Analiza wydajności sieci komunikacyjnych 5G i 6G oparta na kumulantach

Streszczenie

Ortogonalne multipleksowanie z podziałem częstotliwości (OFDM) jest bardzo pożądane w sieciach 5G i 6G, aby osiągnąć wysoką prędkość transmisji danych i bardzo dobrą wydajność widmową. Ze względu na ortogonalność podnośnych, OFDM jest szeroko stosowany w różnych zastosowaniach. Sygnały OFDM mają jednak ograniczenia w praktycznych sieciach komunikacyjnych, ze względu na wysoki współczynnik PAPR. Niniejsza praca koncentruje się na zmodyfikowanej technice SLM opartej na bitach (BSLM) w celu zmniejszenia współczynnika PAPR. Niniejsza praca analizuje wydajność zmodyfikowanej techniki BSLM, wykorzystując charakterystyki PAPR i właściwości 14 różnych wektorów sekwencji faz, takich jak ortogonalny, Clementa, Riemanna, Cheby'ego, centrujący, Chu, cyrkulantny, dwumianowy, Cauchy'ego, chaotyczny, Cauchytopa, Hadamarda, Hilberta i Newmanna, w celu redukcji PAPR. Ostatecznie odpowiadamy na pytanie, który typ sekwencji faz może generować globalnie niski PAPR dla wszystkich zastosowań, a który typ będzie akceptowany w kilku. Biorąc pod uwagę właściwość kumulantów łącznych zamiast zerowej kowariancji, pokazaliśmy tutaj, jak zmodyfikowana technika SLM oparta na bitach (BSLM) skutecznie radzi sobie z tym typem złożoności obliczeniowej, jednocześnie poprawiając wydajność redukcji PAPR.

Słowa kluczowe: OFDM, BSLM, charakterystyki PAPR, wektory fazowe, kumulant, 5G, 6G

Wprowadzenie

Ze względu na wysoką wartość PAPR, następuje przesunięcie punktu Q do obszaru nasycenia z liniowego obszaru liniowych wzmacniaczy mocy sekcji nadawczej. Zjawisko to prowadzi do obcinania szczytu sygnału, powodując zniekształcenia w paśmie i poza pasmem. Wymaga to zwiększenia zakresu dynamiki wzmacniacza mocy, aby utrzymać punkt Q w obszarze liniowym. Powoduje to spadek wydajności przy jednoczesnym wzroście kosztów. W związku z tym występuje kompromis między nieliniowością a wydajnością. Odpowiednio, wzrost zakresu dynamiki jest wprost proporcjonalny do wzrostu kosztów wzmacniacza mocy. Dlatego celem badacza powinno być obniżenie tego PAPR. Przedstawiono wiele technik redukcji PAPR .Niektóre z nich to między innymi obcinanie i filtrowanie, zachowanie tonu, kodowanie, wstrzykiwanie tonu, częściowa sekwencja transmisji, mapowanie selektywne i aktywne rozszerzenie konstelacji. Wśród tych technik, niektóre mają wady, takie jak zwiększenie wymaganej szerokości pasma transmisji, wzrost złożoności, wzrost współczynnika błędów bitowych (BER) i wzrost mocy, podczas gdy niektóre doświadczają utraty szybkości transmisji danych. W tej pracy będziemy badać koncepcje alternatywnej transformacji sygnału, takiej jak mapowanie selektywne (SLM), w celu zmniejszenia PAPR. W technice mapowania selektywnego (SLM) , kilka alternatywnych sygnałów OFDM jest generowanych z głównego bloku sekwencji danych. Wśród nich transmitowany jest sygnał OFDM wykazujący minimalne PAPR. Jednak metoda SLM cierpi na utratę szybkości transmisji danych i wzrost złożoności w sekcji nadajnika. W tym artykule użyliśmy zmodyfikowanego algorytmu SLM w celu poprawy utraty szybkości transmisji danych związanej z konwencjonalną techniką SLM. Ponadto, do tego zmodyfikowanego algorytmu SLM dodano koncepcję SLM opartego na bitach (BSLM) w celu poprawy możliwości redukcji PAPR przy zachowaniu tej samej złożoności. Wydajność i złożoność czasowa algorytmu BSLM są analizowane przy użyciu charakterystyk PAPR i właściwości 14 różnych wektorów fazowych (Ortho, Clementa, Cheby'ego, Centrowania, Riemanna, Chu, Circulant, Binomial, Cauchy'ego, Chaotic, Cauchytopa, Hilberta, Newmanna i Hadamarda). Wynikowy schemat BSLM zmienia amplitudę oprócz fazy, aby utworzyć alternatywne sekwencje sygnałów OFDM. Używając tego schematu, nie nastąpi wzrost złożoności obliczeniowej i zapewni lepszą redukcję PAPR i większe możliwości kształtowania wzmocnienia niż konwencjonalny SLM, jednocześnie zbieżny do teoretycznego CCDF. Poprawa wydajności redukcji PAPR schematu BSLM

jest wprost proporcjonalna do wzrostu liczby alternatywnych sygnałów OFDM i odwrotnie proporcjonalna do zmniejszenia liczby podnośnych w sygnałach OFDM. Ten rozdział jest pierwszym, który analizuje sekwencje faz z punktu widzenia macierzy. Niniejsza praca proponuje dwie nowe cechy macierzy fazowej, które mogą odegrać kluczową rolę w podejmowaniu decyzji o zastosowaniu OFDM opartego na BSLM w różnych domenach. Biorąc pod uwagę właściwość kumulantów łączonych zamiast zerowej kowariancji, pokazano tutaj, jak powstały SLM oparty na bitach (BSLM) jest efektywny w obsłudze tego typu złożoności obliczeniowej, jednocześnie poprawiając zdolność redukcji PAPR. Systemy 5G i 6G muszą zapewniać dobrą jakość, lepszy zasięg, wysoką moc i strategię efektywnego wykorzystania przepustowości, aby mogły być instalowane w różnych lokalizacjach. Jednak zmienny w czasie zanik sygnału wielościeżkowego stanowi wyzwanie, aby to osiągnąć. Osiągnięcie najlepszej jakości lub redukcji efektywnej stopy błędów bitowych w kanale zanikającym wielościeżkowo jest bardzo trudne. Istnieje potrzeba 10 dB poprawy SNR w środowisku zanikania wielościeżkowego, aby zmniejszyć efektywną stopę błędów bitowych. Jednak poprawy SNR nie można osiągnąć poprzez zwiększenie mocy nadajnika lub zapewnienie dodatkowej przepustowości, ponieważ jest to sprzeczne z wymaganiami systemów 5G i 6G.Teoretycznie musimy kontrolować moc nadajnika, aby złagodzić zanik sygnału wielodrogowego. Niektóre aktywne techniki to dywersyfikacja czasu i częstotliwości oraz dywersyfikacja anteny. Dywersyfikacja czasu powoduje duże opóźnienia w przypadku wolno zmieniających się kanałów, podczas gdy techniki dywersyfikacji częstotliwości są nieskuteczne, gdy rozproszenie opóźnienia kanału jest stosunkowo niewielkie. Dywersyfikacja anteny jest użyteczną i szeroko stosowaną techniką redukcji efektu zaniku sygnału wielodrogowego związanego z rozproszeniem. Używanie wielu anten w odbiorniku w celu uzyskania jakości odbieranego sygnału stanowi zagrożenie dla rozmiaru, mocy i kosztów jednostek zdalnych. Dlatego techniki dywersyfikacji transmisji są bardzo przydatne. W tej pracy połączono koncepcje w celu zaprojektowania zmodyfikowanego systemu dywersyfikacji transmisji. Zmodyfikowany system dywersyfikacji transmisji może rozwinąć wydajność błędów i szybkość transmisji danych systemów 5G i 6G. Niższą wrażliwość na zanik można przypisać stosowaniu schematów modulacji wyższego poziomu, a tym samym zwiększaniu obszaru zasięgu.

Przegląd redukcji i modyfikacji PAPR w oparciu o SLM

Ze względu na zwiększony stosunek mocy szczytowej do średniej (PAPR), amplitudy sygnału OFDM szybko się zmieniają i powodują intermodulację między różnymi podnośnymi, a tym samym zwiększoną stopę błędów bitowych. Można to rozwiązać za pomocą wzmacniaczy mocy o dużym back-off. Prowadzi to jednak do nieefektywnego wzmocnienia i wzrostu mocy nadajnika. W związku z tym pojawiły się różne metody redukcji PAPR, a wybór jednej z nich zależy od możliwości redukcji PAPR . Podczas obliczania PAPR brany jest pod uwagę rzeczywisty analogowy sygnał OFDM w dziedzinie czasu, ponieważ wyjścia IFFT nie dostarczają wszystkich pików sygnału. Dlatego do obliczenia rzeczywistej wartości PAPR stosuje się nadpróbkowanie. Ponieważ systemy oparte na MIMO-OFDM pracują z sygnałami o zmiennej amplitudzie, wymagają one również redukcji PAPR. PAPR można analizować za pomocą funkcji rozkładu skumulowanego komplementarnego (CCDF). Przyjmując Y jako zmienną losową, funkcja rozkładu skumulowanego komplementarnego (CCDF) będzie prawdopodobieństwem zdarzenia ($Y \leq y$). Zatem funkcja rozkładu skumulowanego komplementarnego (CCDF) będzie prawdopodobieństwem zdarzenia ($Y > y$) . Funkcja gęstości ułatwia ocenę możliwości redukcji PAPR. PAPR dla sygnału pasma podstawowego w czasie ciągłym jest obliczany po zastosowaniu rzeczywistego sprzętu, w tym przetwornika cyfrowo-analogowego (DAC). Wiadomo, że sygnał w czasie dyskretnym x[n] wykazuje prawie taki sam PAPR jak x(t), jeśli x[n] jest V – razy interpolowane (nadpróbkowane), gdzie ≥ 4 . Szacowaną wartość CCDF dla sygnału nadpróbkowanego można przedstawić jako

$$\Pr(PAPR\{x\} > \gamma) = 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\alpha N} \qquad (4.1)$$

gdzie α jest obliczane przez dopasowanie teoretycznego współczynnika CCDF do rzeczywistego. Wybrane odwzorowanie jest skuteczną techniką stosowaną do redukcji PAPR w OFDM. W tej technice wybiera się jedną sekwencję z wielu sekwencji. Następnie, z wykresu konstelacji N podnośnych, tworzony jest blok danych uwzględniający N symboli. Następnie, generowana jest liczba U niezależnych wektorów kandydujących poprzez mnożenie niezależnych wektorów fazowych z wykorzystaniem tego bloku danych. Niech X będzie blokiem danych, którego X(k) jest odwzorowanym podsymbolem (tj. symbolami z konstelacji), gdzie k = {0, 1, 2…N–1}. Niech u-ty wektor fazowy będzie przedstawiony jako $B^{(u)}$, gdzie u ={1,2…U}. u-ty wektor kandydujący, uzyskany przez mnożenie bloku danych przez wektor fazowy, jest przedstawiony jako $X^{(u)}$. k-ty element u-tego wektora kandydującego jest przedstawiony jako:

$$X^{(u)}(k) = X(k)B^{(u)}(k) \qquad (4.2)$$

Po wykonaniu operacji IFFT na każdym wektorze kandydackim otrzymujemy liczbę U alternatywnych sygnałów OFDM. N-ty symbol u-tego alternatywnego sygnału OFDM jest reprezentowany jako

$$x^{(u)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X^{(u)}(k) e^{j(\frac{2\pi nk}{N})} \qquad (4.3)$$

Spośród alternatywnych sygnałów OFDM, do transmisji rozpatrywany jest sygnał o minimalnym PAPR. Jest to klasyczny SLM, który uzyskuje alternatywne symbole OFDM z niezależnych wektorów fazowych. Zatem, zgodnie z równaniem 4.2, k-ta wartość u-tego wektora fazowego jest przedstawiona jako $B^{(u)}k$.

$$B^{(u)}(k) = e^{j\varnothing^{(u)}(k)} \qquad (4.4)$$

gdzie ϕ(k) jest losową wartością fazy. Równanie 4.2 pokazuje, że $X^{(u)}k$ jest wersją X(k) z obróconą fazą. Ponieważ dwa wektory fazowe $B^{(m)}$ i $B^{(l)}$ i są zależne, jeśli jakakolwiek wspólna kumulacja między nimi jest różna od zera [17, 18], warunek wzajemnej niezależności między $b^{(m)}n$ $b^{(l)}n$ i będzie dany wzorem

$$E\left[e^{j\varnothing}\right] = 0 \qquad (4.5)$$

Aby spełnić równanie 4.5, ϕ powinno być równomiernie rozłożone w [0, 2π). Zgodnie z kryteriami wyboru, wydajność redukcji ϕ PAPR jest zmienna. W klasycznej technice SLM rotacja faz symboli odbywa się w dziedzinie częstotliwości. Jednak ich amplituda pozostaje stała.Natomiast w przypadku BSLM występują zmiany fazy i amplitudy symboli. BSLM tworzy alternatywne sekwencje symboli poprzez mnożenie binarnej sekwencji danych przez binarne sekwencje faz danych o podobnej długości. Wejściową sekwencję symboli C o długości N z modulacją M-arną można zapisać jako sekwencję binarną o długości $N\log_2 M$.

$$C_B = [C_{0,0}, C_{0,1}, \ldots C_{0,log_2 M-1}, \ldots C_{N-1,log_2 M-1}] \qquad (4.6)$$

gdzie $C_{k,b} \in \{\pm 1\}$ i oznacza b-ty bit k-tego symbolu modulowanego M-ary. Dla binarnej sekwencji faz P (u) o rozmiarze $N\log_2 M$, u-ta alternatywna sekwencja binarna jest tworzona przez pomnożenie wejściowej sekwencji symboli binarnych przez u-tą binarną sekwencję faz przed odwzorowaniem jej na symbole M-ary jako

$$X_B^{(u)} = [C_{0,0}P_0^{(u)} \ldots C_{0,log_2 M-1}P_{log_2 M-1}^{(u)} \ldots C_{N-1,log_2 M-1}P_{Nlog_2 M-1}^{(u)}] \quad (4.7)$$

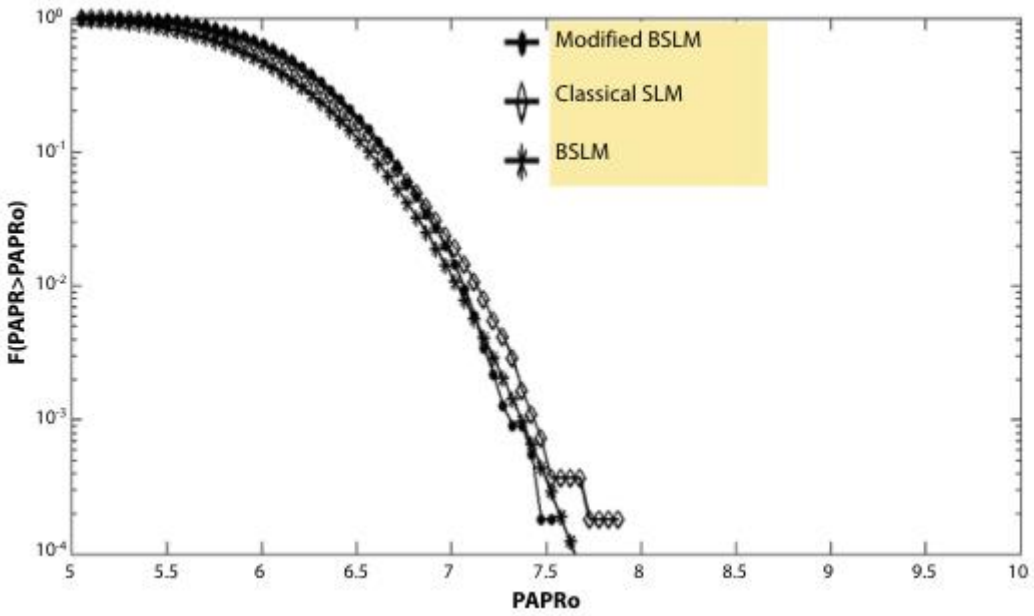
Sekwencje z równania 4.7 są następnie mapowane na symbole M-arne, aby uzyskać alternatywne sekwencje symboli X^u. Następnie, wykonując transformatę IFFT dla tych alternatywnych sekwencji symboli, tworzone są sekwencje sygnałów OFDM x^u. Następnie, v-ta sekwencja sygnału OFDM (o minimalnym PAPR) jest rozpatrywana pod kątem transmisji, co przedstawia się jako

$$v = argmin_{0 \le u < U} PAPR(x^u) \quad (4.8)$$

W technice SLM, w celu odzyskania transmitowanego sygnału w odbiorniku, przesyłany jest indeks SI (informacja o pomnożonym wektorze fazowym) wraz z symbolem OFDM. Jeżeli w wyniku błędu odbiornik nie może zaobserwować idealnego indeksu SI, wówczas nie można odzyskać oryginalnego transmitowanego bloku danych. Po wprowadzeniu koncepcji BSLM, zmodyfikowany algorytm wygląda następująco:

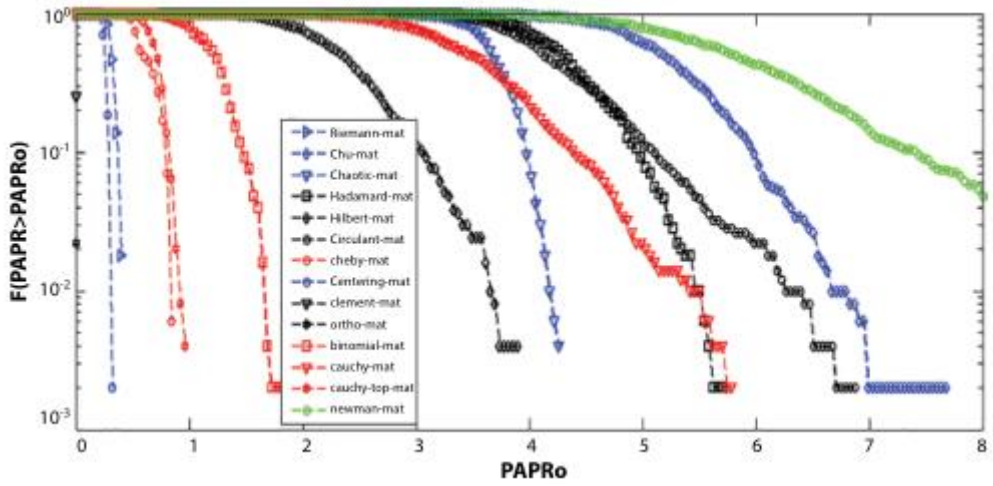
1: Initialization
2: Denote the vector as X_u' among the V vectors, that lead to the lowest PAPR and selected for transmission.
3: **for** SI index generation **do**
4: Generate the index u of the selected vector as a set of log_2^V bits.
5: Set a moduli of K elements to a constant C for each B_v.
6: **end for**
7: **for** SI index recovery **do**
8: To recover the SI, make a one-to-one correspondence between an index v and a set S_v at the receiver.
9: The disparity in the average energy of the extended symbols and the non-extended symbols is exploited to recover the SI index u in the vector.
10: **end for**
11: **for** Recursion **do**
12: Repeat the above procedures for $n \in \{0, 1, ..., N-1\}$ and $v \in \{0, 1, ..., V-1\}$
13: **end for**

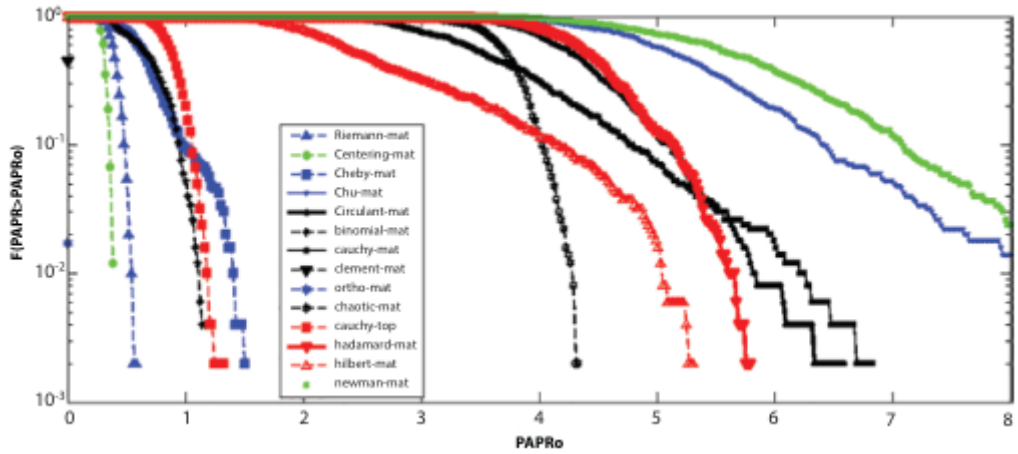
Rysunek ilustruje porównanie CCDF dla PAPR dla sygnału OFDM z modulacją 64 QAM w przypadku SLM opartego na bitach modyfikowanych, SLM opartego na bitach i klasycznego SLM.



Analiza redukcji PAPR z wykorzystaniem CCDF

Wydajność redukcji PAPR można łatwo analizować za pomocą CCDF. Wydajność zmodyfikowanej techniki BSLM dla różnych sekwencji fazowych z modulacją MIMO OFDM 64 QAM z wykorzystaniem dywersyfikacji transmisji dla systemów 5G i 6G przedstawiono odpowiednio na rysunkach 2 i 3.





Wymiar wszystkich wektorów kandydujących bez nadpróbkowania będzie wynosił U x N, a z nadpróbkowaniem U x VN, gdzie U oznacza liczbę niezależnych wektorów kandydujących, V oznacza współczynnik nadpróbkowania, a N oznacza liczbę podnośnych. Rozważane tutaj wartości U, V, i N wynoszą U =256 , V =4, a N = 64 . Liczba bloków OFDM pobieranych dla każdej iteracji wynosi 10 000.

Analiza redukcji PAPR z wykorzystaniem różnych sekwencji fazowych

W niniejszej pracy wykorzystano 14 różnych sekwencji fazowych do przetestowania wydajności zmodyfikowanej techniki BSLM, które wygenerowano zgodnie z poniższym opisem.

1) Generowanie macierzy Riemanna: Macierz Riemanna (R) jest tworzona poprzez usunięcie pierwszego wiersza i pierwszej kolumny macierzy B, gdzie

$$B(m,n)=\begin{pmatrix} m-1, if\ m\ divides\ n \\ -1, otherwise \end{pmatrix} \qquad (4.9)$$

2) Generowanie macierzy centrowania: Macierz centrowania jest tworzona przez pobranie I jako macierzy jednostkowej o rozmiarze n i O jako macierzy n x n zawierającej same jedynki.

$$C = I - \frac{O}{n} \qquad (4.10)$$

3) Generowanie macierzy Cheby'ego:

Macierz Cheby'ego jest tworzona tak, aby spełniony był warunek A^n równy 0. Macierz A jest równoważna blokowi Jordana o rozciągłości n i wartości własnej równej zero.

4) Generowanie macierzy Chu:

Ciąg Chu dla parzystych i nieparzystych wartości N jest podany przez

$$Y_i(k) = e^{j.\pi.k.\frac{i^2}{N}} and Y_i(k) = e^{j.\pi.k.i.(i+1)/N} \qquad (4.11)$$

5) Generowanie macierzy cyrkulantnej:

Macierz cyrkulantna jest tworzona przez wzięcie pierwszego wiersza jako wektora r. Następnie macierz jest uzupełniana przez pobranie każdego wiersza z poprzedniego poprzez permutację wpisów zgodnie z ruchem wskazówek zegara o jeden krok do przodu.

6) Generowanie macierzy dwumianowej: Macierz dwumianowa o wymiarze n n jest tworzona poprzez utworzenie wiersza i kolumny macierzy, jak podano poniżej,odpowiednio:

$$A^2 = 2^{n-1}.eye(n)\ and\ B^2 = eye(n) \qquad (4.12)$$

7) Generowanie macierzy Cauchy'ego: Macierz Cauchy'ego jest uzyskiwana w taki sposób, że

C (i,j) =1/x(i) + x(j)) i y = x oraz Wyznacznik det(C) jest różny od zera, jeśli x i y mają elementy charakterystyczne. C jest całkowicie dodatnia, jeśli 0 < x(1) < … < x(n) i 0 < y(1) < … < y(n)

8) Generowanie macierz Clementa: Jest to macierz trójdiagonalna n n mająca zera na głównej przekątnej i identyczne wartości własne. Jest osobliwa, jeśli n jest nieparzyste. Wartości własne obejmują n-1, n-3 , n-5 ,…, (1 lub 0)

9) Generowanie macierzy ortogonalnej: Jest to permutacja dolnej macierzy Hessenberga, której wiersz początkowy to jedynki (n : 1) podzielone przez pierwiastek kwadratowy (n).

10) Generowanie macierzy chaotycznej: Jest ona wykonywana poprzez pobranie elementów z macierzy wierszowej utworzonej z $q(k) = 2*q(k-1)^2 -1$, gdzie k jest dowolną dodatnią liczbą całkowitą parzystą. Pierwszym elementem macierzy jest $q(1)=2*I_c^2 – 1$, gdzie I_c jest współczynnikiem chaotycznym.

11) Generowanie macierzy Cauchytopa: Jest to macierz A taka, że A(i,j) =1 (i-j+0,5), gdzie A jest macierzą Cauchy'ego, a także macierzą Toeplitza.

12) Generowanie macierzy Hadamarda: Generowana jest macierz Hadamarda n x n z n > 2, jeśli rem (n,4)=0 .Jest to ważne w przypadkach, gdy n, n/12 lub n/20 jest potęgą 2

13) Generowanie macierzy Hilberta: Macierz Hilberta jest tworzona z H(I,j) = (1/i +j-1)

14) Generowanie macierzy Newmanna: Jest to rzadka macierz n x n singularna, diagonalnie dominująca wierszowo, generowana przez dyskretyzację problemu Neumanna za pomocą zwykłego operatora pięciopunktowego na regularnej siatce. Wartość n jest kwadratem liczby całkowitej lub wektora dwuelementowego.

Charakterystyki PAPR tych czternastu sekwencji porównano w tabeli.

Name of phase matrix	Without oversampling		With oversampling		Elapsed time in seconds	PAPR in dB	
	Mean	Variance	Mean	Variance		Without oversampling	With oversampli
Binomial	4.081166e+000	0	4.081166e+000	0	0.321072	4.0812	4.0812
Cauchy	1.136143e+001	0	1.136143e+001	0	0.283171	11.3614	11.3614
Cauchy-top	5.470470e+000	0	5.471719e+000	0	0.297081	5.4705	5.4717
Centering	6.413673e+000	0	6.413673e+000	0	0.026294	6.4137	6.4137
Cheby	7.285910e+000	0	7.305477e+000	0	0.600094	7.2859	7.3055
Chu	2.907631e-014	0	4.231418e+000	0	0.038759	0.0000	4.2314
Circulant	1.124939e+001	0	1.124939e+001	0	0.247383	11.2494	11.2494
Clement	7.560675e+000	0	7.560675e+000	0	0.204239	7.5607	7.5607
Hadamard	2.841579e+000	0	4.380814e+000	0	0.079486	2.8416	4.3808
Hilbert	1.053275e+001	0	1.053275e+001	0	0.109216	10.5327	10.5327
Newman	9.076373e+000	0	9.076373e+000	0	0.038784	9.0764	9.0764
Riemann	5.110088e+000	0	5.956632e+000	0	0.302707	5.1101	5.9566
Chaotic	2.386620e+000	0	3.976310e+000	0	0.016579	2.3866	3.9763
Ortho	3.373141e+000	0	3.373141e+000	0	0.093612	3.3731	3.3731

Tabela 2 podsumowuje właściwości macierzy faz.

Name of phase matrix	Ill-conditioned	Positive definite	Orthogonality
Binomial	Yes	Yes	Yes
Cauchy	Yes	Yes	No
Cauchy-top	Yes	Yes	Yes
Centering	No	Yes	No
Cheby	No	No	No
Chu	No	Yes	No
Circulant	No	Yes	No
Clement	No	No	No
Hadamard	No	No	Yes
Hilbert	Yes	Yes	No
Newman	No	No	No
Riemann	No	No	No
Chaotic	Yes	Yes	Yes
Ortho	No	No	Yes

Na podstawie analizy średnich, sekwencja o niższym średnim współczynniku szczytu będzie godna miana zestawu sekwencji faz zmodyfikowanego schematu BSLM OFDM. Na podstawie wartości średnich i PAPR dla czternastu różnych sekwencji faz, tabela 3 podsumowuje wydajność sekwencji faz w kolejności rosnącej średnich dla aplikacji pasma podstawowego i pasma przepustowego.

Serial no.	Phase sequences in ascending order of mean (baseband)	Phase sequences in ascending order of mean (passband)
1	Chu	Ortho
2	Chaotic	Chaotic
3	Hadamard	Binomial
4	Ortho	Chu
5	Binomial	Hadamard
6	Riemann	Cauchy-top
7	Cauchy-top	Riemann
8	Centering	Centering
9	Cheby	Cheby
10	Clement	Clement
11	Newman	Newman
12	Hilbert	Hilbert
13	Circulant	Circulant
14	Cauchy	Cauchy

Na podstawie rysunków 2 i 3, tabela 4 przedstawia kolejność wydajności sekwencji faz dla aplikacji pasma przepustowego w przypadku modulacji MIMO OFDM 64 QAM z wykorzystaniem dywersyfikacji transmisji dla systemu 5G i 6G wraz ze zmodyfikowaną techniką BSLM.

Serial no.	Phase sequences in best to worst performance (5G)	Phase sequences in best to worst performance (6G)
1	Ortho	Ortho
2	Clement	Clement
3	Centering	Centering
4	Riemann	Riemann
5	Cheby	Binomial
6	Cauchy-top	Cauchy-top
7	Binomial	Cheby
8	Hilbert	Chaotic
9	Chaotic	Hilbert
10	Cauchy	Hadamard
11	Hadamard	Circulant
12	Circulant	Cauchy
13	Chu	Chu
14	Newman	Newman

Lista rosnących wartości średnich sekwencji fazowych w tabeli 3 oraz właściwości macierzy fazowych w tabeli 2 wskazują, że sekwencje ortogonalne o mniejszej amplitudzie międzyszczytowej zapewnią najlepszą, niższą średnią wydajność w porównaniu z sekwencjami o dużej amplitudzie międzyszczytowej w obszarze pasma przepustowego aplikacji, podczas gdy w przypadku aplikacji w paśmie podstawowym jest odwrotnie. Sekwencje dodatnio określone z mniejszą liczbą dużych, dodatnich wartości szczytowych zapewnią najlepszą, niższą średnią wydajność w obszarze pasma podstawowego niż w obszarze pasma przepustowego. Sekwencje spełniające wszystkie trzy właściwości z tabeli 2 i charakteryzujące się dużą wartością międzyszczytową zapewnią lepszą wydajność zarówno w zastosowaniach w paśmie podstawowym, jak i pasmie przepustowym niż sekwencje o mniejszej wartości międzyszczytowej. Sekwencje, które nie spełniają żadnej z trzech właściwości z tabeli 2 i charakteryzują się większą liczbą wysokich, dodatnich wartości szczytowych, zapewniają niemal taką samą, niższą średnią wydajność w zastosowaniach w paśmie podstawowym i pasmie przepustowym. Zaobserwowano tutaj, w obu przypadkach zastosowań (z tabeli 4), że sekwencja ortogonalna o mniejszej amplitudzie międzyszczytowej daje najlepszą redukcję PAPR w obszarze pasma przepustowego, a następnie sekwencje (w obu przypadkach) o równej wydajności, czyli sekwencje Clementa, Centeringa i Riemanna. Zgodnie z analizą średnich, zarówno Centering, jak i Clement dały równą wydajność w przypadku pasma podstawowego i pasma przepustowego, a ze względu na dodatnią określoność, Centering wykazuje gorszą wydajność niż Clement w analizie CCDF. Zgodnie z analizą średnich, chociaż sekwencja Riemann wykazała lepszą wydajność niż te dwie sekwencje, ale ze względu na dużą liczbę wysokich dodatnich pików, w analizie CCDF plasuje się na czwartym miejscu w obu przypadkach. Chociaż, zgodnie z analizą średnich, sekwencja Cheby'ego daje lepszą wydajność zarówno w zastosowaniach pasma podstawowego, jak i pasma przepustowego, w analizie CCDF daje lepszą wydajność w przypadku 5G, zachowując jednocześnie porównywalną wydajność w przypadku 6G. Spośród pozostałych sekwencji fazowych, Cauchytop, Binomial i Chaotic spełniają wszystkie trzy właściwości z tabeli 2, a analiza średnich pokazuje, że Binomial i Cauchytop są dobre w paśmie przepustowym w porównaniu z aplikacjami pasma podstawowego, a Chaotic jest taki sam w obu przypadkach. W analizie CCDF, Cauchytop wykazuje niemal taką samą wydajność w przypadku 5G i 6G. Chociaż analiza dwumianowa (Binomial) wykazuje dobrą wydajność w sieci 6G, jej wydajność nie jest dobra w przypadku sieci 5G. Zamiast analizy średniej, sekwencja chaotyczna wykazuje tutaj najgorszą wydajność w obu przypadkach analizy CCDF. Sekwencja Cheby'ego wykazuje lepszą wydajność niż sekwencja Cauchytopa w przypadku sieci 5G i odwrotną w przypadku sieci 6G.

Wszystkie pozostałe sekwencje fazowe wykazują znakomitą wydajność w przypadku sieci 5G i 6G. Jednak ich wydajność jest gorsza niż innych sekwencji wymienionych powyżej. Zatem, porównując dwie proponowane sekwencje fazowe (Ortho i Clement) z innymi proponowanymi sekwencjami w literaturze, dochodzimy do kilku wniosków dotyczących wyboru sekwencji fazowej ze zmodyfikowaną techniką BSLM w celu redukcji PAPR. Po pierwsze, sekwencja fazowa mająca wyłącznie właściwości ortogonalne i mniejszą amplitudę szczytową będzie doskonałą sekwencją fazową w przypadku pasma przepustowego z modulacjami niższego i wyższego rzędu. Jednakże sekwencja fazowa mająca wyłącznie właściwości ortogonalne i dużą amplitudę szczytową może zapewnić przeciętną wydajność w przypadku zastosowań w paśmie podstawowym i pasmie przepustowym. Po drugie, sekwencje fazowe, które są ortogonalne, a także źle uwarunkowane i dodatnio określone, zapewnią przeciętną wydajność w zastosowaniach pasma podstawowego i pasma przepustowego, a w zależności od złożoności nadawania, ich wydajność będzie się różnić. Po trzecie, sekwencje fazowe, które nie są ortogonalne, ale są źle uwarunkowane i dodatnio określone, zapewnią wydajność poniżej średniej zarówno w zastosowaniach pasma podstawowego, jak i pasma przepustowego, a ich wydajność będzie się różnić wraz ze zmianą złożoności po stronie nadajnika. Po czwarte, sekwencje fazowe, które nie są ortogonalne i źle uwarunkowane, ale są dodatnio określone, z niemal takim samym PAPR dla przypadku z nadpróbkowaniem i bez oraz z bardzo niskimi wartościami szczytowymi, zapewnią dobrą wydajność w paśmie podstawowym i paśmie przepustowym. Ponadto ich wydajność nie zmienia się wraz ze złożonością nadajnika. Po piąte, sekwencje fazowe, które nie są ortogonalne i źle uwarunkowane, ale są dodatnio określone i mają bardzo niską wartość średnią, będą doskonałe w zastosowaniach pasma podstawowego niż pasma przepustowego. Jednak dodatnio określone sekwencje z bardzo wysoką wartością średnią zapewnią najgorszą wydajność zarówno w zastosowaniach pasma podstawowego, jak i pasma przepustowego. Po szóste, sekwencje, które nie spełniają żadnej z trzech właściwości z tabeli 2, zapewnią ten sam poziom wydajności w zastosowaniach pasma podstawowego i pasma przepustowego, niezależnie od kolejności modulacji i złożoności po stronie nadajnika. Jednak w przypadku pasma przepustowego poziom wydajności staje się od doskonałego do najgorszego, gdy wartości szczytowe sekwencji faz zmieniają się od niskich do wysokich. Podobnie, w przypadku pasma podstawowego poziom wydajności staje się od doskonałego do najgorszego, gdy wartości średnie sekwencji faz zmieniają się od niskich do wysokich.

Wzajemna niezależność oparta na kumulantach łącznych

Hipotezę probabilistycznej niezależności zazwyczaj przygotowuje się w celu uzyskania sterowalności matematycznej . Niech $p_{x1,x2,\ldots,xn}$,będzie wspólną funkcją gęstości prawdopodobieństwa $X_1 \ldots X_n$. Jeśli $X_1 \ldots X_n$ są wzajemnie niezależne, to wszystkie wspólne kumulanty $X_p \ldots X_n$, są równe zeru, gdy $X_1 \ldots X_n$,są wzajemnie niezależne. Stąd możemy zapisać $k_n[X_1 \ldots X_n] =0$. Gdy zbiór zależnych zmiennych losowych $X_1,X_2,\ldots,X_p$ jest niezależny od innego zbioru zależnych zmiennych losowych $X_{p+1},X_{p+2},\ldots,X_p$, to ich wspólne kumulanty muszą być równe zeru. Oprócz niezależności, inną interpretacją jest założenie o gaussowskości. Podczas gdy wszystkie kumulanty łączne wyższego rzędu (większe niż dwa) są zerowe, wskazuje to albo na niezależność, albo na gaussowskość, albo na jedno i drugie. W przypadku wzajemnej niezależności, autokumulanty nie są nieuchronnie zerowe, ale kowariancja powinna zanikać. Zgodnie z centralnym twierdzeniem granicznym, zmienna losowa będzie miała rozkład niemal gaussowski, podczas gdy zmienne probabilistyczne są niezależne, ale nie identycznie rozłożone, pod warunkiem, że nie ma niezależności między zmiennymi i tylko ograniczona liczba zmiennych losowych ma niezerowe kumulanty łączne wyższego rzędu (>2) . Stosowanie kumulantów w warunkach kombinacji liniowej daje zaletę możliwego rozszerzenia na warunki nieliniowe. Wysoki współczynnik szczytu jest jedną z głównych słabości systemu OFDM . Metody redukcji współczynnika szczytu to metoda deterministyczna i podejście probabilistyczne. Metody deterministyczne ograniczają współczynnik szczytu sygnałów OFDM poniżej poziomu progowego. Metody probabilistyczne

statystycznie rozwijają charakterystykę rozkładu współczynnika szczytu sygnałów OFDM bez zniekształceń sygnału. Do tej kategorii zaliczają się SLM i BSLM [30–32]. Statystyczna maksymalizacja górnej granicy różnicy między współczynnikami szczytu dwóch alternatywnych sekwencji symboli jest możliwa pod warunkiem, że sekwencje faz są ortogonalne. Wiersze macierzy ortogonalnej są ortogonalne, a iloczyn składowych dowolnych dwóch wierszy jest aperiodyczny. W konsekwencji wiersze macierzy ortogonalnej mogą być szlachetnym zbiorem sekwencji faz schematu OFDM opartego na SLM i BSLM, nawet jeśli te dwa warunki mogą nie być wystarczające dla optymalnego zbioru sekwencji faz. Jeśli wartość N nie jest bardzo duża, to zgodnie z centralnym twierdzeniem granicznym, próbki w dziedzinie czasu sygnału OFDM nie mogą być traktowane jako rozkład Gaussa. Reprezentując $xn^{(m)}$ jako CCDF transmitowanego sygnału OFDM za pomocą SLM, $Pr\{PAR\{xn^{(m)}\} > \gamma$ jest znacznie mniejsze niż w równaniu 4.1. Wtedy pojawia się pytanie, w jakim kontekście krzywa CCDF $Pr\{PAR\{xn^{(m)}\} > \gamma$ będzie najniższa? Jest to możliwe, gdy dwie alternatywne sekwencje sygnałów OFDM są wzajemnie niezależne, co oznacza, że kumulanty wspólne wszystkich rzędów są równe zeru. Biorąc l-ty i m-ty alternatywny sygnał OFDM jako $xn^{(l)}$ i $xn^{(m)}$, kumulant wspólny czwartego rzędu będzie

$$cum\left(x(n)^{l}, x(n)^{l^*}, x(n)^{m}, x(n)^{m^*}\right) = E\left[x(n)^{l} x(n)^{l^*} x(n)^{m} x(n)^{m^*}\right] - E\left[x(n)^{l} x(n)^{l^*}\right] E\left[x(n)^{m} x(n)^{m^*}\right]$$

$$= E\left[\left(\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left|A_k\gamma_k^{(l)}\right|^2\right)\left(\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left|A_k\gamma_k^{(m)}\right|^2\right)\right] - E\left[\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left|A_k\gamma_k^{(l)}\right|^2\right] E\left[\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left|A_k\gamma_k^{(l)}\right|^2\right] \qquad (4.13)$$

Tutaj γ_k to wzmocnienie k-tego symbolu -arytmicznego. Jeśli równanie 4.5 jest spełnione, wówczas uzyskamy kumulantę łączną czwartego rzędu, jak w równaniu 4.13. Średnia moc symbolu v-tego ciągu symboli będzie wynosić

$$\overline{P}^{(v)} = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left|A_k\gamma_k^{(v)}\right|^2 \qquad (4.14)$$

Z równań 4.13 i 4.14 wynika, że kumulant łączny czwartego rzędu i kowariancja są takie same. W konwencjonalnym modelu SLM, $|\gamma_k^{(v)}|=1$ a ponieważ $E[|A_k|^4] \neq 1$ wartość kowariancji jest różna od zera, mimo że warunki optymalności są spełnione przez sekwencje fazowe (równanie 4.5). Model BSLM jest takim właśnie modelem SLM, w którym można zmieniać wzmocnienie amplitudy $\gamma_k^{(v)}$. Jeśli dla każdego m =(1 … M) dla wszystkich n = (0, …,N-1), $xn^{(m)}$ jest i.i.d. (niezależnym i identycznie rozłożonym) zespolonym rozkładem Gaussa, a część rzeczywista i część urojona $xn^{(m)}$ są niezależne dla n =(0,…,N-1) to jeśli sekwencje $\left\{x(n)^{(m)}\right\}_{n=0}^{N-1}$ i $\left\{x(n)^{(l)}\right\}_{n=0}^{N-1}$ są wzajemnie niezależne dla wszystkich ml, to sygnał OFDM oparty na SLM zbliży się do zamkniętej postaci ekspresji CDF:

$$Pr\left(PAR\left\{x(n)^{(m)}\right\} > \gamma\right) = \left\{1-(1-e^{-\gamma})^{N}\right\}^{M} \qquad (4.15)$$

Krzywa CCDF równania 4.15 będzie najniższa, gdy równanie 4.5 jest spełnione, a fazy (Ø) są niezmienne, przy założeniu dużej liczby podnośnych N i stałej liczby odwzorowań fazowych M. Wiele

badań wskazuje, że im prostsze projekty tablic fazowych, tym większa redukcja złożoności obliczeniowej.

Złożoność obliczeniowa

Poza procesem zmiany punktów konstelacji wejściowego ciągu symboli, pozostałe procedury BSLM są takie same jak w klasycznym SLM. Dlatego złożoność obliczeniowa tego schematu jest niemal taka sama jak w klasycznym SLM. W klasycznym SLM rotacja faz symboli występuje w dziedzinie częstotliwości, ale w schemacie BSLM następuje zmiana zarówno amplitud, jak i faz symboli. L jest współczynnikiem nadpróbkowania, V jest liczbą alternatywnych sekwencji fazowych, U jest liczbą alternatywnych sekwencji sygnałowych, a N jest długością sekwencji symboli wejściowych, liczba wykonanych mnożeń zespolonych wynosi V(LN/2log2(LN) , gdzie całkowita liczba potrzebnych dodawań zespolonych wynosi V(LNlog2(LN). Używając różnych sekwencji fazowych ze zmodyfikowaną techniką BSLM, otrzymujemy różne czasy wykonania, jak wspomniano w tabeli 4.1. Zgodnie z tą analizą złożoności czasowej, chaotyczna sekwencja faz daje najmniejszy czas wykonania spośród wszystkich, a sekwencja Cheby'ego daje najgorszy czas wykonania. Jeśli weźmiemy pod uwagę zarówno zdolność redukcji PAPR, jak i złożoność czasową, to proponowane dwie sekwencje fazowe (Ortho i Clement) będą doskonałe. Również przy niewielkim kompromisie ze zdolnością redukcji PAPR, sekwencja Centrowania będzie dobrym wyborem. Jednak w przypadku wszystkich innych sekwencji, podczas wyboru dla konkretnego zastosowania, wystąpi duży kompromis pomiędzy zdolnością redukcji PAPR a złożonością czasową.

Wnioski

Używając zmodyfikowanej metody BSLM, nie osiągniemy najgorszego przypadku wzrostu złożoności obliczeniowej, ponieważ wzrasta liczba alternatywnych sekwencji sygnałowych. Wyniki symulacji pokazują, że metoda ta zapewnia lepszą redukcję PAPR i jest przedstawiana jako technika, która pozwoli uzyskać wzajemną niezależność między alternatywnymi sekwencjami sygnałowymi. Użycie zmodyfikowanej metody BSLM powoduje redukcję średniej mocy sygnału OFDM, ponieważ modyfikuje ona średnią moc alternatywnych sekwencji symboli, a zatem jest to technika energooszczędna. Różne sekwencje fazowe o różnych charakterystykach i właściwościach PAPR wykazały zadziwiającą wydajność w różnych przypadkach. W przypadku pasma przenoszenia, proponowane sekwencje Ortho i Clement zapewniają najlepszą wydajność redukcji PAPR w porównaniu z najlepszymi sekwencjami fazowymi (Centering i Riemann) oraz innymi proponowanymi sekwencjami w literaturze. Jeśli chodzi o złożoność czasową i zdolność redukcji PAPR, obie sekwencje zapewniają lepszą wydajność, ale sekwencja Ortho wykazuje mniejszą złożoność czasową niż Clement. Możemy zatem powiedzieć, że te dwie sekwencje są mniej zależne od zastosowanego schematu modulacji i technik dywersyfikacji. W związku z tym możemy wykorzystać zmodyfikowany model BSLM z tymi dwoma proponowanymi sekwencjami faz do stworzenia energooszczędnego schematu z lepszą redukcją PAPR w obszarach zastosowań, w których wyższa modulacja jest niezbędna do osiągnięcia wysokiej szybkości transmisji danych. Zaprezentowana nowatorska technika w tej pracy badawczej może być wykorzystana w zastosowaniach inteligentnych miast, do rozwiązywania problemów optymalizacyjnych w zastosowaniach inżynieryjnych, w zastosowaniach związanych z zieloną energią, w inteligentnych technikach komunikacyjnych, do przetwarzania tekstu i mowy w różnych zastosowaniach, a także do wykrywania rytmu serca wraz z odpowiednimi algorytmami uczenia maszynowego i głębokiego uczenia (ML i DL).