

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI, INFORMATYKI I ELEKTRONIKI



AUTOREFERAT ROZPRAWY DOKTORSKIEJ

**ANALIZA EFEKTYWNOŚCI MODULACJI WIELOTONOWEJ Z
TRANSFORMATĄ KOSINUSOWĄ**

MGR INŻ. JACEK DAŃDA

PROMOTOR:

PROF. DR HAB. INŻ. ANDRZEJ DZIECH,

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA

WPROWADZENIE

Tematem pracy jest analiza efektywności wielotonowej transmisji danych z zastosowaniem transformaty kosinusowej pod kątem szybkości transmisji danych, bitowej stopy błędów i opóźnienia związanego z przetwarzaniem sygnałów w kanale transmisyjnym. Praca dotyczy przede wszystkim transmisji danych za pomocą modulacji cyfrowych w sieciach opartych na telefonicznej pętli abonenckiej (*Digital Subscriber Line*), w których możliwe jest zastosowanie zarówno metod transmisji z jedną nośną, jak i wielotonowych. Transmisja wielotonowa (*Multicarrier Modulation*, MCM) polega na podziale strumienia danych na szereg strumieni składowych, z których każdy jest transmitowany w innym paśmie częstotliwości. W porównaniu z innymi technikami transmisji, największą zaletą transmisji wielotonowych jest odporność na szum wąskopasmowy, która pozwala na optymalizację szybkości transmisji danych. Największą wadą modulacji wielotonowych jest znaczna złożoność obliczeniowa.

Badania nad transmisją wielotonową nie są ukończone. Wciąż prowadzone są prace nad optymalizacją OFDM, optymalizacją transmisji wielotonowej w VDSL oraz transmisją wielotonową w radiowych systemach transmisji danych. Ponadto, możliwe jest opracowanie nowych technik transmisji wielotonowej o różnych sposobach generacji nośnych, kodowania danych na symbole transmisyjne, różnych parametrach transmisji i stopniu komplikacji obliczeniowej.

W pracy postawiono dwie tezy: 1. W transmisji wielotonowej możliwe jest zastosowanie transformaty kosinusowej w miejsce transformaty Fouriera; 2. W transmisji wielotonowej możliwa jest efektywna redukcja poziomu stosunku PAPR mocy szczytowej do średniej. Oryginalne elementy rozprawy obejmują propozycję nowej modulacji i demodulacji wielotonowej z transformatą kosinusową (DCMT), stanowiącej ulepszenie modulacji OFDM i propozycję metody redukcji stosunku PAPR mocy szczytowej do średniej. Analogicznie do tego, badania podzielono na część poświęconą analizie algorytmu modulacji nowej techniki transmisji wielotonowej oraz na część dotyczącą analizy problemu redukcji PAPR.

Proces modulacji wielotonowych realizowany jest za pomocą bufora wejściowego, kodera konstelacji, bloku normalizacji i transformaty odwrotnej oraz konwertera D/A. Zadaniem bufora wejściowego jest konwersja danych z postaci szeregowej do równoległej. Dane są zapisywane do bufora jako słowa binarne. Ich długość zależy od warunków szumowych w kanale transmisyjnym, ograniczeń wynikających z budowy modemu, bitowej stopy błędów BER, mocy sygnału oraz wymaganej przepływności.

Zadaniem kodera konstelacji jest konwersja wejściowych słów binarnych na symbole transmisyjne. Proces normalizacji symboli prowadzi do wyrównania ich średniej mocy, niezależnie od rozmiaru kodera konstelacji. Następnie, w procesie transmisji wielotonowej, na zbiorze symboli transmisyjnych otrzymanych po procesie normalizacji, realizowana jest odwrotna dyskretna transformata ortogonalna. Funkcje bazowe transformaty stanowią nośne sygnały w kanałach częstotliwościowych. Należy zauważyć, że sygnał wejściowy transformaty odwrotnej może być widziany jako widmo sygnału wyjściowego. Stąd, przetwarzanie sygnału w buforze wejściowym może być interpretowane jako przetwarzanie widma transmitowanego sygnału – na przykład w celu dopasowania do szumu kolorowego. Po transformacie odwrotnej sygnał jest przekształcany do postaci szeregowej. W zależności od implementacji, sygnał może zostać wydłużony o przedział ochronny, określany również mianem prefiksu cyklicznego [01]. Wprowadzenie prefiksu pozwala na redukcję zniekształceń ISI i ICI [02], a także ułatwia zachowanie synchronizacji.

Ze względu na wysoką wartościowość modulacji, konwertery D/A i A/D stosowane w modemach wielotonowych są bardziej skomplikowane niż te stosowane w transmisji z jedną nośną lub w transmisji w paśmie podstawowym. Dodatkowy problem stanowi fakt, że sygnał transmitowany przez modem wielotonowy charakteryzuje się wysoką wartością stosunku PAR amplitudy maksymalnej do średniej (*Peak-To-Average Ratio*). Niniejsza praca zawiera również propozycję rozwiązania tego zagadnienia.

Poza korekcją, procedury wykonywane podczas demodulacji są odwróceniem procedur modulacji. Sygnał jest kolejno poddawany konwersji A/D, przekształcany z postaci szeregowej

do równoległej, poddawany transformacie ortogonalnej i przetwarzany przez dekodery konstelacji do słów binarnych, łączonych następnie w strumień danych.

Poza wymienionymi procedurami, sygnał jest poddawany zarówno korekcji w dziedzinie czasu (TEQ), jak i częstotliwości (FEQ). Korekcja w dziedzinie czasu TEQ jest przeprowadzana przed konwersją sygnału z postaci szeregowej do równoległej. Zadaniem modułu TEQ jest minimalizacja efektów interferencji międzysymbolowej (ISI). Korekcja w dziedzinie częstotliwości FEQ jest realizowana za pomocą filtracji sygnału przez zbiór filtrów. Jest ona realizowana przed przetworzeniem odbieranego sygnału w dekodery konstelacji. Jej zadaniem jest eliminacja zniekształceń związanych z różnicami w tłumieniu składowych sygnału wielotonowego o różnych częstotliwościach nośnych.

W pracy szczegółowo opisano proces modulacji DMT (OFDM), która stanowi odniesienie dla propozycji nowej modulacji wielotonowej DCMT. Cechą charakterystyczną DMT jest blok generacji nośnych zrealizowany na bazie odwrotnej transformaty Fouriera (IFT). Ma on wpływ na pozostałe elementy modemu: koder konstelacji, bufor wejściowy i blok normalizacji. Ponadto, tak skonstruowany blok generacji nośnych wymusza przekształcenie wektora symboli transmisyjnych do postaci o symetrii hermitowskiej.

Zgodnie ze standardem G.992 [03] liczba słów binarnych w buforze wejściowym jest równa co najwyżej 256, a ich maksymalna długość powinna wynosić od 8 do 15. Wartość ta została narzucona ze względu na ograniczoną precyzję działania układów A/D i D/A oraz konieczność redukcji złożoności obliczeniowej demodulacji i wynikających stąd opóźnień w transmisji. W przypadku DMT można wykazać, że jeśli stosunek mocy sygnał-szum SNR przekracza 45 dB, to zasoby transmisyjne kanału nie są optymalnie wykorzystane. Może to mieć znaczenie dla łączności opartych na miedzianej skrętce telefonicznej, o niewielkiej długości.

Zgodny z G.992, zespolony koder konstelacji dla DMT, nie może zostać zapisany w postaci jednej funkcji kodującej. W praktyce kodowanie konstelacji dla DMT jest realizowane za pomocą tablicy przekodowań. Współczynniki normalizacyjne mogą wynosić 0 lub zawierać się w przedziale $-14,5\text{dB}$ do $+2,5\text{dB}$. Uzyskany po normalizacji wektor symboli transmisyjnych jest przekształcany do postaci z symetrią hermitowską, a następnie poddawany IFT. Dzięki własności symetrii hermitowskiej [04, 05], wektor wyjściowy z IFT przyjmuje wartości rzeczywiste. W praktyce stosowana jest odwrotna szybka transformata Fouriera (IFFT). Wartości otrzymane za pomocą IFFT są przekształcane do postaci szeregowej.

W rozprawie wykazano, że każdemu wejściowemu słowu binarnemu w buforze wejściowym przyporządkowywany jest elementarny sygnał QAM $X(t_n)$, stanowiący składową sygnału wyjściowego, o częstotliwości nośnej związanej z indeksem k słowa binarnego w buforze wejściowym $k \in \{1, \dots, M-1\}$, $M = 256$:

$$X(t_n) = \frac{1}{M} \operatorname{Re}(W_k) \cos\left(\frac{\pi k}{M} t_n\right) - \frac{1}{M} \operatorname{Im}(W_k) \sin\left(\frac{\pi k}{M} t_n\right), \quad (1)$$

gdzie $n = 0, 1, \dots, 511$ [03], natomiast W_k to symbol transmisyjny przyporządkowany w koderze konstelacji słowu binarnemu o indeksie k .

Ostatnie 32 wartości otrzymane z IFFT są kopiowane na początek nadawanego sygnału i tworzą prefiks [06]. Po dodaniu prefiksu sygnał jest poddawany kolejno konwersji D/A, oraz filtracji dolnoprzepustowej [07]. Konwertery cyfrowo-analogowe D/A oraz analogowo-cyfrowe A/D stosowane w modemach DMT muszą spełniać wymagania odnośnie rzeczywistego (dynamicznego) zakresu przetwarzania [08], wymaganej rozdzielczości oraz częstotliwości sygnału. DMT charakteryzuje się wysokim stosunkiem mocy szczytowej do średniej PAPR, istotny problem stanowi zakres dynamicznego przetwarzania konwertera [09]. Zadaniem filtru dolnoprzepustowego jest usunięcie składowych wysokoczęstotliwościowych związanych z cyfrową syntezą sygnału.

Odbierany sygnał wejściowy jest poddawany filtracji dolnoprzepustowej, co umożliwi usunięcie składowych wysokoczęstotliwościowych szumu. Ostatnim elementem części analogowej odbiornika jest konwerter A/D. Kolejne kroki realizowane w odbiorniku DMT to korekcja w dziedzinie czasu i synchronizacja, uzyskiwana na podstawie prefiksu. Następne

procedury demodulacji to usunięcie próbek sygnału zinterpretowanych jako prefiks, konwersja do postaci równoległej i szybka transformata Fouriera FFT. Następnie, po procedurach korekcji w dziedzinie częstotliwości FEQ, uzyskane symbole są poddawane dekodowaniu. Zgodnie z publikacją [10], złożoność obliczeniowa typowej procedury dekodowania symboli DMT wynosi $O(N^{1/2})$, gdzie N jest liczbą symboli w konstelacji. W pracy [11] wskazano metody redukcji złożoności obliczeniowej dekodowania.

W pracy opisano również krótko proces alternatywnej modulacji wielotonowej opartej na transformacie DWT, nazywanej DWMT (*Discrete Wavelet Multitone*) lub ODMM (*Overlapped Discrete Multitone Modulation*). W przeciwieństwie do DMT, transmisja DWMT stosuje filtr kształtujący impuls pasma podstawowego i nie stosuje modułu korekcji TEQ. W porównaniu z DMT, DWMT ma również rozbudowany moduł korekcji FEQ i nie korzysta z techniki prefiksu. DWMT jest mniej wrażliwa na interferencje międzykanałowe (ICI) i szum wąskopasmowy niż DMT, ale jest bardziej wrażliwa na interferencje ISI w dziedzinie czasu i na utratę synchronizacji. Łączna liczba obliczeń w celu implementacji procesu transmisji wynosi $4(1 + g + \log_2 M)$ dla DWMT i $5\log_2 M$ dla DMT, gdzie M to rozmiar transformaty, a g jest współczynnikiem nakładania się symboli transmisyjnych w czasie [12, 13]. Ponieważ $g > 1$ i na ogół $g \in \{4, 6\}$, a $M = 512$, więc złożoność obliczeniowa DWMT jest większa niż DMT. W porównaniu z DMT, DWMT wprowadza również większe opóźnienie w torze transmisyjnym.

TRANSMISJA WIELOTONOWA Z TRANSFORMATĄ DCT

Podstawowym zamierzeniem przy projektowaniu modemu o transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową (DCMT), zaproponowanej w rozprawie, jest redukcja stopnia komplikacji algorytmu modulacji i demodulacji w porównaniu z transmisją DMT. Ponadto nowa technika transmisji powinna charakteryzować się:

- co najmniej identyczną odpornością na szum biały jak DMT, co powinno znaleźć odzwierciedlenie w poprawie bitowej stopy błędów BER,
- co najmniej identyczną odpornością na szum kolorowy w porównaniu z DMT, co powinno zwiększyć przepływność systemu transmisji.

W DCMT wykorzystana została jednowymiarowa transformata kosinusowa DCT. Umożliwia to następujące zmiany w procesie transmisji:

- przekształcanie danych w koderze konstelacji do symboli rzeczywistych,
- uproszczenie, optymalizację i unifikację kodowania konstelacji,
- eliminację procesu przekształcania wektora symboli transmisyjnych do postaci o symetrii hermitowskiej.

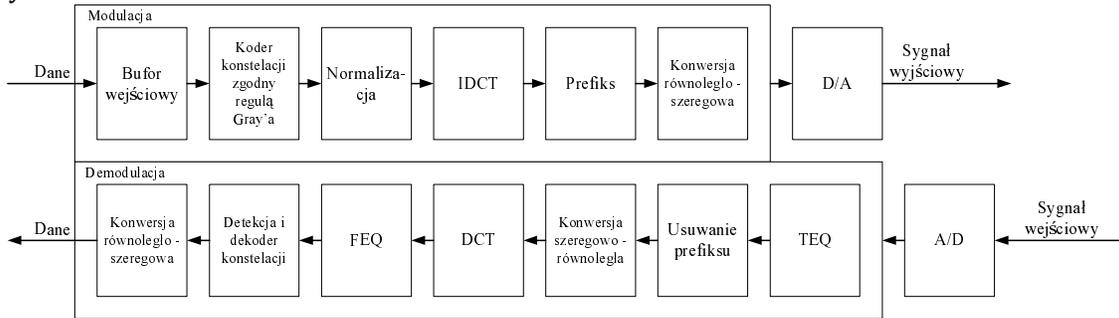
Wszystkie typy transformaty DCT można przekształcić do postaci zbliżonej do DFT. DCT dziedziczy część własności po DFT [14]. Odwracalność, liniowość oraz ortogonalność transformaty są dziedziczone bezpośrednio, natomiast pozostałe własności ulegają modyfikacjom. Transformata DCT, podobnie jak DFT, posiada własność splot-iloczyn, dzięki której możliwa jest filtracja w dziedzinie transformaty. Stąd, DCT dziedziczy wszystkie własności DFT konieczne do jej zastosowania w transmisji wielotonowej.

O przydatności transformaty w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów decydują [15]:

- 1) dekorelacja danych – energia sygnału wyjściowego jest zawarta w minimalnej liczbie współczynników,
- 2) niezależność funkcji bazowej od danych wejściowych
- 3) szybka implementacja – stopień komplikacji transformat obliczanych dla bloków n -punktowych jest rzędu n^2 , tylko w przypadku niektórych transformat możliwa jest redukcja złożoności obliczeniowej.

Transformata DCT spełnia wszystkie wymienione założenia. KLT spełnia wyłącznie pierwsze założenie, oferując optymalną dekorelację danych. DFT spełnia założenie 2 i 3.

Wykorzystując powyższe spostrzeżenia, w pracy zaproponowano algorytm modemu wielotonowego z transformatą kosinusową. Jego uproszczony schemat jest przedstawiony na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat procesu transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową

Bufor wejściowy w przypadku transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową DCMT ma dwa razy większą długość w porównaniu z buforem DMT. W zależności od implementacji możliwe są dwa rozwiązania:

1. Maksymalna długość słów w buforze jest dwukrotnie mniejsza w porównaniu z DMT.
 2. Słowa binarne w buforze mogą mieć taką samą długość maksymalną, jak dla DMT.
- Rozwiązanie 1 pozwala na nieznaczoną optymalizację procesu transmisji pod kątem komplikacji obliczeniowej w porównaniu z DMT. Należy zauważyć, że w takim przypadku, co każdy cykl pracy modemu, do bufora jest pobierana taka sama liczba bitów, jak dla DMT. Rozwiązanie 2 pozwala na optymalizację wykorzystania kanału transmisyjnego.

Do kodowania konstelacji zaproponowano prosty koder słów binarnych na liczby rzeczywiste, stosujący kodowanie Gray'a. Projekt kodera rozpoczęto od najprostszego, dwuwymiarowego przypadku [16, 17]:

$$P_k = \left[\sum_{n=1}^{\frac{L_k}{2}} x_n \cdot 2^{\frac{L_k}{2}-n} \right] + i \cdot \left[\sum_{n=1}^{\frac{L_k}{2}} y_n \cdot 2^{\frac{L_k}{2}-n} \right] \quad (2)$$

gdzie: P_k jest punktem na konstelacji kodera konstelacji, odpowiadającym słowu binarnemu w_k , pobranemu z bufora wejściowego $B = \{w_0, w_1, \dots, w_k, \dots, w_M\}$, L_k jest długością słowa binarnego w_k , $L_k = \log_2(N)$, N jest liczbą punktów na konstelacji kodera konstelacji, $x_n = \prod_{m=1}^n [1 - 2 \cdot w_k(2 \cdot m - 1)]$, $y_n = \prod_{m=1}^n [1 - 2 \cdot w_k(2 \cdot m)]$, $x_n, y_n \in \{-1; 1\}$, $w_k(m) \in \{0; 1\}$ jest bitem na pozycji m w słowie w_k . Wzór (2) można uogólnić dla przypadku D -wymiarowego:

$$P_k(d) = \sum_{n=1}^{\frac{L_k}{D}} s(d)_n \cdot 2^{\frac{L_k}{D}-n} \quad (3)$$

gdzie D jest liczbą wymiarów, d jest indeksem wymiaru, $P_k = [P_k(1), P_k(2), \dots, P_k(D)]$, $d \in \{1, 2, \dots, D\}$, $s(d)_n = \prod_{m=1}^n [1 - 2 \cdot w_k(D \cdot m - d + 1)]$, a pozostałe oznaczenia są takie, jak dla

wzoru (2). W przypadku modulacji wielotonowej z transformatą kosinusową DCMT, ze względu na DCT, $D = 1$. W pracy przedstawiono dowód, że w zaproponowanym koderze, sąsiednie punkty różnią się dokładnie na jednej pozycji bitowej, czyli są zgodne z kodem Graya. Symbole otrzymane po kodowaniu konstelacji są poddawane normalizacji.

Wektor otrzymany po normalizacji poddawany jest modulacji przez zastosowanie transformaty odwrotnej, którą w przypadku DCMT jest DCT typu III. Podobnie, jak w przypadku DMT, wartości otrzymane z transformaty kosinusowej należą do dziedziny czasu. W pracy wykazano, że pojedynczemu wejściowemu słowu binarnemu w buforze wejściowym DCMT przyporządkowywany jest elementarny sygnał $X(t_u)$, stanowiący składową sygnału wyjściowego, o częstotliwości nośna związanej z indeksem k słowa binarnego w buforze wejściowym $k \in \{1, \dots, N-1\}$:

$$X(t_u) = C_k W_k \cos \left[\frac{\pi k t_u}{N} + \frac{\pi k}{2N} \right] \quad (4)$$

gdzie $N|_{DCMT} = 2M|_{DMT}$ w wyrażeniu (1), W_k to symbol transmisyjny przyporządkowany w koderze konstelacji słowu binarnemu o indeksie k , natomiast C_k to stała dla słowa o indeksie k .

Pomijając stałe współczynniki, porównanie wyrażeń na elementarne sygnały składowe dla DMT i DCMT prowadzi do następujących wniosków:

1. Zakres składowych sygnałów dla DCMT to $0, \dots, N-1$, a dla DMT - $0, \dots, M-1$, przy czym liczba elementów wyjściowych transformaty IFFT wynosi dla DMT $2M$ i jest taka sama, jak dla DCMT.
2. Dla tej samej wartości k , czynnik odpowiedzialny za częstotliwość dla DMT ma dwukrotnie wyższą wartość, niż czynnik odpowiedzialny za częstotliwość dla DCMT.
3. Długość wektora poddawanego transformacji w obu przypadkach to $N|_{DCMT} = 2M|_{DMT}$.

Na podstawie powyższych spostrzeżeń w rozprawie przedstawiono dwa wnioski. Pierwszy z nich dotyczy złożoności działania algorytmów DCMT i DMT. Ze spostrzeżeń 1 i 3 wynika, że jeśli złożoność obliczeniowa obu transformacji jest podobna, to stopień złożoności procesu transmisji jest również zbliżony. Większość publikacji wymienionych w bibliografii nie precyzuje, czy w ogólnym przypadku komplikacja obliczeniowa każdego algorytmu dla DCT jest mniejsza, niż dla FFT. Wszystkie wskazują na związki między algorytmami obliczania DCT i FFT, w tym np. [15, 18, 19]. Publikacje te wymieniają zalety DCT, które jednak nie mają wpływu na złożoność obliczeniową algorytmów. Ponieważ kodowanie konstelacji jest w praktyce realizowane przez tablicę przekodowań, to różnice w złożoności obliczeniowej między DCMT a DMT mogą wynikać wyłącznie z przekształceń po normalizacji i z różnic w dekodowaniu konstelacji. Dla DCMT możliwe jest zastosowanie prostej tablicy przekodowań dla dekodowania konstelacji, natomiast w przypadku DMT jest ona bardziej złożona. Stąd można stwierdzić, że złożoność obliczeniowa dla DCMT jest mniejsza, niż dla DMT, przy czym różnica między nimi jest niewielka w porównaniu z całkowitą złożonością procesu obu technik transmisji wielotonowej.

Drugi wniosek odnosi się do relacji między elementarnymi sygnałami składowymi DCMT i DMT. I tak, z 1 i 2 wynika, że liczba składowych częstotliwościowych dla DCMT jest 2 razy większa niż dla DMT. Dla tego samego zakresu częstotliwości składowe DCMT mają dwukrotnie niższą częstotliwość nośną niż DMT. Zgodnie ze wzorem Shannona [20, 21], dla tej samej wartości stosunku mocy sygnału do szumu, w obecności szumu białego, pojemność kanału transmisyjnego jest wprost proporcjonalna do szerokości jego pasma częstotliwości. W przypadku, gdy rozkład szumu jest równomierny w całym paśmie składowej DMT, to jedna składowa DMT odpowiada dwóm składowym DCMT, jeśli chodzi o szerokość pasma i częstotliwości nośne. Wzór Shannona nie pozwala na uwzględnienie szumu kolorowego, dlatego jego wpływ na pojemność zostanie uwzględniony w badaniach za pomocą symulacji komputerowych. Ponieważ składowe DCMT są transmitowane w węższym paśmie, niż dla DMT, stąd w obecności szumu kolorowego sygnał DCMT może zapewnić lepsze dopasowanie do jego charakterystyki, a w efekcie większą przepływność.

Podobnie jak dla DMT, w przypadku DCMT możliwe jest zastosowanie techniki prefiksu cyklicznego CP. Wprowadzenie prefiksu ma takie samo znaczenie jak w przypadku DMT i takie same konsekwencje. Proces demodulacji DCMT jest realizowany analogicznie, jak w przypadku DMT i składa się na niego synchronizacja, usunięcie próbek sygnału zinterpretowanych jako

prefiks, konwersja do postaci równoległej i transformata kosinusowa. W porównaniu z DMT, znacznemu uproszczeniu ulega procedura zamiany symboli na słowa binarne. Wynika to z faktu, że dla DCMT zaproponowano jednolity, uproszczony koder konstelacji.

NOWA METODA REDUKCJI STOSUNKU MOCY SZCZYTOWEJ DO ŚREDNIEJ

Parametry transmisji w systemach wielotonowych mogą ulegać znacznej degradacji z powodu wysokiej wartości stosunku PAPR mocy szczytowej do średniej [12, 22, 23, 24, 25, 26], która może powodować tzw. „clipping” w odbiorniku, a w nadajniku wymuszać pracę wzmacniacza w nieliniowej części charakterystyki [27]. Dla sygnału wielotonowego złożonego z N nośnych, wartość PAPR rośnie ze wzrostem N i wynosi maksymalnie $10\log(N)$ [24, 26].

W ciągu ostatniego dziesięciolecia prowadzono wiele prac nad możliwościami redukcji stosunku PAPR, w wyniku czego zostało zaproponowanych wiele metod umożliwiających poprawę jego wartości. Metody, szerzej opisane w pracy, można podzielić na oparte na:

1. Zniekształcaniu sygnału wielotonowego.
2. Kodowaniu [28].
3. Wielopostaciowej reprezentacji sygnału MSR.

Typowe wady wyżej wymienionych metod obejmują wzrost bitowej stopy błędów i wzrost mocy emisji pozapasmowych [27] dla pierwszej grupy metod, spadek efektywnej szybkości transmisji [29] i wzrost złożoności obliczeniowej dla drugiej i trzeciej grupy metod.

W rozprawie zaproponowano nową metodę redukcji PAPR należącą do metod zniekształcających symbol transmisyjny. Metoda ta oparta jest na następujących założeniach:

1. Nadajnik modemu wielotonowego jest w stanie wykryć, że transmitowany symbol spowoduje clipping w odbiorniku.
2. Metoda musi wyeliminować zjawisko clippingu, bez wprowadzania błędów w transmisji.
3. Metoda nie powinna w znaczący sposób obniżać efektywnej szybkości transmisji danych.
4. Metoda nie powinna powodować powstania emisji pozapasmowych.

W przypadku, gdy po obliczeniu transformaty odwrotnej nadajnik wykryje, że istnieje znaczne prawdopodobieństwo wystąpienia clippingu, wówczas symbol transmisyjny jest konwertowany na jeden lub więcej skorelowanych symboli. Sposób konwersji zależy od implementacji, przy czym możliwe są następujące schematy:

- konwersja na jeden symbol transmisyjny z wykorzystaniem prefiksu,
- konwersja na dwa lub więcej symboli, ze skalowaniem, lub bez skalowania symboli.

Z powyższych możliwości w tekście rozprawy został wskazany schemat konwersji na dwa lub więcej symboli, ze skalowaniem. Polega on na tym, że jeśli po obliczeniu transformaty odwrotnej w nadajniku jeden lub więcej impulsów należących do symbolu transmisyjnego przekracza dopuszczalną wartość PAPR, to wszystkie amplitudy A_{j_0} symbolu transmisyjnego są zapisywane w buforze, a następnie są skalowane o współczynnik $k = A_0 / A_i$, gdzie A_0 jest amplitudą odpowiadającą dopuszczalnemu progowi PAPR (dla ADSL 15dB [30]), A_i jest maksymalną amplitudą impulsu w symbolu, w którym przekroczone A_0 . Nadajnik wysyła przeskalowany symbol transmisyjny, a następnie odejmuje wysłane amplitudy od pierwotnie obliczonych i

nadpisuje je w buforze zgodnie z $A_{j_1} = A_{j_0} \left(\frac{A_i - A_0}{A_i} \right)$. Jeśli dla tak obliczonych amplitud A_{j_1}

wartość PAPR nie jest przekroczona, zawartość bufora jest wysyłana w drugim, nadmiarowym symbolu transmisyjnym. W przeciwnym przypadku, współczynnik jest obliczany ponownie i procedura jest powtarzana. Detekcja w odbiorniku jest dwuetapowa, przez weryfikację amplitud impulsów i porównanie dwóch kolejnych symboli. W przypadku zgodności, amplitudy impulsów tych symboli transmisyjnych są sumowane. Metoda ta nie posiada wad poprzednich przypadków. Jej szczegółowy algorytm przedstawiono w tekście rozprawy.

Badania symulacyjne, których wyniki przedstawiono w tekście rozprawy wskazują, że dla łączy ADSL [30], przy zastosowaniu powyższego algorytmu należy spodziewać się strat

przepływności rzędu 0,01 - 0,1% w zależności od liczby impulsów przypadających na symbol transmisyjny.

MOŻLIWOŚĆ ZASTOSOWANIA INNYCH TRANSFORMAT

Konsekwencją próby zastosowania transformaty kosinusowej w miejsce transformaty Fouriera w procesie modulacji wielotonowej w pracy postawienie pytania – czy możliwe jest również wykorzystanie innych transformat ortogonalnych o nieharmonicznych funkcjach bazowych. Istotny problem stanowi fakt, że funkcje bazowe transformaty w procesie transmisji wielotonowej służą jako sygnały nośne. Stąd zastosowanie w procesie transmisji transformat o nieharmonicznych funkcjach bazowych wymaga wprowadzenia dodatkowej procedury służącej wyłącznie modulacji. W pracy przedstawiono przykład próby zastosowania transformaty nieharmonicznej w torze nadawczym transmisji wielotonowej. Operacja ta sprowadza się do rozproszenia sygnału w dostępnym paśmie transmisyjnym. Takie podejście takie uniemożliwia dopasowanie sygnału wielotonowego do zniekształceń wąskopasmowych w kanale transmisyjnym. Ponadto, z badań przedstawionych w tekście rozprawy wynika, że w takim przypadku poziom emisji pozapasmowych jest znaczny w porównaniu z DMT oraz DCMT.

Podobne badania zostały również przeprowadzone dla transformaty Hadamarda i Hadamarda-Paleya. Wyniki okazały się być zbliżone z tymi, które przedstawiono dla transformaty Walsha.

BADANIA SYMULACYJNE

W ramach symulacji transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową przeprowadzono badania bitowej stopy błędów BER w zależności od stosunku mocy sygnału do szumu w kanałach transmisyjnych z szumem białym, dla ustalonej przepływności oraz badania przepływności w kanałach transmisyjnych z szumem kolorowym. W pracy przedstawiono zarówno wyniki uzyskane dla transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową, jak i wyniki dla transmisji DMT. We wszystkich testach przyjęto, że wpływ odpowiedzi impulsowej kanału jest korygowany w analogiczny sposób dla DMT i transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową.

Badania symulacyjne realizowano z wykorzystaniem pakietu Matlab i oprogramowania przygotowanego w języku C++. Do badań przyjęto identyczny rozmiar transformaty dla transmisji DMT i transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową. Dla wszystkich przypadków zastosowano technikę prefiksu zgodnie z Zaleceniem G.992.1. Dla każdego punktu na wykresach zależności BER od SNR przedstawionych w pracy przesłano nie mniej niż 10^8 i nie więcej niż $5 \cdot 10^8$ bitów. Na wykresach przedstawiono 99% przedziały ufności pomiarów.

W kanale transmisyjnym z szumem białym zbadano zależność bitowej stopy błędów (BER) od stosunku mocy sygnału do szumu (SNR) dla ramek o rozmiarze od 128 do 1152 bitów transmitowanych równocześnie z bufora wejściowego.

W kanale transmisyjnym z zanikami selektywnymi prowadzono badania nad maksymalną możliwą do uzyskania szybkością transmisji danych. Ponieważ sygnały składowe DCMT zajmują dwukrotnie węższe pasma, niż DMT, stąd dla DCMT oczekiwano większej szybkości transmisji. W badaniach nad szybkością transmisji danych zastosowano metodę wyboru długości słów binarnych w buforze wejściowym zaproponowaną w pracy [31]. Dla każdego punktu na wykresach szybkości transmisji przedstawionych w pracy transmitowano od 10^7 do 10^9 bitów, w zależności od BER uzyskiwanej w początkowej fazie symulacji. Analiza wyników wykazała, że szybkość transmisji danych możliwa do uzyskania za pomocą transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową jest wyższa, niż dla DMT.

Badania symulacyjne dotyczące wartości stosunku mocy maksymalnej do mocy średniej sygnału wielotonowego podzielono na:

- badania bitowej stopy błędów w zależności od wartości PAPR, przy braku zastosowania nowej metody korekcji PAPR,
- badania strat przepływności dla nowej metody korekcji stosunku PAPR.

W obu przypadkach prowadzono badania transmisji wielotonowej z transformatą kosinusową oraz dla klasycznej transmisji wielotonowej z transformatą Fouriera.

W badaniach symulacyjnych oceniających wpływ PAPR na bitową stopę błędów BER przyjęto, że wartości amplitud impulsów przekraczające dopuszczalny próg PAPR podlegają tzw. *hard-clippingowi*, polegającemu na zmniejszeniu amplitud do wartości progu. Na podstawie wyników badań BER w funkcji dopuszczalnego progu PAPR dla transmisji DMT i DCMT w pracy przedstawiono wnioski, że bitowa stopa błędów może osiągać nawet 10^{-4} dla dopuszczalnego poziomu PAPR rzędu 15 dB. Oznacza to, że dla transmisji wielotonowych niezbędne jest zastosowanie redukcji PAPR, która pozwoli na uniknięcie tak wysokiej stopy błędów i jednocześnie umożliwi redukcję szumów pozapasmowych wynikających z clippingu.

Do badań strat przepływności dla nowej metody redukcji PAPR przyjęto typowy dla systemów ADSL dopuszczalny próg PAPR równy 15 dB [27], przy czym wyniki dla innych zastosowań niż ADSL nie powinny być znacząco różne od przedstawionych w tekście rozprawy. Symulacje prowadzono niezależnie, dla różnych rozmiarów konstelacji. W ramach każdej symulacji transmitowano od 100 000 do miliona impulsów. Z symulacji wynika, że zaproponowana metoda redukcji poziomu PAPR nie powoduje istotnych strat przepływności. W przypadku obu technik transmisji DMT i DCMT wyniki są podobne. Wynika to z faktu, że wartość PAPR zależy przede wszystkim od liczby składowych harmonicznych, równej liczbie impulsów wyjściowych transformaty odwrotnej, przypadających na jeden transmitowany symbol [24, 27].

Zbadano również wpływ nowej metody redukcji poziomu PAPR na bitową stopę błędów. We wszystkich testach przyjęto, że wpływ odpowiedzi impulsowej kanału jest korygowany w taki sam sposób dla wszystkich algorytmów transmisji. Rozmiar transformaty wynosił 128 i dla wszystkich przypadków zastosowano technikę prefiksu. Dla każdego punktu na wykresach zależności BER od SNR przesłano od 10^7 do $5 \cdot 10^8$ bitów. Na wykresach jako poziom odniesienia przedstawiono zależności BER od SNR dla technik transmisji stosujących nową metodę redukcji PAPR oraz bez zastosowania redukcji PAPR, przy założeniu nieskończonego progu clippingu. Z przeprowadzonych badań wynika, że nowa metoda redukcji PAPR nie ma znaczącego wpływu na bitową stopę błędów dla kanału z szumem białym. Ponieważ widmo sygnału powstałego w wyniku zastosowania tej metody redukcji PAPR jest takie, jak widmo sygnału oryginalnego, nie wpływa ona również na dopasowanie do szumu wąskopasmowego, nie stanowi również źródła emisji pozapasmowych. Stąd jedyną wadą nowej metody redukcji PAPR jest nieznaczny (< 1%) spadek przepływności.

PODSUMOWANIE

W ramach rozprawy opracowano model transmisji DCMT, który umożliwił porównanie jej z transmisją DMT (OFDM). W modelu tym wykorzystano algorytm transformaty kosinusowej, stosowany powszechnie w przetwarzaniu sygnałów oraz uproszczony i zoptymalizowany koder konstelacji. Do najważniejszych wyników pracy należy zaliczyć:

1. Porównanie techniki transmisji DMT z proponowaną transmisją DCMT:
 - a) algorytmów i procesów transmisji dla pojedynczych wejściowych słów binarnych,
 - b) przepływności osiągniętych w kanale z szumem białym,
 - c) sposobów dopasowania do szumu kolorowego,
 - d) złożoności obliczeniowej.
2. Konstrukcję diagramu konstelacji oraz struktury modulatora i demodulatora DCMT.
3. Propozycję nowej metody redukcji stosunku PAPR mocy szczytowej do średniej sygnału wielotonowego, która pozwala na rozwiązanie istotnych dla transmisji wielotonowych problemów, w tym dotyczących stopnia złożoności algorytmicznej modemów, szumów pozapasmowych czy strat przepływności.
4. Wszechstronne badania symulacyjne, mające na celu weryfikację modelu analitycznego modemu DCMT.

Z analiz symulacyjnych, których wyniki przedstawiono w pracy, wynika, że transmisja wielotonowa z transformatą kosinusową DCMT, w porównaniu z DMT umożliwia uzyskanie większej odporności na szum biały i większej szybkości transmisji w kanale z zanikiem

selektywnym. Ponadto z przedstawionych badań można wnioskować, że straty szybkości transmisji związane z zastosowaniem nowej metody redukcji poziomu PAPR są pomijalnie małe i nie niosą ze sobą kosztów typowych dla innych metod, takich jak duże straty przepływności, wzrost BER i wzrost emisji pozapasmowych.

W pracy przedstawiono również wyniki badań nad możliwością zastosowania efektywnych obliczeniowo transformat Walsh'a w procesie transmisji wielotonowej. Analiza wyników pozwoliła na wskazanie problemów, jakie niesie ze sobą próba wprowadzenia transformaty Walsh'a do technik transmisji z modulacjami wielotonowymi. Rozwiązanie przedstawionych zagadnień wymaga dalszych badań.

Przeprowadzone eksperymenty symulacyjne oraz analiza porównawcza transmisji DMT i DCMT pozwalają stwierdzić, że w tych samych warunkach szumowych transmisja wielotonowa z transformatą kosinusową DCMT jest bardziej efektywna, niż powszechnie stosowana transmisja DMT (OFDM).

LITERATURA

- [01] P. Ödling, W. Henkel, Per Ola Börjesson, G. Tauböck, Niklas Petersson, A. Johansson, **The Cyclic Prefix of OFDM/DMT - An Analysis**, International Zürich Seminar, 2002
- [02] V. Fischer, A. Kurpiers and D. Karsunke, **ICI Reduction Method for OFDM Systems**, 8th International OFDM-Workshop 2003, Hamburg, Conference Proceedings
- [03] Telecommunication Standardization Sector of ITU, **Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers**, ITU-T Recommendation G.992.1, ITU 2000
- [04] Z. Papir, **Analiza częstotliwościowa sygnałów**, Skrypty uczelniane 1410, Wyd. AGH, Kraków 1995
- [05] M. Wnuk, **Systemy wizyjne**, Wykłady opublikowane na stronach WWW Instytutu Cybernetyki Technicznej, Politechniki Wrocławskiej, 2002
- [06] K. S. Yap, and J. V. McCanny, **Improved Time-Domain Equalizer Initialization Algorithm for ADSL Modems**, 6th International Symposium On Digital Signal Processing For Communication Systems DSPCS'2002, Sydney-Manly, 28-31 January 2002
- [07] Ching-Chi C., Muh-Tian S., Chorng-Kuang W., **A VLSI Architecture of DMT Based Transceiver for VDSL System**, IEEE AP-ASIC, Taipei, Taiwan, Aug. 2002
- [08] F. Kohandani, A. K. Khandani, **PAPR Reduction in OFDM Systems**, Communications and Information Technology Ontario CITO 2002
- [09] H. J. Casier, **Requirements for Embedded Data Converters in an ADSL Communication System**, 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems 2001
- [10] ITU - Telecommunication Standardization Sector, **Temporary Document CF-038**, Study Group 15, Clearwater, Florida, 08 - 12 January 2001
- [11] J. A. Torres, **Method for using non squared constellation and how to decoded them with independent I and Q**, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, 4 July 2002
- [12] J. A. C. Bingham, **ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation**, J. Wiley&Sons 2000.
- [13] S. D. Sandberg, M. A. Tzannes, **Overlapped Discrete Multitone Modulation for High Speed Copper wire communications**, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Dec. 1995
- [14] D. Babic, **Discrete Cosine Transform Algorithms for FPGA Devices**, Faculty of Electrical Engineering and Computing of Zagreb University, Zagreb, 2003
- [15] Ed. K. R. Rao and P.C. Yip, **The Transform and Data Compression Handbook**, CRC Press, 2001
- [16] J. Dańda, A. Dziech, **Discrete Cosine Transform in Digital Subscriber Line Applications**, Proc. of IEEE ICCS 2002, Singapore
- [17] J. Danda, K. Loziak, M. Sikora, and R. Watza, **Multicarrier Modulation with the Discrete Cosine Transform**, Proc. Communication Systems and Applications 2005
- [18] S. W. Smith, **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**, 2nd ed., California Technical Publishing, www.DSPguide.com 1999

- [19] S. A. Khayam, **The Discrete Cosine Transform (DCT): Theory and Application**, Department of Electrical & Computer Engineering, Michigan State University, Mar. 2003
- [20] J. Proakis, **Digital Communications**, McGraw Hill, 2000
- [21] C. E. Shannon, **A Mathematical Theory of Communication**, The Bell System Technical Journal, Vol. 27, July, October, 1948
- [22] X. Huang, J. Lu, J. Zheng, **Reduction in PAPR of OFDM system using a revised companding**, Proc. of IEEE ICCS 2002, Singapore
- [23] Pin-Hsun L., et al. **Peak to average power ratio reduction for multicarrier systems using dirty paper coding**, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 14-19 May 2006, Toulouse
- [24] D. Jayalath, C. R. N. Athaudage, **On the PAR Reduction of OFDM Signals Using Multiple Signal Representation**, IEEE Communications Letters 8(7), 2004
- [25] C. Tellambura, **Phase optimization criterion for reducing peak to-average power ratio in OFDM**, Electronics Letters, vol. 34, Jan. 1998
- [26] C. Tellambura, **Computation of the Continuous-Time PAR of an OFDM Signal with BPSK Subcarriers**, IEEE Communications Letters, vol. 5, May 2001
- [27] R. van Nee, R. Prasad, **OFDM Wireless Multimedia Communications**, Artech House, 2000
- [28] W. Henkel, **Analog Codes for Peak-to-Average Ratio Reduction**, 3rd ITG Conference Source and Channel Coding, Munich, Germany, Jan. 17-19, 2000
- [29] T.A. Wilkinson, A.E. Jones, **Minimisation of the Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding**, IEEE 45th Vehicular Technology Conference, 25-28 Jul 1995, Vol. 2, Chicago, USA
- [30] R. Stephens, **Active Output Impedance for ADSL Line Drivers**, Application Report SLOA100 - High Performance Linear Products, Texas Instruments, Nov, 2002
- [31] J. Bułat, **Wykorzystanie modelu transmisji wielonośnej do maksymalizacji przepływności bitowej modemu xDSL**, AGH, Kraków 2005