



Wpływ adaptacyjnego doboru wielkości przepłotu i parametrów kodu na jakość transmisji w kanale UKF

STEFAN JACKOWSKI, ROBERT URBAN¹

Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, Instytut Telekomunikacji,
00-908 Warszawa, ul. S. Kaliskiego 2

¹Wojskowy Instytut Łączności, Zakład Radiokomunikacji, 05-130 Zegrze

Streszczenie. W artykule omówiono zagadnienie związane z wpływem przepłotu na rozkład błędów i efektywność kodów korekcyjnych podczas transmisji danych w kanale radiowym UKF. W tym celu wykorzystano kompleksową metodę poprawy jakości transmisji obejmującą bieżącą analizę kanału oraz adaptacyjny dobór wielkości tablicy przepłotu i parametrów kodu korekcyjnego. Do badań symulacyjnych wykorzystano kody LDPC (*Low Density Parity Check*), które należą do grupy najefektywniejszych kodów i zapewniają bardzo dobre wyniki korekcji błędów dla kanałów o błędach rozproszonych. Uzyskane rezultaty porównano z analogicznymi wynikami otrzymanymi dla rozwiązania firmowego zaimplementowanego w wykorzystywanych w radiostacjach z rodziny PR4G (typu RRC 9200 i RRC 9500), opartego na kodach RS i BCH.

Słowa kluczowe: łączność bezprzewodowa, kanał radiowy UKF, przepłot, kody LDPC

Symbolne UKD: 621.396.93

1. Wstęp

Występujące w kanałach radiowych zaniki wielodrogowe (*multipath fading*) powodują, w odebranej sekwencji danych, grupowanie się błędów w tzw. paczki. Ze względu na właściwości kanałów radiowych oraz mobilność urządzeń nadawczo-odbiorczych długości paczek błędów mogą być różne. Dodatkowo, jakość transmisji danych w kanale radiowym jest znacznie obniżona ze względu na tzw. zakłócenia techniczne wytworzone przez człowieka w wyniku działań celowych i niezamierzonych [1]. Parametry kanału transmisji podlegają zatem ciągłym zmianom, zachodzącym w sposób losowy. Stosowane są liczne metody

przeciwdziałania tego typu zjawiskom, takie jak odbiór zbiorczy lub korekcja charakterystyk kanału [4, 5]. Z uwagi na to, że w rozpatrywanym przypadku kanał radiowy UKF jest wąskopasmowy i występują w nim zaniki nieselektywne częstotliwościowo (tzw. zaniki płaskie) [11], do poprawy jakości transmisji można zastosować układ przeplotu w połączeniu z kodowaniem kanałowym [7]. Do badań symulacyjnych zaproponowano model kanału Rayleigha z zanikami płaskimi, wolnymi, zgodny z modelem opisanym przez Jakesa [3].

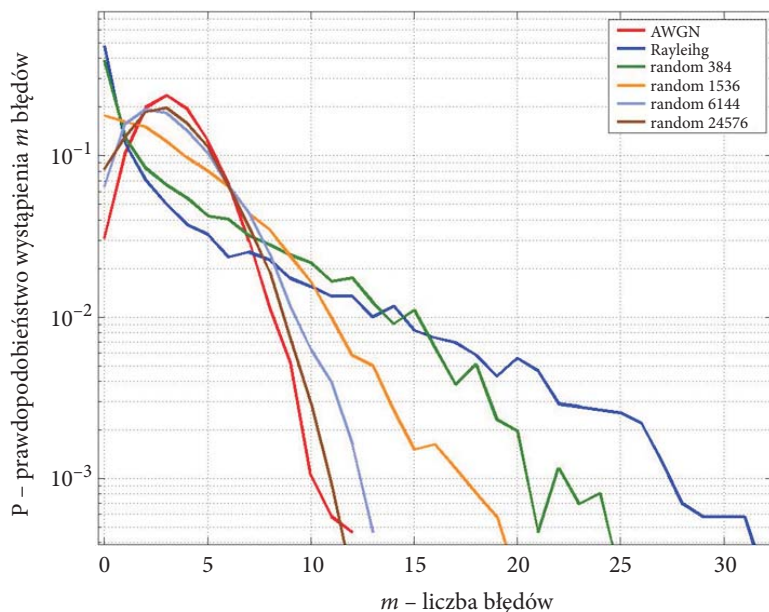
Przeplot stosowany w dłuższym przedziale czasu zapewnia lepsze rozproszenie bitów, ale jednocześnie powoduje wzrost opóźnienia przetwarzania danych. Ważny jest odpowiedni dobór przeplotu do bieżącego stanu kanału, który zapewni wymagane rozproszenie bitów przy możliwie niewielkiej wartości opóźnienia [8]. W tym celu opracowano kompleksową metodę poprawy jakości transmisji, która zapewnia dopasowanie wielkości przeplotu i kodu korekcyjnego do zidentyfikowanego na bieżąco kanału [2].

W kolejnych punktach artykułu omówiono problem oceny rodzaju przeplotu przy różnych rozkładach błędów paczkowych powstałych w kanale z zanikami i metody doboru jego wielkości w zależności od zmian czasu trwania zaników. Przedstawiono także możliwości korekcyjne kodów LDPC w przypadku aplikacji ich w wąskopasmowych kanałach radiowych. Opisano również metodę poprawy jakości transmisji wykorzystującą bieżącą ocenę kanału w celu adaptacyjnego dopasowywania wielkości przeplotu oraz nadmiaru kodowego do warunków występujących w kanale transmisji. Na zakończenie zaprezentowano wybrane wyniki symulacji opracowanej metody w odniesieniu do wyników badań radiostacji PR4G i podsumowano je.

2. Przeplot w kanale z zanikami

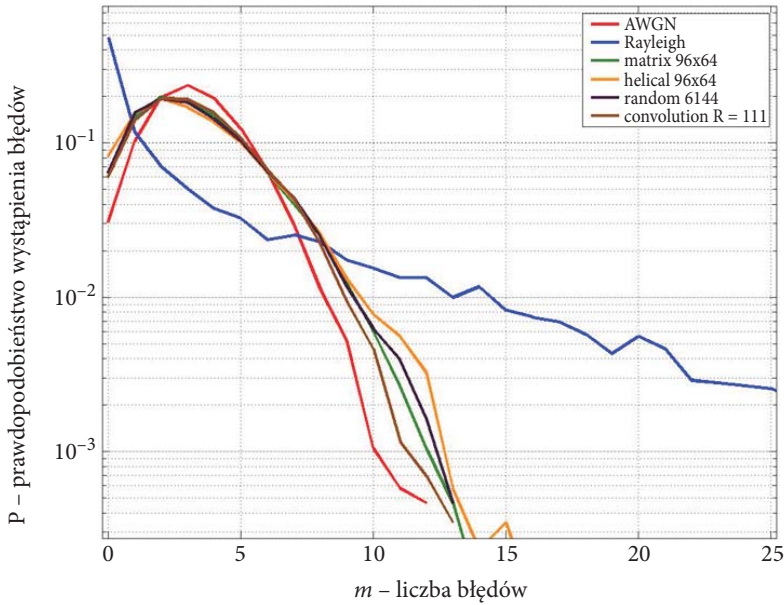
Przeplot (*interleaving*) jest bardzo użyteczną techniką umożliwiającą separację czasową symboli słowa kodowego. Najczęściej wykonuje się go po uprzednim kodowaniu kanałowym (*channel coding*), którego zadaniem jest wykrywanie lub korekcja błędów wprowadzanych przez kanał. Przeplot wykorzystywany jest do zwiększenia wydajności pracy kodów korekcyjnych w przypadku kanałów transmisji, w których występują zaniki sygnału.

Na rysunku 1 przedstawiono, korzystając z charakterystyk rozkładu błędów [7], jak zmienia się wagowe widmo błędów (WWB) w przypadku stosowania różnej wielkości przeplotu, dla kanału Rayleigha ze średnim prawdopodobieństwem błędów wynoszącym około 0,056. Można zauważyć, że ze wzrostem przeplotu zwiększa się rozproszenie błędów w odebranej sekwencji danych i krzywe WWB zbliżają się swoim kształtem do krzywych WWB uzyskanych dla kanału AWGN (*Additive White Gaussian Noise*).

Rys. 1. WWB dla bloku o długości 60 — różna wielkość przeplotu ($BER \approx 0,056$)

Układ przeplotu może być realizowany w formie struktury blokowej lub splotowej, a w zależności od zastosowania i algorytmu pracy, można spotkać różne sposoby jego realizacji, np. przeplot losowy (*random interleaving*), spiralny (*helical interleaving*) i inne [10]. Badania wykazały, że struktura przeplotu ma niewielki wpływ na rozproszenie błędów w odebranej sekwencji danych. Przykładowe charakterystyki rozkładu błędów zamieszczono na rysunku 2 przy założeniu $BER \approx 0,056$ i jednokowej wartości czasu opóźnienia wprowadzanej przez przeplot [7].

Niewielkie różnice można zaobserwować dla bloków, w których pojawia się więcej błędów, a odległości między nimi są niewielkie — do 10 bitów (rys. 2). Przeplot o odpowiednio dobranej tablicy (*matrix, helical*) czy działający sekwencyjnie (*convolution*) dobrze jest zastosować, gdy zakres zmian długości paczek błędów jest niewielki. Algorytm pracy tych układów jest ściśle określony, dlatego znając w przybliżeniu średnią wielkość pojawiających się paczek, można dopasować do nich strukturę przeplotu. W sytuacji, gdy kanał podlega znacznym zmianom, korzystniej jest wykorzystać przeplot losowy, którego efektywność zależy głównie od długości okresu przeplotu.



Rys. 2. WWB dla bloku o długości 60 bitów — różne rodzaje przepływu ($BER \approx 0,056$)

2.1. Określenie zależności między czasem trwania zaników i wielkością przepływu

Rozproszenie paczki błędów zależy przede wszystkim od okresu (wielkości) przepływu T_{IL} , który powinien być większy od czasu trwania zaniku. Stosując przepływ w dłuższym przedziale czasu, uzyskuje się lepsze rozproszenie, ale wzrasta czas przetwarzania danych. Wielkość przepływu można dobierać według różnych czynników, takich jak: wprowadzane opóźnienie, czas trwania zaniku czy długość słowa kodowego. Biorąc pod uwagę konieczność zapewnienia możliwie największego rozproszenia błędów, najlepiej uzależnić przepływ od wielkości, która charakteryzowałaby zmiany zachodzące w kanale, np.: czas koherencji, średnie tempo zmian obwiedni zaników, średni czas trwania zaników. W publikacji [5] podano, że T_{IL} powinien być większy od czasu koherencji T_0 przynajmniej dziesięciokrotnie ($T_{IL}/T_0 = 10$). Zgodnie z tym założeniem okres przepływu powinien wynosić

$$T_{IL} = 10 T_0. \quad (1)$$

Korzystając z zależności na średni czas trwania zaniku T_L [1] i zależności opisującej czas koherencji T_0 [4], można wyznaczyć

$$T_{IL} = 5\sqrt{2\pi} \frac{\rho \cdot T_L}{e^{\rho^2} - 1}, \quad (2)$$

gdzie $\rho = L/L_{rms}$ jest stosunkiem wyznaczonego poziomu odniesienia L (wyznaczającym momenty pojawienia się paczek błędów) do wartości rms (root mean square) amplitudy obwiedni zaników L_{rms} .

Kolejnym parametrem, od którego można uzależnić dobór przepłotu jest średni czas pomiędzy początkami kolejnych zaników T_{BL} (obejmuje czas trwania zaniku i czas między jego końcem a początkiem następnego zaniku). Zakładając, że czas ten odpowiada okresowi zastosowanego przepłotu,

$$T_{BL} = T_{IL} = 1 / N_L = \frac{T_L}{1 - e^{-\rho^2}} \quad (3)$$

można przedstawić, jak zmienia się wielkość przepłotu w funkcji E_b/N_0 (rys. 3).

Trzecią możliwością określania wielkości przepłotu jest uzależnienie jej od średniego czasu trwania zaniku

$$T_{IL} = mT_L, \quad (4)$$

gdzie $m = \{2, 3, \dots\}$.

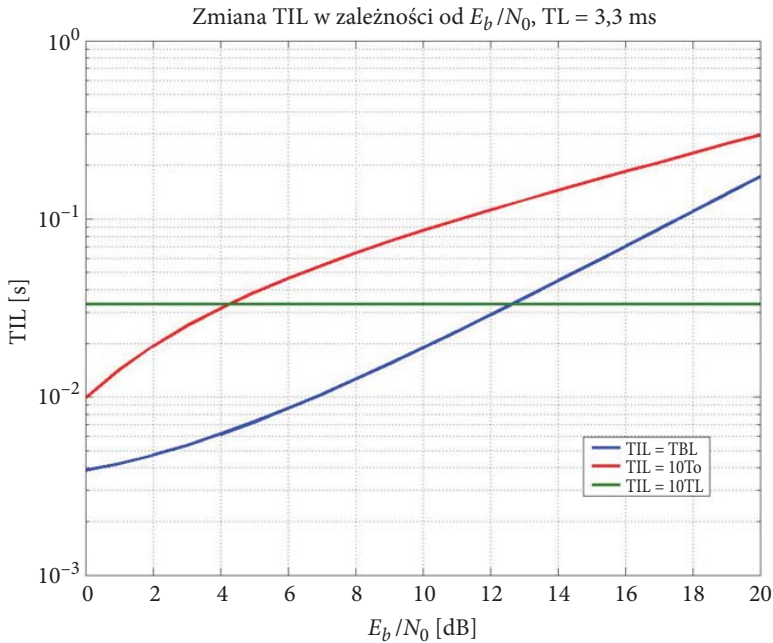
Na rysunku 3 przedstawiono wykresy dla omawianych przypadków doboru wielkości przepłotu przy założeniu $m = 10$ i ustalonej wartości $T_L = 3,3$ ms.

Jeśli bierze się pod uwagę opóźnienie przepłotu, to najlepszym rozwiązaniem jest ściśle uzależnienie wielkości przepłotu od średniego czasu trwania zaniku ($T_{IL} = mT_L$). W przeciwieństwie do dwóch pozostałych przypadków, wprowadzane opóźnienie związane z układem przepłotu nie zmienia się wraz ze wzrostem E_b/N_0 i zmianą czasu koherencji. Parametr m można wyznaczyć w sposób eksperymentalny. Na podstawie przeprowadzonych badań [2] ustalono, że tablica przepłotu powinna być ponaddziesięciokrotnie większa od średniej długości paczek błędów

$$\bar{l}_{PB} = T_L r_b, \quad (5)$$

gdzie r_b — przepływność bitowa.

Zwiększenie rozmiaru przepłotu od pewnych jego wartości ma niewielki wpływ na rozkład błędów [7]. Można zatem stwierdzić, że dobór przepłotu jest ważny, szczególnie gdy opóźnienie jest krytycznym parametrem pracy systemu.



Rys. 3. Zmiana okresu przeplotu T_{IL} w zależności od E_b/N_0 dla różnych przypadków doboru wielkości przeplotu

3. Możliwości korekcyjne kodów LDPC

Na podstawie analizy literatury dotyczącej kodów LDPC można zauważyć, że kody o rzadkiej macierzy kontroli parzystości są niezwykle efektywne w przypadku kanałów o błędach nieskorelowanych [9]. Wyniki korekcji błędów, dla odpowiednio długiego słowa kodowego ($\geq 10^5$), są lepsze od wyników uzyskiwanych przez turbokody [6]. Ze względu na wąskie pasmo częstotliwości kanału UKF (25 kHz) oraz stosunkowo niewielkie prędkości transmisji (< 100 kbit/s) istotnym problemem staje się wybór długości słowa kodowego, którego wartość ma wpływ na opóźnienia pracy występujące w systemie łączności. Przeprowadzone badania pokazały [9], że kody LDPC nadają się do wykorzystania w wąskopasmowych kanałach radiowych pod warunkiem zastosowania jednocześnie układu przeplotu. Należy przy tym pamiętać o przestrzeganiu pewnych zasad związanych z doбором długości słowa kodowego w odniesieniu do czasu trwania zaników i parametrów przeplotu.

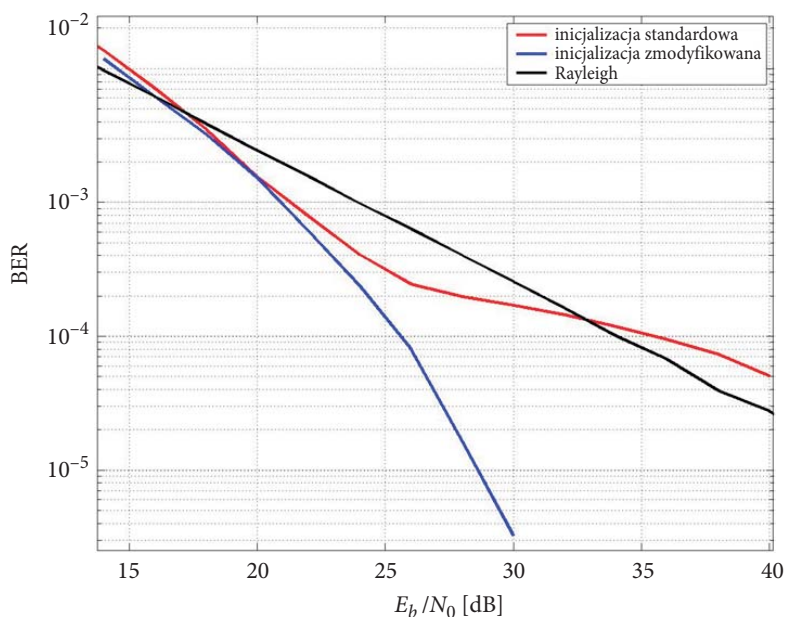
Najczęściej do dekodowania kodów LDPC wykorzystywany jest miękkoodecyzyjny algorytm iteracyjny SPA (*Sum Product Algorithm*), zwany także *min-sum* lub *belief propagation*, który bazuje na wymianie informacji o prawdopodobieństwie pojawienia się określonego symbolu na poszczególnych pozycjach słowa kodowego. Analizując działanie klasycznego algorytmu dekodującego SPA podczas transmisji danych

w kanale z zanikami, zwrócono uwagę na proces inicjalizacji. W przypadku kanału AWGN obliczanie wiadomości inicjalizującej R_i wykonywane jest na podstawie zależności

$$R_i = 4r_i \frac{E_b}{N_0}, \quad (6)$$

gdzie r_i – kolejne wartości próbek odebranego sygnału.

Wzór ten został wyprowadzony przy założeniu, że rozkład wartości chwilowych sygnału odebranego jest normalny. Zazwyczaj w kanale fizycznym rozkład sygnału jest różny od normalnego. Rozpatrując przyjęty do badań model kanału Rayleigha, można stwierdzić, że stosowanie zależności (6) do inicjalizacji algorytmu SPA wpływa niekorzystnie na wyniki korekcji błędów, zwłaszcza w zakresie wyższych wartości stosunku sygnał-szum (rys. 4).



Rys. 4. Zmiana BER w funkcji E_b/N_0 dla kodu LDPC(52,200) i różnych sposobów inicjalizacji dekodera

W przypadku, gdy wariancja szumu addytywnego σ_n^2 jest znacznie mniejsza w stosunku do mocy średniej transmitowanego sygnału, rozkład wartości chwilowych sygnału odebranego zależy przede wszystkim od rozkładu obwiedni zaników $a(t)$. Dla kanału Rayleigha zależność opisująca wiadomości inicjalizujące R_i algorytm dekodowania SPA ma postać [12]

$$R_i = \log_e \left(\frac{\exp \left[-0,5 \left(\frac{r_i + \alpha_i}{\sigma_n} \right)^2 \right]}{\exp \left[-0,5 \left(\frac{r_i - \alpha_i}{\sigma_n} \right)^2 \right]} \right) = 4r_i\alpha_i \frac{1}{2\sigma_n^2} = 4r_i\alpha_i \frac{E_b}{N_0} \quad (7)$$

przy założeniu, że amplituda sygnału transmitowanego $s(t)$ ma wartość $A_m = 1$, a α_i oznaczają wartości obwiedni zaników o rozkładzie Rayleigha.

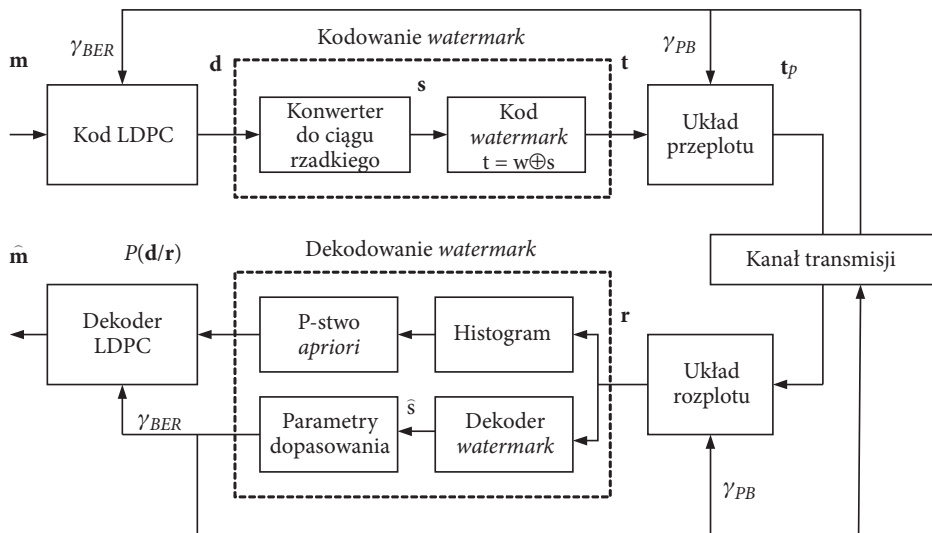
Zastosowane zmiany w procesie inicjalizacji algorytmu SPA wpływają na poprawę jakości transmisji, wyniki badań przedstawiono na rysunku 4 w postaci krzywych $BER = f(E_b/N_0)$, wykreślonych dla dwóch przypadków: z modyfikacją i bez modyfikacji inicjalizacji pracy dekodera. Dalszy wzrost poprawy jakości transmisji można uzyskać, wprowadzając dodatkowo układ przeplotu do wspólnej pracy z koderem LDPC [9].

4. Opis metody poprawy jakości transmisji

Problem inicjalizacji dekodera LDPC rozwiązano dzięki wykorzystaniu do bieżącej oceny kanału znanej po stronie nadawczej i odbiorczej sekwencji bitowej kodu *watermark*. Zazwyczaj do oceny kanału stosowany jest tzw. sygnał pilota w postaci sekwencji treningowej (*training sequence*) wprowadzanej w regularnych odstępach czasu do strumienia danych nadawanych. Dłuższy ciąg treningowy zapewnia większą dokładność oceny kanału, ale powoduje zmniejszenie wynikowej przepływności binarnej. Wadą takiego rozwiązania jest brak informacji o kanale pomiędzy ciągami treningowymi, przez co nie można oszacować długości paczek błędów. Istnieje też konieczność doboru czasu trwania pakietu danych i sekwencji treningowej, który powinien być krótszy od czasu koherencji (niezmienności odpowiedzi impulsowej) kanału, aby działanie układów korekcyjnych było efektywne i opierało się na aktualnej informacji o kanale.

W zaproponowanej metodzie zrezygnowano z transmisji bitów treningowych, wprowadzając znaną (w odbiorniku i nadajniku) sekwencję *watermark*, która występuje równomiernie w całym bloku danych. Dzięki takiemu rozwiązaniu informacja o kanale jest dostępna na bieżąco. Przed dodaniem (*modulo 2*) do ciągu nadawanego znanej sekwencji *watermark*, należy przeprowadzić konwersję ciągu informacyjnego do ciągu rzadkiego (o niewielkiej wadze Hamminga). Powoduje to, że w odbiorniku odebrana sekwencja różni się od sekwencji *watermark* nie tylko z powodu błędów kanałowych. Jednak dzięki znajomości średniej gęstości wektora rzadkiego ($< 0,5$), można wyznaczyć bitową stopę błędów kanału i oszacować średnią długość paczek błędów, co potwierdziły przeprowadzone badania symulacyjne [2].

Ogólny schemat blokowy systemu transmisji danych, w którym wyszczególniono elementy niezbędne do realizacji metody poprawy jakości transmisji przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Schemat blokowy systemu transmisji danych, w którym realizowana jest kompleksowa metoda poprawy jakości transmisji

System transmisji danych działający w oparciu o proponowaną metodę dostosowuje się w sposób adaptacyjny do ocenianego na bieżąco kanału. Informacje o zmianach zachodzących w kanale przekazywane są do nadajnika w sygnale zwrotnym w postaci tzw. parametrów dopasowania. Wykorzystywane są one w procesie decyzyjnym wyboru odpowiedniego kodu korekcyjnego oraz wielkości tablicy przepłotu z ustalonego zbioru tego typu elementów. Przyjęto dwa takie parametry oznaczone γ_{BER} oraz γ_{PB} , których wartości uzależnione są odpowiednio od bitowej stopy błędów BER i średniej długości paczek błędów \bar{l}_{PB} (5) wyznaczonych w odbiorniku. Wszelkie modyfikacje wprowadzane w konfiguracji nadajnika następują po ich wcześniejszym potwierdzeniu przez odbiornik.

Rozpatrując metodę poprawy jakości transmisji, można zauważyć, że istotnym czynnikiem wpływającym na jej efektywność jest wprowadzane opóźnienie. Wynika to z wielu uwarunkowań związanych z jakością kanału transmisji, szybkością adaptacji systemu i rodzajem jego pracy (simpleks, dupleks). Zasadniczy wpływ na opóźnienie T_{Delay} pracy systemu ma przygotowanie i okresowa (w ściśle określonym czasie) transmisja informacji zwrotnej. Dodatkowym elementem wpływającym na wzrost opóźnienia jest układ przepłotu, którego wielkość tablicy jest zmienna, dzięki

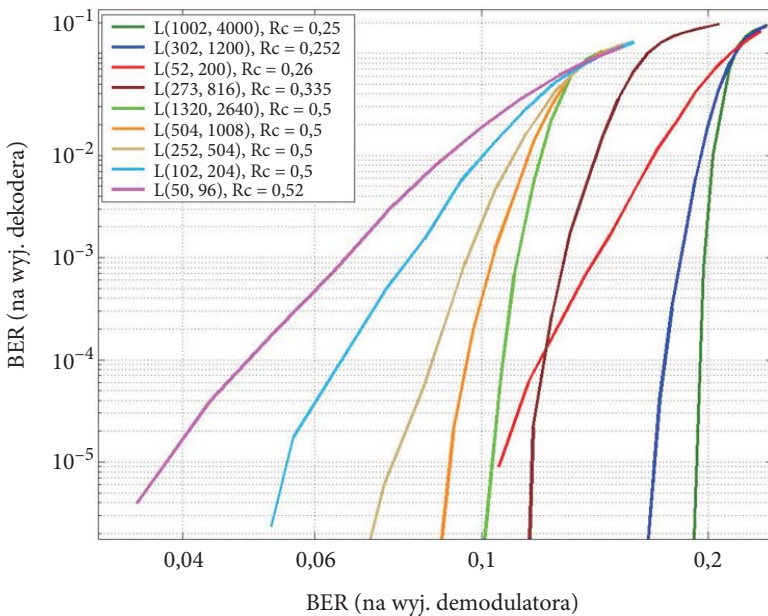
zastosowaniu algorytmu adaptacyjnego i zależy od średniego czasu trwania zaników. W systemie dwukierunkowym transmisja informacji użytecznej odbywa się równolegle do transmisji informacji zwrotnej, więc nie ma potrzeby ich synchronizacji, a czas opóźnienia zależy od wielkości tablicy przeplotu. Nowe ustawienia są przyjmowane dla kolejnego bloku danych zaraz po wysłaniu informacji potwierdzającej. Dzięki temu informacja zwrotna może być przesyłana w dowolnym czasie, np. w przypadku wykrycia zmian parametrów kanału.

5. Wyniki symulacji

Badania efektywności systemu działającego zgodnie z opracowaną metodą poprawy jakości transmisji wykonano na podstawie założeń i parametrów przyjętych w ramach przeprowadzonej wcześniej analizy i badań wstępnych [2].

Analizując możliwości korekcyjne kodów LDPC [9], przebadano ich znaczną liczbę, uwzględniając przy tym długość przetwarzanego bloku danych i sprawność kodowania (rys. 6).

Z uzyskanych wykresów, przedstawiających charakterystyki zmian BER_{dek} na wyjściu dekodera LDPC w zależności od BER_{dem} na wyjściu kanału po demodulacji



Rys. 6. Zmiana bitowej stopy błędów przed i po dekodowaniu dla kodów LDPC o różnej sprawności kodowania i długości słowa kodowego

(przed dekodowaniem LDPC), można odczytać, od jakiej wartości BER_{dem} kod LDPC jest skuteczny ($BER_{dek} < 10^{-5}$). Wraz ze wzrostem długości słowa kodowego uzyskiwane wyniki korekcji są nie tylko lepsze, lecz także szybciej się stabilizują. Powoduje to, że dla pewnych wartości BER_{dem} można znaleźć kod LDPC efektywniejszy od kodu o większym nadmiarze, ale generującym krótsze słowo kodowe (np. LDPC(52,200) i LDPC(273,816) (rys. 6).

W przypadku, gdy w kanale transmisji występują zaniki i powstają paczki błędów, wprowadzany jest przepłot o różnej wielkości, dobierany według parametru γ_{PB} , zależnego od średniej długości paczek błędów. Paczki błędów mogą zmieniać swoją długość w wyniku zmiany czasu koherencji T_0 kanału, jak również stosunku mocy sygnału do mocy szumu. Zakres tych zmian może być znaczny, od kilku do kilku tysięcy bitów w zależności od szybkości transmisji. System z adaptacyjnym doбором przepłotu powinien zawierać zbiór tablic przepłotu o różnej wielkości. W tym celu wyznaczono przedziały średniej długości paczek błędów i odpowiadający im przepłoty.

Wielkość tablicy przepłotu dobrana została według długości słowa kodowego, tak aby stanowiła jego całkowitą wielokrotność (tab. 1, kolumna 3). Przepłot określony indeksem 6, 10, 14, 18 dotyczy kodu LDPC(1002,4000). Pozostałe tablice przepłotu (w tym o indeksie 10) są dopasowane do kodów o długości słowa 1200. Okres przepłotu (kolumna 4) obliczono przy założeniu $r_b = 16$ kbit/s, która jest równa prędkości transmisji danych bez zabezpieczenia kodowego, dostępnej w radiostacji PR4G.

Adaptacyjny dobór wielkości przepłotu oraz sprawności kodu korekcyjnego, dokonywany dzięki bieżącej analizie kanału, pozwala utrzymać jakość transmisji na założonym poziomie ($BER_{dek} < 10^{-5}$) przy znacznej dynamice zmian warunków kanału transmisji. Skutkiem tego chwilowa prędkość transmisji przyjmuje różne wartości. W przypadku radiostacji PR4G, niewyposażonych w rozważane mechanizmy, prędkość transmisji jest ustalona, a jej dobór wykonywany jest ręcznie przez operatora. Brak możliwości oceny kanału i automatycznego doboru prędkości transmisji powoduje, że radiostacja nie zawsze pracuje przy optymalnych ustawieniach. W tabeli 2 przedstawiono wyniki korekcji błędów radiostacji PR4G dla ustalonych prędkości transmisji.

Przy aktualnej konfiguracji radiostacji PR4G uzyskanie dobrych wyników korekcji błędów związane jest ze stosowaniem dużego nadmiaru kodowego i powtórzeń transmisji, co wpływa na spadek prędkości transmisji poniżej 600 bit/s (rys. 7).

Rysunek 7 przedstawia zmiany prędkości transmisji w zależności od BER na wyjściu kanału, przy założeniu, że dany system zapewnia korekcję błędów na poziomie $BER_{dek} < 10^{-5}$. Uzyskiwane prędkości transmisji (wartości średnie) przez system wykorzystujący opracowaną metodę i system działający w oparciu o radiostację PR4G są w niektórych przypadkach (dla $BER > 0,1$) nawet sześciokrotnie większe. Jeśli chcemy pracować na PR4G z prędkością 2400 bit/s, bitowa stopa błędów na wyjściu kanału nie powinna przekraczać 0,04, a przy stosowaniu komplek-

TABELA 1

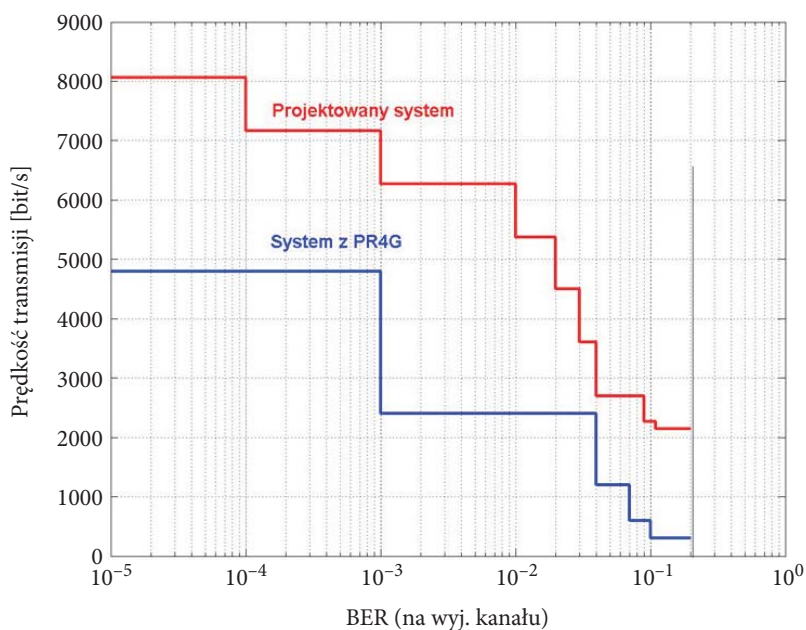
Przyjęte wartości parametru dopasowania γ_{PB} (* dot. LDPC(1002,4000))

| Parametr γ_{PB} | Przedziały \bar{l}_{PB} [bit] | Wielkość tablicy przeplot [bit] | Okres przeplotu T_{IL} [s] |
|------------------------|---------------------------------|---------------------------------|------------------------------|
| 1 | $\bar{l}_{PB} < 160$ | 2400 | 0,15 |
| 2 | $160 \leq \bar{l}_{PB} < 240$ | 3600 | 0,225 |
| 3 | $240 \leq \bar{l}_{PB} < 300$ | 4800 | 0,3 |
| 4 | $300 \leq \bar{l}_{PB} < 360$ | 6000 | 0,375 |
| 5 | $360 \leq \bar{l}_{PB} < 420$ | 7200 | 0,45 |
| 6* | $\bar{l}_{PB} < 440$ | 8000 | 0,5 |
| 7 | $420 \leq \bar{l}_{PB} < 480$ | 8400 | 0,525 |
| 8 | $480 \leq \bar{l}_{PB} < 540$ | 9600 | 0,6 |
| 9 | $540 \leq \bar{l}_{PB} < 600$ | 10 800 | 0,675 |
| 10* | $440 \leq \bar{l}_{PB} < 660$ | 12 000 | 0,75 |
| 11 | $660 \leq \bar{l}_{PB} < 720$ | 13 200 | 0,825 |
| 12 | $720 \leq \bar{l}_{PB} < 780$ | 14 400 | 0,9 |
| 13 | $780 \leq \bar{l}_{PB} < 840$ | 15 600 | 0,975 |
| 14* | $660 \leq \bar{l}_{PB} < 880$ | 16 000 | 1 |
| 15 | $840 \leq \bar{l}_{PB} < 900$ | 16 800 | 1,05 |
| 16 | $900 \leq \bar{l}_{PB} < 960$ | 18 000 | 1,125 |
| 17 | $960 \leq \bar{l}_{PB}$ | 19 200 | 1,2 |
| 18* | $880 \leq \bar{l}_{PB}$ | 20 000 | 1,25 |

TABELA 2

Wyniki korekcji błędów — radiostacja PR4G

| BER na wyjściu kanału) | BER _{dek} (na wyj. dekodera) dla ustalonych prędkości transmisji | | | | |
|------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|--------------------------|---------------------------|---------------------------|----------------------------|
| | 4800 bit/s (R = 0,3) | 2400 bit/s (R = 0,15) | 1200 bit/s (R = 0,075) | 600 bit/s (R = 0,0375) | 300 bit/s (R = 0,01875) |
| 0,199 | 0,233 | 0,235 | 0,188 | 0,0122 | $1,5 \cdot 10^{-5}$ |
| 0,177 | 0,148 | 0,116 | 0,167 | 0,007 | $< 10^{-5}$ |
| 0,071 | 0,012 | $5,5 \cdot 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ |
| 0,043 | 0,0016 | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ |
| 0,0077 | $1 \cdot 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ |
| 0,0011 | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ | $< 10^{-5}$ |



Rys. 7. Zmiana prędkości transmisji w zależności od BER na wyjściu kanału dla systemu pracującego w oparciu o radiostację PR4G oraz wykorzystującego proponowaną metodę poprawy jakości transmisji (prędkość średnia)

sowej metody poprawy jakości transmisji można osiągnąć zbliżoną prędkość już dla $BER \approx 0,16$. Ponadto radiostacja może transmitować dane z maksymalną prędkością równą jedynie 4,8 kbit/s, podczas gdy projektowany system, dla zbliżonych warunków kanału transmisji ($BER \approx 0,001$), zapewnia średnio ponad 8 kbit/s.

6. Podsumowanie

Metoda poprawy jakości transmisji może być implementowana zarówno w systemie simpleksowym, jak i dupleksowym bez konieczności modyfikacji zaprojektowanych algorytmów. Różnice wynikają jedynie z wprowadzanego opóźnienia pracy systemu łączności, co związane jest z czasem transmisji informacji zwrotnej i potwierdzającej. Przeprowadzone badania symulacyjne pozwoliły zweryfikować skuteczność zaproponowanych rozwiązań dla trybu pracy simpleksowej i dupleksowej. W obu przypadkach osiągnięto istotną poprawę jakości transmisji w stosunku do możliwości korekcyjnych radiostacji PR4G, zapewniając tym samym zdecydowanie większe prędkości transmisji dla porównywalnych warunków kanału (rys. 7). Maksymalna prędkość transmisji (gdy $BER \approx 0,001$) radiostacji PR4G (4,8 kbit/s) jest blisko dwukrotnie mniejsza od prędkości (ok. 9 kbit/s) zapewnianej przez opracowany system, a różnice te są jeszcze większe, gdy rośnie bitowa stopy błędów. Zalety badanego systemu łączności są przede wszystkim widoczne podczas transmisji długich bloków danych, których czas transmisji jest dłuższy od okresu transmisji informacji zwrotnej, ze względu na adaptacyjny charakter jego pracy oraz potrzebę ustalenia wielkości przepłotu i rodzaju kodu LDPC.

Artykuł wpłynął do redakcji 4.09.2008 r. Zweryfikowaną wersję po recenzji otrzymano w październiku 2008 r.

LITERATURA

- [1] S. JACKOWSKI, *Telekomunikacja cz.1 i 2*, Wydawnictwo Politechniki Radomskiej, Radom, 2005.
- [2] S. JACKOWSKI, R. URBAN, *Jakość transmisji w kanale radiowym UKF z wykorzystaniem bieżącej oceny kanału, układu przepłotu i kodów LDPC*, XI Międzynarodowa Konferencja Naukowa „TransComp — 2007”, Zakopane, 2007.
- [3] J. G. PROAKIS, *Digital Communications, Fourth Edition*, McGraw-Hill, New York, 2001.
- [4] T. S. RAPPAPORT, *Wireless Communications: Principles and Practice, Second Edition*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2002.
- [5] B. SKLAR, *Digital Communications: Fundamentals and Applications (2nd Edition)*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 2001.
- [6] T. RICHARDSON, M. SHOKROLLAHI, R. URBANKE, *Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes*, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, 2001, 638-656.
- [7] R. URBAN, *Wpływ przepłotu na rozkład błędów generowanych w kanale z zanikami*, KKRRiT, 453-456, Poznań, 2006.
- [8] R. URBAN, *Metoda określania średniej długości paczek błędów w kanale UKF w oparciu o analizę zmian wartości BER*, UiSR, vol. 56, Soczewka, 2007, 431-440.
- [9] R. URBAN, *Zastosowanie kodów LDPC do poprawy jakości transmisji w kanale radiowym UKF*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji KST, 396-403, Bydgoszcz, 2007.

-
- [10] B. VUCETIC, *Turbo codes: principles and applications*, Kluwer Academic Publisher, 2000.
[11] K. WESOŁOWSKI, *Podstawy cyfrowych systemów telekomunikacyjnych*, WKŁ, Warszawa, 2003.
[12] R. H. MORELOS-ZARAGOZA, *The art of error correcting coding*, Wiley, 2005.

S. JACKOWSKI, R. URBAN

Influence of adaptive estimation of interleaver parameters and coding redundancy on transmission quality in VHF channel

Abstract. The problem of interleaver influence on error distributions and effectiveness of error correcting coding during data transmission via VHF channels was discussed in the article. A special method based on analysis of current channel state, adaptive estimation of interleaver parameters and coding redundancy was proposed. LDPC (*Low Density Parity Check*) codes were applied in research and computer simulation. These codes are considered as the most effective for memoryless channels in which dispersed errors occur. Final simulation results were used to compare with measurement results obtained for PR4G radio (type RRC 9200 and RRC 9500) based on RS and BCH codes.

Keywords: wireless communication, VHF channel, interleaver, LDPC codes

Universal Decimal Classification: 621.396.93

