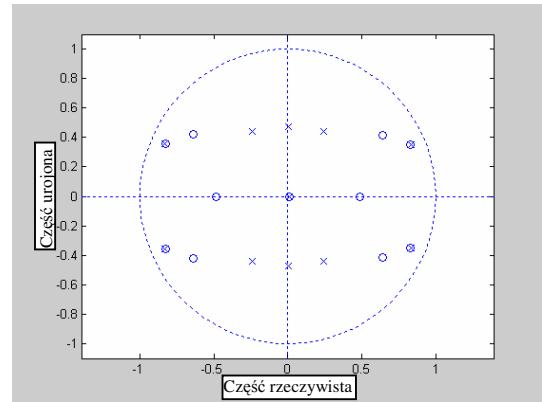


Rys. 3-5. Znormalizowana ( $\sigma^2 = 1$ ) funkcja autokorelacji BPSKw. Kolejne wartości opóźnienia oznaczają kolejne numery chipów

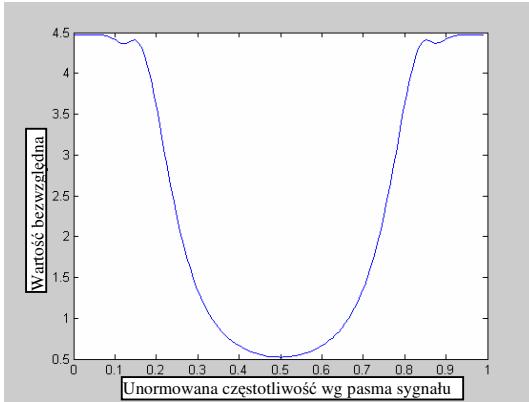
<sup>13</sup> Jest to przyczyna, dla której filtr modelujący musi spełniać warunek minimalnej fazowości, gdyż inaczej, po odwróceniu jego funkcji transmitancji, byłby on niestabilny - zera znajdujące się poza obszarem koła jednostkowego stałyby się biegunkami.



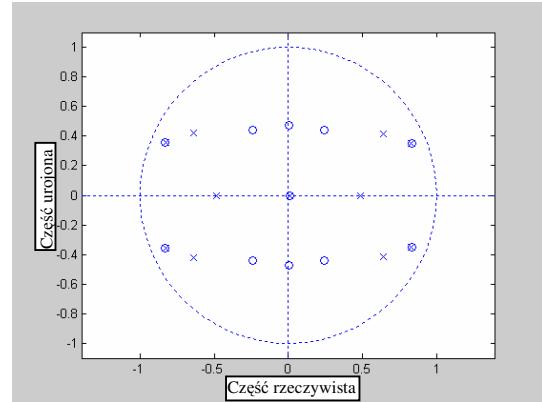
Rys. 3-6a. Charakterystyka amplitudowa filtru modelującego BPSKs



Rys. 3-6b. Zera i biegunki transmitancji filtru modelującego BPSKs na płaszczyźnie Z



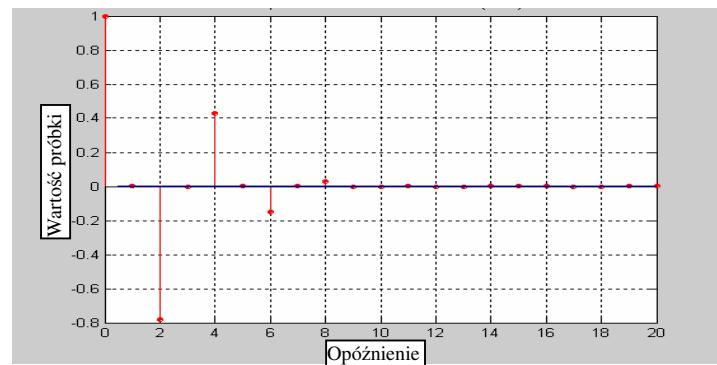
Rys. 3-7a. Charakterystyka amplitudowa filtru modelującego



Rys. 3-7b. Zera i biegunki transmitancji filtru modelującego na płaszczyźnie Z

Charakterystykę amplitudową filtru generującego zakłócenie BPSKs pokazano na rys. 3-6a, jego zera i biegunki na rys. 3-6b. Odpowiednie charakterystyki filtrów odwrotnych pokazano na rys. 3-7a i b.

Funkcja autokorelacji zakłócenia BPSKs wykreślona jest na rys. 3-8.



Rys. 3-8. Znormalizowana ( $\sigma^2 = 1$ ) funkcja autokorelacji BPSKs

Z porównania charakterystyk, rys. 3-5 i 3-8, wynika, że korelacja w pierwszym przypadku BPSKw jest silniejsza i sięga 20 próbek, natomiast w drugim przypadku jest słabsza i sięga tylko 8 próbek.

Jako kryterium oceny jakości detekcji wybrano BER w funkcji  $E_b/N_0$ , gdzie  $N_0$  wyraża jedynie widmo mocy szumu/zakłócenia kolorowego.

Większość układów badawczych, łańcuch Viterbiego, łańcuch turbo bazujący na algorytmie dekodowania SOVA stworzono w środowisku ANSI C++. Jedynie symulator łańcucha turbo z dekodowaniem Log-MAP został stworzony w MATLAB. Jego wybrane algorytmy zapożyczono od Yufei W. Blankenship<sup>14</sup>. Każdy z punktów krzywej jest wynikiem uśrednienia wielu wyników symulacji, od 8 do 20. Mniejsza liczba symulacji była przeprowadzana dla dużych BER, większa, ze względu na trudności w uzyskaniu wymiernych wartości (konieczność symulacji z dużą ilością próbek), dla małych BER.

### 3.2. Badania łańcucha Viterbiego w kanale ‘kolorowym’

Do symulacji łańcucha Viterbiego wybrano koder systemu GSM CC(2,1,5). W GSM wykorzystuje się go do kodowania sygnałów mowy o prędkości 13 kb/s. Szczegółowe parametry tego kodera zostały przedstawione w rozdziale I. Zastosowanym przeplotem był przeplot blokowy o rozmiarze 57 kolumn i 8 wierszy. Zapis w tym przeplocie odbywał się wierszowo, natomiast odczyt - kolumnowo<sup>15</sup>.

Kodowaniu podlegały skończone bloki danych. Ich długość była taka, aby można było w całości jednorazowo wypełnić układ przeplotu – wynosiła zatem  $57 \times 8 = 456$  bitów. W toku symulacji zauważono, że zwiększenie długości bloku do dwu- i trzykrotniej pojemności przeplotu nie poprawiało w żaden sposób BER. Jest to w zgodzie z teorią [Pro01], która mówi, że stosowanie bloków o długości większej niż  $5 \times K$  kodera praktycznie nie poprawia odbioru (gdzie  $K$  – długość ograniczona kodera). Prawdą jest, że podejmowane w ten sposób decyzje nie są już o maksymalnej wiarygodności, ale i tak, jak pokazuje praktyka, są równie dobre.

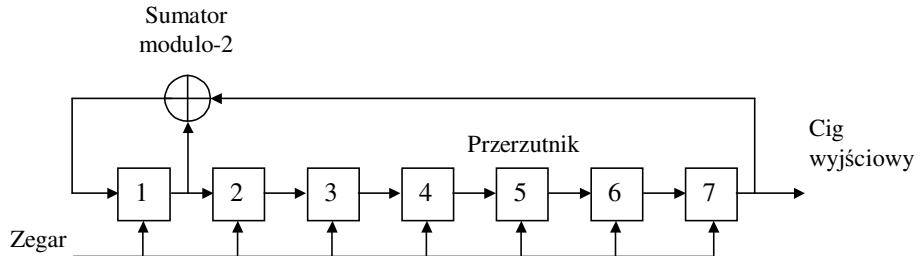
Ze względu na kodowanie skończonej liczby próbek, a nie całości przesyłanego strumienia danych, koder każdorazowo przed rozpoczęciem kodowania był zerowany (wygaszany). Procedurę wygaszenia kodera realizowano za pomocą tzw. ogona, składającego

---

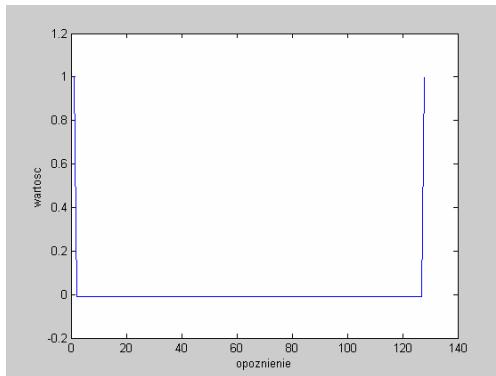
<sup>14</sup>Yufei W. Blankenship, Motorola Labs, (Virginia Tech, Blacksburg), USA, informacja prywatna.

<sup>15</sup>Przeplot o identycznym rozmiarze (blokowy) stosuje się także w GSM, w kanale rozmownym. Zastosowany w niniejszej pracy różni się tego w GSM sposobem odczytu danych.

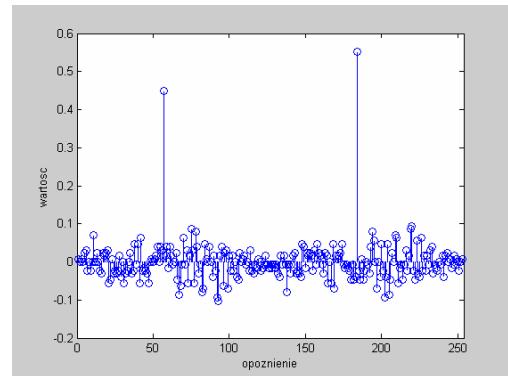
się z 4 bitów zerowych. Tak więc 4 ostatnie bity każdego z 456 bitowego bloku danych składały się z samych „0”.



Rys. 3-9. Układ rejestru przesuwnego ze sprzężeniem zwrotnym o układzie połączeń [7,1]



Rys. 3-10. Funkcja autokorelacji ciągu PN (liczona dla dostatecznie długiej funkcji próby)



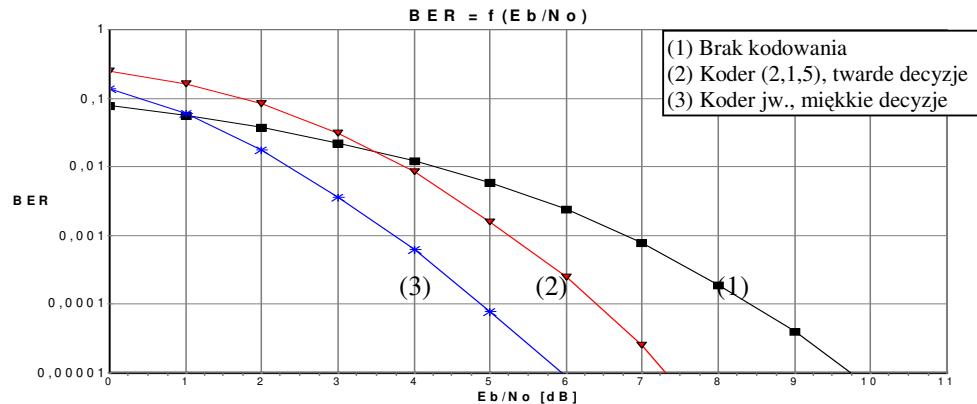
Rys. 3-11. Korelacja wzajemna dwóch replik ciągu PN

Do rozproszania sygnału użyto  $m$ -ciagu (ciagu o maksymalnej długości) o długości 127 chipów. Do jego wygenerowania posłużono się rejestrzem przesuwnym o połączeniach [7,1] wykorzystującym liczby pierwsze Mersenne'a. Rejestr ten pokazany jest na rys. 3-9.

Funkcja autokorelacji tego ciągu, liczona dla dostatecznie długiej funkcji próby, pokazana jest na rys. 3-10. Korelacja wzajemna dwóch przykładowych replik pokazana jest na rys. 3-11.

Po stronie odbiorczej do dekodowania zastosowano dekoder Viterbiego. Występował on zarówno w wersji miękko- jak i twardodecyzyjnej.

W pierwszej kolejności zasymulowano transmisję kodowanego sygnału DSSS w kanale ‘AWGN’, rys. 3-12. Krzywe szumowe uzyskane w tym kanale będą stanowić (niekiedy) punkt odniesienia dla krzywych szumowych uzyskanych w kanałach ‘kolorowych’.

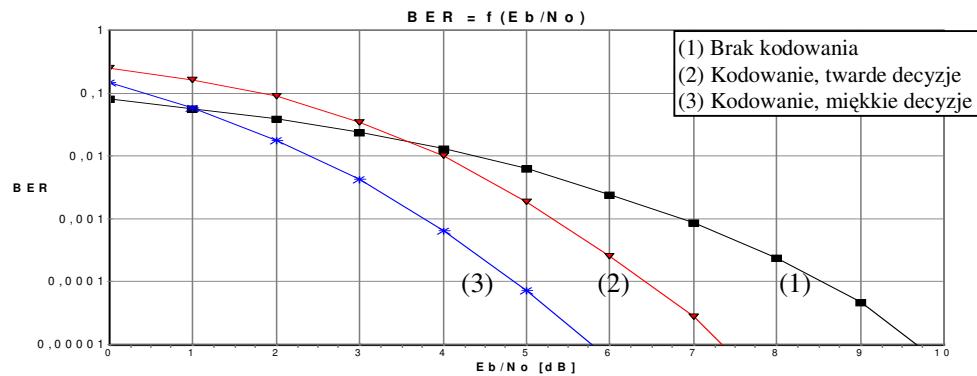


Rys. 3-12. Krzywe szumowe dla kanału ‘AWGN’ (jako odniesienie)

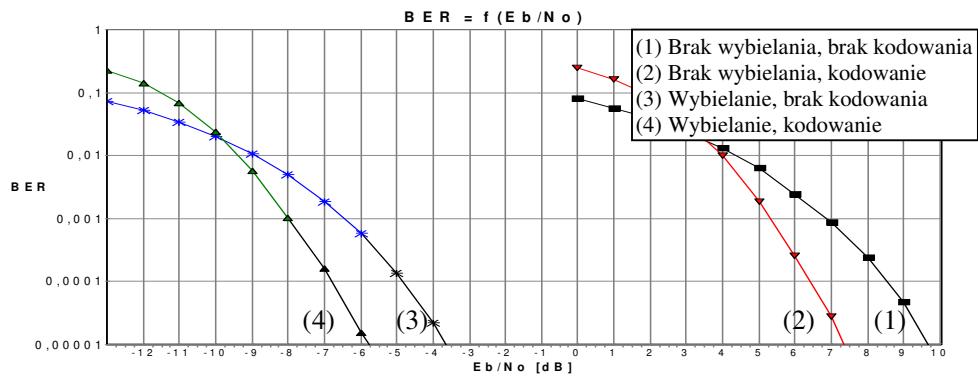
### Zakłócenie BPSKw

W toku badania łańcucha Viterbiego wykonano następujące eksperymenty symulacyjne:

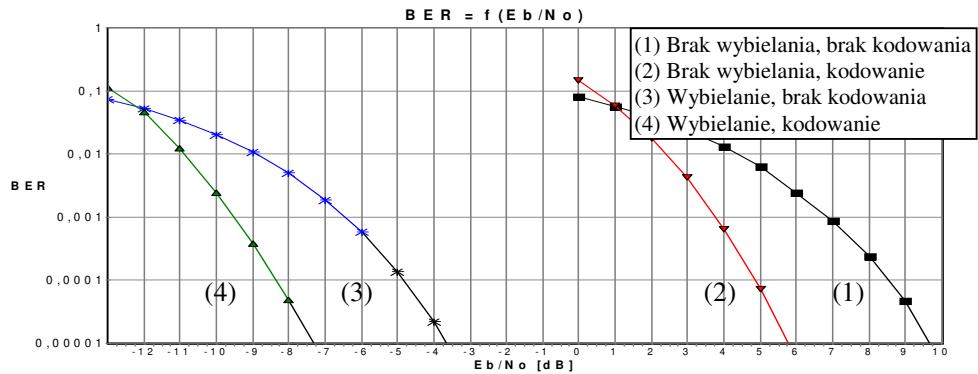
- sygnał bez kodowania i z kodowaniem, dekoder twardo- i miękkodecyzyjny, rys. 3-13,
- sygnał bez kodowania i z kodowaniem oraz z wybielaniem i bez, twarde decyzje, rys. 3-14,
- sygnał bez kodowania i z kodowaniem, z wybielaniem i bez, miękkie decyzje, rys. 3-15,
- sygnał kodowany, brak wybielania, wybielanie jedynie w torze sygnału, wybielanie w obu torach, tylko miękkie decyzje, rys. 3-16.



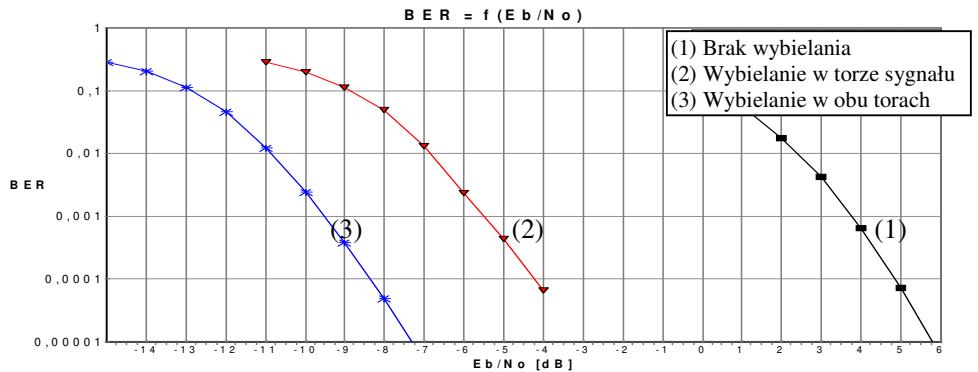
Rys. 3-13. Wpływ kodowania na BER



Rys. 3-14. Wpływ wybielania na transmisję, tylko twardye decyzje



Rys. 3-15. Jak rys. 3-11, tylko miękkie decyzje



Rys. 3-16. Wybielanie jedynie w torze sygnału, tylko miękkie decyzje

Z eksperymentu pierwszego wynika, że kodowanie dla kodera CC(2,1,5) z dekodowaniem Viterbiego w obecności szumu BPSKw poprawia stosunek sygnał/szum ( $E_b/N_0$ ) na poziomie BER 10e-5 o około 2.2 dB dla twardych i około 4 dB dla miękkich decyzji, rys. 3-13. Zauważmy, że podobną poprawę uzyskuje się w kanale ‘AWGN’, rys. 3-12. Potwierdza to teorię prezentowaną w rozdziale II, że jakość dekodowania w kanale ‘AWGN’ i ‘kolorowym’ o niezbyt długiej funkcji autokorelacji (przynajmniej dużo krótszej od ciągu PN) są porównywalne.

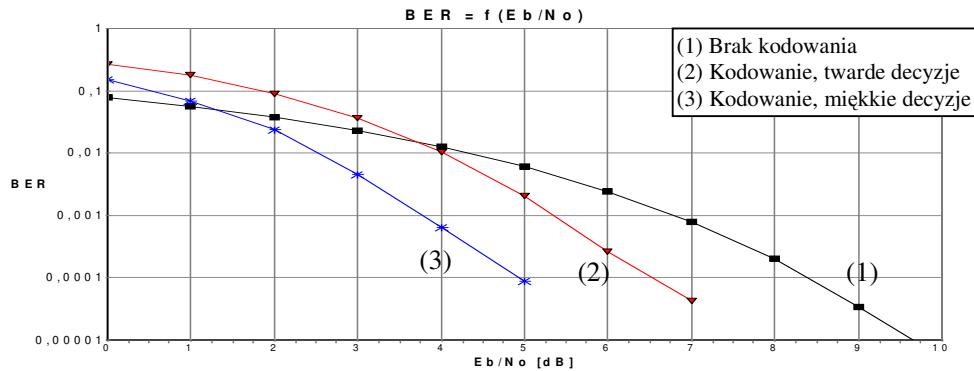
Poprawę jakości transmisji rzędu kilkunastu dB, zarówno dla systemu z kodowaniem jak i bez, uzyskujemy w wyniku zastąpienia klasycznego detektora, stosowanego

powszechnie w odbiornikach DSSS, detektorem podwójnie dopasowanym. Sumaryczny zysk wybielania i dekodowania miękkodecyzyjnego wynosi około 17 dB (dla badanego zakłócenia), rys. 3-15.

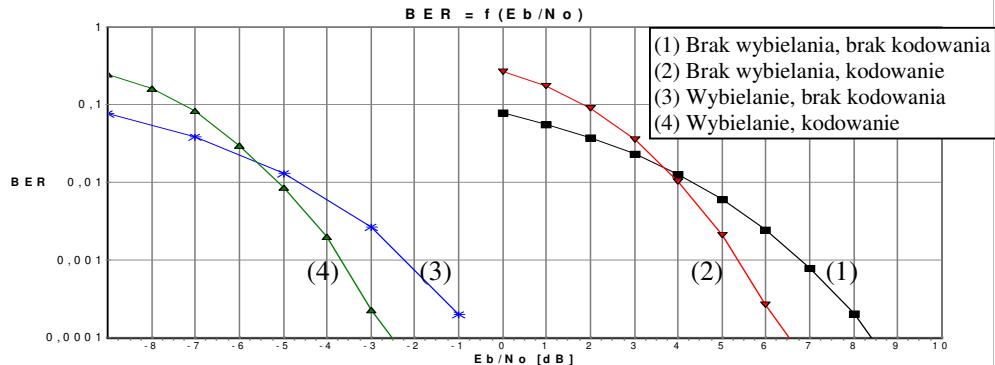
Rys. 3-16 pokazuje, że stosowanie wybielania tylko w torze sygnału także poprawia transmisję. Dla zadanych warunków - o około 9 dB, czyli o około 4 dB mniej, niż w przypadku wybielania sygnału w obu torach.

### Zakłócenie BPSKs

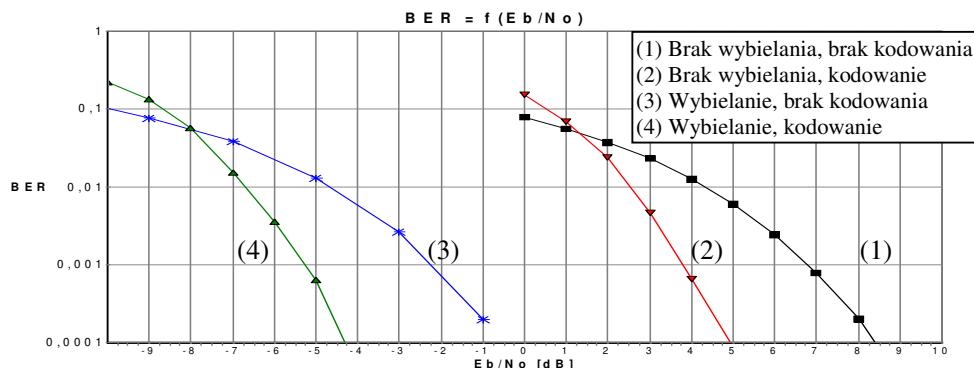
Te same eksperymenty jak dla kanału BPSKw powtórzono dla kanału BPSKs.



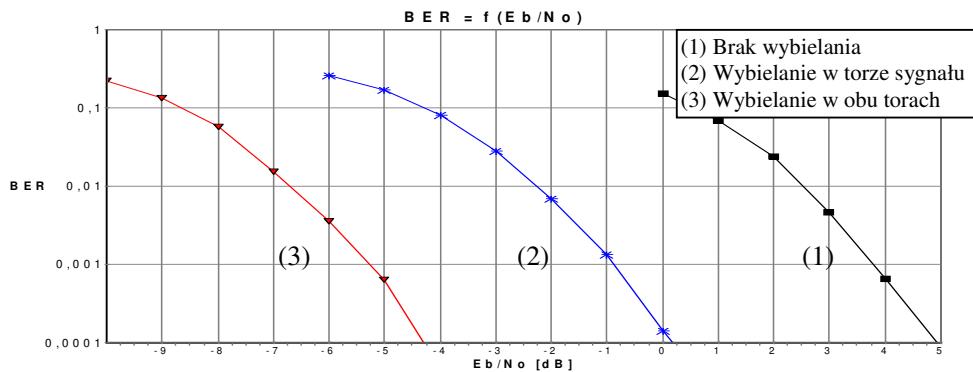
Rys. 3-17. Jak na rys. 3-13 (kanał BPSKs)



Rys. 3-18. Jak na rys. 3-14 (kanał BPSKs)



Rys. 3-19. Jak na rys. 3-15 (kanał BPSKs)



Rys. 3-20. Jak na rys. 3-16 (kanal BPSKs)

Z rys. 3-13 i 3-17 wynika, że zyski kodowania, dla badanych zakłóceń, przy zastosowaniu dekodera miękkiego- jak i twardodecyjnego nie zależą od przyjętych szerokości pasm sygnałów zakłócających i są takie same (dla dekodera miękkiego- i twardodecyjnego wynoszą odpowiednio około 2 i 4 dB). Ponadto, są takie same jak uzyskane w kanale ‘AWGN’. Można z dużym prawdopodobieństwem założyć, że gdyby korelacja zakłóceń była dużo dłuższa (taka, która wpływałaby na nieprzypadkowe występowanie błędów na wyjściu skupiącza), wówczas dekodowanie by się pogorszyło.

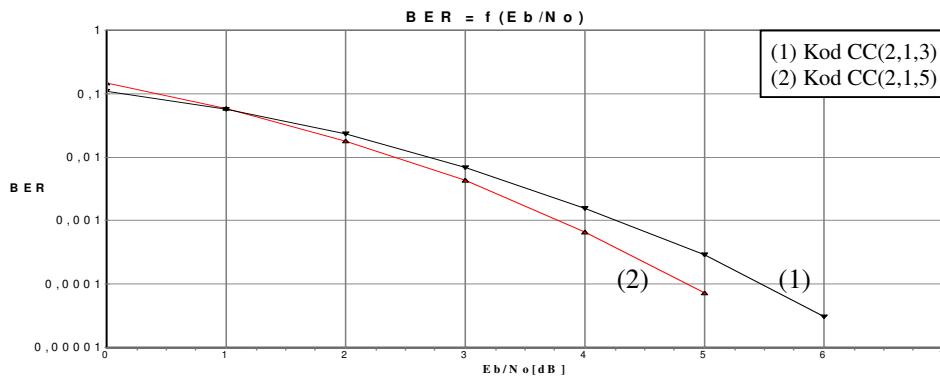
Zysk detekcji niebiałej, rys. 3-18, w przypadku zakłócenia BPSKs jest o 4 dB mniejszy, niż w przypadku zakłócenia BPSKw (13 dB tego drugiego w porównaniu z 9 dB tego pierwszego). Różnica bierze się stąd, iż zakłócenie BPSKs ma większą entropię, jest więc bardziej nieprzewidywalne i trudniejsze do usunięcia.

Wyniki z rys. 3-16 i 3-20 pokazują, że strata detekcji wynikająca z zastosowania wybielania jedynie w pojedynczym torze - sygnału - względem wybielania w obu torach jest niezależna od entropii szumu i wynosi dla obu zakłóceń około 4 dB.

#### *Wpływ zmiany długości ograniczonej kodera na BER*

Sprawdźmy, jak się zmieni się krzywa BER, gdy zamiast kodu o długości ograniczonej 5, liczba stanów kodera 16, kod CC(2,1,5), zastosujemy kod o długości ograniczonej 3, liczba stanów 4, kod CC(2,1,3). Zakładamy, że zakłóceniem w kanale jest zakłócenie BPSKw oraz że dekoder występuje w wersji miękkodecyjnej. Pozostałe założenia pozostają takie jak wyżej.

Widzimy, rys. 3-21, że wydłużenie długości ograniczonej kodera z 3 do 5 powoduje poprawę jakości transmisji o około  $0.5 \div 1$  dB na poziomie BER  $10^{-4} \div 10^{-5}$ .



Rys. 3-21. Zmiana długości ograniczonej kodera z 5 na 3 via BER, kanał ‘BPSKw’

### 3.3. Badania łańcucha turbo w kanale ‘kolorowym’

Niniejsza sekcja prezentuje wyniki eksperymentów symulacyjnych funkcjonowania łańcucha turbo w kanale ‘kolorowym’. Podstawę analizy stanowi łańcucha turbo o parametrach jak poniżej:

- koder składowy jest opisany następującą funkcją przejść  $G(u) = \left[ 1, \frac{1+u^2}{1+u+u^2} \right]$ . Jak wynika z tej funkcji - jego sprawność wynosi  $R=1/2$  i długość ograniczona  $K=3$ ;
- trzy strumienie bitów wychodzące z turbokodera wymazywane są zgodnie z macierzą

$$\text{wymazywania (wykluczania)} \quad P = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{ gdzie pierwszy wiersz odpowiada ciągowi}$$

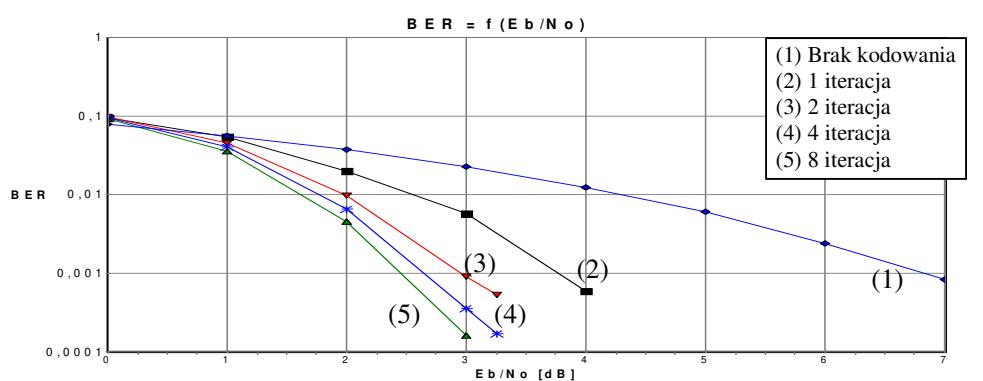
systematycznemu (jak widać - jego bity nie są wykluczane), drugi - ciągowi parzystości pierwszego kodera i trzeci - drugiego kodera. Bity tych ciągów są wykluczane naprzemiennie;

- bloki poddawane kodowaniu składają się ze 169 bitów. Bloki o tej wielkości stosuje się m.in. w 8 kbit/s systemach transmitujących dane głosowe o czasie trwania pojedynczego bloku około 20 ms [Han02]. Sygnały mowy o tej przepływności są efektem stosowania kodeka mowy G.729, który przykładowo jest wykorzystywany w systemie UMTS [Woo97];
- do zerowania kodera zastosowano metodę Divsalarra i Pollara, przedstawioną w rozdziale I. W rezultacie stosowania tej metody powstaje dodatkowych 6 bitów, po 2 dla ciągu informacyjnego, parzystości kodera pierwszego i drugiego. Bity te są dołączane do zakodowanego ciągu danych;

- jako przeplot wewnętrzny, ze względu na prostotę realizacji, zastosowano przeplot blokowy parzysto-nieparzysty. Jak pamiętamy z rozdziału I, przeplot ten jest przeplotem specjalnie opracowanym dla turbokodów z naprzemiennym wykluczaniem bitów parzystości;
- przeplot ten składa się 13 wierszy i tylu samo kolumn. Zgodnie z Hanzo [Han02], spośród wszystkich przeplotów blokowych, przeploty kwadratowe przyczyniają się do uzyskiwania najniższych BER;
- przeplot zewnętrzny (kanałowy) jest takim samym przeplotem (blokowym) jaki został zastosowany w symulatorze łańcucha Viterbiego. Liczba jego wierszy wynosi 8 (jak w przypadku łańcucha Viterbiego), natomiast liczba jego kolumn 22 (w przypadku łańcucha Viterbiego było ich 57). Modyfikacja liczby kolumn, względem liczby kolumn przeplotu stosowanego w łańcuchu Viterbiego, była niezbędna celem dopasowania go do wielkości przesyłanych danych ( $22 \times 8 = 176$ );
- do dekodowania zastosowano algorytm SOVA;
- ciąg PN jest taki sam jak stosowany w łańcuchu Viterbiego.

Łańcuch ten przebadano w warunkach występowania tych samych zakłóceń co łańcuch Viterbiego.

Tak jak wyżej oraz z tych samych powodów co wyżej - w pierwszej kolejności wykreślimy krzywe BER dla łańcucha SOVA w kanale ‘AWGN’, rys. 3-22.

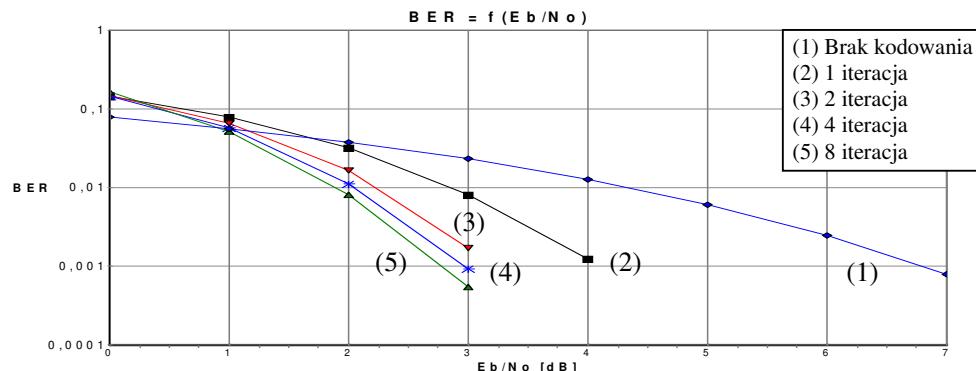


Rys. 3-22. Poprawa detekcji w miarę zwiększania liczby iteracji, kanał ‘AWGN’, przeplot 13x13

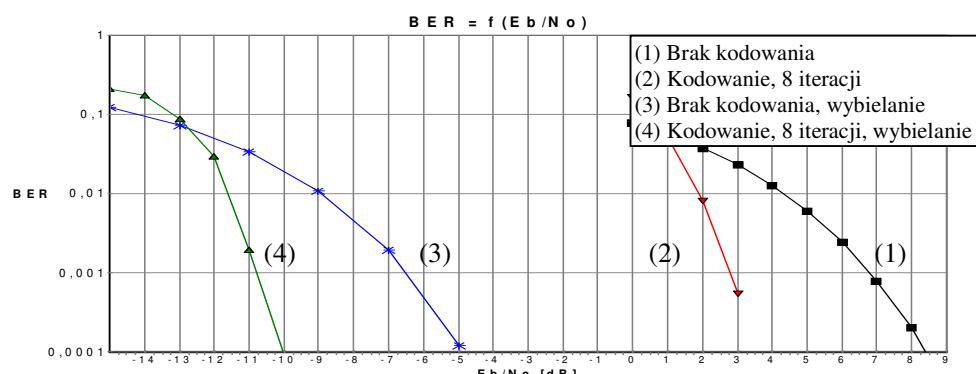
### Zakłócenie BPSKw

W obecności zakłócenia BPSKw wykonano następujące eksperymenty:

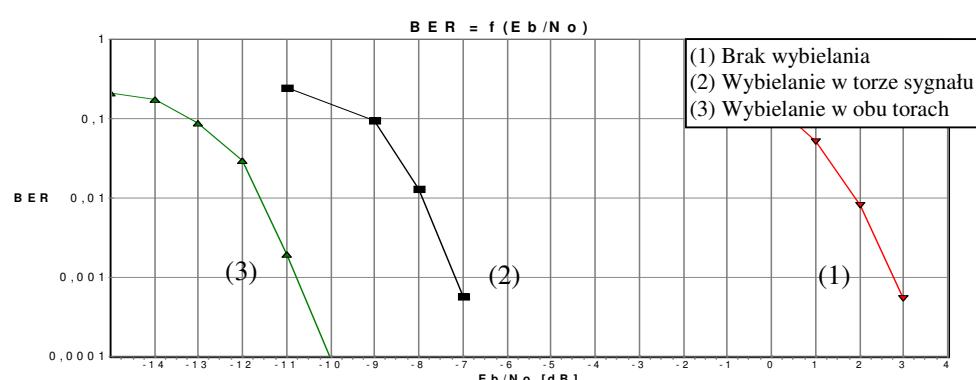
- sygnał kodowany, iteracje od 1 do 8,<sup>16</sup> rys. 3-23,
- sygnał kodowany i niekodowany, wybielanie i brak wybielania, rys. 3-24,
- sygnał kodowany, brak wybielania, wybielanie jedynie w torze sygnału, wybielanie w torze sygnału i repliki, rys. 3-25.



Rys. 3-23. Poprawa detekcji w funkcji liczby iteracji, przeplot 13x13, kanał 'BPSKw'



Rys. 3-24. Poprawa detekcji w zależności od wybielania, przeplot 13x13, kanał 'BPSKw'



Rys. 3-25. Poprawa detekcji w zależności od wybielania jedynie w torze sygnału, przeplot 13x13, kanał 'BPSKw'

Dla turbodekodowania, 8 iteracji krzywe BER, w kanale 'AWGN' jak i 'BPSKw',

<sup>16</sup> W większości zastosowań nie stosuje się więcej iteracji niż 8. Wartość tę uważa się za rozsądny kompromis pomiędzy czasem potrzebnym na wykonanie obliczeń przez dekoder, a uzyskiwaną jakością dekodowania.

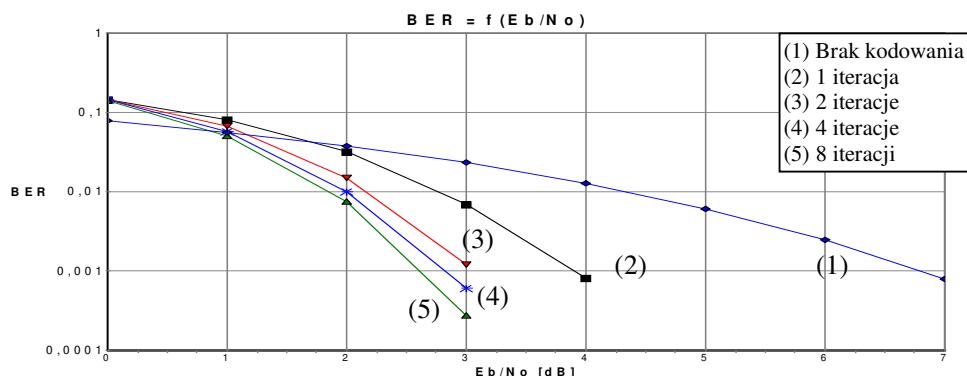
przesuwają się o około 6 dB w kierunku malejących wartości  $E_b/N_0$  względem transmisji niekodowanej, rys. 3-22 i 3-23. Nieco lepszą jakość transmisji uzyskuje się w kanale ‘AWGN’. Różnice te są jednak niewielkie. Na poziomie BER  $10^{-4}$  wynoszą około 0,2 dB. Jest to pewna różnica względem kodu splotowego, gdyż tam jakość dekodowania w kanale ‘BPSKw’ była praktycznie taka sama jak ‘AWGN’.

Wydatną poprawę odbioru uzyskuje się na skutek wybielania, i to zarówno w przypadku transmisji kodowanej jak i nie, rys. 3-24. W badanym przez nas przypadku - szumu BPSKw - poprawa ta wynosi około 13 dB.

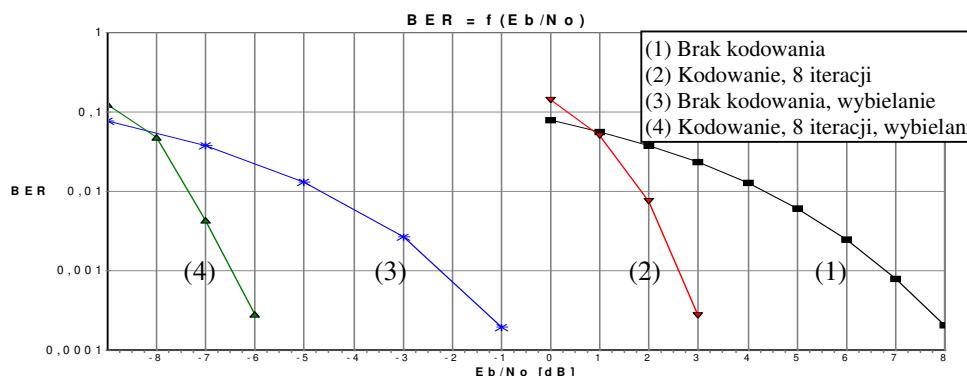
Przy zastosowaniu wybielania tylko w torze sygnału poprawa ta zmniejsza się o około 4 dB, rys. 3-25.

### Zakłócenie BPSKs

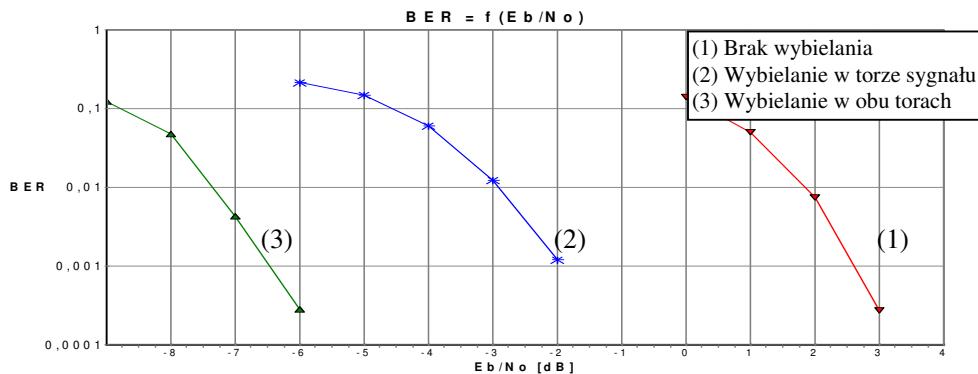
Te same eksperymenty powtórzono dla kanału ‘BPSKs’.



Rys. 3-26. Jak rys. 3-23, dla szumu BPSKs



Rys. 3-27. Jak rys. 3-24



Rys. 3-28. Jak rys. 3-25

Dekodowanie dla kanału ‘BPSKs’ jest nieco lepsze niż dla ‘BPSKw’, rys. 3-22, 3-26. Jest to efektem tego, iż zakłócenie BPSKs jest bliższe białemu, a więc temu, w obecności którego dekoder z maksymalną wiarygodnością działa optymalnie.

Jakość detekcji poprawia się, gdy zastosujemy wybielanie, rys. 3-27, 3-28 (podobną sytuację mieliśmy dla kodu splotowego). Poprawa ta jest większa dla kanału ‘BPSKs’, niż ‘BPSKw’, co wynika z mniejszej entropii zakłócenia ‘BPSKs’ względem ‘BPSKw’. Hipotetycznie, gdyby BPSK zajmowało całe pasmo sygnału DSSS, wtedy żadnego zysku wybielania by nie było.

Zyski kodowania turbo są większe od zysków kodowania splotowego, zarówno dla kanału ‘AWGN’ jak i ‘kolorowych’ – nie stanowi to dla nas zaskoczenia, w końcu turbokod cechuje się większą wydajnością niż kod splotowy.

Wartym odnotowania jest fakt, że dekodowanie turbo jest bardziej wrażliwe na korelację błędnych bitów niż splotowe, tj. podczas, gdy zyski kodowania splotowego zarówno w kanale ‘AWGN’ jak i ‘kolorowych’, można uznać z dużym przybliżeniem, za takie same to adekwatne zyski w przypadku kodowania turbo już takie nie są. Dodatkowo, można zauważyc, że im korelacja zakłócenia staje się większa, tym zyski te stają się mniejsze. Różnice, co prawda, nie są wielkie, gdyż na poziomie  $10^{-4}$  wynoszą około 0,5 dB.

Najważniejszym wnioskiem wynikającym z tych symulacji jest jednak to, iż niedopasowanie odbiornika, w przypadku szumu/zakłócenia kolorowego zarówno do sygnału jak i zakłócenia może powodować, w zależności od entropii szumu/zakłócenia, degradację jakości odbioru nawet do kilkunastu decybeli.

Do najważniejszych parametrów turbokodu zalicza się:

- rodzaj przeplotu;
- rozmiar przeplotu;

- wynikowa stopa kodu (w przypadku nie wymazywania ciągów parzystości turbokodera jego sprawność wynosi 1/3. Najczęściej stosuje się naprzemienne wymazywanie bitów z ciągów parzystości i wtedy stopa kodu zmniejsza się do 1/2);
- algorytm dekodowania;

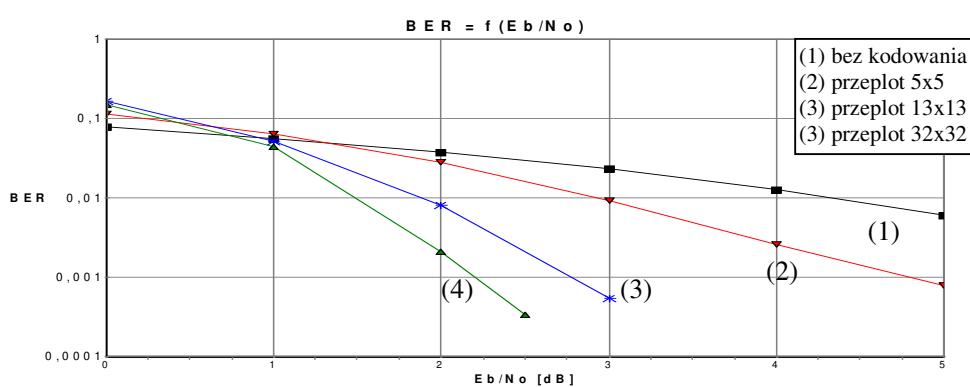
Poniżej zweryfikujemy jak modyfikacja tych parametrów wpływa, w warunkach jak wyżej, na BER.

### **Wpływ modyfikacji wybranych parametrów łańcucha na BER**

#### **1. Rozmiar przeplotu via BER.**

Założenia:

- przeplot blokowy kwadratowy o rozmiarze 1024 (32x32) via 169 (13x13) via 25 (5x5),
- funkcja przejść kodera składowego jak wyżej,
- stopa turbokodu 1/2 (przy zastosowaniu takiej samej macierzy wykluczającej jak wyżej),
- algorytm dekodowania SOVA,
- kanał ‘BPSKw’.



Rys. 3-29. Wpływ rozmiaru przeplotu na odbiór, liczba iteracji 8, kanał ‘BPSKw’

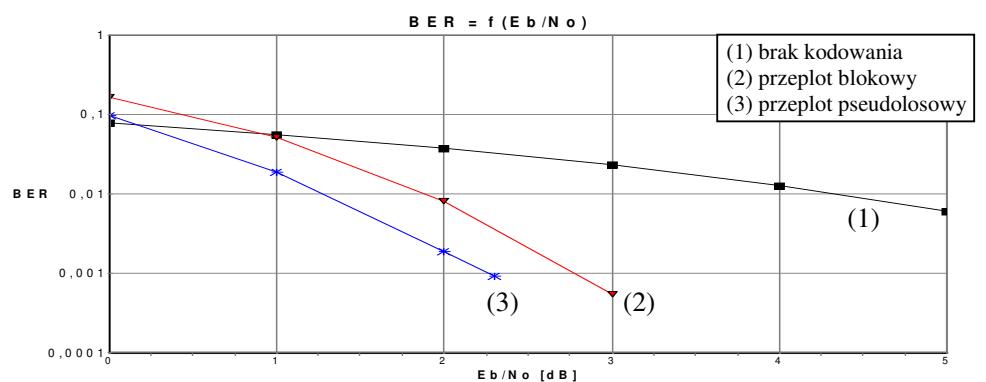
Zysk kodowania w miarę wzrostania liczby iteracji zwiększa się mniej więcej logarytmicznie. Analogicznie zachowuje się ten zysk w funkcji rozmiaru przeplotu, rys. 3-26. Gdy przeplot jest niewielki  $5 \times 5 = 25$ , wtedy 5-krotne zwiększenie jego rozmiaru ( $13 \times 13 = 169$ ) poprawia transmisję o kilka decybeli, natomiast gdy przeplot jest już stosunkowo duży ( $13 \times 13 = 169$ ), wtedy nawet ponad 6-krotne zwiększenie jego rozmiarów (z 169 do 1024) nie poprawia tak znacznie charakterystyk, bo jedynie o około  $0.5 \div 0.8$  dB.

## 2. Rodzaj przeplotu via BER;

Założenia:

- przeplot blokowy o rozmiarze 169 (13x13) via przeplot pseudolosowy o takim samym rozmiarze,
- funkcja przejść kodera składowego jak wyżej,
- stopa turbokodu 1/2 (przy wykorzystaniu takiej samej macierzy wykluczającej jak wyżej),
- algorytm dekodowania SOVA,
- kanał 'BPSKw'.

Jak wynika z rys. 3-30 z użyciem przeplotu pseudolosowego uzyskuje się lepsze wyniki, niż przeplotu blokowego. Różnice te są jednak niewielkie - na poziomie BER  $10^{-3} \div 10^{-4}$  turbokod z przeplotem pseudolosowym przewyższa turbokod z przeplotem blokowym o około 0,6 dB.



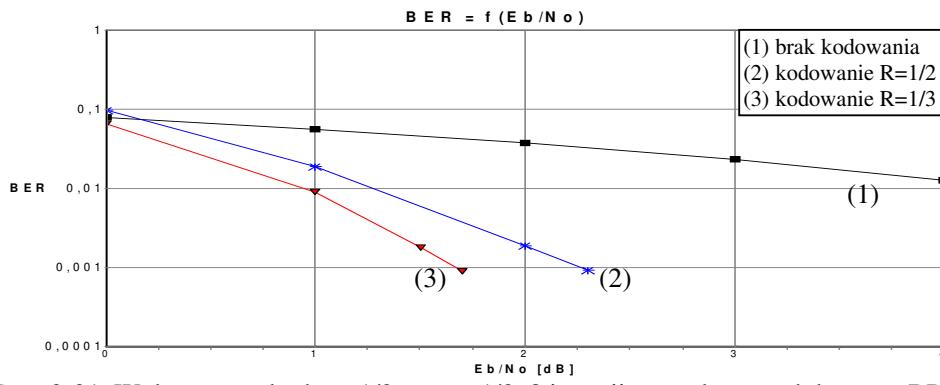
Rys. 3-30. Wpływ rodzaju przeplotu: blokowy *contra* pseudolosowy, 8 iteracji, BPSKw

## 3. Wpływ wymazywania (zmiany stopy kodu z $R=1/2$ do $1/3$ )

Założenia:

- stopa kodu: 1/2 (na skutek naprzemiennego wymazywania bitów z ciągów parzystości) oraz 1/3 (brak macierzy wykluczającej na wyjściu turbokodera),
- funkcja przejść kodera składowego jak wyżej,
- przeplot wewnętrzny pseudolosowy,
- algorytm dekodowania SOVA,
- kanał 'BPSKw',

Jak było do przewidzenia, rys. 3-31, zmniejszenie sprawności kodu z 1/2 do 1/3 wpłynęło na poprawę pracy turbokodu. Nie można jednak zapomnieć o tym, iż dzieje się to kosztem poszerzenia pasma sygnału, w tym przypadku 1,5-krotnym.



Rys. 3-31. Wpływ stopy kodera: 1/2 contra 1/3, 8 iteracji, przeplot pseudolosowy, BPSKw

#### 4. Wpływ algorytmu dekodowania (SOVA contra Log-MAP);

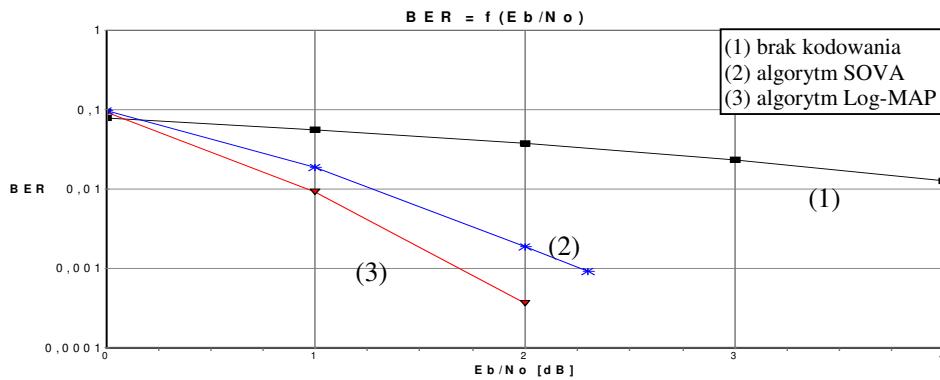
Założenia:

- algorytm dekodowania SOVA via Log-MAP,
- funkcja przejść kodera składowego jak wyżej,
- przeplot wewnętrzny pseudolosowy,
- stopa turbokodu kodu 1/2 (przy wykorzystaniu takiej samej macierzy wykluczającej jak wyżej),
- kanał 'BPSKw'.

Oba algorytmy, SOVA i Log-MAP zaliczają się algorytmów suboptymalnych. Optymalnym algorymem dekodowania jest algorytm *Maximum A-Posteriori* (MAP). Opracowany on został w 1974 roku przez Bahl, Cocke, Jelinek i Raviv i czasem też jest nazywany, od inicjałów jego twórców - BCJR.

Algorytm MAP wymaga ogromnej ilości pamięci i obliczeń, w szczególności operacji mnożenia i podnoszenia do potęgi oraz sumowania - stąd w praktycznych rozwiązańach nie jest stosowany. Z tego względu opracowano jego suboptymalne wersje: poprzez przeniesienie odpowiednich prawdopodobieństw do dziedziny logarytmicznej i kolejno obliczania maksimum otrzymuje się algorytm Max-Log-MAP. Dokonując poprawy aproksymacji realizowanej przez algorytm Max-Log-MAP funkcją korekcyjną wykorzystującą algorytm Jacobiana, otrzymuje się algorytm Log-MAP. Log-MAP cechuje się nieomal taką samą jakością dekodowania jak MAP, będąc od niego dużo prostszym.

Innym algorymem, także suboptymalnym, jest algorytm SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*) - Viterbiego z miękkim „wyjściem”. Jest to przerobiona wersja źródłowego algorytmu Viterbiego, który w zmodyfikowanej wersji, poza aproksymowaniem bitów informacyjnych, podaje informację o prawdopodobieństwie poprawnego ich zdekodowania.



Rys. 3-32. Wpływ algorytmu dekodowania: SOVA *contra* log-MAP, przeplot PN, 8 iteracji

Podstawowa różnica pomiędzy algorytmem MAP a SOVA polega na tym, że MAP znajduje najbardziej prawdopodobny bit, bazując na ciągu odebranym, podczas gdy algorytm Viterbiego poszukuje najbardziej prawdopodobnej sekwencji kodowej (ścieżki kodowej). Sprawność algorytmu SOVA jest porównywalna z Max-Log-MAP.

Rys. 3-32 potwierdza różnice w dekodowaniu.

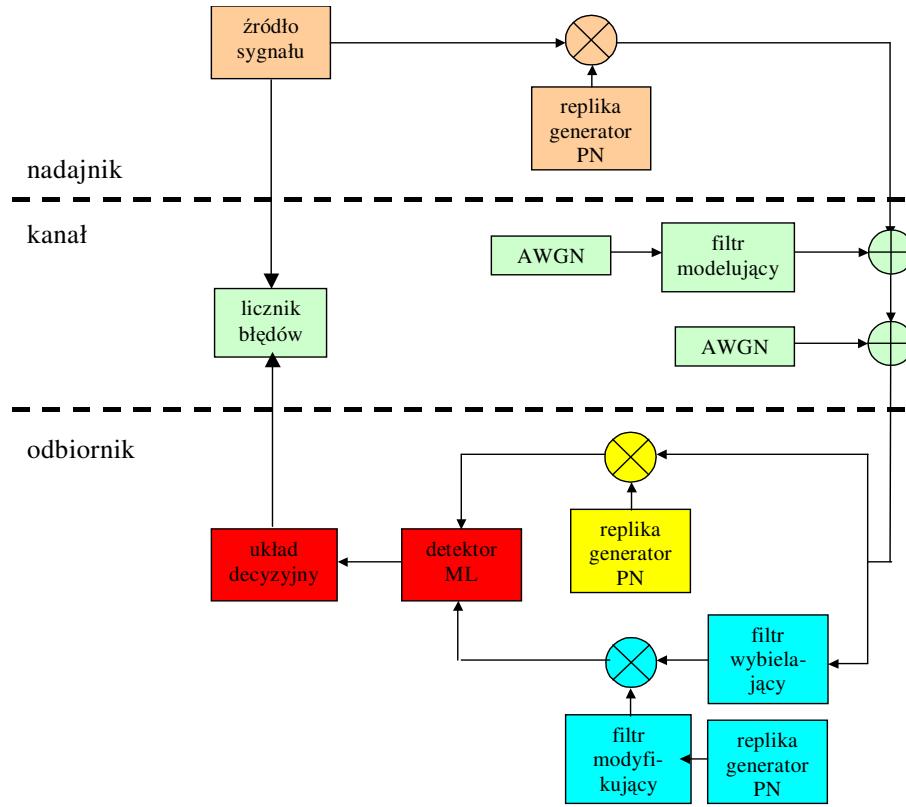
### 3.4. Badanie łańcucha niekodowanego w kanale ‘mieszonym’

Dotychczas zakładaliśmy, że szumu białego w kanale nie ma, że jedynym szumem degradującym transmisję jest szum kolorowy. Oczywiście jest, że takie założenie jest dużym uproszczeniem. W praktyce, szum biały stanowi istotne ograniczenie dla transmisji i przetwarzania sygnałów i przy praktycznej ocenie badanych układów jego pominięcie byłoby dużą nieostrożnością. Szumem białym modelowany jest choćby szum termiczny wywołany chaotycznym ruchem elektronów we wszystkich elementach rozproszonych takich jak rezistory, itp. Szumu termicznego jest też wprowadzany w kolejnych elementach łącza radiowego.

Z tego względu w niniejszej sekcji zostanie zbadane czy wybielanie - technika nacelowana na usuwanie szumów/zakłóceń niebiałych - jest także skuteczna, gdy w kanale poza szumem/zakłóceniem kolorowym będzie występować szum biały.

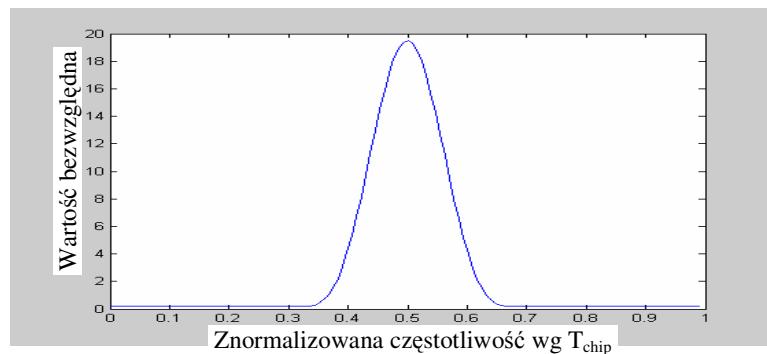
Eksperymenty przeprowadzono w układzie z rys. 3-33. Ze względu na charakter badania - sprawdzenie skuteczności wybielania oraz uwzględniając wyniki uzyskane w punktach wcześniejszych (tj. tego, że zysk kodowania sumuje się z zyskiem wybielania) zdecydowano się na pominięcie kodowania.

Jako przykład zakłócenia wąskopasmowego użyto sygnału BPSK. Kształt jego widma gęstości mocy pokazano na rys. 3-34.



Rys. 3-33. Schemat blokowy stanowiska do badań wpływu wybielania w kanale ‘AWGN’ z dodatkowym szumem/zakłóceniem kolorowym

Miarą jakości transmisji, podobnie jak poprzednio, jest BER w funkcji  $E_b/N_0$ . Jednakże tym razem  $N_0$  wyraża jedynie moc szumu białego. Zakłócający sygnał BPSK został wyrażony parametrem, tj. zakłada się, że stosunek mocy sygnału BPSK do sygnału rozproszonego DSSS jest w zakresie wszystkich wartości  $E_b/N_0$  taki sam.

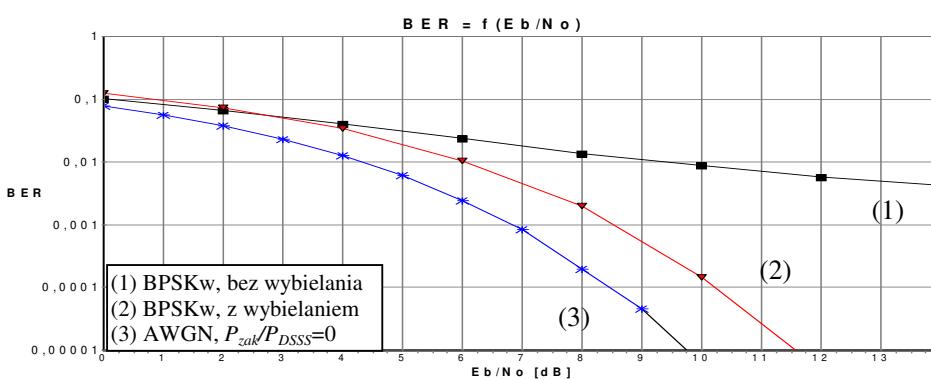


Rys. 3-34. Widmowa gęstość mocy zakłócenia wąskopasmowego

Powyższe przedstawienie relacji energetycznych pomiędzy szumem białym, zakłóceniem oraz sygnałem zapewnia wymierność wyników. Gdyż gdyby poprzez  $N_0$  wyrażono zarówno moc szumu jak i zakłócenia, to otrzymano by różne wyniki dla tych

samych  $N_0$  w zależności od procentowych zawartości obu zakłóceń, np. gdyby  $N_0$  w pierwszym przypadku składało się z 1/3 porcji zakłócenia kolorowego i 2/3 porcji szumu AWGN, a w drugim – odwrotnie, to otrzymalibyśmy różne wyniki (przebieg krzywych szumowych byłby różny).

**Eksperyment 1.** W eksperymencie tym zakłada się, że stosunek mocy zakłócenia do mocy sygnału rozproszonego ( $P_{zak}/P_{DSSS}$ ), czyli że ten powyższy parametr wynosi 15 dB. Poziom BER bez wybielania dla  $E_b/N_0=14$  dB wynosi około 0.007 i opada bardzo powoli. Gdy zastosuje się wybielanie, wtedy praktycznie eliminuje się wpływ tego zakłócenia, rys. 3-35. Transmisja, w tym przypadku, jest gorsza jedynie o około 2 dB od transmisji w „czystym” szumie białym.

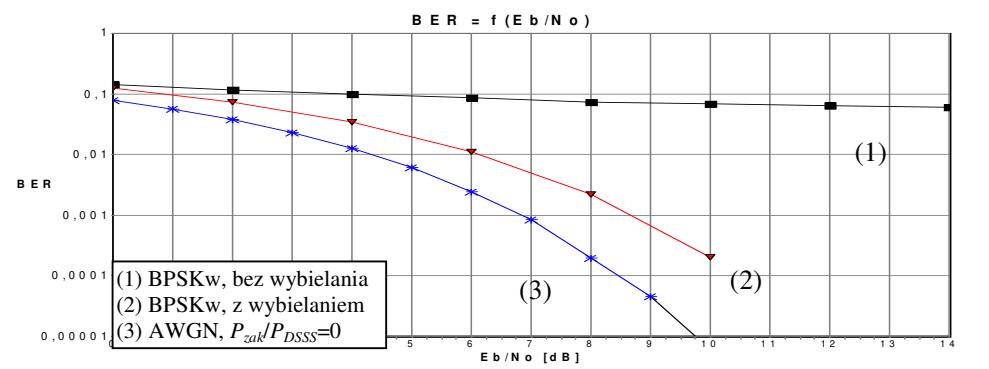


Rys. 3-35. Poprawa transmisji na skutek zastosowania detekcji niebiałej,  $P_{zak}/P_{DSSS} = 15$  dB

**Eksperyment 2.** W tym eksperymencie założono, że stosunek  $P_{zak}/P_{DSSS}$  wynosi 20 dB (czyli, że jest o 5 dB większy niż w *Eksperymencie 1*). BER bez wybielania jest dużo gorsza niż w poprzednim przypadku - po osiągnięciu poziomu około 0,09, krzywa szumowa praktycznie już się nie obniża. Osiąga ona poziom graniczny (w nomenklaturze anglojęzycznej określany mianem *error floor* [Skl01]).

Z przeprowadzonych symulacji wynika, że detekcja podwójnie dopasowana jest skuteczna nie tylko w kanałach, w których występuje szum kolorowy, ale także w kanałach, w których obok szumu AWGN występuje szum kolorowy. Wskutek jej zastosowania uzyskuje się jakość transmisji niewiele gorszą do jakości uzyskiwanej w „czystych” kanałach ‘AWGN’ (dla analizowanych przypadków o około 2dB). Pogorszenie to może być efektem modyfikacji szumu białego, który przepuszczany przez filtr wybielający podlega pewnej korelacji. Nieco lepszy odbiór otrzymuje się dla zakłócenia o mniejszej mocy - na poziomie BER 0.0001 o około 0.2 dB.

Z dużą pewnością można założyć, że gdyby powyższy układ doposażyć w układy kodera-dekodera, to jakość detekcji poprawiłby się o zyski kodowania.



Rys. 3-36. Poprawa transmisji w wyniku detekcji niebiałej,  $P_{zak}/P_{DSSS} = 20$  dB

## ***Podsumowanie***

Rozdział ten poświęcony jest symulacjom zakodowanego sygnału DSSS, z zastosowaniem techniki splotowej jak i turbo (także opartej na kodowaniu splotowym), osadzonego w niebiałym szumie gaussowskim.

W rozdziale tym wykazano, że stosując detektor obustronne dopasowany uzyskuje się poprawę detekcji w kodowanym systemie DSSS od kilku do kilkunastu decybeli w zakresie typowych stosunków widm sygnałów DSSS do zakłóceń wąskopasmowych ( $0,15 \div 0,5$ ). „Węższych” zakłóceń nie badano. Wraz z zawężaniem się widma zakłócenia (zwiększeniem jego przewidywalności), zyski detekcji niebiałej stają się większe. Zyski te są opisane różnicą energii sygnałów wybielonych (wzory 2-9, 2-10).

Z przeprowadzonych badań wynika, że zyski wybielania są niezależne od zysków kodowania. Każde wnosi swoją część w sumaryczny efekt poprawy. Biorąc pod uwagę fakt, że po zastosowaniu detekcji niebiałej błędy występują rzadko, a dla rzadszych błędów dekodery działają lepiej, wynik ten nie stanowi dla nas zbytniego zaskoczenia.

W tej części rozdziału pokazano także, jak zmiana poszczególnych parametrów kodu splotowego jak i turbokodu wpływa na działanie dekoderów. Wyniki są następujące:

- zwiększenie długości wymuszonej kodera splotowego z 3 do 5 poprawia działanie dekodera o około  $0,5 \div 1$  dB na poziomie BER  $10^{-4} \div 10^{-5}$ . Niestety, wiąże się to ze zwiększeniem jego stanów z 4 do 16, a co za tym idzie ze skomplikowaniem jego realizacji praktycznej;
- zwiększenie rozmiaru przeplotu poprawia transmisję w sposób logarytmiczny, tj. zyski kodowania stają się coraz mniejsze wraz ze wzrostem rozmiaru bloku/przeplotu (25 contra 169 - poprawa rzędu 2 dB, 169 contra 1024 – poprawa około 0,5 dB);
- przeplot wewnętrzny pseudodosowy jest lepszy od blokowego m.in. z tego powodu, że w większym stopniu dekoreluje bity podawane na drugi koder względem bitów podawanych na pierwszy koder. Przeplot ten także efektywniej reorganizuje niektóre rozkłady „0” i „1” w ciągach informacyjnych o niskich wagach;
- nieskorzystanie z wymazywania (czyli zmniejszenie stopy kodu z 1/2 do 1/3) poprawia transmisję o około  $0,5 \div 1$  dB. Jednakże wiąże się to z 1,5-krotnym poszerzeniem pasma zajętości sygnału;
- podobne zyski - jak w punkcie wyżej - uzyskuje się przy zamianie algorytmu dekodowania z SOVA na Log-MAP.

Ostatnia sekcja rozdziału jest bardzo istotna. Wykazano w niej mianowicie, że

wybielanie jest skuteczną techniką nie tylko w sytuacjach, gdy sygnał jest degradowany szumem/zakłóceniem kolorowym, ale także w sytuacji, gdy poza tym zakłóceniem występuje szum AWGN. Gdy stosunek szumu/zakłócenia niebiałego do sygnału jest duży, sięgający kilkunastu decybeli, wtenczas transmisja bez wybielania jest obarczona tak dużą liczbą błędów, że praktycznie nie wychodzi naprzeciw wymagań żadnej ze współczesnych usług transmisji danych. Wybielanie powoduje, że stopa błędów staje się niewiele gorsza od stopy osiąganej w „czystym” kanale ‘AWGN’. Przykładowo, w przypadku braku wybielania, parametru  $P_{zak}/P_{DSSS} = 20$  dB, BER stabilizuje się na poziomie 0,09 i dalej się nie zmniejsza. Po zastosowaniu wybielenia uzyskuje się odbiór o jedynie 2 dB gorszy niż w kanale ‘AWGN’.

## **Rozdział IV**

### **KANAŁ Z ZANIKAMI I SZUMEM GAUSSOWSKIM - TEORIA**

- 4.1. Model kanału z znikami powolnymi i selektywnymi o rozkładzie Rayleigha i szumem addytywnym**
- 4.2. Modelowanie zaników Rayleigha**
  - 4.2.1. Metody kategorii Rice'a*
  - 4.2.2. Metody bazujące na filtracji białych procesów gaussowskich*
- 4.3. Demodulator Rake**

## Rozdział IV

### KANAŁ Z ZANIKAMI I SZUMEM GAUSSOWSKIM - TEORIA

Gdy na wejście rzeczywistego kanału radiowego podamy nieskończonie wąski impuls (granicznie impuls delta Diraca), wówczas wyjściu uzyskamy ciąg impulsów (w przypadku impulsu delta Diraca - odpowiedź impulsową), których kształt zależny będzie od momentu podania tego impulsu na wejście [Pro01]<sup>17</sup>. Dzieje się tak za sprawą zmieniającej się struktury kanału radiowego. Kanał taki nazywa się zmiennym w czasie (TI – *Time-Variant*). Efektem tego są zaniki sygnału. Sytuacja taka ma miejsce w nieomal każdym kanale radiowym, począwszy od kanałów HF (3÷30 MHz), skończywszy na SHF (3÷30 GHz). Zgodnie z tym co podaje Wesołowski, wyjątkiem od reguły może być jedynie model zakłóceń występujący w kanale radiowych linii horyzontowych, który przez większość okresu czasu, bo około 98%, może być przedstawiany za pomocą szumu AWGN [Wes03].

Kierowani tymi motywami w niniejszym rozdziale przedstawiamy do badań kanał z szumem/zakłóceniem addytywnym i zanikami. Oczywiście, szumem/zakłóceniem addytywnym - stanowiącym główny obszar zainteresowań autora - jest szum/zakłócenie niebiałe.

Analizie zostaną poddane jedynie zaniki krótkookresowe. Tego rodzaju zaniki są związane z szybką zmianą poziomu mocy odbieranej wokół wartości średniej. Rozważamy najniekorzystniejszy rodzaj zaników - takich, gdy składowa bezpośrednia sygnału nadawanego jest niedostępna dla odbiornika. Obwiednia sygnału zanika wtedy zgodnie z rozkładem Rayleigha.

Wstępem do materiału przedstawianego w niniejszym rozdziale może być dodatek A *Zarys Teorii Zaników*, gdzie podano podstawowe wzory i definicje kanałów z zanikami, a także dokonano klasyfikacji kanałów wielodrożnych.

W pierwszej kolejności określmy model kanału z zanikami systemie DSSS. Ze względu na poszerzenie pasma sygnału i krótki czas trwania elementu modulującego nośną (w przypadku transmisji binarnej - chipu) zaniki w systemie DSSS najczęściej przyjmują postać powolnych i selektywnych częstotliwościowo. Istnieje wiele metod modelowania zaników. Wybierzemy trzy z nich, często stosowane: metodę Jakesa i dokładnego

---

<sup>17</sup> Niekiedy, np. w przypadku kanału troposferycznego, bardziej stosowanym jest modelowanie odpowiedzi takiego kanału (w przypadku delty Diraca - impulsowej) w sposób ciągły a nie dyskretny [Pro01].

rozproszenia Dopplera, należące do kategorii metod Ricea oraz metodę Smitha, należącą do kategorii metod filtracji białych procesów gaussowskich i porównamy je ze sobą.

Przedstawimy kolejno najczęściej stosowaną metodę odbioru sygnału DSSS w środowisku zaników jak wyżej. Metodą tą jest odbiornik Rake, będący realizacją techniki sumowania z maksymalnymi proporcjami MRC (*Maximum Ratio Combing*) i zaliczający się do technik odbioru zbiorczego czasowego. Dodatkowo, zostanie przedstawiony jego schemat optymalny dla szumu kolorowego.

#### 4.1. Model kanału z zanikami powolnymi i selektywnymi o rozkładzie Rayleigha i szumem addytywnym

Idąc za Sklarem [Skl01], gdy liczba składowych docierających do odbiornika jest rozróżnialna i skończona, wówczas równoważny dolnopasmowy sygnał z wyjścia kanału z zanikami można wyrazić wzorem

$$r_l(t) = \sum_{n=1}^K \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \quad (4-1)$$

gdzie:  $\alpha_n(t)$  - tłumienie wprowadzane przez  $n$ -tą składową,  $\tau_n(t)$  - opóźnienie  $n$ -tej składowej,  $f_c$  - częstotliwość fali nośnej,  $s_l(t)$  - równoważny dolnopasmowy sygnał nadany,  $K$  – liczba składowych.

Założymy, że przesyłamy niemodulowaną nośną. Innymi słowy, że sygnał modulujący  $s_l(t)$  w każdej chwili czasu jest równy 1.  $r_l(t) = \sum_{n=1}^K \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \cdot \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}$  możliwa także przedstawić w postaci algebraicznej  $\mu(t)_n = \mu_1(t)_n + j\mu_2(t)_n$ , gdzie  $\mu_1(t)_n = \alpha_n(t) \cos(2\pi f_c \tau_n(t))$ ,  $\mu_2(t)_n = -\alpha_n(t) \sin(2\pi f_c \tau_n(t))$ . Gdy liczba  $K$  jest na tyle duża, że zostają spełnione warunki centralnego twierdzenia granicznego, wtenczas składowa rzeczywista i zespolona procesu  $\mu(t)$ , a więc  $\mu_1(t)$  i  $\mu_2(t)$ , mają w przybliżeniu gaussowską funkcję rozkładu prawdopodobieństwa. W większości kanałów radiowych zakłada się, że opóźnienie i tłumienie związane z daną ścieżką jest nieskorelowane z opóźnieniem i tłumieniem innej ścieżki (US – *Uncorrelated Scattering*) [Pro01]. Powoduje to, że składowe  $\mu_1(t)$  i  $\mu_2(t)$  są wzajemnie nieskorelowane. Ponadto, dla niewielkich odstępów czasu<sup>18</sup>

---

<sup>18</sup> Przykładowo, Prasad podaje [Pra96], że model ten, dla systemów zamkniętych (*indoor*) jest zachowany dla odcinków czasu nie dłuższych niż 2 sekundy.

można założyć, że  $\mu_1(t)$  i  $\mu_2(t)$  są stacjonarne w szerszym sensie. Model takiego kanału po raz pierwszy zaproponował Bell w 1963 roku i nazywał go modelem ze składowymi nieskorelowanymi, stacjonarnymi w szerszym sensie (WSSUS – *Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*) [Bel63].

Załóżmy dalej, że wariancje obu procesów  $\mu_1(t)$  i  $\mu_2(t)$  są takie same i wynoszą  $Var\{\mu_i(t)\} = \delta_0^2$ . Gdy żadna ze składowych nie jest dominująca (brak bezpośredniej widoczności pomiędzy antenami), wtenczas średnie  $\bar{\mu}$  składowych  $\mu_1(t)$  i  $\mu_2(t)$  są równe 0 i obwiednia (moduł) procesu  $\mu(t)$  ma rozkład Rayleigha, faza natomiast procesu  $\mu(t)$  rozkłada się równomiernie w przedziale  $(0,2\pi]$ .

Na kompletny opis stacjonarnego procesu gaussowskiego składa się średnia oraz funkcja autokorelacji [Pro01]. Mając średnie procesów  $\mu_i(t)$  ( $i=1,2$ ) pokuśmy się o wyznaczenie ich autokorelacji. Clarke<sup>19</sup>, w pracy [Cla68], wykazał, że dla wyidealizowanego środowiska propagacyjnego, braku bezpośrednią widoczności pomiędzy antenami, nieruchomego nadajnika, mocy odbieranej równomiernie ze wszystkich kierunków, funkcje autokorelacji procesów  $\mu_i(t)$  wynoszą [Cla68], [Rap02]:

$$r_{\mu_i \mu_i}(\tau) = \delta_0^2 J_0(2\pi f_{\max} |\tau|) \quad i=1,2 \quad (4-3)$$

gdzie:  $f_{\max}$  jest maksymalnym przesunięciem Dopplera,  $J_0$  - funkcją Bessela zerowego rzędu, pierwszego rodzaju.

Transformata Furiera  $r_{\mu_i \mu_i}(\tau)$  ( $i=1,2$ ) jest *dopplerowską widmową gęstością mocy* (*Doppler Power Spectral Density*) [Rap02]:

$$S_{\mu_i \mu_i}(f) = \begin{cases} \frac{\delta_0^2}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - (f/f_{\max})^2}} & |f| \leq f_{\max} \\ 0 & |f| \geq f_{\max} \end{cases} \quad (i=1,2) \quad (4-4)$$

Równanie (4-4) jest też określone w literaturze mianem *jakesowskiej widmowej gęstości mocy* (*Jakes Power Spectral Density*) [Jak74] lub *wzorem Jakesa* [Wes99]. Ze wzoru tego wynika, że  $S_{\mu_i \mu_i}(f)$  ( $i=1,2$ ) osiąga nieskończoność dla  $f=f_{\max}$ , czyli dla składowych odbieranych z kierunków  $0^\circ$  i  $180^\circ$ . Nie stanowi to problemu, gdyż kąt ten jest ciągłą zmienną losową, a więc prawdopodobieństwo, że wyniesie dokładnie  $0^\circ$  i  $180^\circ$  jest równe zeru.

<sup>19</sup> Model Clarke'a nie jest jedynym. Jednym z pierwszych stosowanych jest model Ossany [Oss68]. Obecnie jest on rzadziej wykorzystywany głównie dlatego, że zakłada się w nim dostępność bezpośrednią składowej dla odbiornika. Zatem nie można go stosować w środowiskach zurbanizowanych [Rap02].

Powyższe wzory: (4-1), (4-2), (4-3), (4-4), opisują przypadek bardzo wyidealizowany, jednakże użyteczny w modelowaniu kanału radiokomunikacyjnego.

Sposób klasyfikowania zaników podano w tab. 4-1 Szczegółowo, zagadnienie to zostało rozpatrzone w dodatku A *Zarys teorii zaników*. Zgodnie z tab. 4-1, do określenia rodzaju zaników potrzebujemy znać  $T$ ,  $W$ ,  $\Delta f_c$ ,  $\Delta t_c$  (opis parametrów tych znajduje się w powyższym dodatku lub w tab. 4-1). Wobec tego wyznaczmy ich typowe wartości dla systemu DSSS.

Tab. 4-1. Rodzaje zaników w kanale

	$T \ll \Delta t_c$	$T \gg \Delta t_c$
$W \ll \Delta f_c$	wolne, nieselektywne	szynkie, nieselektywne
$W \gg \Delta f_c$	wolne, selektywne	szynkie, selektywne

$W$  - szerokość pasma sygnału,  $T$  - szerokość odstępu modulacji

$\Delta f_c$  - pasmo koherencji kanału  $\Delta t_c$  - czas koherencji kanału

Założymy, że nadajnik stosuje modulację dwuwartościową oraz że sygnały  $s_{l1}(t)$  i  $s_{l2}(t)$  są antypodalne, tj. takie, których współczynnik korelacji wzajemnej  $w_k$  wynosi -1 [Pro01]. Indeks  $l$  oznacza, że są to równoważne sygnały pasma podstawowego. Odstęp modulacji<sup>20</sup> z uwzględnieniem kodowania i rozpraszania wynosi:

$$T = \frac{R}{R_{\text{inf}} N_{PN}} \quad (4-5)$$

gdzie:  $R_{\text{inf}}$  jest szybkością strumienia bitów źródłowych,  $R$  - sprawnością kodera (o ile występuje. Gdy kodowania się nie stosuje, wtenczas w miejsce  $R$  wstawia się 1),  $N_{PN}$  jest długością ciągu PN. Pasmo równoważnego sygnału w paśmie podstawowym (*one-sided*)<sup>21</sup> wynosi:

$$W = \frac{1}{T} \quad (4-6)$$

Czas koherencji kanału  $\Delta t_c$  jest odwrotnością maksymalnego przesunięcia Dopplera.

$$\Delta t_c \approx \frac{1}{f_{\text{max}}} \quad (4-7)$$

$f_{\text{max}}$  oblicza się ze wzoru

<sup>20</sup> W przypadku modulacji dwuwartościowej czas ten = symbolowi = bitowi.

<sup>21</sup> Widmo sygnału rzeczywistego (radiowego) (*two-sided*) będzie dwukrotnie szersze  $W = 2/T$

$$f_{\max} = \vartheta \frac{f_c}{c} \quad (4-8)$$

gdzie:  $\vartheta$  - prędkość odbiornika (względem nadajnika),  $f_c$  - częstotliwość fali nośnej oraz  $c$  – szybkość światła. Pasmo koherencji kanału  $\Delta f_c$  jest odwrotnością rozproszenia wielodrożnego w kanale  $T_m$

$$\Delta f_c = \frac{1}{T_m} \quad (4-9)$$

Rozproszenie to, dla różnych częstotliwości i środowisk propagacyjnych, jest różne. W praktyce, wyznacza się je w drodze pomiaru. Przykładowo, w systemach pracujących na zewnątrz (*outdoor*), operujących w zakresie od kilkuset MHz do około 2 GHz wielokrotne pomiary wykazały, iż rozproszenie wielodrożne w środowiskach zurbanizowanych i średnio-zurbanizowanych zawiera się w przedziale od 10  $\mu\text{s}$  do 30  $\mu\text{s}$  [Pro01]. Natomiast dla systemów, pracujących w środowiskach zamkniętych (*indoor*), typowe wartości tego parametru wynoszą [Pra96]:

- dla częstotliwości 900 MHz - od 50 do 250 ns,
- dla częstotliwości od 2.4 GHz do 11.5 GHz - od 10 ns do 20 ns.

Z kolei według Haykina [Hay98] parametr ten w środowisku otwartym (*outdoor*) może wynieść nawet 20  $\mu\text{s}$ .

Natomiast norma ETSI GSM 05.05 [Wes99] podaje, że  $T_m$ , w zależności od rodzaju terenu, wynosi:

- teren płaski - 1  $\mu\text{s}$ ,
- teren górzysty - do 20  $\mu\text{s}$ ,
- teren miejski - do 5  $\mu\text{s}$ .

### **Przykład 4-1.**

Wyznaczyć szerokość pasma sygnału radiowego przy założeniu, że szybkość strumienia bitów źródłowych  $R_{inf_o} = 16 \text{ kb/s}$ , sprawność kodera  $R = 1/2$ , długość ciągu PN  $N_{PN} = 127$ .

### **Rozwiązanie**

Podstawiając powyższe wartości do wzoru (4-5), (4-6) otrzymujemy, że  $T = 0,246 \mu\text{s}$ , a  $W = 4,064 \text{ MHz}$

---

### Przykład 4-2.

Określić czy kanał jest selektywny czy płask, jeżeli  $T_m=5, 10, 15 \mu s$ , a  $W = 4,064 MHz$ .

#### Rozwiązańe

Podstawiając wartości  $T_m$  do wzoru (4-9) otrzymujemy:

$$T_m=5\mu s \Rightarrow \Delta f_c = 0,2 MHz$$

$$T_m=10\mu s \Rightarrow \Delta f_c = 0,1 MHz$$

$$T_m=15\mu s \Rightarrow \Delta f_c = 0,066 MHz$$

Widzimy, że dla wszystkich przypadków  $W >> \Delta f_c$ , więc kanał jest selektywny.

---

### Przykład 4-3.

Obliczyć maksymalne przesunięcia Dopplera oraz ich znormalizowane odpowiedniki  $f_{max\_znorm}$  (znormalizowane względem  $T$ ), dla dwóch częstotliwości nośnych  $f_c = 900 MHz$  i  $1800 MHz$  i dla czterech prędkości poruszania się odbiornika  $\vartheta = 40, 75, 150, 250 km/h$  oraz określić czy przy podanych założeniach kanał jest wolno- czy szybkozmienny. Zakłada się, że jedynym czynnikiem, który przyczynia się do zmienności kanału jest ruch odbiornika, tj. gdyby tego ruchu nie było to kanał byłby niezmienny w czasie (jego odpowiedź impulsowa byłaby niezmienna, niezależna od  $t$ ). Dla sygnału należy przyjąć założenia jak w przykładzie 1.

Tab. 4-2. Rozwiązańe zadania z przykładu 3.

Pkt.	$\vartheta [km/h]$	$f_c [MHz]$	$f_{max} [Hz]$	$f_{max\_znorm} =$ $= f_m T$	$\Delta t_c [ms]$
1	250	900	208	0,000102	4
2	150	900	125	0,000061	8
3	75	900	62,5	0,000031	16
4	40	900	33	0,000012	30
5	250	1800	416	0,000204	2
6	150	1800	250	0,000123	4
7	75	1800	125	0,000061	8
8	40	1800	66	0,000032	15

#### Rozwiązańe

Podano je w tab. 4-2. Widzimy, że każdy z obliczonych czasów koherencji kanału  $\Delta t_c$  jest dużo większy od  $T = 0,246 \mu s$ . Kanał jest więc, przy podanych założeniach, wolnozmienny.

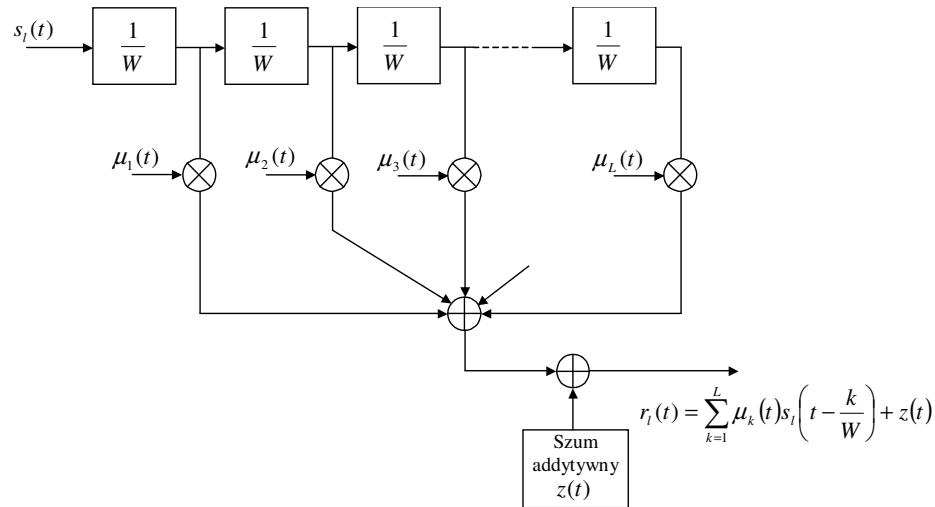
---

Widzimy więc, że zaniki w systemie DSSS z reguły są selektywne ( $W \gg \Delta f_c$ ) i wolnozmienne ( $T \ll \Delta t_c$ ). Z tego względu taki model zaników przyjmujemy też w niniejszej pracy.

Z warunku wolno zmieniającego się kanału otrzymujemy, że kanał pozostaje stały przynajmniej w czasie trwania pojedynczego symbolu. Natomiast selektywność kanału implikuje, że odpowiedź impulsowa kanału jest dłuższa od szerokości odstępu modulacji. Zgodnie z [Pro01], [Pra96] kanał taki w paśmie podstawowym można przedstawić w postaci linii opóźniającej z  $L$  odczepami o zmiennych w czasie współczynnikach (procesach) zespolonych  $\mu(t)_n^{22}$ ,  $n=1,2,\dots,L$  (*trapped-delay model of frequency selective channel*). Odstęp czasu pomiędzy kolejnymi odczepami równa się czasowi trwania symbolu. Model takiego kanału pokazany jest na rys. 4-1. Ponadto, z warunku nieskorelowanych składowych (warunek US – *Uncorrelated Scattering*) wynika, że procesy  $\mu(t)_n$   $n=1,2,\dots,L$  są wzajemnie nieskorelowane, a ponieważ są także gaussowskie, więc są też niezależne. Liczbę odczepów  $L$ , zgodnie z [Pra96], [Ben02] można obliczyć ze wzoru

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T} \right\rfloor + 1 \quad (4-10)$$

gdzie  $\lfloor x \rfloor$  jest cechą.



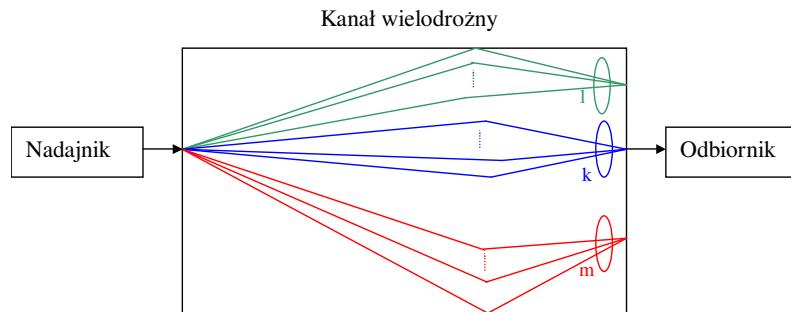
Rys. 4-1. Równoważny dolnopasmowy model kanału z zanikami selektywnymi, wolnozmieniennymi i szumem addytywnym.

<sup>22</sup> Zwróćmy uwagę na oznaczenia. Do oznaczenie współczynnika  $\mu(t)_n$  użyto indeksu dolnego za nawiasem, podczas gdy do oznaczenia składowej ujętej i rzeczywistej współczynnika  $\mu_i(t)_n$  ( $i=1,2$ ) indeksu przed nawiasem.

Znając liczbę odczepów, sygnał z wyjścia kanału można zapisać wzorem [Pro01]

$$r_l(t) = \sum_{n=1}^L \mu(t)_n s_l\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (4-11)$$

Spróbujmy przybliżyć (fizycznie) zjawisko selektywności kanału, opierając się na następującym przykładzie. Przyjmijmy, że czas trwania symbolu wynosi 2 ns, rozproszenie wielodrożne - 6 ns, a czas propagacji najkrótszej ścieżki - 1 ns. Przyjmijmy także, że liczba składowych docierających do odbiornika, jest policzalna i skończona. Skoro tak, to pewna liczba składowych (założymy, że jest ich  $k$ ) będzie docierać do odbiornika w przedziale [1 ns; 3 ns), inne składowe (założymy, że jest ich  $l$ ) – w rozłącznym przedziale [3 ns; 5 ns), trzecia grupa składowych (przyjmujemy, że ich liczba wynosi  $m$ ) w przedziale [5 ns, 7 ns). Najczęściej  $k < l < m$ . Zauważmy, że ostatnie echo sygnału będzie docierać do odbiornika opóźnione o trzy symbole. Kanał ten będzie więc kanałem o trzech ścieżkach (odczepach), rys. 4-2.



Rys. 4-2. Przykład kanału wielodrożnego o 3 ścieżkach (odczepach).

---

**Przykład 4.** Obliczyć liczbę ścieżek  $L$  w kanale selektywnym przy założeniach  $T_m = 5 \mu s$  i  $W = 4,064 MHz$ .

### Rozwiążanie

Po podstawieniu powyższych parametrów do wzoru (4-10) otrzymujemy, że  $L=21$ .

---

## 4.2. Modelowanie zaników Rayleigha

Do stworzenia modelu kanału z zanikami selektywnymi o rozkładzie Rayleigha potrzebnych jest  $L$  współczynników (procesów)  $\mu(t)_n = \mu_1(t)_n + j\mu_2(t)_n$ ,  $n=1,2,\dots,L$ . Wszystkie te procesy powinny cechować się tymi samymi własnościami, tj.

- ich średnie powinny być równe zeru;

- moduły  $\mu(t)_n$  powinny być opisane rozkładem Rayleigha, ich fazy - rozkładem jednorodnym;
- unormowane funkcje autokorelacji składowej rzeczywistej  $\mu_1(t)_n$  i urojonej  $\mu_2(t)_n$  powinny być takie same;
- składowe procesów ( $\mu_1(t)_n$  i  $\mu_2(t)_n$ ) jak i same procesy  $\mu(t)_n$  powinny być wzajemnie nieskorelowane.

Moc każdej ze ścieżek (każdego z odczepów) wyznacza się ze wzoru  $E\{R^2(t)\} = 2Var\{\mu_i(t)\}$ .

Pojedynczy proces Rayleigha, pośrednio proces  $\mu(t)_n$ , ( $n=1,2,\dots,L$ ), najczęściej modeluje się metodami dwóch kategorii [Pat99]. Metody pierwszej kategorii odwołują się do wczesnych prac Ricea [Ric44], [Ric45] i stosują skończoną liczbę harmonicznych do generacji procesu Gaussa. Metody drugiej kategorii bazują na wygenerowaniu dwóch niezależnych białych procesów gaussowskich i następnie, celem ich pokolorowania, przefiltrowaniu ich filtrem o kształcie zbliżonym do widma Dopplera (wzór 4-4) [Rap02], [Jet03].

#### 4.2.1. Metody kategorii Ricea

Zgodnie z Rice [Ric44] [Ric45] składowe  $\mu_i(t)$  ( $i=1,2$ ) mogą być modelowane jako superpozycja nieskończonej liczby, odpowiednio wyważonych, równomiernie rozłożonych w zadanym przedziale częstotliwości harmonicznych:

$$\mu_i(t) = \lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n} t + \theta_{i,n}) \quad (i=1,2) \quad (4-12)$$

gdzie  $c_{i,n}$  - wagi,  $\theta_{i,n}$  - fazy, równomiernie rozłożone w przedziale  $[-\pi, \pi]$ , a  $f_{i,n}$  - dyskretne częstotliwości Dopplera. Dwie pierwsze wielkości dane są wzorem

$$c_{i,n} = 2\sqrt{\Delta f_i S_{\mu_i \mu_i}(f_{i,n})} \quad (4-13)$$

$$f_{i,n} = n\Delta f_i \quad (4-14)$$

Zauważmy, że gdy  $N_i \rightarrow \infty$  wtenczas  $\Delta f_i \rightarrow 0$ . Równanie (4-12) reprezentuje model analityczny i ze względu na nieskończoną liczbę harmonicznych niemożliwy do praktycznej realizacji. Gdyby jednak ograniczyć  $N_i$ , wtenczas otrzymalibyśmy estymatę procesu  $\mu_i(t)$

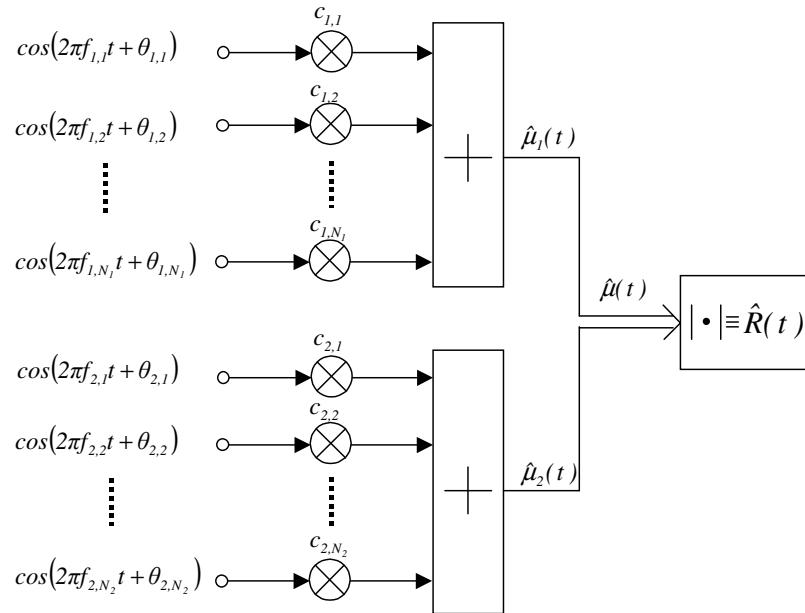
$$\hat{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n} t + \theta_{i,n}) \quad (i=1,2) \quad (4-15)$$

która nie byłaby już procesem *stricte gaussowskim*, jednakże dla dostatecznie dużego  $N_i$  (Patzold podaje, że przynajmniej  $\geq 7$  [Pat99]) by go z dużą dokładnością aproksymowała. W oparciu o wzór (4-15) można już zrealizować symulator zaników Rayleigha  $\hat{R}(t)$ , rys. 4-3.

Ostatnim krokiem jest uzyskanie parametrów  $c_{i,n}$ ,  $f_{i,n}$ ,  $\theta_{i,n}$ . Dokonać tego można jedną z poniższych metod:

- metodą dokładnego rozproszenia Dopplera (*method of exact Doppler spread*) [Pat95],
- metodą Jakesa (*Jakes method*) [Jak74], [Pat98],
- metodą Monte Carlo (*Monte Carlo method*) [Hoh92],
- metodą równych obszarów (*method of equal areas*) [Pat85],
- metodą Lp-norm (*Lp-Norm method*) [Pat95]

Dalej poddane analizie zostaną dwie pierwsze metody.



Rys. 4-3. Symulator zaników Rayleigha bazujący na metodach kategorii Ricea.

**Metoda dokładnego rozproszenia Dopplera;** W metodzie tej parametry  $c_{i,n}$ ,  $f_{i,n}$  oblicza się z następujących wzorów:

$$c_{i,n} = \delta_0 \sqrt{\frac{2}{N_i}} \quad (4-16)$$

$$f_{i,n} = f_{\max} \sin \left[ \frac{\pi}{2N_i} \left( n - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (4-17)$$

gdzie  $n=1,2,\dots,N_i$  ( $i=1,2$ ),  $f_{\max}$  - maksymalne przesuniecie Dopplera,  $\delta_0 = \sqrt{\text{Var}\{\mu_i(t)\}}$  ( $i=1,2$ ). Fazy natomiast sa losowo generowane z przedzialu  $[-\pi, \pi]$ . Aby zapewnić brak korelacji pomiędzy  $\hat{\mu}_1(t)$  i  $\hat{\mu}_2(t)$   $N_1$  musi różnić się o jeden od  $N_2$ . Najczęściej przyjmuje się, że  $N_1=7$  i  $N_2=8$ .

**Metoda Jakesa;** W metodzie Jakesa parametry  $c_{i,n}$ ,  $f_{i,n}$ ,  $\theta_{i,n}$  oblicza się z następujących wzorów:

$$c_{i,n} = \begin{cases} \frac{2\delta_0}{\sqrt{N_i - \frac{1}{2}}} \sin\left(\frac{\pi n}{N_i - 1}\right) & n = 1,2,\dots,N_i - 1, \quad i = 1 \\ \frac{2\delta_0}{\sqrt{N_i - \frac{1}{2}}} \cos\left(\frac{\pi n}{N_i - 1}\right) & n = 1,2,\dots,N_i - 1, \quad i = 2 \\ \frac{\delta_0}{\sqrt{N_i - \frac{1}{2}}} & n = N_i, \quad i = 1,2 \end{cases} \quad (4-18)$$

$$f_{i,n} = \begin{cases} f_{\max} \cos\left(\frac{n\pi}{2N_i - 1}\right) & n = 1,2,\dots,N_i - 1, \quad i = 1,2 \\ f_{\max} & n = N_i \quad i = 1,2 \end{cases} \quad (4-19)$$

$$\theta_{i,n} = 0 \quad n = 1,2,\dots,N_i \quad i = 1,2 \quad (4-20)$$

gdzie:  $\delta_0$  i  $f_{\max}$  - jak wyżej.

Przyjmuje się, że  $N_1=N_2$ . Częstotliwości  $f_{1,n}$  i  $f_{2,n}$  dla wszystkich  $n=1,2,\dots,N_1(N_2)$  są takie same.

Zauważmy, że w metodzie Jakesa, po przyjęciu pewnych parametrów wejściowych, generowane próbki sa za każdym razem zdeterminowane (nie zmieniają podczas wykonania kolejnych symulacji). W metodzie dokładnego rozproszenia Dopplera, dzięki losowo generowanym fazom, próbki sa za każdym razem inne. Cechą ta jest istotną przewagą metody dokładnego rozproszenia Dopplera nad metodą Jakesa.

#### 4.2.2. Metody bazujące na filtracji białych procesów gaussowskich

Jako przykład tej kategorii metod zastosowano metodę Smitha. Metoda ta jest kompletnie opisana w [Rap02]. Jej schemat blokowy w równoważnym paśmie podstawowym przedstawia rys. 4-4. Zgodnie z tym rysunkiem procedura generacji zaników Rayleigha przebiega następująco:

1. Założyć liczbę punktów  $N$  na dodatniej półosi częstotliwości i obliczyć maksymalne przesunięcie Dopplera.
2. Obliczyć odległości pomiędzy sąsiednimi częstotliwościami  $\Delta f = \frac{f_{\max}}{N}$ .
3. Wygenerować  $N$  próbek zmiennej zespolonej Gaussa w gałęzi synfazowej i kwadraturowej<sup>23</sup>.
4. Przemnożyć poszczególne próbki w gałęzi synfazowej i kwadraturowej przez pierwiastek kwadratowy z *jakesowskiej widmowej gęstości mocy*  $\sqrt{S_{\mu_i\mu_i}(f)}$  ( $i=1,2$ ).
5. Aby uzyskać znormalizowane pasmo sygnału, tj.  $Nequist = 1$  (częstotliwość próbkowania  $2*Nequist = 2$ ) należy uzupełnić uzyskany ciąg próbek w pkt. 4 o tyle zer aby  $\Delta f * \text{długość ciągu}$  była równa 2. Po obliczeniu IFFT uzyska się ciąg, którego najwyższa częstotliwość będzie równa 1.
6. Obliczyć IFFT uzyskanych próbek w pkt. 5.
7. Podnieść części rzeczywiste wartości próbek uzyskanych w pkt. 6 do kwadratu, zsumować je i obliczyć pierwiastek kwadratowy.

---

<sup>23</sup>Można tego dokonać w następujący sposób. Generuje się cztery rzeczywiste ciągi Gaussa o długości  $N$ :  $G1, G2, G3, G4$ , każdy o wartości średniej równej 0 i wariancji 1. Sumując

$$ZG1+ = G1 + jG2$$

$$ZG2+ = G3 + jG4$$

uzyskuje się dwa zespolone ciągi Gaussa dla dodatniej półosi częstotliwości. Sprzegając wartości  $ZG1+$  i  $ZG2+$  uzyskuje się próbki dla ujemnej półosi częstotliwości

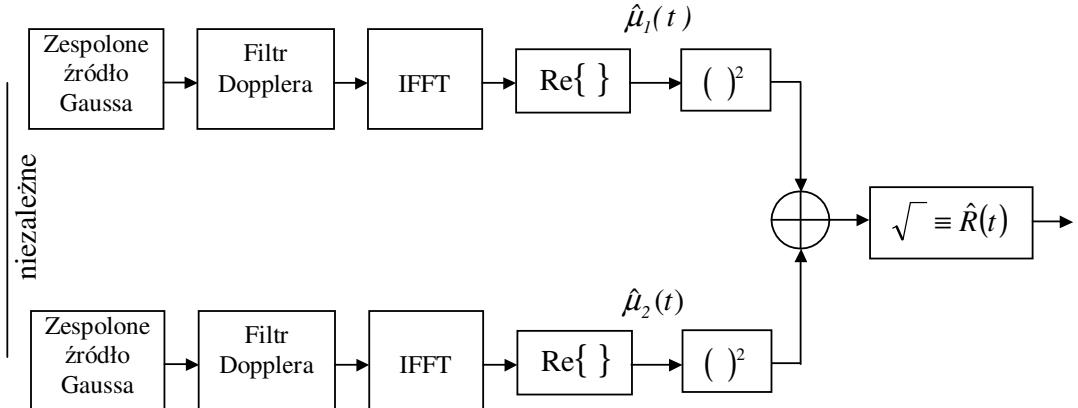
$$ZG1- = G1 - jG2$$

$$ZG2- = G3 - jG4$$

Dla składowej zerowej w widmie częstotliwości przypisuje się wartość 0. Ostatecznie otrzymujemy:

$$ZG1 = [ZG1- \ 0 \ ZG1+]$$

$$ZG2 = [ZG2- \ 0 \ ZG2+]$$



Rys. 4-4. Schemat blokowy symulatora Rayleigha wg metody Smitha.

#### 4.2.3. Porównanie metod Jakesa, dokładnego rozproszenia Dopplera i Smitha

Metody te zaimplementowano w języku MATLAB, po czym wyznaczono dla nich najczęściej stosowane charakterystyki. Zgodnie z [Pat99] charakterystykami tymi są: statystyki drugiego rzędu - autokorelacja procesów  $\hat{\mu}_i(t)$  ( $i=1,2$ )  $\hat{r}_{\mu_i \mu_i}(\tau)$  ( $i=1,2$ ), korelacja wzajemna  $\hat{\mu}_i(t)$  ( $i=1,2$ )  $\hat{r}_{\mu_i \mu_2}(\tau)$ , autokorelacja procesu  $\hat{R}(t)$   $\hat{r}_{RR}(\tau)$  oraz rozkłady procesów Gaussa  $\hat{f}_{\mu_i}(z)$  ( $i=1,2$ ) i Rayleigha  $\hat{f}_R(z)$ . Dla procesów  $\hat{\mu}_i(t)$  ( $i=1,2$ ) stosuje się założenie, że są one ergodyczne, w szczególności w sensie średniej i korelacji. Dzięki temu możliwym jest ich uśrednianie po czasie (czyli wykonywanie obliczeń wzdłuż procesu). Do oszacowania rozkładów wykorzystano powszechnie stosowaną estymatę - histogram. Dodatkowo, dla każdej z metod, wykreślono przykładową realizację procesu  $\hat{R}(t)$ .

Do obliczeń funkcji autokorelacji i korelacji wzajemnej posłużyono się ich implementacjami w języku C++<sup>24</sup>. Funkcja autokorelacji procesów  $\hat{\mu}_i(t)$  ( $i=1,2$ ), liczona była ze wzoru

$$r_{\hat{\mu}_i \hat{\mu}_i}(\tau) = \sum_{k=0}^N \hat{\mu}_i(k) \hat{\mu}_i(k - \tau) \quad i = 1, 2 \quad (4-21)$$

gdzie  $N$  - liczba próbek przyjętych do obliczeń. Po czym wynik równania (4-21) dla wszystkich  $\tau$  był normalizowany względem wartości maksymalnej  $r_{\hat{\mu}_i \hat{\mu}_i}(0)$  ( $i=1,2$ ):

<sup>24</sup> Uczyniono to z tego względu, iż dostępne funkcje w Matlabie, takie jak *autocorr*, *crosscorr*, *xcorr*, dla 7 milionów próbek, jaka została przyjęta do symulacji, gwarantująca uzyskanie względnie poprawnych charakterystyk, „pożerały” zbyt dużo pamięci, więcej aniżeli była dostępna na stanowisku badawczym, którym był komputer złożony z Intel Pentium IV 2,8GHz i pamięci RAM DDR 512MB. Efekt był taki, iż przerywane było ich działanie.

$$r_{\hat{\mu}_i \hat{\mu}_i \text{norm}}(\tau) = \frac{r_{\hat{\mu}_i \hat{\mu}_i}(\tau)}{r_{\hat{\mu}_i \hat{\mu}_i}(0)} \quad i=1,2 \quad (4-22)$$

Funkcję korelacji wzajemnej procesów  $\hat{\mu}_1(t)$  i  $\hat{\mu}_2(t)$  obliczano ze wzoru

$$r_{\hat{\mu}_1 \hat{\mu}_2}(\tau) = \sum_{k=0}^N \hat{\mu}_1(k) \hat{\mu}_2(k-\tau) \quad (4-23)$$

po czym, podobnie jak w przypadku autokorelacji, dokonywano jej normalizacji

$$r_{\hat{\mu}_1 \hat{\mu}_2 \text{norm}}(\tau) = \frac{r_{\hat{\mu}_1 \hat{\mu}_2}(\tau)}{\sqrt{E_1 E_2}} \quad (4-24)$$

gdzie  $E_1$  i  $E_2$  są wartościami średniokwadratowym odpowiednio procesów  $\hat{\mu}_1(t)$  i  $\hat{\mu}_2(t)$ .

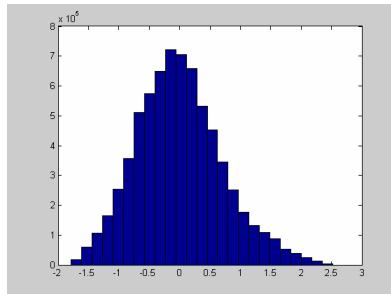
### **Metoda Jakesa**

Parametry przyjęte do symulacji znajdują się w tab. 4-3. Większa część z nich (prędkość  $v$ , częstotliwość nośna  $f_c$ , maksymalne przesunięcie Dopplera  $f_m$ , czas trwania symbolu  $T$ , znormalizowane maksymalne przesunięcie Dopplera  $f_{m\_norm}$ ) została policzona w przykładach 4-1 i 4-3 (punkt 6 tabeli II). W przykładach tych obliczano typowe miary kanałów wielodrożnych w systemie DSSS.

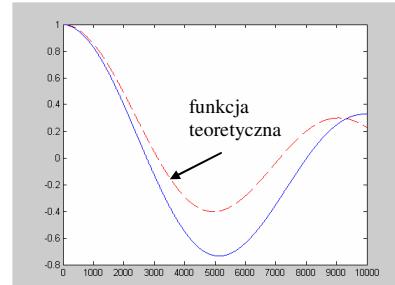
Tab. 4-3. Parametry przyjęte do symulacji

Parametr	Wartość
Prędkość $v$	150km/h
Częstotliwość $f_c$	1800MHz
Maksymalne przesunięcie Dopplera $f_m$	250Hz
Czas trwania symbolu $T$	0,49μs
Znormalizowane maksymalne przesunięcie Dopplera $f_{m\_norm}$	0,000123
Składowe $\hat{\mu}_i(t)$ , $i=1,2$	$\bar{\mu}=0$ , $Var\{\hat{\mu}_i(t)\}=0.5$
Moc procesu Rayleigha obliczona ze wzoru $E\{\hat{R}^2(t)\}=2Var\{\mu_i(t)\}$	1
$N_1 = N_2$	8
Liczba próbek (próbki symbolizują kolejne chipy)	7000000

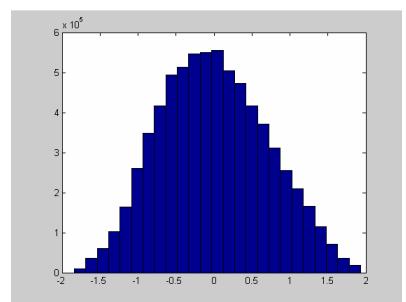
Wyniki analizy znajdują się poniżej.



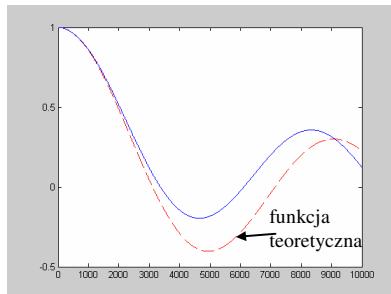
Rys. 4-5a. Histogram pojedynczej realizacji. Uzyskano:  $\hat{\mu}_1(t)$ .  
 $\hat{\mu}_1 = 1.1086e-4$ ,  $Var[\hat{\mu}_1(t)] = 0.4995$ .



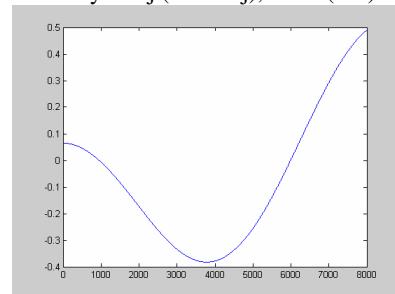
Rys. 4-5b. Funkcja autokorelacji  $\hat{r}_{\mu_1 \mu_1}(\tau)$ <sup>25</sup>. Odcięte symbolizuje kolejne próbki. Linią przerywaną czerwoną zaznaczono przebieg funkcji teoretycznej (idealnej), wzór (4-3).



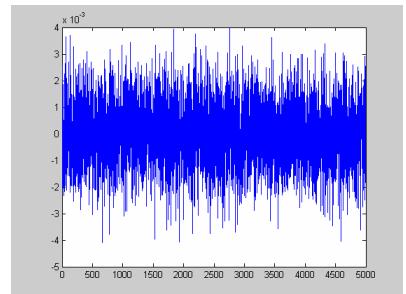
Rys. 4-5c. Funkcja gęstości prawdopodobieństwa procesu  $\hat{\mu}_2(t)$ . Uzyskano  $\hat{\mu}_2 = -7.9095e-5$ ,  $Var[\hat{\mu}_2(t)] = 0.4989$



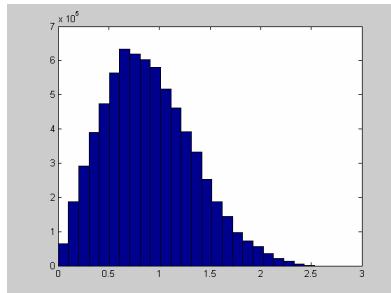
Rys. 4-5d. Funkcja autokorelacji  $\hat{r}_{\mu_2 \mu_2}(\tau)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b. Linia czerwona przerywana, jak wyżej.



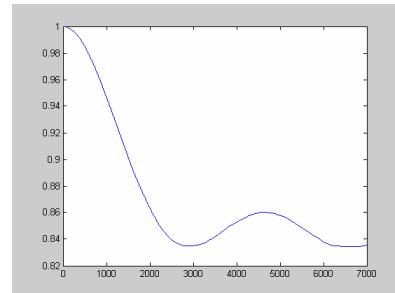
Rys. 4-5e. Funkcja korelacji wzajemnej  $\hat{r}_{\mu_1 \mu_2}(\tau)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.



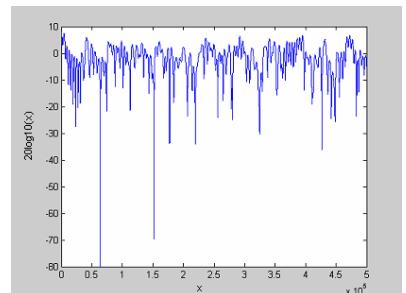
Rys. 4-5f. Dla porównania przedstawiono korelację wzajemną dwóch niezależnych procesów gaussowskich utworzonych funkcją randn() w MATLABie. Odcięte – nr kolejnej próbki.



Rys. 4-5g. Histogram pojedynczej realizacji  $\hat{R}(t)$ . Uzyskano  $E[\hat{R}^2(t)] = 0.9984$



Rys. 4-5h. Funkcja autokorelacji  $\hat{R}(t) \hat{r}_{RR}(\tau)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.

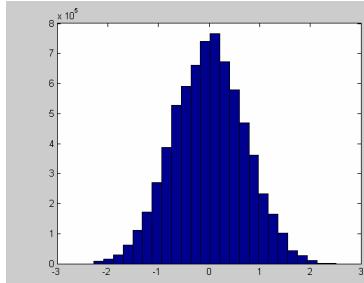


Rys. 4-5i. Przebieg funkcji próby procesu  $\hat{R}(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.

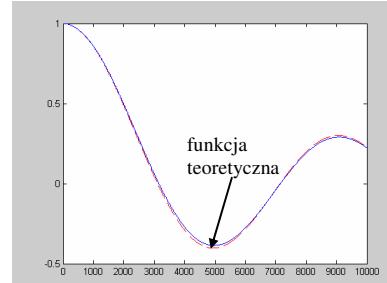
<sup>25</sup> Przyjęto konwencję opisywania funkcji jak i przedstawienia jej wyrażeniem z obawy, że na wydruku dolne indeksy wyrażenia mogłyby być nie widoczne i nie wiadomo by było o jaką funkcję chodzi.

## Metoda dokładnego rozproszenia Dopplera

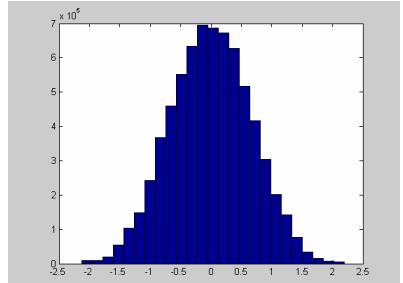
$N_1 = 8$  i  $N_2 = 7$ , pozostałe parametry jak wyżej. Wyniki symulacji znajdują się poniżej.



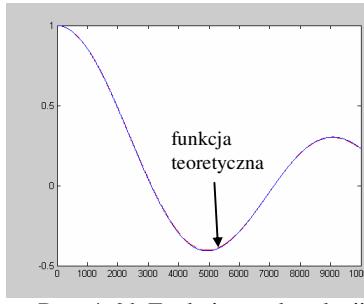
Rys. 4-6a. Histogram  $\hat{\mu}_1(t)$ . Uzyskano:  
 $\hat{\mu} = -0.0011$ ,  $Var\{\hat{\mu}_i(t)\} = 0.4993$



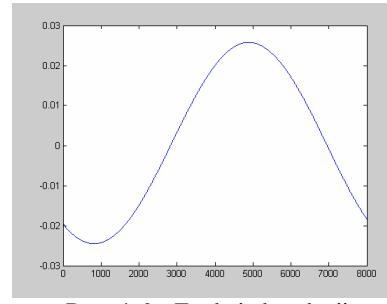
Rys. 4-6b. Funkcja autokorelacji  $\hat{\mu}_1(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b. Linia przerywana czerwona - jak wyżej.  
 $\hat{r}_{\mu_1\mu_1}(\tau)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.



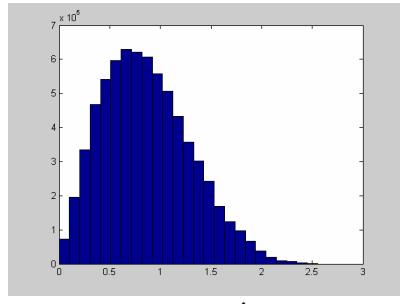
Rys. 4-6c. Histogram  $\hat{\mu}_2(t)$ . Uzyskano:  
 $\hat{\mu} = -7.0013e-4$ ,  $Var\{\hat{\mu}_i(t)\} = 0.5$



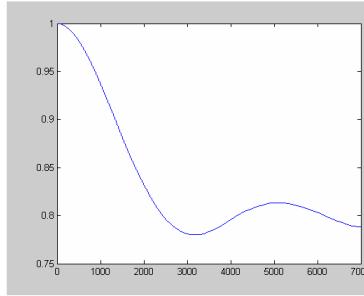
Rys. 4-6d. Funkcja autokorelacji  
 $\hat{r}_{\mu_1\mu_1}(\tau)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.



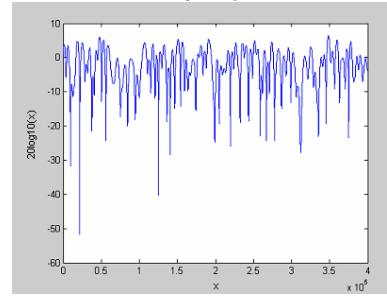
Rys. 4-6e. Funkcja korelacji wzajemnej procesów  $\hat{\mu}_1(t)$  i  $\hat{\mu}_2(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.



Rys. 4-6f. Histogram  $\hat{R}(t)$ . Uzyskano  
 $E\{\hat{R}^2(t)\} = 0.9993$



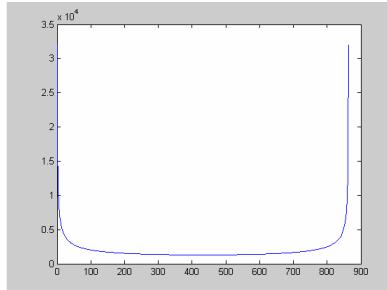
Rys. 4-6g. Funkcja autokorelacji procesu  $\hat{R}(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.



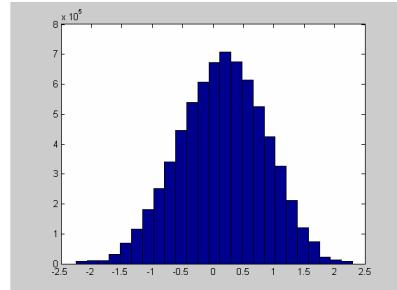
Rys. 4-6h. Przebieg funkcji próby procesu  $\hat{R}(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.

### Metoda Smitha

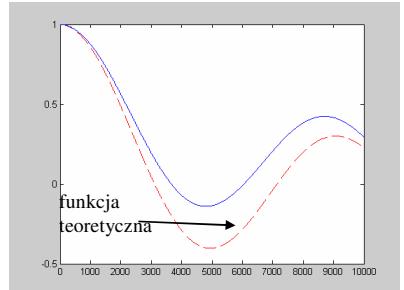
$N = 862$  (liczba punktów na dodatniej półosi częstotliwości), pozostałe założenia jak wcześniej. Wyniki symulacji znajdują się poniżej.



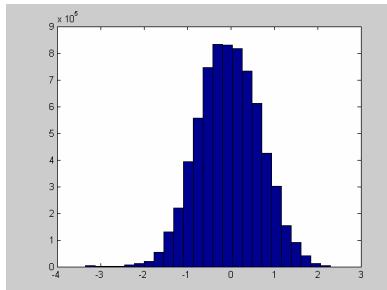
Rys. 4-7a. Jakesowska Widmowa  
Gęstość Mocy  $S_{\mu_i, \mu_i}(f)$  ( $i=1,2$ )



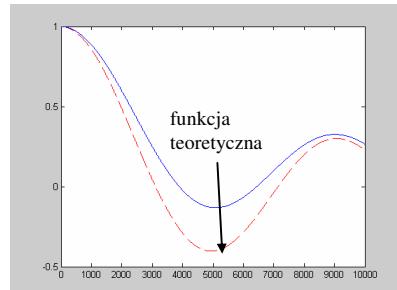
Rys. 4-7b. Histogram  $\hat{\mu}_1(t)$ .  
Uzyskano:  
 $\hat{\mu} = 0.1514$  i  $Var\{\mu_i(t)\} = 0.4994$ .



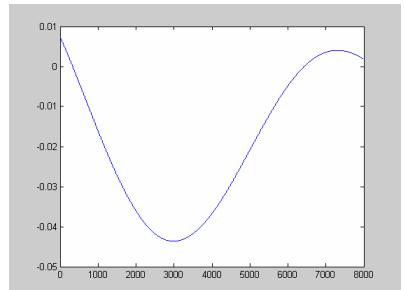
Rys. 7c. Funkcja autokorelacji  $\hat{\mu}_1(t)$ .  
Odcięte, jak rys. 4-5b.



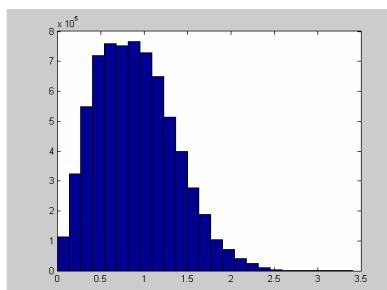
Rys. 4-7d. Histogram pojedynczej realizacji  $\hat{\mu}_2(t)$ . Uzyskano:  $\hat{\mu} = -0.0336$  i  $Var\{\mu_i(t)\} = 0.5003$



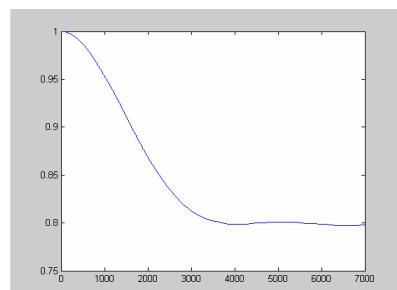
Rys. 4-7e. Funkcja autokorelacji  $\hat{\mu}_2(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.



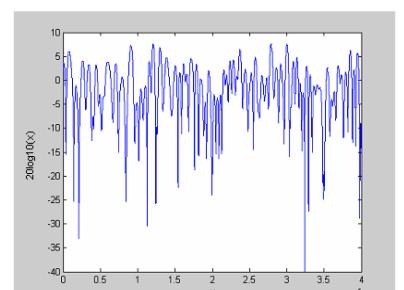
Rys. 4-7f. Funkcja korelacji wzajemnej procesów  $\hat{\mu}_1(t)$  i  $\hat{\mu}_2(t)$ .  
Odcięte, jak rys. 4-5b.



Rys. 4-7g. Histogram  $\hat{R}(t)$ . Uzyskano  
 $E\{\hat{R}^2(t)\} = 1.0238$



Rys. 7h. Funkcja autokorelacji procesu  $\hat{R}(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.



Rys. 7i. Przebieg realizacji procesu  $\hat{R}(t)$ . Odcięte, jak rys. 4-5b.

### Dyskusja wyników

Uzyskane średnie i wariancje procesów-estymat Gaussa oraz wartości średniokwadratowe procesu-estymaty Rayleigha dla trzech analizowanych metod

przedstawiono w tab. 4-4.

Tab. 4-4. Uzyskane średnie z symulacji

Parametr	Metoda Jakesa	Metoda DRD	Metoda Smitha	Wzorzec
Wartość średnia $\hat{\mu}_1(t)$	1.1086e-4	-0.0011	0.1514	0
Wariancja $\hat{\mu}_1(t)$	0.4995	0.4993	0.4994	0.5
Wartość średnia $\hat{\mu}_2(t)$	-7.9095e-5	-7.0013e-4	-0.0336	0
Wariancja $\hat{\mu}_2(t)$	0.4989	0.5	0.5003	0.5
Wartość średniokwadratowa $\hat{R}(t)$	0.9984	0.9993	1.0238	1

DRD – dokładnego rozproszenia Dopplera

Widzimy, tab. 4-4, że prawie wszystkie średnie są nieomal w pełnej zgodności z korespondującymi wartościami idealnymi. Jedynie średnia dla metody Smitha odbiega o około 15% od założonej wartości – wynosi 0,1514 (zaznaczono ją kolorem czerwonym).

Najbliższe idealnym, wzór (4-3), otrzymuje się funkcje autokorelacji  $r_{\mu_i \mu_i}(\tau) \quad i = 1, 2$  tylko dla metody dokładnego rozproszenia Dopplera. Dla pozostałych metod przebieg tych funkcji nieco różni się od wzorca. Dla metody Jakesa funkcja autokorelacji próbek uzyskanych z symulacji jak i teoretyczna są w podobnej relacji ze sobą jak pokazane w [Pat98b]. Potwierdza to poprawność przeprowadzonych symulacji.

Procesy  $\hat{\mu}_1(t)$  i  $\hat{\mu}_2(t)$  powinny być nieskorelowane (a ponieważ są gaussowskie, więc także niezależne). Niestety dla żadnej z zastosowanych metod korelacja wzajemna nie jest równa零. Aby przekonać się czy ten warunek jest łatwo realizowalny wykreślono funkcję `randn()` w MATLAB dwie niezależnie realizacje procesu Gaussa o liczbie próbek jednego miliona. Jak się okazuje, rys. 4-5f., ich korelacja też nie jest idealnie zerowa. Jej wartości zawierają się w przedziale od -0,003 do 0,003. Widzimy więc, że w praktyce trudno jest spełnić ten warunek. Najmniejsze wartości korelacji otrzymujemy dla metody dokładnego rozproszenia Dopplera, od -0,025 do 0,025. Dla metody Smitha wartości te wynoszą od -0,01 do 0,04, a dla Jakesa są aż o rząd wielkości większe, od -0,4 do 0,06. Przebieg funkcji autokorelacji dla metody Jakesa jest zbliżony do prezentowanego w [Pat98b].

Z uwagi na to, że parametry wyjściowe dla metody Jakesa są stałe, próbki o rozkładzie Rayleigha generowane tą metodą są za każdym razem takie same. W metodzie dokładnego rozproszenia Dopplera oraz Smitha próbki te za każdym razem są inne. W pierwszym przypadku dzieje się tak za sprawą losowo generowanych faz, w drugim – za sprawą losowo generowanych próbek w gałęzi synfazowej oraz kwadraturowej. Gdy zatem istnieje potrzeba dysponowania większą ilością funkcji (przebiegów Rayleigha), przy tych samych parametrach wejściowych (dokonanie choćby niewielkiej zmiany, spowoduje zmianę

przebiegu funkcji wyjściowej), wtenczas metoda ta okazuje się być nieprzydatna. Z sytuacją taką mamy przykładowo do czynienia w naszym przypadku, gdzie potrzebujemy dysponować  $L$  realizacjami procesów Rayleigha do utworzenia symulatora kanału selektywnego.

Sumując, najlepsze charakterystyki (najbliższe idealnym), spośród trzech rozpatrywanych metod, prezentuje metoda dokładnego rozproszenia Dopplera. Przeprowadzona analiza pozwoliła przyjąć do dalszych badań, w szczególności symulacyjnych metodę generacji zaników, która w lepszy sposób oddaje rzeczywiste warunki panujące w kanale wielodrożnym. Dzięki temu symulacje kodowanego systemu DSSS w kanale wielodrożnym będą bardziej wiarygodne. Na uwagę zasługuje weryfikacja korelacji pomiędzy  $\hat{\mu}_1(t)$  i  $\hat{\mu}_2(t)$ , która często w tego typu analizie jest pomijana.

#### 4.3. Demodulator Rake

Ze względu na poszerzenie sygnału w systemach DSSS, możliwe jest rozdzielenie poszczególnych składowych docierających do odbiornika różnymi ścieżkami. W odbiorniku otrzymujemy więc  $L$ -krotnie tę samą informację ( $L$  - liczba ścieżek), tj. ten sam sygnał, lecz opóźniony względem siebie, przesunięty w fazie i w różny sposób stłumiony<sup>26</sup>. Zjawisko to w systemach DSSS można wykorzystać z korzyścią dla odbioru. Można bowiem zastosować odbiór zbiorczy czasowy realizowany z wykorzystaniem tzw. odbiornika Rake. Realizacja tego typu odbioru nazywa się sumowaniem z maksymalnymi proporcjami (MRC - *Maximum Ratio Combining*) [Jac98], [Wes99].

Schemat blokowy demodulatora Rake pokazany jest na rys. 4-8. Jego działanie przedstawia się następująco. Za pomocą palców („zębów grabi”) wydziela on z poszczególnych ścieżek informację. Ponieważ każda ze ścieżek przesunięta jest o czas trwania symbolu uzyskuje się tym samym  $M$ -krotnie tę samą informację ( $M$ - liczba palców). Następnie, celem optymalnego przetworzenia sygnału, odbiornik ten dokonuje korekcji sygnału w fazie i amplitudzie. Po czym, sygnały z wyjść odczepów sumuje się ze sobą. Ze względu na to, że liczba ścieżek jest duża, może sięgać niekiedy kilkudziesięciu, szczególnie w systemach o dużej prędkości transmisji, stosujących długie ciągi PN i szczególnie nieprzyjaznych kanałach o długich odpowiedziach impulsowych, liczbę palców odbiornika Rake ogranicza się do 3-4. Poszukuje się wtedy 3-4 najmocniejszych ścieżek w kanale [Wes99].

Przedstawiona wersja odbiornika jest optymalna, gdy szumem w kanale jest szum biały.

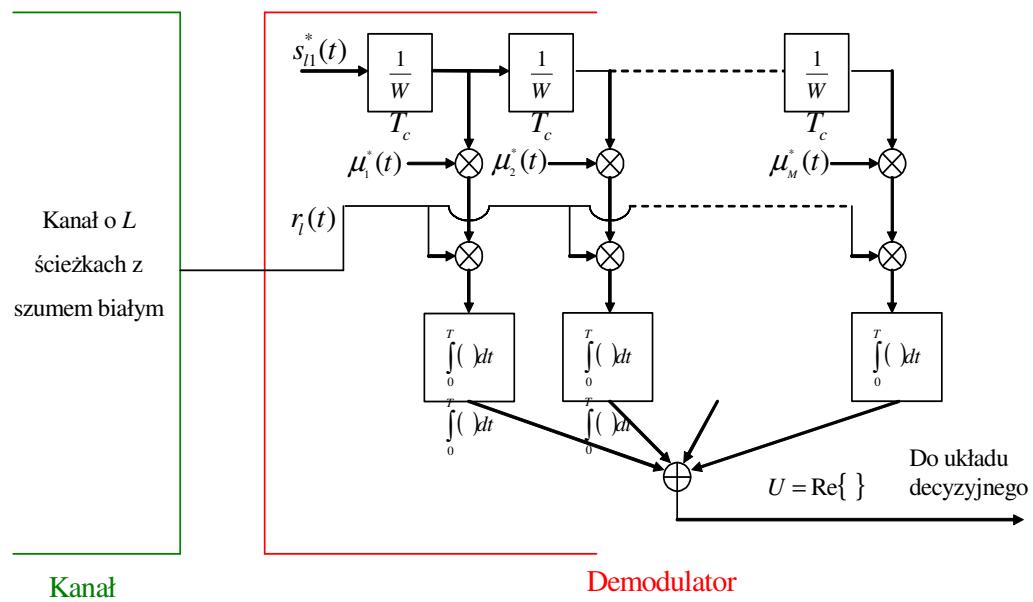
---

<sup>26</sup> Zakładając spełnienie warunku WSSUS.

Aby odbiornik taki mógł zapewniać maksymalne zyski w warunkach szumu kolorowego należy doposażyć go w filtry, wybielający i modyfikujący replikę, realizujące detekcję niebiałą, rys. 4-9.

Powyżej założyliśmy, że  $T_b >> T_m$ . Gdy warunek ten jest spełniony, wówczas interferencje międzysymbolowe (ISI – *Inter-Symbol Interference*) są do pominięcia. W przypadku, gdy założenie to nie jest prawdziwe, wtedy należy zastosować korektor do ich eliminacji. Zagadnienie to jednak wykracza poza zakres niniejszej pracy. Więcej informacji na ten temat można znaleźć, np. w [Pro01].

Odbiornik Rake ma także swoje ograniczenia. Gdy przykładowo w systemie CDMA zwiększa się poziom zakłóceń od innych użytkowników (MAI - *Multiple Access Interference*), wtenczas praca odbiornika się pogarsza. Często w takich przypadkach lepsze efekty przynosi tzw. detekcja łączna [Wes99], [Cas02].

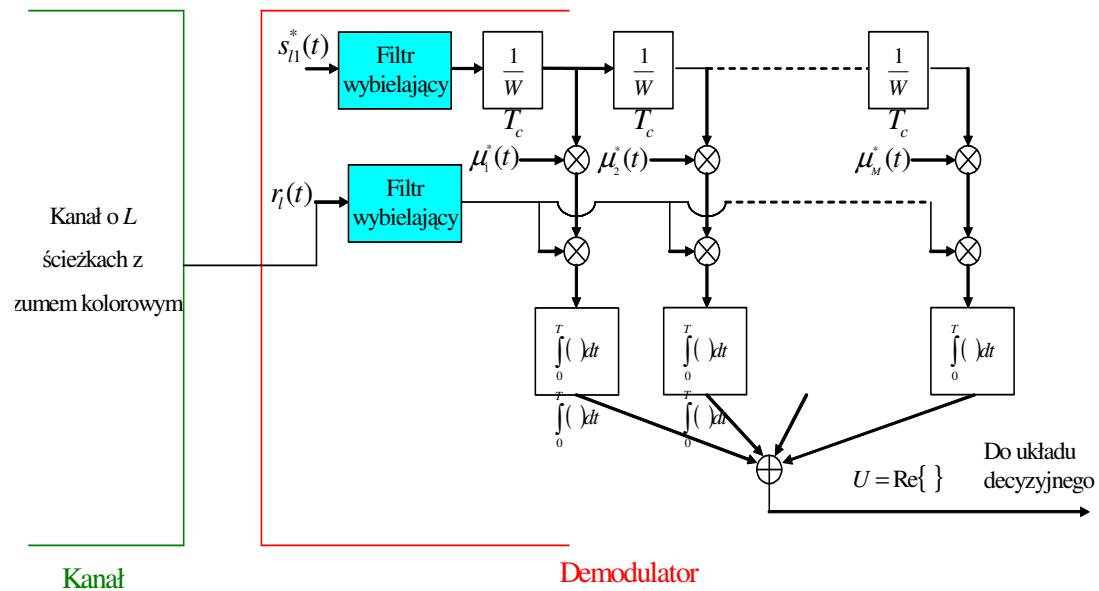


Rys. 4-8. Demodulator Rake dla szumu białego

Poza techniką MRC, możemy wyróżnić także inne realizujące odbiór zbiorczy czasowy. Stosując przykładowo korekcję sygnału jedynie w fazie (pomijając jego korekcję w amplitudzie, jak ma to miejsce w przypadku techniki MRC) otrzymamy technikę sumowania bez maksymalnych proporcji<sup>27</sup> (EGC - *Equal Gain Combining*). Wybierając ścieżkę o największym chwilowym stosunku sygnał/szum (największym produkcie demodulatora), otrzymamy technikę zwaną wyborem największej wartości (SC - *Selection*

<sup>27</sup> Ze względu na nieodnalezienie w literaturze polskiej tłumaczenia dla tych dwóch technik, autor zastosował własne.

*Combining*). Odbiornik taki jest stosowany np. w łączu zwrotnym w systemie IS-95 [Gan04]. Szczegółowo techniki te są opisane w [Rap02], [Gan04], [Pra96], [Pro01], [Sca01].



Rys. 4-9. Demodulator Rake dla szumu kolorowego

## ***Podsumowanie***

W niniejszym rozdziale wprowadziliśmy model kanału z zanikami i szumem addytywnym zarówno białym jak i kolorowym. Ten drugi przypadek, zgodnie z wiedzą autora, jest zupełnym nowatorstwem. Wpływ takiego kanału na transmisję sygnału, tym bardziej kodowanego, w żadnych dotychczasowych pracach, znanych autorowi, nie był rozpatrywany.

Ze względu na rozpraszanie sygnału założono, że zaniki w kanale są selektywne i powolne. Sposób degradacji sygnału w kanale jest najgorszym z możliwych, takich gdy składowa bezpośrednia sygnału jest niedostępna dla odbiornika – sygnał zanika wtedy zgodnie z rozkładem Rayleigha. Scharakteryzowano statystyczne własności kanałów z zanikami oraz sposoby ich modelowania. Przedstawiono szczegółowo trzy metody modelowania zaników: najstarszą źródłową Jakesa, dokładnego rozproszenia Dopplera oraz często stosowaną metodę Smitha. Metody te zaimplementowano w Matlabie i wykreślono dla nich ważniejsze statystyki. Okazało się, że w danych warunkach, najlepsze charakterystyki prezentuje metoda dokładnego Dopplera.

W drugiej części rozdziału wprowadzono odbiornik Rake, reprezentujący realizację odbioru zbiorczego częstotliwościowego [Hay98]. Przedstawiono możliwe wersje występowania tego odbiornika, w zależności od rodzaju szumu: kolorowego lub białego. Celem kompletacji technik odbioru zbiorczego przedstawiono dwie inne techniki, cechujące się gorszymi wynikami, lecz będące prostszymi w realizacji. Są to:

- sumowanie bez maksymalnych proporcji EGC; w porównaniu z Rake nie występuje konieczność estymacji amplitud,
- wybór większej wartości SC; ta technika nie wymaga ani informacji o amplitudach, ani o fazach.

W kolejnym rozdziale wszystkie te trzy techniki zostaną porównane symulacyjne.

Z rozdziałem tym są skojarzone są dwa dodatki: dodatek A *Zarys teorii zaników* oraz B *Prawdopodobieństwo błędu odbiornika Rake o małej liczbie palców*. Pierwszy z nich może być wprowadzeniem do rozdziału. Podano w nim podstawowe definicje parametrów związanych z zanikami oraz zdefiniowano rodzaje kanałów wielodrożnych.

W dodatku drugim wprowadzono wzór na BER dla odbiornika Rake o pomniejszonej lub równej liczbie palców względem liczby odczepów. Podobny wzór jest dostępny w [Pro01]. Jednakże we wzorze występującym w [Pro01] stosuje się założenie, że odbiornik jest wyposażony w tyle samo palców ile jest odczepów w kanale. Powodem rozszerzenia tego

wzoru jest fakt, że w większości przypadków odbiornik pracuje z pomniejszoną, względem liczby odczepów w kanale, liczbą palców.

W kolejnym rozdziale zweryfikujemy symulacyjnie działanie łańcucha Viterbiego i wybranych technik turbokodowania w wyżej zdefiniowanym środowisku. Zweryfikujemy także skuteczność stosowania techniki wybielania w takich warunkach.

## **Rozdział V**

### **KANAŁ Z ZANIKAMI I SZUMEM GAUSSOWSKIM**

#### **- EKSPERYMENTY SYMULACYJNE**

- 5.1. Zależności energetyczne w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi o rozkładzie Rayleigha i szumem addytywnym**
- 5.2. Porównanie odbioru z użyciem wybranych metod odbioru zbiorczego w systemie DSSS**
- 5.3. Badania łańcucha Viterbiego w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi i szumem/zakłóceniem kolorowym**
- 5.4. Badania łańcucha turbo w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi i szumem/zakłóceniem kolorowym**

## Rozdział V

### KANAŁ Z ZANIKAMI I SZUMEM GAUSSOWSKIM - EKSPERYMENTY SYMULACYJNE

Niniejszy rozdział jest eksperymentalną kontynuacją rozdziału poprzedniego, w szczególności zawiera on:

- sposób wyznaczania  $E_b/N_0$  w kanale z zanikami powolnymi i selektywnymi,
- porównanie trzech technik odbioru zbiorczego czasowego, często stosowanych w systemie DSSS: MRC realizowanej z wykorzystaniem odbiornika Rake, EGC oraz SC,
- symulacje łańcucha Viterbiego i turbo w różnych układach: z zastosowaniem odbiornika klasycznego (korelatora), odbiornika Rake, przy zastosowaniu oraz nie detekcji obustronne dopasowanej, w obecności szumu kolorowego jak i celem porównania białego.

#### 5.1. Zależność ci energetyczne w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi i szumem/zakłócением addytywnym

We wszystkich przypadkach, jako miarą jakość transmisji posłużono się BER w funkcji stosunku  $E_b/N_0$ . Ze względu na to, że moc procesu Rayleigha (moc z jaką zanika obwiednia sygnału) ma istotny wpływ na zależności energetyczne, w związku z tym w paragrafie tym podajemy wzory, z jakich oblicza się wypadkowe  $E_b/N_0$ .

Aby policzyć wypadkowe  $E_b/N_0$  należy w pierwszej kolejności wyznaczyć  $\bar{E}_b/N_0$  w każdym z odczepów (w każdej ze ścieżek). Stosunek  $\bar{E}_b/N_0$  z uwzględnieniu szumu addytywnego w  $k$ -tym odczepie wynosi

$$\frac{\bar{E}_b}{N_{0_k}} = \frac{\bar{E}_b}{N_0} E\{R^2\}_k \quad k = 1, \dots, L \quad (5-1)$$

gdzie  $\bar{E}_b/N_0$  jest stosunkiem energii na bit do widmowej gęstości mocy szumu. Dla sygnałów antypodalnych, tj. takich, które spełniają warunek  $s_1(t) = -s_2(t)$   $\bar{E}_b/N_0$  oblicza się ze wzoru:

$$\frac{\bar{E}_b}{N_0} = \frac{A^2}{2\delta_{0_{szum}}^2} \quad (5-2)$$

gdzie:  $\delta_{0 \text{ szum}}^2$  jest wariancją szumu addytywnego w kanale,  $L$  jest liczbą odczepów w kanale,  $E\{R^2\}$  - wartością średniokwadratową (mocą średnią) procesu Rayleigha. Moc tę oblicza się ze wzoru:

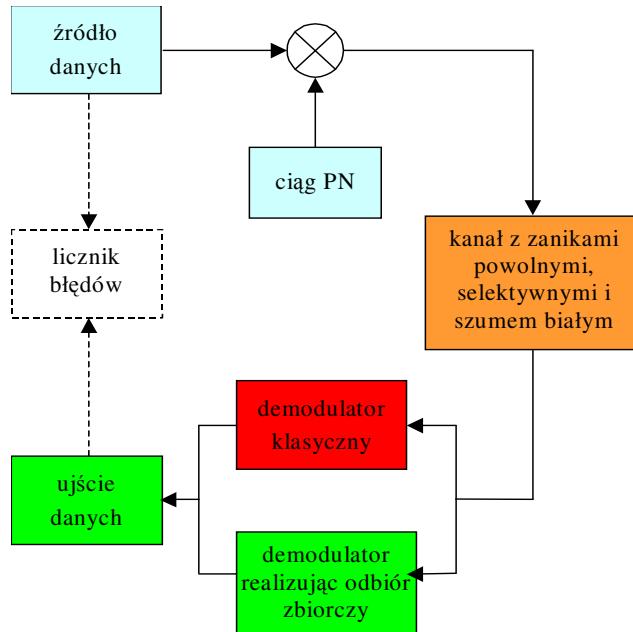
$$E\{R^2\}_k = 2\delta_{0 \text{ k}}^2 \quad k = 1, \dots, L \quad (5-3)$$

gdzie  $\delta_0^2$  - wariancja procesów gaussowskich  $\mu_1(t)$  i  $\mu_2(t)$  o średniej równej 0. Zauważmy, że  $E\{R^2\}$  w każdym z odczepów może mieć inną wartość. Wynikowy stosunek  $E_b/N_0$  wynosi:

$$\frac{E_b}{N_0} = \sum_{k=1}^L \frac{E_b}{N_0 \text{ k}} = \frac{\bar{E}_b}{N_0} \sum_{k=1}^L E\{R^2\}_k \quad k = 1, \dots, L \quad (5-4)$$

Gdy stosuje się kodowanie, oczywiście należy uwzględnić to w wynikowym  $E_b/N_0$  poprzez podzielenie wzoru (5-4) przez odwrotność stopy kodu  $R$ .

## 5.2. Porównanie odbioru z użyciem wybranych technik odbioru zbiorczego w systemie DSSS



Rys. 5-1. Schemat blokowy badanego systemu w równoważnym paśmie podstawnym

Badania te dotyczą oceny funkcjonowania trzech układów wprowadzonych w poprzednim dziale realizujących odbiór zbiorczy czasowy: MRC, EGC i SC oraz dodatkowo, układu bez realizacji odbioru zbiorczego czasowego (detektor klasyczny - odbiornik

dopasowany do sygnału) w obecności przyjętego do badań środowiska wielodrożnego. Badania te ze względu na to, że dotyczą szumu białego autor traktuje jako ponadplanowe. Do ich realizacji zastosowano układ badawczy jak na rys. 5-1.

Parametry systemu podano w tab. 5-1a i 5-1b. Część z tych parametrów (przy założeniu, że kodowanie nie występuje) wynika z przykładów: 4-1, 4-2 (punkt 6 tab. 4-2), 4-3.

Tab. 5-1a. Parametry nadajnika

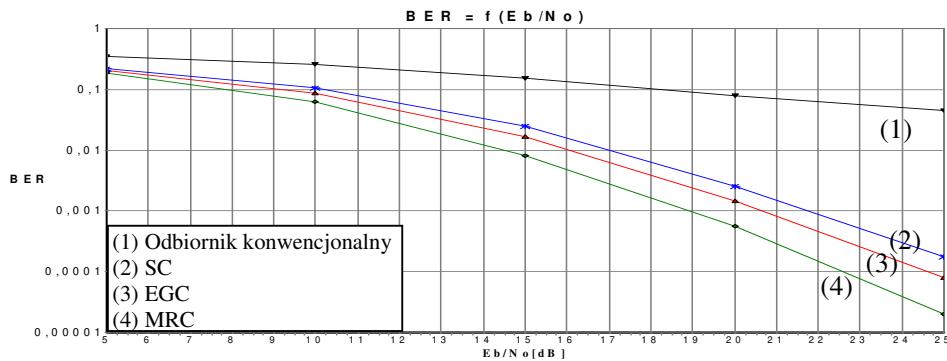
	<b>Parametr</b>	<b>Wartość</b>
Parametry wejściowe	Szybkość strumienia źródłowego $R_{info}$	8kb/s
	Długość ciągu PN $N_{PN}$ ; Jest to taki sam ciąg jak zastosowany w symulacjach w Rozdziale III.	127 chipów
Parametry wynikowe	Szerokość odstępu modulacji (czas trwania symbolu) $T$	0,98 $\mu$ s
	Szerokość widma sygnału pasmowego ( <i>two-sided</i> ) $W$	2,040 MHz

Tab. 5-1b. Parametry związane z kanałem

	<b>Parametr</b>	<b>Wartość</b>
Parametry wejściowe	Prędkość odbiornika $V$	150 km/h
	Częstotliwość nośna $f_c$	1800 MHz
Parametry wynikowe	Maksymalne przesunięcie Dopplera $f_{max}$	250 Hz
	Znormalizowane maksymalne przesunięcie Dopplera $f_{max\_znorm}$ (znormalizowane względem $T$ ) $f_{max\_znorm} = f_{max} T$	0,000245
	Liczba odczepów $L$ (stosunek sygnał/szum we wszystkich ścieżkach jest taki sam)	21

W kanale możemy wyróżnić  $L = 21$  ścieżek, po których wędruje sygnał do odbiornika. Odbiornik, zgodnie z rozdziałem IV, jest wyposażony jedynie w  $M (= 4)$  palców. Ponieważ założono, że moce wszystkich ścieżek są takie same, wobec tego nie ma znaczenia które  $M$  z  $L$  ścieżek zostanie wybranych przez odbiornik. W symulacjach założono, że będą to cztery najkrótsze ścieżki. Wyniki badań prezentuje rys. 5-2.

Jak było do przewidzenia, technika MRC (i realizujący ją odbiornik Rake) cechuje się najlepszą jakością odbioru. MRC na poziomie BER 0,0001 przewyższa EGC o ~2 dB, a SC kolejny 1 dB.



Rys. 5-2. Porównanie transmisji przy zastosowaniu odbiornika klasycznego i trzech technik odbioru zbiorczego: SC, EGC i MRC.

### 5.3. Badanie łańcucha Viterbiego w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi o rozkładzie Rayleigha i szumem/zakłóceniem kolorowym

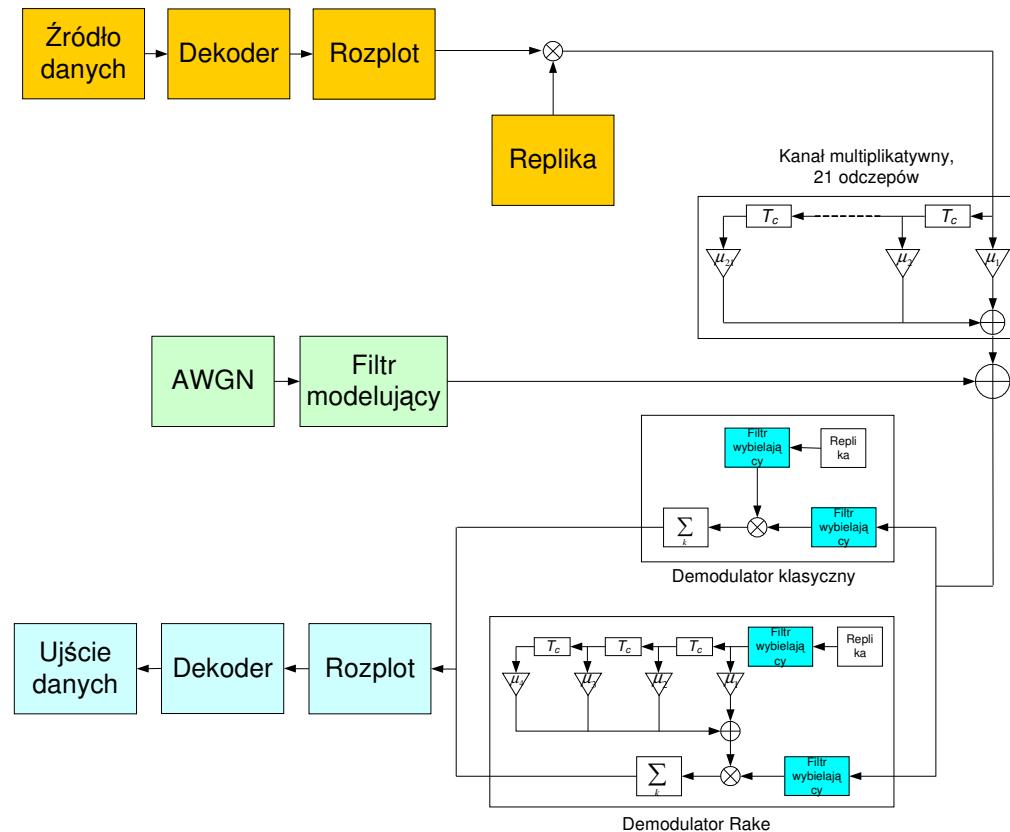
Parametry łańcucha Viterbiego są takie same jak podane w paragrafie 3.2 *Badania łańcucha Viterbiego w kanale ‘kolorowym’*. Jednakże w tych badaniach rozpatruje się jedynie miękkodecyzyną wersję dekodera.

Układ, w którym zrealizowano badania przedstawia rys. 5-3. Elementami, którymi różni się on od układu prezentowanego na rys. 3-1 jest kanał, który poza addytywnym zakłócaniem sygnału zakłóca go także w sposób multiplikatywny oraz układ realizacji demodulacji - demodulator Rake. Dodatkowo, aby pokazać skutki niestosowania odbioru zbiorczego w warunkach zaników selektywnych (niedopasowania odbiornika do zaników), wykorzystywany jest demodulator klasyczny (korelator).

Gdy szумy/zakłócenia są niebiałe, wtenczas aby demodulatory te mogły pracować optymalnie, należy doposażyć je w filtry wybielające. Filtry te stanowią realizację detekcji obustronne dopasowanej (brak filtrów wybielających na rys. 5-3 – detekcja biała, filtry obecne – detekcja obustronne dopasowana).

Parametry układu (nadajnika, kanału i odbiornika) zamieszczono w tab. 5-2a, b, c.

Celem ukazania skutków niedopasowania odbiornika Rake, poza sygnałem i zanikami, do szumu/zakłócenia niebiałego, jego wersję bez filtrów wybielających (optymalną dla szumu białego) przebadano także w kanale ‘kolorowym’.



Rys. 5-3. Schemat symulatora do badań kodowania w środowisku zaników selektywnych, powolnych z szumem addytywnym w równoważnym paśmie podstawowym

Tab. 5-2a. Parametry nadajnika

	Parametr	Wartość
Parametry wejściowe	Szybkość strumienia źródłowego $R_{\text{inf},o}$	8kb/s
	Sprawność kodera $R$	1/2
	Długość ciągu PN $N_{PN}$	127 chipów
Parametry wynikowe	Szerokość odstępu modulacji (czas trwania symbolu) $T$	0,49 $\mu$ s
	Szerokość widma sygnału pasmowego ( <i>two-sided</i> ) $W$	4,064 MHz

Tab. 5-2b. Parametry związane z kanałem

	Parametr	Wartość
Parametry wejściowe	Prędkość odbiornika $V$	150 km/h
	Częstotliwość nośna $f_c$	1800 MHz
Parametry wynikowe	Maksymalne przesunięcie Dopplera $f_m$	250 Hz
	Znormalizowane maksymalne przesunięcie Dopplera $f_{m\_norm}$ (znormalizowane względem $T$ )	0,000123

	Liczba odczepów $L$ (stosunek sygnał/szum we wszystkich ścieżkach jest taki sam)	21
--	--	----

Tab. 5-2c. Parametry odbiornika

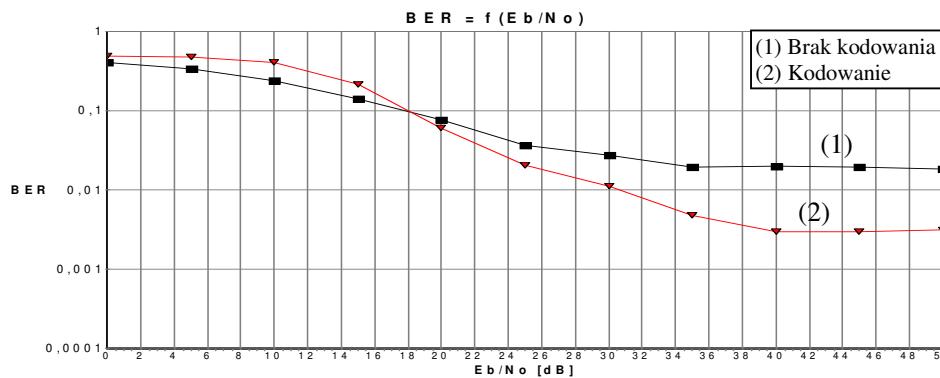
Parametr	Wartość
Odbiór	Zbiorczy, Rake o 4 palcach
	Klasyczny

Eksperymenty przeprowadzono w obecności szumu kolorowego i białego. Pierwszym powodem, dla którego był analizowany przypadek z szumem białym jest to, iż stanowi on porównanie dla szumu kolorowego. Drugi powód to taki, iż wyniki dla kanału ‘białego’ mogą być interesujące choćby z tego powodu, iż w przedstawianym zakresie - stosowanego kodowania kanałowego oraz zrealizowanego modelu wielodrożnego (tab. 5-1 i 5-2) – zgodnie z wiedzą autora są niedostępne, tzn. autor nie dotarł do źródła literaturowego, które by je prezentowało.

#### ***Kanał z zanikami powolnymi, selektywnymi i zakłóceniem BPSKw***

W toku symulacji wykonano następujące eksperymenty:

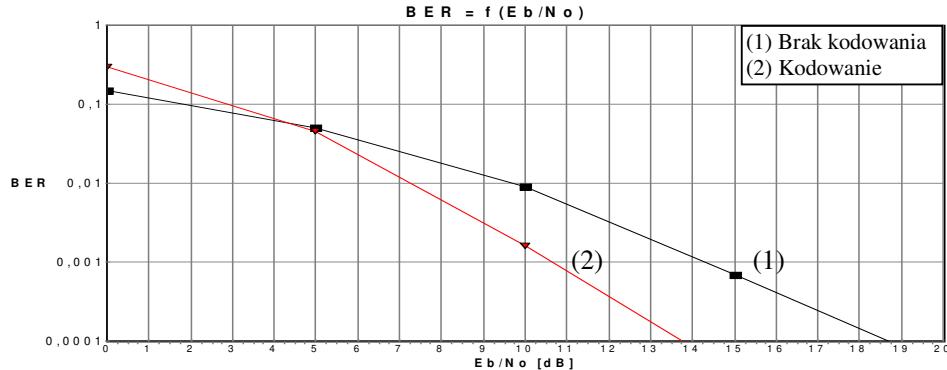
- kodowanie, odbiornik klasycznym, tylko miękkie decyzje, rys. 5-4,
- kodowanie, odbiornik Rake, tylko miękkie decyzje, rys. 5-5,
- jak wyżej, plus wybielanie, rys. 5-6.



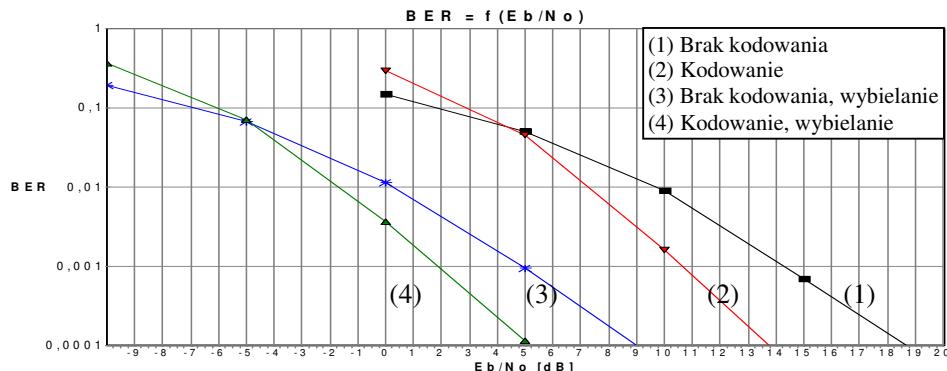
Rys. 5-4. Wpływ kodowania na poprawę transmisji, odbiornik klasyczny, tylko miękkie decyzje

Ze względu na słabą jakość odbioru w warunkach zdefiniowanych zakłóceń z wykorzystaniem odbiornika klasycznego, eksperymentów z wybielaniem dla niego nie

przeprowadzano. Technikę detekcji podwójnie dopasowanej zastosowano jedynie w przypadku użycia demodulatora Rake.



Rys. 5-5. Jak wyżej, z tą różnicą, że dla odbiornika Rake



Rys. 5-6. Wpływ wybielania na poprawę transmisji, pozostałe parametry jak rys. 5-5.

Jak widzimy, rys. 5-4, krzywa szumowa dla klasycznego demodulatora (zarówno kodowana jak i nie) opada do pewnego poziomu ( $BER 0,002 \div 0,02$ ) i dalej się nie obniża. Osiąga ona tzw. poziom *error floor*. *De facto* wyklucza to możliwość zastosowania takiego odbiornika w praktyce w warunkach zakłóceń jak wyżej.

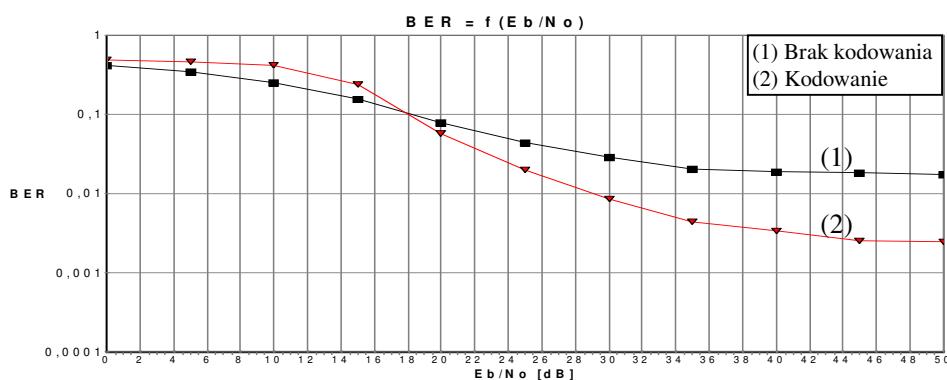
Przy zastąpieniu odbiornika klasycznego odbiornikiem Rake, krzywa BER zaczyna przyjmować swój naturalny przebieg, tj. wraz ze wzrostem stosunku sygnał/szum BER maleje i przykładowo przy  $E_b/N_0$  równym około 18 dB BER wynosi 0,0001. Po dodaniu kodowania krzywa BER przesuwa się o około 5 dB w kierunku malejących wartości sygnał/szum.

Rys. 5-6 pokazuje - po raz kolejny - że ogromny potencjał poprawy tkwi w wybielaniu. W danym przypadku (zakłócenia BPSKw) poprawa ta sięga ~10dB. Zauważmy jednak, iż jest to o 3 dB mniej od adekwatnego zysku uzyskanego w kanale tylko z szumem BPSKw (porównanie rys. 3-14 i 5-6). Wnioskujemy z tego, że zaniki pogarszają funkcjonowanie detektora niebiałego około dwukrotnie.

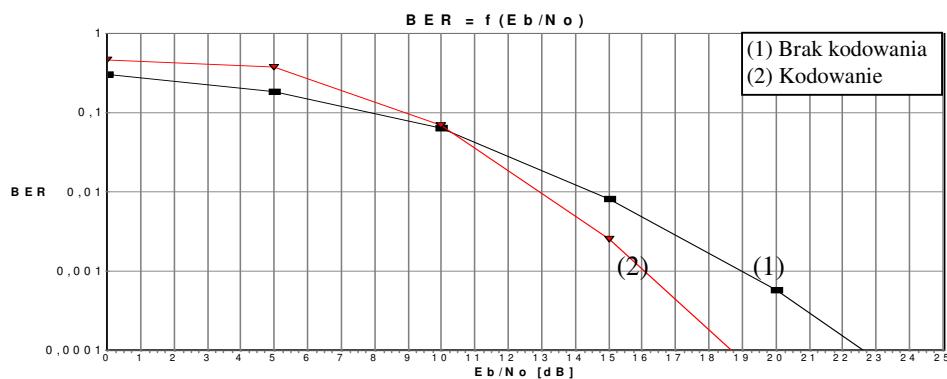
## Kanał z zanikami powolnymi, selektywnymi i szumem AWGN

Założenia łańcucha Viterbiego pozostają jak wyżej. Zmienia się jedynie kanał. Dwa pierwsze eksperymenty, rys. 5-7 i rys. 5-8, są takie same (kodowanie przy odbiorze klasycznym, tylko miękkie decyzje oraz kodowanie, odbiornik Rake, tylko miękkie decyzje).

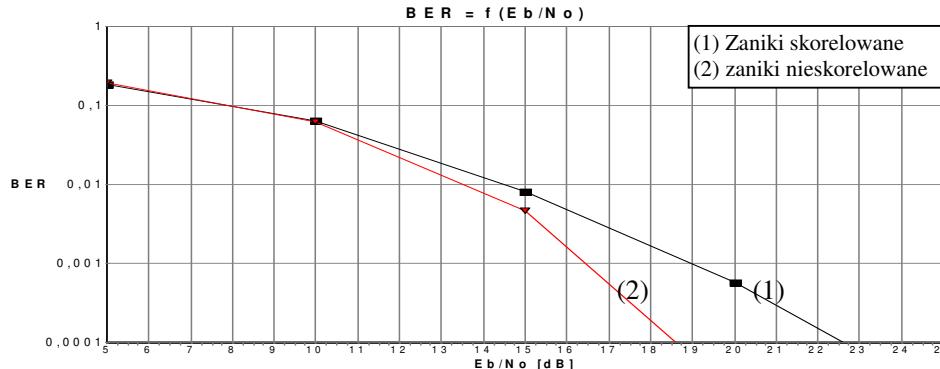
Trzeci eksperyment, rys. 5-9, jest sprawdzeniem (porównaniem) odbioru w środowisku zaników skorelowanych, jakie występują w rzeczywistości z zanikami nieskorelowanymi. Ten drugi przypadek jest przypadkiem wyidealizowanym, gdyż zakłada się w nim, że efekt Dopplera nie występuje. Sytuacja taka odpowiadałby temu, gdyby w kolejnych odstępach modulacji sygnał zanikał w sposób zupełnie losowy. Jak możemy się domyślać, przypadek taki nie może mieć miejsca w rzeczywistości (gdyby tak było to kanał z zanikami byłby traktowany jako kanał bez pamięci). Ze względu na charakter niniejszego testu (porównanie), w symulacjach nie wzięto pod uwagę kodowania.



Rys. 5-7. Jak rys. 5-4, szum AWGN



Rys. 5-8. Jak rys. 5-5, szum AWGN



Rys. 5-9. Porównanie transmisji w obecności zaników skorelowanych i nieskorelowanych.

Pierwsze dwa eksperymenty są dowodem na to samo, co uzyskaliśmy w symulacjach przeprowadzonych w kanale z szumem BPSKw, tj. że odbiornik klasyczny jest zupełnie nieprzystosowany do funkcjonowania w warunkach zaników selektywnych. Znaczącą poprawę transmisji uzyskuje się przy zastosowaniu odbiornika Rake. Gdy dodatkowo stosuje się łańcuch Viterbiego, stopa błędów obniża się o kolejne ~4dB.

Widzimy, rys. 5-9, że zaniki nieskorelowane są dużo mniej destrukcyjne dla odbioru niż skorelowane, czyli te uwzględniające efekt Dopplera. Różnica na poziomie BER  $10^{-4}$  wynosi około 4 dB. Po zastosowaniu kodowania, transmisja zapewne poprawiaby się o zysk kodowania, czyli o około 4 dB.

Z porównania krzywej (2) z rys. 5-9 z krzywą teoretyczną (4) z rys. A-1 policzoną w dodatku A *Prawdopodobieństwo odbiornika Rake o małej liczbie palców* zauważamy, że pierwsza krzywa reprezentuje transmisję bardziej wiarygodną od drugiej, przykładowo na poziomie BER 0,0001 różnica wyrażona w  $E_b/N_0$  wynosi około 2dB. Pogorszenie to jest efektem tego, że w modelu symulacyjnym, któremu bliżej do praktycznych układów:

- korelacja pomiędzy różnymi ścieżkami - można założyć z dużą pewnością - nie jest zerowa;
- kanał wprowadza minimalne ISI  $L/N_{PN} = 21/127 = 0.16$  (względem czasu trwania bitu);
- przy wyprowadzeniu teoretycznego BER zakłada się idealne własności korelacyjne ciągu

$$\text{PN, tj. } \int_0^{T_b} s_{li}^*(\frac{t-k}{W}) s_{li}(\frac{t-n}{W}) dt \approx 0 \quad k \neq n \quad i=1,2, \text{ gdzie } s_{li}(t) \quad i=1,2 \text{ - transmitowane}$$

sygnały. W praktyce warunek ten nie jest spełniony;

- nadplanowy wniosek - w modelowanym kanale z zanikami skorelowanymi (symulowanym) współczynniki  $\mu_n(t)$   $n=1,2,\dots,M$  nie są stałe w obrębie czasu  $T_b$  choć fakt, niewiele się w nim zmieniają, np. dla ścieżki pierwszej, pierwszego bitu przy

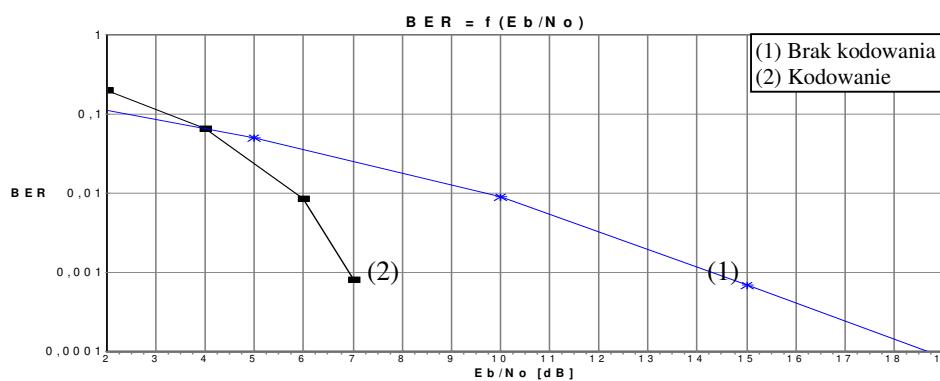
założeniu  $E\{R_i^2\} = 1$  zmiana wartości występuje w zakresie od 0,205 do 0,234.

#### 5.4. Badanie łańcucha turbo w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi i szumem/zakłóceniem kolorowym

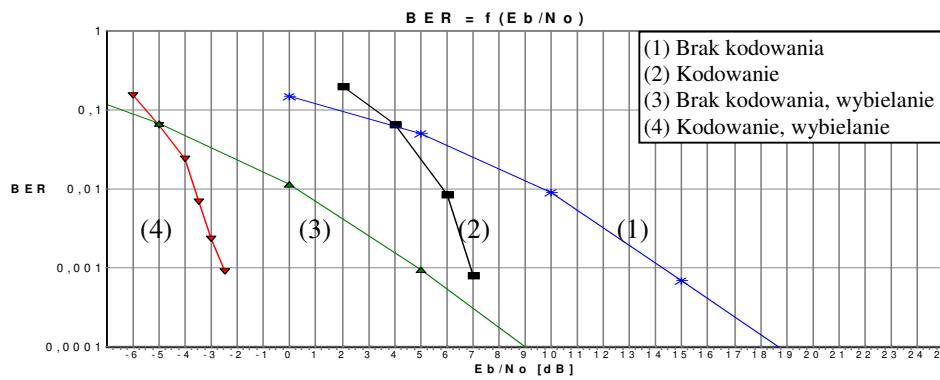
Parametry łańcucha turbo są takie same jak w paragrafie 3.3 *Badania łańcucha turbo w kanale ‘kolorowym’*, parametry kanału – jak w tab. 5-2a i 5-2b.

Odbiornika klasycznego (niestosującego obioru zbiorcze) nie uwzględniono w niniejszych badaniach z uwagi na to, iż cechuje się on zbyt dużą stopą błędów (bardzo złą jakością transmisji). Zastosowano jedynie odbiornik Rake. Jako przykład szumu niebiałego wybrano zakłócenie BPSKw (czyli takie jak wyżej). Przebadano:

- wpływ kodowania na poprawę transmisji, rys. 5-10,
- wpływ wybielania, sygnał kodowany, rys. 5-11.



Rys. 5-10. Wpływ kodowania turbo na BER



Rys. 5-11. Wpływ wybielania na BER.

Widzimy, że kodowanie w kanale z zanikami powolnymi, selektywnymi (21 odczepów) i szumem BPSKw poprawia transmisję na poziomie BER  $10^{-4}$  o około 12dB (przy podanych

założeniach), rys. 5-10. Dodatkowo, stosując detekcję niebiałą „odrzucamy” krzywą BER w lewo o kolejne 9-10 dB. **Sumaryczny zysk, kodowania i wybielania w układzie z demodulatorem Rake wynosi aż ~22dB.**

Porównując zysk wybielania w kanale tylko z szumem BPSKw, rys. 3-23, z zyskiem w kanale z zanikami i szumem BPSKw możemy zauważać, że zysk w tym drugim przypadku jest o ~3,5dB mniejszy, rys. 5-11.

Z porównania rys. 5-5 i 5-8 wynika, że gdy szumem addytywnym w kanale z zanikami jest szum BPSKw, wówczas transmisja jest obarczona niższą stopą błędów, niż gdy szumem jest szum biały. Różnice te, dla badanych przez nas przypadków, wynoszą około 5÷6dB. Spróbujmy uzasadnić ten rezultat.

Aby tego dokonać stworzyliśmy układ pomocniczy pokazany na rys. 5-12. Poszczególne symbole na nim oznaczają:

$b_i$  –  $i$ -ty bit

$r_j$  –  $j$ -ty chip repliki,  $j=1,2,\dots,127$

$b_{i,j}$  –  $j$ -ty chip  $i$ -tego bitu,  $j=1,2,\dots,127$

$\mu_k$  –  $k$ -ta realizacja procesu Rayleigha,

$sz_{i,j}$  –  $j$ -ty chip ( $j=1,2,\dots,127$ )  $i$ -tego bitu po przejściu przez kanał multiplikatywny (po skutkach zanikania sygnału)

$z_{i,j}$  – próbka szumu (skorelowanego bądź nie) zakluczająca  $j$ -ty chip  $i$ -tego bitu (liczba wszystkich bitów \* 127 = liczba wszystkich próbek),

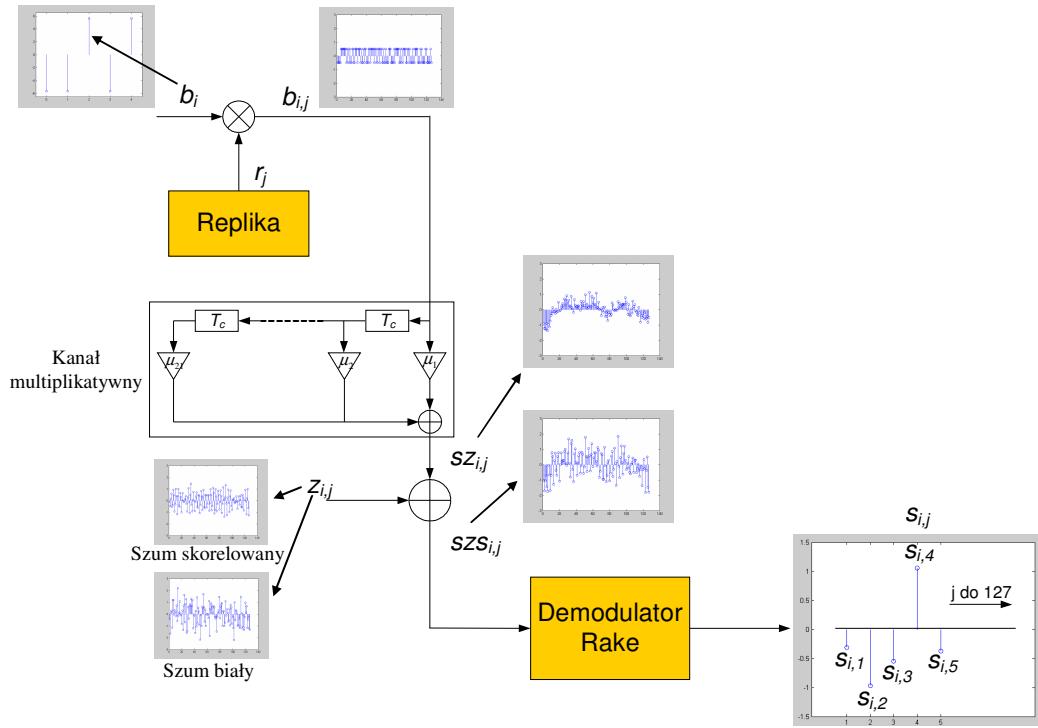
$zs_{i,j}$  –  $j$ -ty chip ( $j=1,2,\dots,127$ )  $i$ -tego bitu po przejściu przez kanał multiplikatywny (efekt zanikania) i po zsumowaniu z próbką szumu

$s_{i,j}$  –  $j$ -ty składnik ( $j=1,2,\dots,127$ ) sumy  $i$ -tego bitu. Suma wszystkich składników jest produktem demodulatora Rake o 4 palcach. Pojedynczy składnik sumy  $s_{i,j}$  jest wynikiem sumowania się czterech produktów korelacji sygnału (odpowiednio wyważonego) z repliką (w symulacjach założyliśmy, że sygnały te zostały uprzednio idealnie skorygowane w fazie). Przykład obliczania 6 i 7 składnika sumy podano poniżej:

$$\begin{aligned} s_{i,6} &= sz_{i,6} r_6 \mu_1 + sz_{i,6} r_5 \mu_2 + sz_{i,6} r_4 \mu_3 + sz_{i,6} r_3 \mu_4 \\ &= (zs_{i,6} + \cancel{z_{i,6}}) r_6 \mu_1 + (zs_{i,6} + \cancel{z_{i,6}}) r_5 \mu_2 + (zs_{i,6} + \cancel{z_{i,6}}) r_4 \mu_3 + (zs_{i,6} + \cancel{z_{i,6}}) r_3 \mu_4 \\ &= \cancel{z_{i,6}} (r_6 \mu_1 + r_5 \mu_2 + r_4 \mu_3 + r_3 \mu_4) + zs_{i,6} r_6 \mu_1 + zs_{i,6} r_5 \mu_2 + zs_{i,6} r_4 \mu_3 + zs_{i,6} r_3 \mu_4 \end{aligned} \quad (5-5)$$

$$s_{i,7} = \cancel{z_{i,7}} (r_7 \mu_1 + r_6 \mu_2 + r_5 \mu_3 + r_4 \mu_4) + zs_{i,7} r_7 \mu_1 + zs_{i,7} r_6 \mu_2 + zs_{i,7} r_5 \mu_3 + zs_{i,7} r_4 \mu_4$$

Gdy bitem nadanym jest „1”, jak na rys. 5-12, wtenczas demodulator poda prawidłowy produkt (o prawidłowym znaku), gdy suma wszystkich  $s_{i,j}, j=1,2,\dots,127$  będzie większa od zera.



Rys. 5-12. Układ pomocniczy do ilustracji wpływu szumu (skorelowanego bądź nie) na BER.

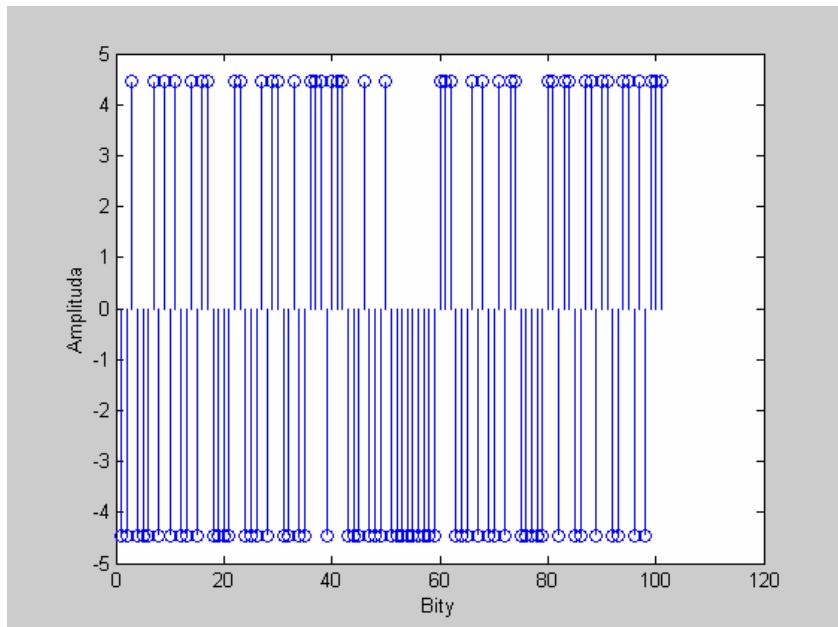
Powyższe równanie (5-5) pokazuje wpływ szumu na wartość sumy (wartość produktu demodulatora). Gdyby szumu nie było (nie było czynnika  $z_{i,j}$ ) to odbiór byłby teoretycznie idealny (przy dodatkowym założeniu, że liczba ścieżek równałaby się liczbie palców demodulatora). Odbiór będzie więc tym lepszy, im udział  $z_{i,j}$  we wzorze (1) będzie mniejszy. Sprawdzmy więc, kiedy tak jest czy wtedy gdy szumem jest szum biały, czy BPSKw. Sprawdzenia tego dokonamy w ten sposób, iż porównany  $n$ -kolejnych produktów demodulatorów, na których wejścia podawany jest sygnał odpowiednio z kanałów:

- z zanikami bez szumu,
- z zanikami i szumem BPSKw,
- z zanikami i szumem białym.

Porównanie to pozwoli nam stwierdzić, w obecności jakiego szumu, produkty demodulatora są bliższe produktom idealnym (czyli takim jakie uzyskuje się w kanale bez szumu).

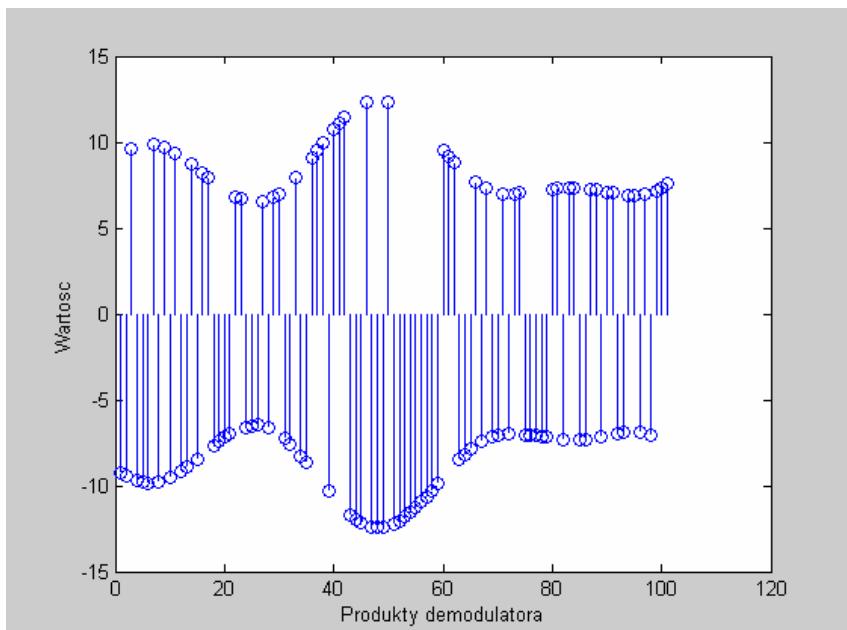
Zacznijmy od wygenerowania strumienia informacyjnego. Założymy, że źródło generuje 101. Bity te pokazano na rys. 5-13. Amplitudy bitów wynoszą 4,77. Daje to, po uwzględnieniu mocy szumu ( $\delta_{0,szum}^2 = 1$ ) oraz mocy procesów Rayleigha ( $E\{R^2\}_k = 1/21$ ,  $k=1,2,\dots,21$ ), wypadkowy stosunek  $E_b/N_0 = 10$ dB. Założymy dalej, że bity o takich

wartościach, podobnie jak i próbki procesów Rayleigha dla każdego z rozważanych przypadków pozostają stałe, tj. powtarza je się dla każdego z kanałów.



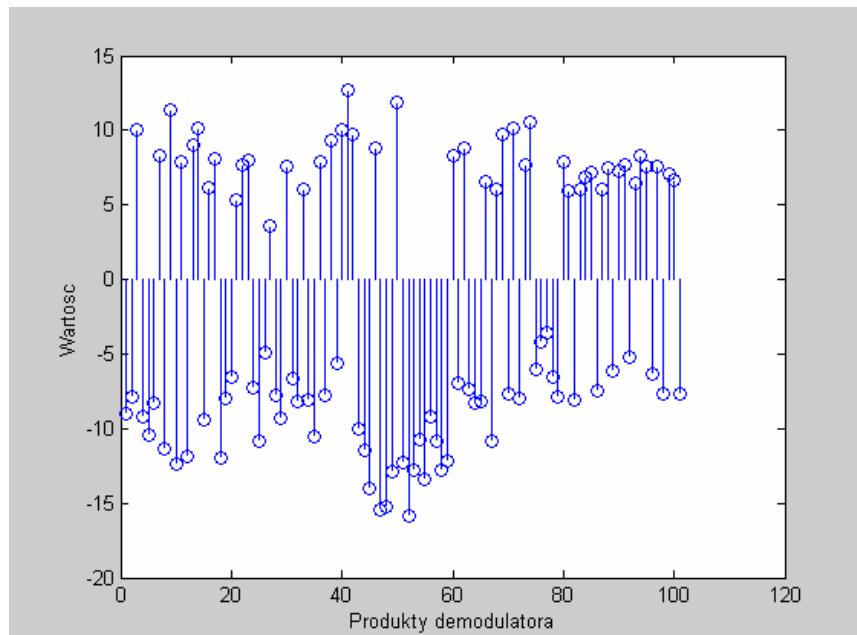
Rys. 5-13. Bity nadane

Widzimy, rys. 5-14, że gdyby szumu w kanale nie było, demodulator Rake za każdym razem podawałby prawidłową odpowiedź (o znaku odpowiadającym bitowi nadanemu). Wykres ten będzie dla nas punktem odniesienia.



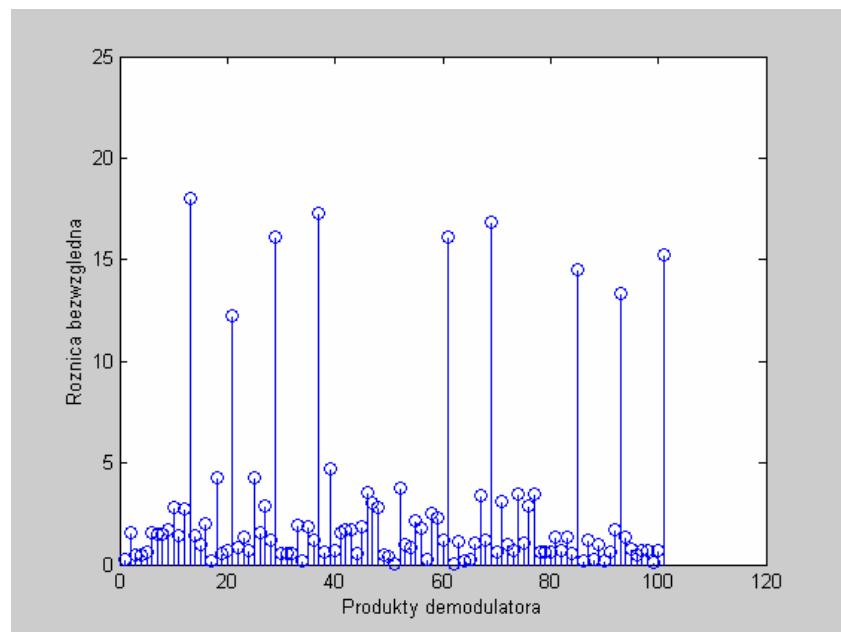
Rys. 5-14. Wartości kolejnych produktów demodulatora Rake (odpowiadające kolejnym bitom nadanym z rys. 5-13) dla przypadku, gdyby szumu w kanale nie było

Rys. 5-15 pokazuje wartości produktów, gdy sygnał poza degradacją wynikającą z zanikania, jest dodatkowo zakłóczany szumem BPSKw. Różnice, pomiędzy tymi wartościami, a uzyskanymi w poprzednim przykładzie (brak szumu) pokazuje rys. 5-16. Ich wartości podano w mierze bezwzględnej. Niektóre różnice okazały się na tyle duże, że spowodowały zmianę znaku produktu demodulatora, a co się z tym wiąże – spowodowały przekłamania bitu. Przekłamania w analizowanym przypadku wystąpiły na pozycjach: 13, 21, 29, 37, 61, 69, 85, 93, 101.

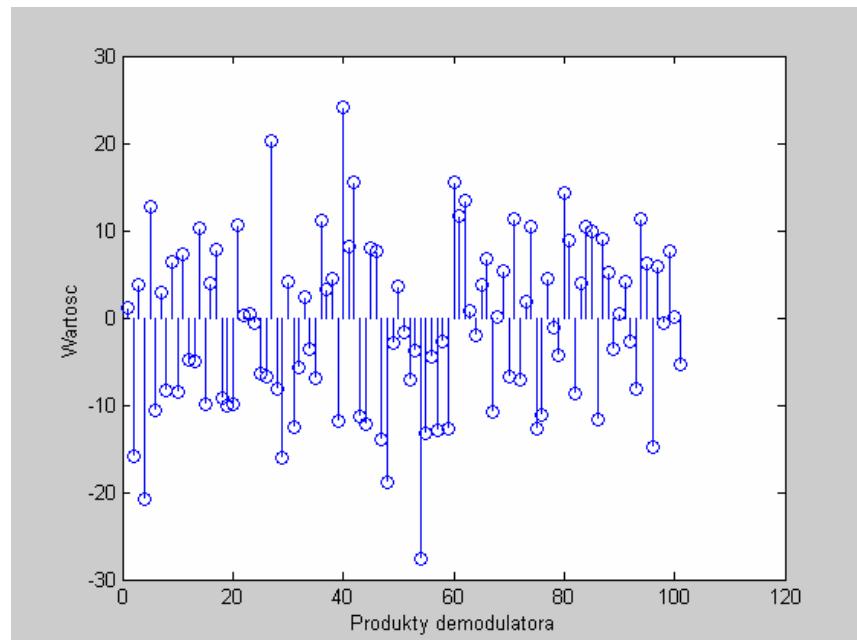


Rys. 5-15. Wartości kolejnych produktów demodulatora Rake, gdy szumem w kanale jest szum BPSKw

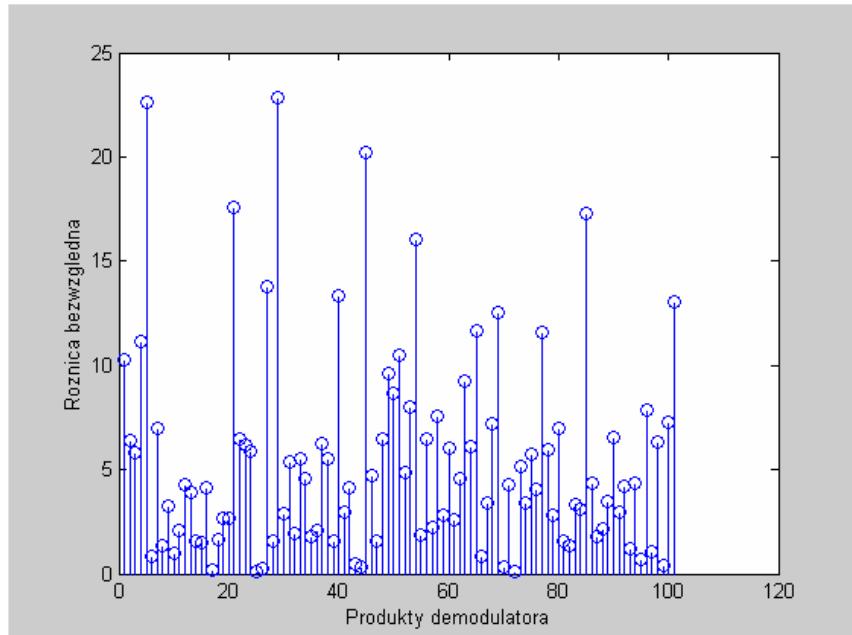
Przejdzmy teraz do szumu AWGN. Wartości produktów demodulatora Rake odpowiadające kolejnym bitom pokazano na rys. 5-17. Różnice pomiędzy jego wartościami, a wartościami odbiornika pracującego bez szumu pokazano na rys. 5-18. Jak widzimy, w tym przypadku różnice te są zdecydowanie większe. Nie jest zatem dla nas zaskoczeniem, że tym razem demodulator Rake popełnił o dwa błędy więcej. Wystąpiły one pozycjach: 1, 5, 21, 29, 45, 63, 65, 69, 77, 85, 101.



Rys. 5-16. Różnice pomiędzy produktami idealnego demodulatora Rake (brak szumu) a demodulatora pracującego w obecności szumu BPSKw.



Rys. 5-17. Wartości kolejnych produktów demodulatora Rake, gdy szumem w kanale jest szum AWGN



Rys. 5-18. Różnice pomiędzy produktami idealnego demodulatora Rake (brak szumu) a demodulatora pracującego w obecności szumu AWGN

Z niniejszej analizy widać, że im czynnik  $z_{i,j}$  jest bardziej skorelowany, tym jego udział w sumie, stanowiącej produkt demodulatora, jest mniejszy. To jest powodem, dla którego odbiornik Rake funkcjonuje z mniejszą stopą błędów, gdy szum w kanale jest BPSKw, a nie AWGN. Pokazuje nam to jednocześnie, że **detekcja zbiorcza czasowa jest także dobrym narzędziem niwelującym wpływ szumu/zakłócenia kolorowego** w systemie DSSS. Wnioski podobne wyciągali już Huo i Alouini analizując możliwości usuwania zakłóceń wąskopasmowych (*partial-band jamming*) metodami detekcji zbiorczej czasowej w systemie szerokopasmowym FH [Hu94].

## **Podsumowanie**

W niniejszym rozdziale przebadano skuteczność kodowania w kanale z zanikami i szumem addytywnym. Zamodelowanym kanałem był kanał o następujących parametrach:

- zaniki selektywne i powolne; sygnał podąża do odbiornika 21 rozróżnialnymi ścieżkami;
- moc sygnału w każdej ze ścieżek jest taka sama;
- jako szum addytywny zastosowano zakłócenie BPSKw, w celach porównawczych zamodelowano także szum biały;
- zastosowano demodulator Rake, dla porównania także demodulator klasyczny.

Okazało się, że demodulator klasyczny jest zupełnie nieprzystosowany do pracy w warunkach - jak wyżej. Zarówno dla szumu AWGN jak i BPSKw wraz ze wzrostem SNR jego BER opada do wartości ~0,02 i dalej się nie obniża. Odbiornik ten osiąga tzw. progową wartością krytyczną (graniczną) prawidłowego odbioru (*error floor*) [Skl02].

Wyniki symulacji pokazały, że kodowanie z dekoderem Viterbiego poprawia transmisję o około 4 dB zarówno w obecności szumu białego jak i zakłóceń BPSKw. Natomiast zysk kodowania turbo w szумie BPSKw wynosi około 12dB.

Jednym z istotniejszych wyników symulacji było ukazanie skuteczności stosowania techniki podwójnego dopasowania w obecności zaników selektywnych. W danym przypadku, zakłócenia BPSKw, krzywe BER uległy odrzuceniu o kilkanaście dB w kierunku malejących wartości SNR. **Dla turbokodu, zakłócenia BPSKw, sumaryczny zysk kodowania i wybielania względem transmisji niekodowanej i braku wybielania wyniósł aż 22dB.**

Symulacje wykazały także, że demodulator Rake, stanowiący realizację techniki odbioru zbiorczego czasowego, jest także skutecznym narzędziem do tłumienia zakłóceń/szumów niebiałych. Wnosi on także swój wkład w sumaryczny efekt poprawy. W analizowanych przypadkach poprawa odbioru w szumie BPSKw na poziomie BER  $10^{-5}$  względem szumu białego wynosi około 5÷6 dB. Detekcja obustronnie dopasowana poprawia wynik ten o zysk wynikający z jej zastosowania.

## **PODSUMOWANIE<sup>28</sup>**

**Głównym celem rozprawy było zbadanie wpływu szumów/zakłóceń innych niż AWGN na funkcjonowanie kodów splotowych oraz turbokodów w systemach DSSS<sup>29</sup>.**

W przypadku kodów splotowych analizowano jedynie algorytm Viterbiego, jako że jest on optymalny i zdecydowanie częściej stosowany od innych algorytmów (sekwencyjnych). Stąd nazwa tego systemu z kodowaniem - łańcuch Viterbiego.

Podstawę analizy dekodowania turbo stanowił algorytm SOVA. Analizie poddano także algorytm Log-MAP.

Poza tym zweryfikowano jak modyfikacja ważniejszych parametrów powyższych technik kodowania wpływa na ich funkcjonowanie. Do parametrów tych m.in. należały: struktura kodera, długość ograniczona kodu, stopa kodu, rozmiar i rodzaj przeplotu wewnętrznego w przypadku turbokodów.

Jak wykazano w rozdziale wstępny, wiedza literaturowa w rozpatrywanym zakresie (w szczególności w odniesieniu do szumów/zakłóceń o niepłaskich charakterystykach widmowych) jest uboga. Większość prac traktuje jako bazę - kanał 'AWGN' lub ewentualnie kanał 'AWGN' z zanikami. Podejście takie nie jest błędem przy ocenach względnych, np. gdy chodzi o zastosowanie jakiegoś nowego pomysłu i wykorzystanie kanału jako punktu odniesienia. Jednakże, gdy interesują nas rzeczywiste stopy błędów, uwzględnienie charakterystyk widmowych, a niekiedy także funkcji gęstości prawdopodobieństwa zakłóceń wydaje się konieczne.

**Drugimjącym celem rozprawy było wypracowanie metody odbioru, która w skuteczny sposób zmniejszałaby wpływ szumów/zakłóceń niebiałych.**

W drodze analiz i symulacji udowodniono, że optymalnym detektorem dla szumu/zakłócenia niebiałego jest detektor dwustronnie (obustronnie) dopasowany, czyli dopasowany zarówno do sygnału jak i szumu/zakłócenia. Teoretycznie, w granicznym przypadku, zakłócenia w postaci idealnej fali sinusoidalnej (falą CW), detektor taki prowadzi do bezbłędnej detekcji (całkowicie eliminuje to zakłócenie). Obywa się to bez jakiegokolwiek starty dla sygnału. Zysk detekcji niebiałej - w tym przypadku – sięga nieskończoności.

---

<sup>28</sup>Szczegółowe dyskusje, podsumowania poszczególnych etapów niniejszej pracy znajdują się na końcu każdego z rozdziałów.

<sup>29</sup> Pod pojęciem szumu/zakłócenia innego niż AWGN autor rozumie proces sygnałowy zakłócający o niepłaskiej charakterystyce widmowej w zakresie pasma sygnału użytecznego albo o niegaussowskiej funkcji rozkładu prawdopodobieństwa obwiedni, bądź jedno i drugie. Szum jest traktowany jako proces naturalny, natomiast zakłócenie – jako emisja (-e) techniczna, niekiedy zamierzona (*jamming*).

W pierwszej części pracy (rozdział II, III) analizuje się wpływ szumów/zakłóceń niebiałych na kodowanie.

Większość algorytmów dekodowania, podobnie jak użyte w niniejszej dysertacji (algorytm Viteriego, SOVA oraz Log-MAP) bazują na regule maksymalnej wiarygodności. Działają zatem optymalnie, gdy błędy w kodowym ciągu odbieranym są losowe (dla dłuższej funkcji próby rozkładają się w sposób równomierny).

Operacja wykonywana przez skupiacz (mnożenie repliki z odbieranymi chipami) powoduje, że stopień korelacji błędów na wyjściu skupiacza jest zdecydowanie mniejszy od stopnia korelacji błędów w kanale (błędnych chipów). Gdy efektywna korelacja zakłócenia jest krótka, przynajmniej znacznie krótsza od długości ciągu rozpraszającego PN, wtedy stopień korelacji błędnych bitów jest bliski delcie Diraca. Test to przyczyna, dla której jakość dekodowania w badanych kanałach ‘kolorowych’ (tj. takich, których korelacja zakłócenia była około 10-krotnie krótsza od ciągu PN), jest zbliżona do jakości uzyskiwanej w kanale ‘AWGN’.

Można z dużą pewnością założyć, że gdyby zakłócenie było bardzo wąskie widmowo względem pasma sygnału DSSS (takie, którego korelacja byłaby porównywalna lub dłuższa od ciągu PN), wtedy jakość dekodowania sygnału DSSS w obecności takiego zakłócenia pogorszyłaby się w porównaniu z równoważnym dekodowaniem w kanale ‘AWGN’.

W dalszych partiach tej części pracy analizowano, jak detekcja obustronne dopasowana wpływa na dekodowanie. **Badania wykazały, że powoduje ona znacząca poprawę jakości transmisji (dla badanych przypadków zakłóceń - około kilkunastu decybeli). Co najważniejsze, okazało się, że zyski detekcji obustronne dopasowanej sumują się z zyskami kodowania.**

Fragmentarycznie przeprowadzono również analizę wpływu szumu niegaussowskiego na zakodowany sygnał DSSS. Przykładem szumu niegaussowskiego był szum o rozkładzie wykładniczym. Założono, że szum ten jest biały. Okazało się, że skupiacz, jako układ liniowy niezmienniczy w czasie LTI, „ugaussosowią” ten szum oraz że jego wpływ na detekcję jest taki sam jak szumu AWGN, tj. uzyskano taką samą BER jak w kanale ‘AWGN’.

Autor - zdając sobie sprawę, że nieostrożnością byłoby pomijanie szumu białego (zastępowanie go całkowicie szumem/zakłóceniem kolorowym), nawet jeżeli jego moc jest niewielka stanowi on istotne ograniczenie dla transmisji - przeprowadził badania skuteczności stosowania techniki obustronne dopasowanej dla przypadku, gdy poza szumem/zakłóceniem niebiałym w systemie występuje również biały szum gaussowski (białe tło szumowe AWGN).

Okazało się, że przy braku zastosowania techniki obustronne dopasowanej, przy dużych mocach zakłóceń (przewyższających kilkakrotnie moc sygnału DSSS, przypadki badane – około 6 i 10 razy), poziom BER jest bardzo duży i od pewnej wartości stosunku sygnał/szum AWGN nie obniża się (transmisja osiąga tzw. progową wartością poprawnego odbioru *error floor* [Skl02]).

Gdy stosuje się detekcję obustronne dopasowaną, uzyskuje się nieomal takie same efekty, jak przy transmisji sygnału jedynie w obecności szumu AWGN – strata na poziomie BER  $10^{-5}$  wyrażona wielkością  $E_b/N_0$  wynosi jedynie około 2 dB. Przyczyną tej niewielkiej degradacji jakości sygnału, względem „czystego” szumu AWGN, może być - w procesie wybielania zakłócenia - częściowe pokolorowanie szumu AWGN.

W drugiej części pracy analizie poddano kanał, w którym obok szumów/zakłóceń addytywnych, głównie niespełniających warunków AWGN, występują zaniki (rozdział IV i V).

Do analizy kanału wielodrożnego przyjęto zaniki krótkookresowe o rozkładzie Rayleigha. Ten rodzaj zaników występuje, gdy bezpośrednia składowa sygnału nadawanego jest niedostępna dla odbiornika.

Ze względu na krótki czas trwania chipu (elementu modulującego nośną) i stosunkowo duże poszerzenie pasma zajmowanego przez sygnał DSSS, zaniki w systemie DSSS z reguły przyjmują charakter selektywnych częstotliwościowo i powolnych (*frequency-selective, slow fading*). Z tego względu takie też środowisko wielodrożne zastosowano w pracy.

Gdy sygnał podlega zanikom selektywnym, wtenczas demodulator klasyczny (z pojedynczym korelatorem) nie jest optymalnym rozwiązaniem. Często w takich przypadkach projektanci systemów decydują się na zastosowanie odbiornika Rake<sup>30</sup>.

Aby zapewnić maksymalne zyski w kanale niebiałym odbiornik ten doposażono w filtry wybielające (realizujące detekcję obustronne dopasowaną). Badania przeprowadzono w układach z kodowaniem, bez kodowania, z wybielaniem i bez, w obecności szumu kolorowego i białego (jako punktu odniesienia) przy zastosowaniu odbiornika klasycznego (pojedynczy korelator) jak i Rake.

Okazało się (co było potwierdzeniem przyjętych założeń), że demodulator klasyczny jest zupełnie nieprzystosowany do funkcjonowania w warunkach, jak wyżej (nadmieńmy, że

<sup>30</sup>Odbiornik Rake jest realizacją techniki odbioru zbiorczego czasowego MRC (Maximun ratio Combining). W rozprawie poza odbiornikiem Rake zaproponowano dwie inne techniki (także odbioru zbiorczego czasowego): wybór większej wartości SC (*Selection Combining*) i sumowanie bez maksymalnych proporcji EGC (*Equal Gain Combining*). Ich porównanie w kanale z szumem białym zamieszczono w *Rozdziale IV*. Jak było do przewidzenia odbiornik Rake charakteryzuje się najlepszą pracą.

przyjęty do analizy kanał był o tyle niekorzystny dla detektora klasycznego, iż założono w nim występowanie dość dużej selektywności częstotliwościowej – pasmo koherencji kanału było około 20-krotnie węższe od pasma sygnału). Odbiornik ten, zarówno w obecności zamodelowanego szumu kolorowego jak i AWGN osiąga, podobnie jak klasyczny w szumie mieszonym, progową wartością graniczną poprawnego odbioru, tj. od pewnej wielkości SNR jego BER przestaje maleć.

Symulacje potwierdziły wiedzę, że kodowanie w kanale z zanikami i szumem przynosi większe zyski, niż tylko w obecności szumu/zakłócenia addytywnego. Dla badanych zakłóceń wąskopasmowych zyski kodowania łańcucha Viteriego wynosiły około 4 dB, łańcucha turbo - około 12 dB (po 8 iteracji)

Symulacje wykazały także, że sam demodulator Rake (bez obustronnego dopasowania) poprawia transmisję w obecności szumów kolorowych względem szumu białego. Wnosi on zatem także swój wkład w efekt tłumienia szumu/zakłócenia niebiałego. Wątek ten podnosili już Huo i Alouini [Hu94]. Rozprawa potwierdziła ich wyniki i przyniosła niektóre rezultaty liczbowe. Przykładowo, poprawa odbioru przy wykorzystaniu odbiornika Rake w zamodelowanym kanale z zanikami i szumem kolorowym względem szumu białego na poziomie BER  $10^{-5}$  wynosi około  $5 \div 6$  dB.

**Jednym z istotniejszych wyników pracy było ukazanie, że dla turbokodu, odbiornika Rake i zakłócenia BPSKw sumaryczny zysk kodowania i wybielania na poziomie BER  $10^{-4}$  wynosi aż 22dB.**

Poza ww. aspektami, w pracy podano również sposoby obliczania BER dla kodów splotowych dekodowanych algorytmem Viteriego. Przedstawiono także niektóre zagadnienia związane z turbokodowaniem, często pomijane lub traktowane drugorzędnie, dotyczące przeplotów wewnętrznych, sposobów ich realizacji (rodzajów przeplotów) oraz uzyskiwania optymalnych struktur koderów składowych turbokodów. Zagadnienia te mają decydujący wpływ na osiąganie niskich BER. Wynikające wnioski z tych analiz zostały uwzględnione przy realizacji układów badawczych stosowanych w niniejszej dysertacji.

Podsumowując, autor uważa, że postawione zadania i cele zostały w pełni zrealizowane. W toku rozprawy przeprowadzono około 1000 symulacji w blisko 50 różnych układach. Poza analizę symulacyjną była także szeroko stosowana analiza matematyczna.

Do najważniejszych osiągnięć pracy autor zalicza:

- ukazanie, że w systemie DS/SS dla szumów/zakłóceń niebiałych, których korelacja jest

krótsza od długości ciągu rozpraszającego PN dekodowanie jest porównywalne z dekodowaniem realizowanym w obecności szumu AWGN;

- pokazanie możliwości stosowania techniki detekcji obustronne dopasowanej w układach z kodowaniem, pod dodatkową obecność zaników i szumu AWGN (poza występowaniem szumu/zakłócenia niebiałego);
- ukazanie, że w obecności zaników i zakłócenia niebiałego, w układzie z odbiornikiem Rake sumaryczny zysk turbokodowania oraz obustronnego dopasowania może sięgać nawet kilkadziesiąt decybeli.

Wartym podkreślenia jest fakt, że waga tematyki niniejszej pracy stwarza konieczność kontynuacji zadań, które pozwolą na dalsze zgłębienie omawianego problemu. Realizacja kolejnych przedsięwzięć powinna zmierzać w kierunku uogólnienia uzyskanych wyników oraz stworzenia kilku wiarygodnych modeli kanałów z zanikami, szumem/zakłóceniem niebiałym i białym tłem szumowym, a także w kierunku implementacji na układach sprzętowych, np. ASCII układu demodulatora z detektorem podwójnie dopasowanym.

Jestem przekonany, że praca „Odporność łańcucha Viteriego i turbokodów na szумy/zakłócenia nie-AWGN w systemach DSSS” będzie zaczątkiem wielu dalszych konstruktywnych wniosków i ustaleń.

## **Dodatek A**

### **Prawdopodobieństwo błędu odbiornika Rake o małej liczbie palców**

Proakis wyprowadził wzór na prawdopodobieństwo błędu odbiornika Rake w kanale z zanikami selektywnymi, powolnymi i szumem AWGN [Pro01]. Jednakże przy wyprowadzeniu tego wzoru zakłada się, że liczba palców odbiornika Rake jest równa liczbie odczepów (ścieżek) w kanale.

Jak wiemy z rozdziału IV, ze względu na krótki czas trwania elementu modulującego nośną, liczba ścieżek spowodowanych przez wielodrogowość może być znaczna, sięgać w niektórych przypadkach kilkunastu a nawet kilkudziesięciu. Ze względu na trudności w realizacji odbiornika o tak dużej liczbie palców z reguły jego liczebność ogranicza się do  $3 \div 4$  [Wes99].

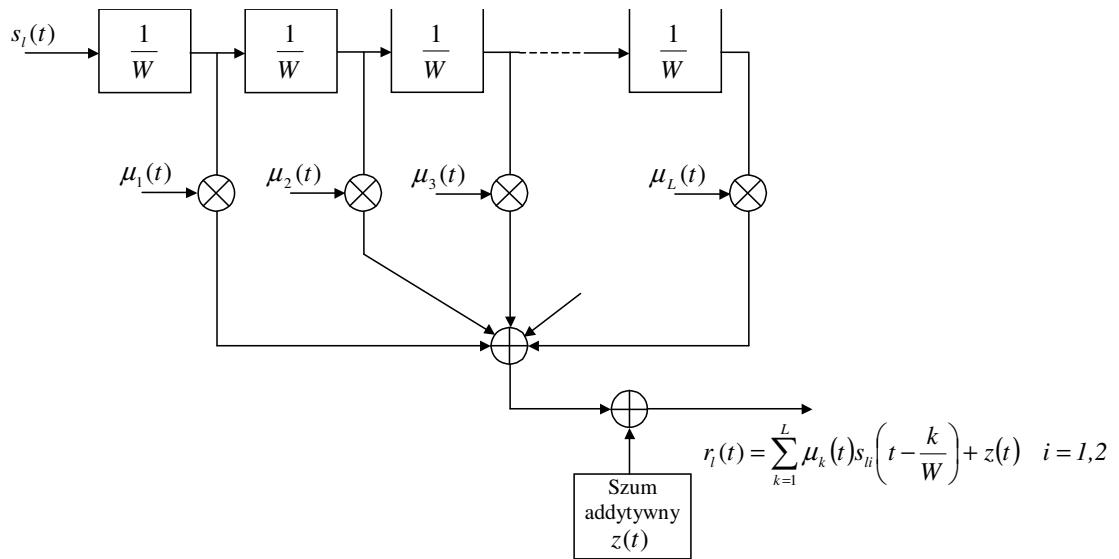
**Autor kierując się tymi motywami postanowił wyprowadzić wzór na BER dla demodulatora Rake o liczbie palców mniejszej lub równej liczbie odczepów w kanale.**

Na wstępie czynimy następujące założenia:

- analizujemy równoważny model pasma podstawowego, tj. sygnały rzeczywiste są wyrażane poprzez zespolone równoważne sygnały pasma podstawowego;
- nadajnik stosuje modulacje dwuwartościową, przy czym sygnały  $s_{l1}(t)$  i  $s_{l2}(t)$  mogą być zarówno ortogonalne (współczynnik korelacji wzajemnej sygnałów elementarnych  $w_k$  wynosi 0) jak i antypodalne ( $w_k$  jest wtedy równy -1). Indeks  $l$  w ich opisie oznacza, że są to równoważne sygnały pasma podstawowego. Czas ich trwania wynosi  $T_b$ ;
- ciąg rozpraszający PN ma doskonałe właściwości korelacyjne, tj. zakłada się, że autokorelacja tego ciągu poza opóźnieniem  $(\tau + T ; \tau - T)$  jest równa zeru, gdzie  $T$  jest czasem trwania chipu. Ponieważ modulacja jest dwuwartościowa, więc  $T$  jest też czasem trwania symbolu w kanale;
- ze względu na powolny charakter zanikania sygnału odbiornik bezbłędnie wyznacza fazę sygnału oraz częstotliwość nośną;
- czas trwania bitu  $T_b$  jest dużo większy od rozproszenia wielodrożnego  $T_m$ . Dzięki temu do pominięcia są ISI wprowadzane przez kanał;
- kanał składa się z  $L$  odczepów o zmiennych w czasie współczynnikach  $\mu_n(t)$   $n=1,2,\dots,L$ , przy czym zostaną rozpatrzone dwa przypadki. Pierwszy, w którym moce średnie

procesów  $\mu_n(t)$   $E\{\mu_n(t)^2\}$   $n=1,2,\dots,L$  przyjmują te same wartości oraz drugi, w którym moce te są różne (przypadek bliższy rzeczywistości). Ponadto zakłada się, że korelacja wzajemna procesów  $\mu_n(t)$  jest równa zeru, a obwiednie  $\mu_n(t)$  podlegają rozkładowi Rayleigha;

- sygnał w kanale jest zakłócany szumem AWGN  $z(t)$ .  $z(t)$ , podobnie jak w przypadku sygnałów tak i tutaj, jest zespoloną obwiednią szumu rzeczywistego;
- demodulator Rake składa się z  $M$  palców ( $M \leq L$ );
- funkcje  $\mu_n(t)$   $n=1,2,\dots,M$  są bezbłędnie estymowane w odbiorniku i ze względu na powolny charakter zanikania sygnału ( $T \ll \Delta t_c$ ) zachowują swoją stałość w czasie  $T_b$ . W związku z tym  $\mu_n(t)$  można przepisać do  $\mu_n$   $n=1,2,\dots,M$ . Zgodnie z [Pro01] możliwym jest uzyskanie względnie dobrej estymacji wag  $\mu_n$   $n=1,2,\dots,M$ , gdy  $(\Delta t_c)/T \geq 100$ .



Rys. A-1. Równoważny dolnopasmowy model kanału z zanikami wolnozmiennymi, selektywnymi i szumem addytywnym

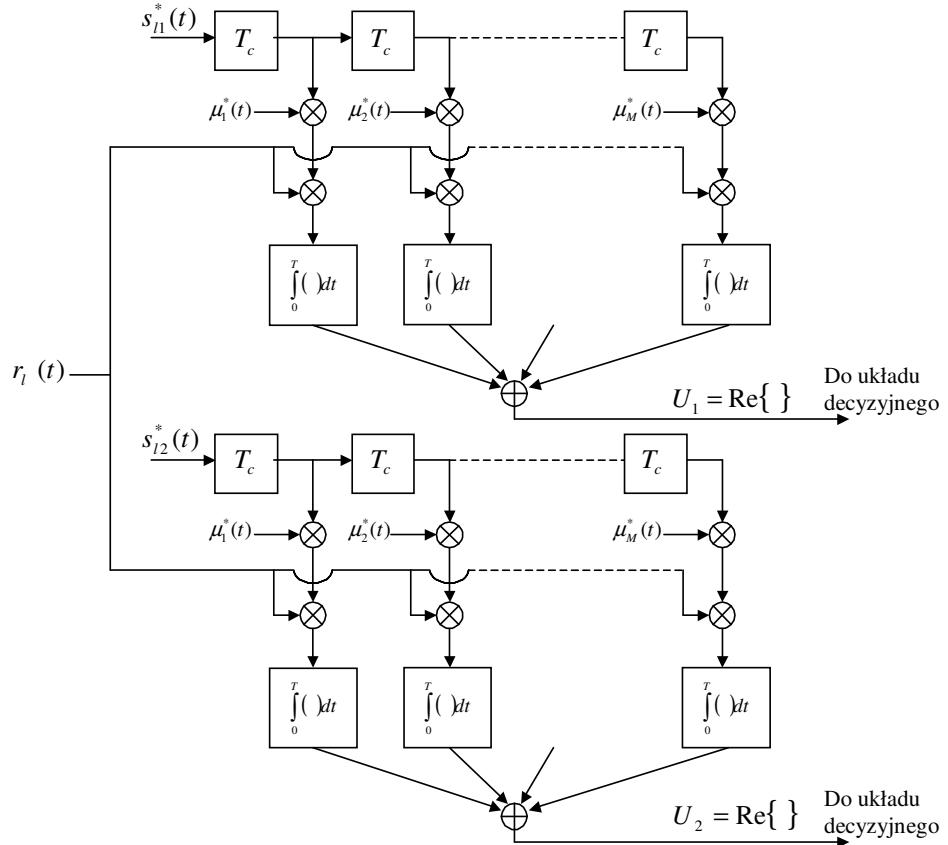
Sygnal z wyjścia kanału z zanikami selektywnymi i wolnozmiennymi, rys. A-1, trafiający na demodulator można przedstawić wzorem [Pro01]

$$\begin{aligned} r_i(t) &= \sum_{k=1}^L \mu_k(t) s_{ki}\left(\frac{t-k}{W}\right) + z(t) \\ &= v_i(t) + z(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad i = 1, 2 \end{aligned} \tag{A-1}$$

Demodulator Rake, rys. A-2, jako optymalny dla kanału AWGN, składa się z dwóch korelatorów. Sygnałem odniesienia pierwszego z nich jest  $v_1^*(t)$ , drugiego -  $v_2^*(t)$ . Produkty

korelatorów  $U_1$  i  $U_2$  wynoszą:

$$\begin{aligned} U_m &= \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{T_b} r_l(t) v_m^*(t) dt \right\} \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^M \mu_k^*(t) \int_0^{T_b} r_l(t) s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) dt \right\} \quad m = 1, 2 \end{aligned} \quad (\text{A-2})$$



Rys. A-2. Schemat demodulatora RAKE dla sygnałów ortogonalnych i antypodalnych

Ponieważ  $\mu_k(t)$ , zgodnie z założeniami nie zmienia się w czasie  $T_b$ , więc wzór (A-2) można przepisać do postaci

$$U_m = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^M \mu_k^* \int_0^{T_b} r_l(t) s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) dt \right\} \quad m = 1, 2 \quad (\text{autor, A-3})$$

Założymy teraz, że transmitujemy sygnał  $s_{l1}(t)$ . Wtedy sygnał na wejściu demodulatora będzie wynosił

$$r_l(t) = \sum_{n=1}^L \mu_n s_{l1} \left( \frac{t-n}{W} \right) + z(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{A-4})$$

Po podstawieniu (A-4) do (A-3) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} U_m &= Re \left\{ \sum_{k=1}^M \mu_k^* \int_0^{T_b} \left[ \sum_{n=1}^L \mu_n s_{l1} \left( \frac{t-n}{W} \right) + z(t) \right] s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) dt \right\} \\ &= Re \left\{ \sum_{k=1}^M \mu_k^* \sum_{n=1}^L \mu_n \int_0^{T_b} s_{l1} \left( \frac{t-n}{W} \right) s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) dt \right\} + \quad m = 1, 2 \quad (\text{autor, A-5}) \\ &\quad + Re \left\{ \sum_{k=1}^M \mu_k^* \int_0^{T_b} s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) z(t) dt \right\} \end{aligned}$$

Z założenia idealnych własności koreacyjnych ciągu PN stosowanego do rozpraszania sygnałów  $s_{l1}(t)$  i  $s_{l2}(t)$  wynika, że

$$\int_0^{T_b} s_{li}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) s_{li} \left( \frac{t-n}{W} \right) dt \approx 0 \quad k \neq n \quad i = 1, 2 \quad (\text{A-6})$$

Po uwzględnieniu (A-6) w (A-5) otrzymujemy

$$\begin{aligned} U_m &= Re \left\{ \sum_{k=1}^M |\mu_k|^2 \int_0^{T_b} s_{l1} \left( \frac{t-k}{W} \right) s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) dt \right\} + \quad m = 1, 2 \quad (\text{autor, A-7}) \\ &\quad + Re \left\{ \sum_{k=1}^M \mu_k^* \int_0^{T_b} s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) z(t) dt \right\} \end{aligned}$$

Zauważmy, że  $\int_0^{T_b} s_{l1} \left( \frac{t-k}{W} \right) s_{lm}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) dt$  jest energią równoważnego sygnału dolnopasmowego.

Jej wartość równa się dwukrotnej wartości energii sygnału pasmowego -  $2E_b$ , gdzie  $E_b$  - energia sygnału pasmowego.

Skoncentrujmy, w pierwszej kolejności, naszą uwagę na sygnałach antypodalnych:  $s_{l1}(t)$  i  $s_{l2}(t)$ . W tym przypadku wystarczającym jest uzyskanie produktu pojedynczego korelatora. Produkt drugiego ma wtedy taką samą wartość bezwzględną i przeciwny znak. Przyjmijmy, że wyznaczamy produkt korelatora pierwszego. Jest on dany wzorem:

$$U_1 = Re \left\{ 2E_b \sum_{k=1}^M |\mu_k|^2 + \sum_{k=1}^M |\mu_k| e^{j\phi} \int_0^{T_b} s_{l1}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) z(t) dt \right\} \quad (\text{autor, A-8})$$

gdzie  $\mu_k^* = |\mu_k| e^{j\phi}$ .

Gdy w miejscu  $e^{j\phi} \int_0^{T_b} s_{l1}^* \left( \frac{t-k}{W} \right) z(t) dt$  podstawimy  $N_k$ , a w miejscu  $|\mu_k| = \alpha_k$  wówczas

$$U_1 = \operatorname{Re} \left\{ 2E_b \sum_{k=1}^M \alpha_k^2 + \sum_{k=1}^M \alpha_k N_k \right\} \quad (\text{autor, A-9})$$

Przejdzmy teraz do przypadku sygnałów ortogonalnych. Dla sygnałów ortogonalnych produkt pierwszego korelatora będzie wynosił (A-9), natomiast drugiego

$$U_2 = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^M \alpha_k N_k \right\} \quad (\text{A-10})$$

Podane wzory, (A-8), (A-9), (A-10) są nieomal identyczne jak podane w [Pro01]. Różnią się jedynie indeksem sumy. W [Pro01] indeks sumy równa się liczbie odczepów w kanale, w naszym przypadku jest on równy liczbie palców demodulatora Rake. Dalsze wyprowadzenia wzorów zostaną pominięte, gdyż są podobne do zamieszczonych w [Pro01] i można je sobie w oparciu o nie przeprowadzić. Ostatecznie uzyskujemy dwa wzory na prawdopodobieństwo błędu dla demodulatora Rake: pierwszy - dla przypadku ścieżek o tych samych mocach średnich, drugi - dla przypadku ścieżek o różnych mocach średnich

**Przypadek 1.** Moc średnie wszystkich ścieżek są takie same

$$P_b = \left[ \frac{1}{2} (1 - \mu) \right]^M \sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1+k}{k} \left[ \frac{1}{2} (1 + \mu) \right]^k \quad (\text{A-11})$$

gdzie  $\mu = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \bar{\gamma}_k (w_k - 1)}{1 + \frac{1}{2} \bar{\gamma}_k (w_k - 1)}}$  a  $\bar{\gamma}_k = \frac{E_b}{N_0} E\{\alpha_k^2\}$ . Gdy  $\bar{\gamma}_k$  spełnia warunek  $\bar{\gamma}_k \gg 1$  (z reguły

zakłada się, że gdy  $\bar{\gamma}_k \gg 10 \text{ dB}$ ) wówczas  $\frac{1}{2} (1 + \mu) \approx 1$ ,  $\frac{1}{2} (1 - \mu) \approx \frac{1}{4 \bar{\gamma}_k}$ ,

$\sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1+k}{k} = \binom{2M-1}{M}$ . W konsekwencji równanie (A-11) redukuje się do

$$P_b = \left( \frac{1}{4 \bar{\gamma}_k} \right)^M \binom{2M-1}{M} \quad (\text{A-12})$$

**Przypadek 2.** Moce średnie poszczególnych ścieżek są różne

$$P_b = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^M \pi_k \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k (1-w_k)}{2 + \bar{\gamma}_k (1-w_k)}} \right] \quad (\text{A-13})$$

Gdy podobnie jak we wzorze (A-11)  $\bar{\gamma}_k \gg 1$ , wówczas równanie (A-13) upraszcza się do

$$P_b \approx \binom{2M-1}{M} \prod_{k=1}^M \frac{1}{2\bar{\gamma}_k (1-w_k)} \quad (\text{A-14})$$

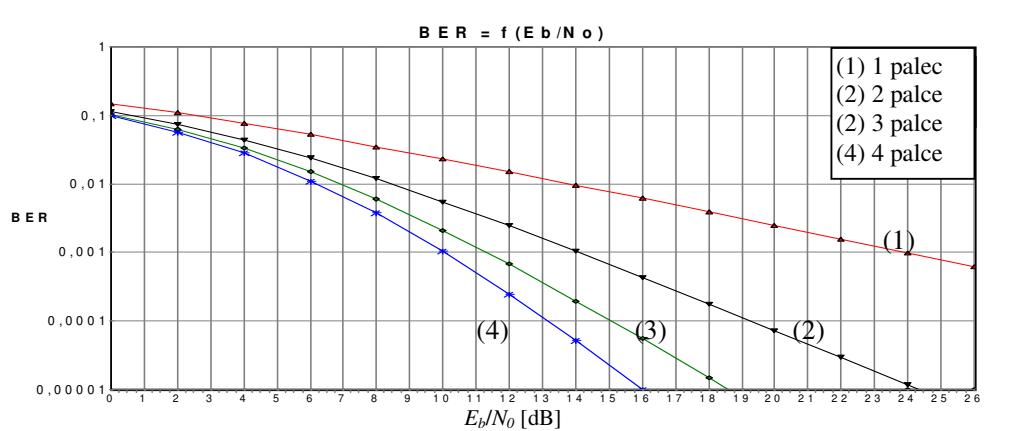
Dla **Przypadku 1** nie ma znaczenia, które  $L$  z  $M$  ścieżek zostanie wybranych gdyż i tak wszystkie one mają te same mocy. Dla **Przypadku 2** wybiera się ścieżki o największych mocach.

Zaznaczmy na koniec, że wyprowadzone wzory na BER są wzorami dla idealnego odbiornika Rake. Nie uwzględnia się wielu czynników, które w praktyce będą pogarszać odbiór, jak choćby nieidealne własności korelacyjne ciągów pseudolosowych.

Na rys. A-3. znajdują się teoretyczne charakterystyki szumowe idealnego 1-, 2-, 3- i 4-palcowego demodulatora Rake. Zostały one wykreślone przy założeniu transmisji sygnałów antypodalnych i równych mocy średnich we wszystkich ścieżkach. Średni stosunek sygnał/szum na bit ( $\bar{\gamma}_b$ ) został policzony ze wzoru

$$\bar{\gamma}_b = M\bar{\gamma}_k \quad (\text{A-15})$$

gdzie  $\bar{\gamma}_k$  jest średnim stosunkiem sygnał/szum na bit pojedynczej ścieżki.



Rys. A-3. Teoretyczne krzywe BER dla 1-, 2-, 3- i 4-palcowego demodulatora Rake w kanale z zanikami selektywnymi i szumem AWGN

Wyjaśnienia, w tym miejscu, może wymagać uściślenie relacji pomiędzy  $M$  i  $L$ . Zakłada

się, że  $M \leq L$ . Przy założonym  $M$ , przebieg krzywej szumowej będzie taki sam niezależnie czy  $L$  będzie o jeden większa od  $M$  czy o dziesięć. Przykładowo, gdy założymy że  $M=4$ , wtedy krzywe szumowe będą takie same niezależnie od tego czy  $L$  będzie wynosić 4 czy 10. Z drugiej strony, zwiększenie  $M$  ponad miarę (ponad wartość  $L$ ) nie spowoduje zmiany (poprawy) BER, gdyż i tak liczba kopii sygnału (ścieżek, z których otrzymujemy tę samą informację i które mogą zostać wykorzystane do poprawy pracy odbiornika) będzie wynosić  $L$ .

Jak łatwo zauważyc, krzywa dla demodulatora Rake 1-palcowego jest zbliżona do krzywej dla klasycznego demodulatora (nie stosującego odbioru zbiorczego), tj. takiego, który jest optymalny dla szumu AWGN, rys. A-3, krzywa (1). Wynika z tego, że korelacja sygnału w fazie i amplitudzie bez sumowania go z pozostałymi sygnałami nie przynosi poprawy.

Przy wzroście liczby palców demodulatora jakość odbioru poprawia się, przy czym poprawa ta wraz z dodaniem każdego palca staje się coraz mniejsza. To jest też powód, dla którego projektanci systemów „na siłę”, wbrew trudnościom sprzętowym, nie próbują konstruować odbiornika o dużej liczbie palców.

## **Dodatek B**

### **Zarys teorii zaników**

Dodatek ten zawiera podstawowe informacje dotyczące zaników. Jednakże względem tego co można znaleźć w różnych pozycjach literaturowych jest wzbogacony o własne komentarze i niektóre wzory. Główne źródła literaturowe, z których korzystał autor to [Pro01], [Skl01], [Pra96], [Hay98], [Wes99], [Rap02].

W typowym kanale radiokomunikacyjnym sygnał docierający do odbiornika podlega wielu odbiciom, dyfrakcji i rozproszeniu. Założmy, że nadajemy sygnał  $s_l(t)$ . Gdy założymy dalej, że liczba ścieżek po których wędrują składowe tego sygnału do odbiornika jest rozróżnialna i skończona, to równoważną dolnopasmową postać sygnału odbieranego będzie można przedstawić wzorem:

$$r_l(t) = \sum_{n=1}^K \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \quad (\text{B-1})$$

gdzie:  $\alpha_n(t)$  - tłumienie wprowadzane przez  $n$ -tą składową,  $\tau_n(t)$  - opóźnienie  $n$ -tej składowej,  $f_c$  - częstotliwość fali nośnej,  $K$  – liczba składowych.

Na skutek zmienności kanału w czasie (zmiany struktury medium radiowego) parametry  $\alpha_n(t)$  i  $\tau_n(t)$  zmieniają się w czasie w sposób losowy. Powoduje to, że siła sygnału w punkcie odbioru raz wzmagę się, w drugiej chwili maleje. Ten rodzaj zakłócenia sygnału występuje w dziedzinie czasu i określany jest mianem zaniku (*fading*).

Kanał może także wprowadzać deformacje sygnału w dziedzinie częstotliwości. Gdy tak się dzieje, wtedy różne składowe częstotliwości sygnału podlegają różnemu przesunięciu fazowemu i są różnie tłumione.

Należy wyraźnie zaznaczyć, że te zjawiska te - w dziedzinie czasu i częstotliwości - są niezależne od siebie. Pierwsze zależy od zmienności kanału w czasie i jest nazywana *czasem koherencji kanału*  $\Delta t_c$  (*coherence time*), albo *rozproszeniem Dopplera*  $B_d$  (*Doppler spread*). Drugie zależy od stopnia korelacji kanału w dziedzinie częstotliwości i nosi nazwę albo *pasma koherencji kanału*  $\Delta f_c$  (*coherence bandwith*), albo *rozproszenia wielodrożnego w kanale*  $T_m$  (*multipath spread*). Poniżej zostaną one przedstawione w szczegółach.

## **Pasmo koherencji kanału i rozproszenie wielodrożne w kanale**

Załóżmy, że kanał jest stacjonarny. Ma to miejsce jedynie w krótkich przedziałach czasu. Przykładowo, Prasad [Pra96] podaje, że własności te dla systemów „zamkniętych” (*indoor*) są zachowane dla czasów nie dłuższych niż około 2 s. Założymy kolejno, że tłumienie oraz opóźnienie jednej składowej sygnału nie jest w żaden sposób skorelowane z tłumieniem i opóźnieniem innej składowej. Dzieję się tak, gdyż miejsca odbić, dyspersji, ugięcia się fal są z reguły przypadkowe (nie da je się opisać żadną funkcją). To jest też powód, dla którego zmienne te traktuje się jako losowe. Model takiego kanału nazywa się kanałem ze składowymi nieskorelowanymi. Po raz pierwszy w 1963 zaproponował go Bello [Bel63] i nazwał modelem ze składowymi nieskorelowanymi oraz stacjonarnymi w szerszym sensie (WSSUS – *Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*).

Zdefiniujmy w pierwszej kolejności *rozproszenie wielodrożne kanału*  $T_m$ . Do jej zdefiniowania niezbędna jest znajomość funkcję autokorelacji odpowiedzi impulsowej. Zgodnie z [Hay98] funkcję tę można zapisać wzorem:

$$\phi_c(\tau; \Delta t) = \frac{1}{2} E\{c(\tau; t)c^*(\tau, t + \Delta t)\} \quad (\text{B-2})$$

Funkcja ta jest nazywana także *profilem autokorelacji wielodrożnej* (zauważmy, że autokorelację tę liczy się względem  $t$  a nie  $\tau$ , które w tym przypadku jest opóźnieniem propagacyjnym). Gdy  $\Delta t=0$  wówczas powyższy wzór przekształca się do postaci

$$\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau) = \frac{1}{2} E\{c^*(\tau; t + 0)c(\tau; t)\} = \frac{1}{2} E\{|c(\tau; t)|^2\} \quad (\text{autor, B-3})$$

Funkcja ta nazywana jest *profilem natężenia wielodrożnego w kanale (multipath intensity profile)* lub inaczej widmem mocy opóźnienia (*spectrum power delay*) [Pro01] [Pra96]. Jak widać z powyższego wzoru, jest ona wartością średniokwadratową odpowiedzi impulsowej kanału  $c(\tau; t)$  w funkcji opóźnienia  $\tau$ , czyli innymi słowy przedstawia spadek średniej mocy odpowiedzi impulsowej w funkcji opóźnienia propagacyjnego.

Właściwym sposobem scharakteryzowania profilu natężenia wielodrożnego jest wyznaczenie odchylenia standardowego  $T_m$  z tego profilu [Pra96]:

$$T_m = \sqrt{E\{\tau^2\} - E\{\tau\}^2} \quad (\text{B-4})$$

gdzie:

$$E\{\tau^2\} = \frac{\sum_n \tau_n^2 \beta_n}{\sum_n \beta_n^2} \quad (\text{B-4i})$$

$$E\{\tau\} = \frac{\sum_n \tau_n \beta_n}{\sum_n \beta_n^2} \quad (\text{B-4ii})$$

a  $\beta_n$  jest mocą  $n$ -tej składowej sygnału. Odchylenie to ( $T_m$ ) jest nazywane *rozproszeniem wielodrożnym w kanale*.

Innym sposobem wyznaczenia  $T_m$  jest określenie czasu przez jaki profil ten pozostaje względnie niezerowy. Eksperymentalnie można na przykład określić, że  $T_m$  jest czasem w którym profil natężenia wielodrożnego zmniejsza się o nie więcej 30 dB względem swojej maksymalnej wartości (jak widzimy - różne są sposoby wyznaczania  $T_m$ ) [Pra96], [Skl01], [Pro01].

Gdy  $T \gg T_m$ , gdzie  $T$  - czas trwania symbolu w kanale, to kanał będzie wtedy wprowadzał pomijalnie małe (do zaniedbania) zakłócenia międzysymbolowe ISI (*Inter Symbol Interference*). Odwrotność  $T_m$  jest pasmem koherencji  $\Delta f_c$ :

$$\Delta f_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (\text{B-5})$$

$\Delta f_c$  określa zakres częstotliwości, w jakim sygnał będzie przesyłany przez kanał tak samo (ściślej, w zbliżony do siebie sposób). Jeżeli pasmo koherencji jest małe w porównaniu z pasmem sygnału, wtedy różne składowe częstotliwości przesyłanego sygnału będą podlegały różnym przesunięciom fazowym i tłumieniom. Mówimy wtedy o takim kanale jako o selektywnym częstotliwościowo. Z drugiej strony, gdy pasmo koherencji będzie duże w porównaniu z pasmem sygnału, wtedy wszystkie składowe częstotliwości sygnału będą podlegały temu samemu tłumieniu i przesunięciu fazowemu. Mówimy wtedy o kanale nieselektywnym częstotliwościowo albo płaskim.

Reasumując:

$W \gg \Delta f_c \Rightarrow$  kanał selektywny częstotliwościowo

$W \ll \Delta f_c \Rightarrow$  kanał nieselektywny częstotliwościowo

W sporadycznych przypadkach kanał płaski może oddziaływać na sygnał tak jak selektywny. Sytuacja taka może się zdarzyć, gdy minimum transmitancji pasma koherencji,

przypadnie w zakres pasma sygnału. Przyczyną występowania takich sytuacji są częste zmiany położenia terminala radiowego, np. w systemie GSM. Jednakże pomimo to, taki kanał będziemy nazywać płaskim.

### **Czas koherencji kanału i rozproszenie Dopplera**

Do sklasyfikowania czasowych właściwości kanału stosuje się dwa parametry: *czas koherencji kanału*  $\Delta t_c$ , oraz *rozproszenie Dopplera*  $B_d$ . Czas koherencji kanału jest czasem, w którym sygnał nie zmienia się znacząco. Zjawisko to można także zaobserwować w dziedzinie częstotliwości poprzez rozproszenie Dopplera. W przypadku transmisji niemodulowanej nośnej (fali CW) rozproszenie to będzie się objawiać poszerzeniem jej widma.

Do wyznaczenia rozproszenia Dopplera posłuży nam funkcja autokorelacji z rozstawem czasu i częstotliwości (*spaced-frequency, space time correlation function*) [Hay98]. Definiuje się ją następująco:

$$\phi_c(\Delta f; \Delta t) = \frac{1}{2} E\{C(f; t)C^*(f + \Delta f; t + \Delta t)\} \quad (\text{B-6})$$

gdzie:  $C(f; t)$  jest zespoloną transmitancją kanału.  $C(f; t)$  można wyznaczyć z transformaty Fouriera  $c(\tau; t)$  liczonej względem  $\tau$

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{B-7})$$

Przywołajmy, po raz kolejny, własności WSSUS kanału. Stacjonarność transmitancji  $C(f; t)$  jest, tak samo jak odpowiedzi impulsowej  $c(\tau; t)$ , zachowana jedynie dla krótkich odcinków czasu  $t$ , gdyż tylko w tych przedziałach, transmitancja ta nie zmienia się znacząco.

Funkcja autokorelacji z rozstawem czasu i częstotliwości może być zmierzona za pomocą transmisji pary sygnałów sinusoidalnych o różnych częstotliwościach  $\Delta f$  i obliczeniu korelacji wzajemnej tych sygnałów na wyjściu kanału w odstępie czasu  $\Delta t$ .

Przypuśćmy teraz, że transmitujemy falę nośną,  $\Delta f = 0$ . Funkcja autokorelacji z rozstawem czasu i częstotliwości zredukuje się wtenczas do  $\phi_c(0; \Delta t)$ . Transformata Fouriera funkcji tej liczona względem  $\Delta t$  definiuje *widmo mocy Dopplera*  $S_c(f)$  (*Doppler power spectrum*). Możemy zauważyć, że gdy kanał staje się coraz mniej zmienny w czasie (*time-invariant*), wtedy  $S_c(f)$  zbliża się do funkcji Diraca  $\delta(f)$ .

Zakres częstotliwości, dla których  $S_c(f)$  jest względnie niezerowe nazywany jest rozproszeniem Dopplera  $B_d$ . Odwrotność  $B_d$  wyznacza czas koherencji kanału  $\Delta t_c$ :

$$\Delta t_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (\text{B-8})$$

Wolno zmieniający się kanał ma duże  $\Delta t_c$  i niewielkie  $B_d$ , natomiast szybkozmienny ma niewielkie  $\Delta t_c$  i duże  $B_d$ .

Gdy czas trwania symbolu w kanale  $T$  jest mniejszy od czasu koherencji kanału, wtenczas tłumienie i zmiana fazy są stałe przynajmniej w czasie trwania pojedynczego symbolu. Kanał taki jest nazywany wolnozmiennym lub kanałem o zanikach wolnych (powolnych). Gdy  $T$  jest większe od  $\Delta t_c$ , wtedy tłumienie i faza mogą się zmieniać w czasie trwania pojedynczego symbolu. O kanale takim mówi się jako o szybkozmiennym lub o zanikach szybkich (z szybkimi zanikami).

Podsumowując:

$T >> \Delta t_c \Rightarrow$  kanał o szybkich zanikach

$T << \Delta t_c \Rightarrow$  kanał o wolnych zanikach

Podsumowanie klasyfikacji zaników znajduje się w tab. B-1.

Tab. B-1. Rodzaje zaników w kanale

	$T << \Delta t_c$	$T >> \Delta t_c$
$W << \Delta f_c$	wolne, nieselektywne	szybkie, nieselektywne
$W >> \Delta f_c$	wolne, selektywne	szybkie, selektywne

## **Lista skrótów**

<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise - addytywny biały szum Gaussowski
<b>BCJR</b>	Bahl, Cocke, Jelinek i Raviv – algorytm dekodowany nazwany inicjałami jego twórców
<b>BER</b>	Bit Error Rate – bitowa stopa błędów
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying – binarne kluczowanie z przesuwem fazy
<b>CC</b>	Convolutional Encoding – kodowanie splotowe
<b>CCSDC</b>	Consultative Committee for Space Data Systems – satelitarny system przekazu danych telemetrycznych
<b>CCSDS</b>	Consultative Committee for Space Data Systems – międzynarodowa organizacja zajmująca się zagadnieniami transmisji kosmicznej
<b>CDMA</b>	Code division multiple access – wielodostęp z podziałem kodowym
<b>CDMA2000</b>	Code division multiple access - system komórkowy wykorzystujący wielodostęp CDMA
<b>CW</b>	Continuous Wave – fala ciągła (fala nośna)
<b>DSSS</b>	Direct-Sequence Spread Spectrum – bezpośrednie rozpraszanie widma (systemy)
<b>DVB</b>	Digital Video Broadcasting – konsorjum stworzone w celu definiowania standardów telewizji cyfrowej
<b>EGC</b>	Equal Gain Combining - sumowanie bez maksymalnych proporcji (technika odbioru zbiorczego czasowego)
<b>ETSI</b>	European Telecommunications Standards Institute – Europejski Instytut Norm Telekomunikacyjnych
<b>FH</b>	Frequency Hopping – system stosujący rozpraszanie poprzez przypadkowe wybieranie sygnałów nośnych
<b>GF</b>	Galois Field – Ciało Galois (ciało zawierające skończoną liczbę elementów)
<b>GSM</b>	Global System of Mobile Communication – globalny system łączności komórkowej
<b>HF</b>	High Frequency – pasmo częstotliwości rozciągające się od 3 do 30 MHz
<b>IFFT</b>	Inverse Fourier Fast Transform – odwrotna szybka transformata Fouriera
<b>IIR</b>	Infinite Impulse Response – nieskończona odpowiedź impulsowa (pojęcie to jest stosowane z reguły w odniesieniu do filtrów)
<b>IS-95</b>	Interim Standard 95 – standard telefonii komórkowej opartej na systemie wielodostępu CDMA
<b>ISI</b>	Inter symbol Interference – zakłócenie międzysymbolowe

<b>ISM</b>	Industrial, scientific and medical – pasmo zawierające się w zakresie 2,4 - 2,8 GHz, przeznaczone do niekomercjalnego użycia obarczone jednak pewnymi restrykcjami
<b>Log-MAP</b>	algorytm dekodowania Log-MAP
<b>LTI</b>	Linear Time-Invariant – układy liniowe niezmiennicze w czasie
<b>MAI</b>	Multiple Access Interference – zakłócenia od innych użytkowników w systemie CDMA
<b>MAP</b>	Maximum “A posteriori” Probability – maksymalne prawdopodobieństwo a posteriori (algorytm dekodowania MAP)
<b>Max-Log-MAP</b>	Algorytm dekodowania Max-Log-MAP
<b>ML</b>	Maximum Likelihood – maksymalne prawdopodobieństwo (reguła)
<b>MRC</b>	Maximum Ratio Combining - sumowaniem z maksymalnymi proporcjami (technika odbioru zbiorczego czasowego)
<b>NRC</b>	Nonrecursive Convolutional- splotowe kody niesystematyczne
<b>PN</b>	Pseudo Noise – pseudoszumowy (ciąg kodowy). Odnosi się do ciągu rozpraszającego.
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying – czterowartościowe kluczowanie z przesuwem fazy
<b>RAM</b>	Read Access Memory – pamięć tylko do odczytu
<b>RSC</b>	Recursive Systematic Convolutional – splotowe kody systematyczne
<b>SC</b>	Selection Combining - wybór większej wartości (technika odbioru zbiorczego czasowego)
<b>SHF</b>	Super High Frequency - pasmo częstotliwości rozciągające się od 3 do 30 GHz
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio – stosunek sygnału/szum
<b>SOVA</b>	Soft Output Viterbi Algorithm - algorytm dekodowania Viteriego z miękkimi decyzjami wyjściowymi
<b>TC</b>	Turbo Coding – kodowanie turbo
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunication System – system komórkowy 3-ciej generacji
<b>US</b>	Uncorrelated Scattering – nieskorelowane rozpraszanie
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network – Lokalna Sieć Dostępu Bezprzewodowego
<b>WSSUS</b>	Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering - model ze składowymi nieskorelowanymi, stacjonarnymi w szerszym sensie

**Wykaz istotniejszych pozycji literaturowych, z których korzystał autor:**

- [Bec67] Backman, P., *Probability in Communication Engineering*, Harcourt, Brace & World, 1967
- [Bel63] Bello, P. „Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”, *IEEE Trans. On Commun. Syst.*, Dec 1963
- [Bem85] Bem, D. J., *Modelowanie systemów radiokomunikacyjnych*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 1985
- [Ben03] Benvenuto, N., Cherubini, G., *Algorithms for Communications systems and Their Application*, Wiley & Sons, 2003
- [Ben96] Benedetto, S., Montorosi, G., „Unveiling turbo-codes: Some results on parallel concatenated coding schemes”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 5, May, 1996
- [Ben96i] Benedetto, S., Montorosi, G., „Design of parallel concatenated convolutional codes”, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, no. 5, May, 1996
- [Ber93] Berrou, C., Glavieux, A., Thitimajshima, P., *Near Shannon Limit Error – Correcting Codes and Decoding: Turbo-Codes*, Proc. Of the 1993 International Conference on Communications, Genewa, 1993
- [Bos00] Bossert, M., *Channel Coding for Telecommunications*, Wiley & Sons, 2000
- [Byk05] Bykowski, M., „Performance of Turbo Codes with SOVA Algorithm in DSSS over Channels with non-White Additive Gaussian Noise”, *Advanced Industrial Conference on Telecommunications*, Lisbon, July 17, 2005
- [Cas02] Castodi, P., *Multiuser Detection in CDMA Mobile Terminals*, Artech Hause, Boston 2002
- [Cla68] Clarke, R. H., „A Statistical Theory of Mobile Radio Reception”, *Bell Systems Technical Journal*, 1968
- [Cla81] Clark, G. C., Cain, J. B., *Error-Correction Coding for Digital Communications*, Plenum Press, New York 1981
- [Dau82] Daut, D. G., Modestino, J. W., Wismer, L.D., „New Short Constraint Length Convolutional Code Construction for Selected Rational Codes”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, Sep. 1982
- [Div95] Divsalar, D., Pollara, F., „Turbo Codes for PCS Applications” *Proceedings of IEEE ICC'95*, Seattle, Washington, June 1995
- [Div95i] Divsalar, D., Pollar, F., “On the design of turbo codes”, *TDA Progress Report 42-123*, Jet Propulsion Lab., Nov. 1995

- [Gan04] Gan, K. C., „Maximum Ratio Combining for a WCDMA Rake Receiver, Freescale Semiconductor”, *Application Note, AN2251*, Rev. 11/2004
- [Ham50] Hamming, R., „Error Detecting and Error Correcting Codes”, *Bell System Technical Journal*, 1950
- [Han02] Hanzo, L., Liew, T. H., Yeap, B. L., *Turbo Coding, Turbo Equalization and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels*, Wiley & Sons, 2002
- [Hay98] Haykin, S., *Systemy Telekomunikacyjne*, WkiŁ, Warszawa, 1998
- [Hel68] Heller, J. A. „Short Constraint Length Convolutional Codes” Jet Propulsion Laboratory, California Instytut of Technology, Pasadena, CA *Space Program Summary*, Dec. 1968
- [Hoh92] Hoher, H., „A statistical discrete-time model for WSSUS multipath channel”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Nov. 1992
- [Hok00] Hockfelt, J., *On the Design of Turbo Codes*, Doctoral Dissertation, Lund University, Sweden, Aug. 2000
- [Hol00] Holma, H., Toskala, A., *WCDMA for UMTS*, Wiley & Sons, 2000
- [Hu94] Huo, G., Alouini, M., „Another look at the BER performance of FFH/BFSK with product combining over partial-band jammed Rayleigh-fading channels”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Sep 2001
- [Jac03] Jackowski, S., *Telekomunikacja*, Wydawnictwo Politechniki Radomskiej, 2003
- [Jac98] Jackowski, S., *Teoretyczne Podstawy Funkcjonowania Systemów z Rozproszonym Widmem SS/DS*, Wydawnictwo Politechniki Radomskiej, 1998
- [Jak74] Jakes, W.C., *Microwave Mobile Communications*, Wiley & Sons, 1974
- [Lee94] Lee, E. A., Messerschmitt, D. G., *Digital Communications Second Edition*, Kluwer, Norwell, USA
- [Li82] Li, L. M., Milstein, L. B., „Rejection of narrow-band interference in PN spread-spectrum systems using transversal filters”, *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM - 30, pp. 925 - 928, May 1982.
- [Oss68] Ossana, J., „A model for Mobile Radio Fading due to Building Reflections: Theoretical and Experimental Fading Waveform Power Spectra”, *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 43, No. 6, pp. 825-873, September-October, 1968
- [Pat85] Patzold, M., Killat, U., Laue, F., „A deterministic digital simulation model for Suzuki processes with application to a shadowed Rayleigh land mobile radio channel”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Nov. 1985
- [Pat95] Patzold, M., Killat, U., Laue, F., Li, Y. „On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Sep. 1995

- [Pat98] Patzold, M., Garcia, R., Laue, F., „Design of High Speed Simulation Models for Mobile Fading Channels by Using Look-Up Table”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Oct. 1998
- [Pat98b] Patzold, M., Laue, F., „Statistical Properties of Jakes' Fading Channel Simulator”, *48th IEEE Vehicular Technology Conference*, Ottawa, Ont., Canada, 1998
- [Paw02] Pawelec, J. J., *Radiokumunikacja. Wybrane Problemy kompatybilności*, Politechnika Radomska, Radom, 2002
- [Paw03] Pawelec, J. J., Piotrowski, R., „Optimum Filtration of NB Interference in DS-CDMA Satellite Systems”, *International Journal of Satellite Communications and Networking*, Sept, 2003
- [Paw82] Pawelec, J. J., *Aspekty Energetyczne i Częstotliwościowe Statystycznej Teorii Kompatybilności w Systemach Radiowych*, Dodatek do biuletynu NR 1(355) WAT, 1982
- [Pio02] Piotrowski, R., *Metoda Optymalnej Detekcji Sygnałów Rozproszonych w Obecności Wąskopasmowych Zakłóceń i/lub Szumów Kolorowych*, Rozprawa Doktorska, Politechnika Wrocławskiego, 2002
- [Pra96]: Prasad, R., *CDMA for Wireless Personal Communication*, Artec House Telecom. Library, Norwood, MA, 1996.
- [Pro01] Proakis, J. G., *Digital Communications*, Mc Graw Hill, New York, 2001.
- [Rap02] Rappaport, T. S., *Wireless Communications Principles and Practise, Second Edition*, Printice Hall, Upper Saddle River, New Jersey 2002
- [Ric44] Rice, S.O., *Mathematical analysis of random noise*, Bell Sys. Tech. J. Jul. 1944
- [Ric45] Rice, S.O., *Mathematical analysis of random noise*, Bell Sys. Tech. J. Jan. 1945
- [Sha57] Shannon, C. E., *A Mathematical Theory of Communication*, Monograph B-1598, Dec., 1957
- [Skl01] Sklar, B., *Digital Communication Fundamentals and Applications Second Edition*, Prentice Hall, New Jersey, 2001
- [Sol02] Soleymani, M., Gao, Y., Vilaipornswai U., *Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications*, Kluwer, 2002
- [Ste92] Steel, R., *Mobile Radio Communication*, Pentech Press, London 92
- [Sza01] Szabatin, J., Radecki, K., *Teoria Sygnałów i Modulacji*, Praca zbiorowa, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2001
- [Tia95] TIA/EIA/IS-95-A, 1995
- [Urb05] Urban, R., „Modelowanie błędów paczkowych za pomocą dyskretnych kanałów Markowa”, *Krajowe Sympozjum Telekomunikacyjne*, Bydgoszcz, 2005

- [Van01] Van Trees, H. L., *Detection, estimation, and Modulation Theory, Part I*, Wiley & Sons, New York, 2001
- [Vis88] Viswanathan, R., Taghizadeh, K., "Diversity combining in FH/BFSK systems to combat partial-band jamming", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1062-1069, Sept. 1988
- [Vit02] Viterbi, J. A., „Spread Spectrum Communications: Myths and Realities” *IEEE Communication Magazine*, May 2002
- [Vit67] Viterbi, J. A., „Error bound for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm”, *IEEE Transaction on Information Theory*, April 1967
- [Vit79] Viterbi, J. A., „Spread Spectrum Communications - Myths and Realities” *IEEE Communication Magazine*, May 1979
- [Vit79] Viterbi, J. A., „Spread Spectrum Communications - Myths and Realities” *IEEE Communication Magazine*, May 2002
- [Vuc00] Vucetic, B., *Turbo Codes*, Kluwer Academic Publisher, Norwell 1994
- [Wan04] Wang, X., Poor, H. V., *Wireless Communication Systems, Advanced Techniques for Signal Reception*, Prentice Hall, New Jersey, 2004
- [Wes03] Wesołowski, K., Podstawy Cyfrowych Systemów Telekomunikacyjnych, WKiŁ Warszawa 2003
- [Wes99] Wesołowski, K., *Systemy radiokomunikacji Ruchomej*, WKiŁ, Warszawa, 1998, 1999
- [Woo97] Woodard, J., Keller, T., Hanzo, L., „Turbo Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex Transmission of 8 kbps Encoded Speech”, in *Proceedings of ACTS Mobile Communication Summit '97*, (Aalborg, Denmark), ACTS, Oct. 1997