

جایگشت زیربلوکی برای کاهش نسبت توان اوج به متوسط در سامانه MIMO-OFDM

مجتبی بهشتی^۱، استادیار

۱- پژوهشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران - behesht@cc.iut.ac.ir

چکیده: نسبت توان اوج به متوسط (PAPR) بالا یک عیب مهم سامانه MIMO-OFDM شناخته می‌شود. PAPR بالا در فرستنده ممکن است تقویت کننده را به اشباع ببرد و به اعوجاج غیرخطی به دلیل عناصر غیرخطی بیانجامد. همچنین می‌تواند پیچیدگی مبدل‌های دیجیتال به آنالوگ را افزایش دهد. این مقاله یک روش کاهش PAPR برای سامانه MIMO-OFDM پیشنهاد می‌کند. ایده اصلی، تولید چندین سیگنال نامزد حاوی اطلاعات یکسان و ارسال سیگنال دارای کمترین PAPR است. در روش پیشنهادی، بلوک‌های داده OFDM به تعدادی زیربلوک افراز می‌شود. سپس زیربلوک‌ها به گونه‌ای مناسب جایگشت داده می‌شوند تا دنباله‌های نامزد متفاوت برای ارسال تولید گردد. برتری روش پیشنهادی، کاهش توأم PAPR در همه آنتن‌های ارسال است. بر اساس نتایج شبیه سازی، برای $CCDF=10^{-3}$ ، بهبود عملکرد روش پیشنهادی نسبت به روش‌های مبتنی بر PTS تا ۱/۹۱ dB مشاهده می‌شود. در این مقاله، نسخه‌ای از روش پیشنهادی نیز که پیچیدگی محاسباتی کمتری در مقایسه با پیچیدگی روش‌های مبتنی بر PTS دارد، ارائه می‌شود. این نسخه می‌تواند پیچیدگی محاسباتی را تا ۹۹/۷٪ کاهش دهد.

واژه‌های کلیدی: سامانه چند ورودی- چند خروجی، مدولاسیون چند حاملی، نسبت توان اوج به متوسط، جایگشت

Sub-block Permutation for Peak-to-Average Power Ratio Reduction in MIMO-OFDM System

M. Beheshti¹, Assistant Professor

1- Research Institute for Information and Communication Technology, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran,
Email: behesht@cc.iut.ac.ir

Abstract: High peak-to-average power ratio (PAPR) is known as a major drawback of the MIMO-OFDM system. The high PAPR at the transmitter may force its amplifier into saturation and cause non-linear distortion due to non-linear devices. Also, it can increase the complexity of digital-to-analog converters. This paper proposes a PAPR reduction method for MIMO-OFDM system. The main idea is based on generating multiple candidate signals that carry the same information and transmitting the one with minimum PAPR. In the proposed method, the OFDM data blocks are partitioned into a number of disjoint sub-blocks. Then, the sub-blocks are appropriately permuted to generate different candidates for transmission. The advantage of the proposed method is joint PAPR reduction at all transmit antennas. The simulation results of the proposed method shows a performance improvement of 1.91 dB over PTS-based approaches for $CCDF=10^{-3}$. In this paper, a version of the proposed method which has lower computational complexity compared to that of the PTS-based approaches is also proposed. This version can reduce the computational complexity up to 99.7%.

Keywords: Multiple-input multiple-output (MIMO) system, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Peak-to-average power ratio (PAPR), Permutation

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۱۱/۱۷

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۱۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۰۱

نام نویسنده مسئول: مجتبی بهشتی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - دانشگاه صنعتی اصفهان - پژوهشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات

۱- مقدمه

PAPR سامانه MIMO-OFDM را نتیجه ندهند. در گروه دوم، روش‌هایی به طور خاص برای سامانه‌های MIMO-OFDM مطرح شده است. این روش‌ها کاهش PAPR را با در نظر گرفتن توأم آنتن‌های ارسال انجام می‌دهند. در میان مهمترین روش‌های گروه دوم، روش‌های SLM هدایت شده (D-SLM) [۷]، شیفت فضایی (SS) [۸] و PTS همکارانه (Co-PTS) [۹] جای دارد. روش‌های گروه اول و دوم در بخش ۳ معرفی و مقایسه می‌شوند.

۲-۱- هدف و ساختار مقاله

در این مقاله، یک روش کاهش PAPR در سامانه‌های MIMO-OFDM با در نظر گرفتن توأم آنتن‌های ارسال پیشنهاد می‌شود. این روش که در گروه دوم روش‌های کاهش PAPR جای می‌گیرد، با افزایش بلوک‌های OFDM به زیربلوک‌های مجزا و بهره‌گیری از جایگشت^{۱۹} زیربلوک‌ها، PAPR سیگنال در آنتن‌های ارسال را کاهش می‌دهد. جایگشت موجب تغییر چیدمان فازهای مؤلفه‌های مختلف سیگنال می‌گردد. در نتیجه می‌تواند از ایجاد توان‌های زیاد در سیگنال خروجی فرستنده جلوگیری کند و PAPR را کاهش دهد. همچنین نسخه‌ای از روش پیشنهادی که پیچیدگی محاسباتی کمتری نسبت به روش‌های مبتنی بر PTS دارد، ارائه می‌شود.

ساختار ادامه مقاله چنین است. در بخش ۲، نسبت توان اوج به متوسط (PAPR) معرفی می‌شود. در بخش ۳، مهم‌ترین روش‌های کاهش PAPR در سامانه‌های MIMO-OFDM مرور می‌شود. در بخش ۴، روش پیشنهادی کاهش PAPR ارائه می‌گردد و در بخش ۵، پیچیدگی محاسباتی آن با روش‌های موجود مقایسه می‌شود. در بخش ۶، نتایج شبیه‌سازی کامپیوتری روش پیشنهادی بیان می‌شود و سرانجام، در بخش ۷ نتایج مقاله جمع بندی می‌گردد.

نشان‌ها: بردارهای حوزه زمان (فرکانس) با حروف کوچک (بزرگ) سیاه نمایش داده می‌شود. اسکالرهای حوزه زمان (فرکانس) با حروف کوچک (بزرگ) نشان داده می‌شود. تابع $\{ \bullet \}$ میانگین آماری را نشان می‌دهد. عملگر $[a]$ بزرگترین عدد صحیح کوچکتر از a و $\lfloor a \rfloor$ کوچکترین عدد صحیح بزرگتر از a است. همچنین $\text{mod}(a, b)$ باقی مانده تقسیم a بر b را محاسبه می‌کند.

۲- نسبت توان اوج به متوسط (PAPR)

یک سامانه MIMO-OFDM نقطه به نقطه^{۲۰} با N_r آنتن ارسال و N_t آنتن دریافت مطابق شکل ۱ در نظر گرفته می‌شود. جریان داده ورودی به جریان‌های داده موازی افزای می‌گردد و هر جریان پس از نگاشت با سیگنالینگ QPSK^{۲۱} در بلوک‌های OFDM با طول N قرار می‌گیرد. هر بلوک با استفاده از IFFT^{۲۲} به حوزه زمان منتقل شده و یک پیشوند چرخشی به آن اضافه می‌شود. سپس دنباله‌های زمانی حاصل به سیگنال‌های پیوسته تبدیل شده و ارسال می‌گردند.

OFDM^۱ به صورت تجاری در شبکه‌های محلی بیسیم HIPERLAN/2 و IEEE 802.11، شبکه‌های منطقه‌ای بیسیم IEEE 802.22، پخش صوت دیجیتال (DAB) و پخش ویدیوی دیجیتال (DVB) به کار می‌رود و مدولاسیون برگزیده برای شبکه‌های شهری بیسیم IEEE 802.16 است. همچنین OFDM برای استاندارد سیار بیسیم باند وسیع IEEE 802.20، UWB^{۲۳} و LTE^{۲۴} مورد توجه قرار گرفته است [۱]. مهم‌ترین ویژگی‌های OFDM عبارتند از: الف) به کارگیری تبدیل فوری سریع (FFT) برای ارسال موازی داده روی چندین زیرحامل، ب) مقابله با محوشدگی چندمسیری و تداخل بین‌حاملی، ج) فراهم نمودن بازده طیفی بالا برای مخابرات بیسیم پهن‌بند. این مزایا با تقسیم یک کانال فرکانس- انتخابی به زیرکانال‌های موازی باریک با محوشدگی تخت به دست می‌آید.

سیگنال OFDM بر خلاف سیگنال تک‌حاملی از تعداد زیادی مؤلفه تشکیل می‌شود. بنابراین امکان تولید دامنه‌های بسیار بزرگ به دلیل هم‌فازی مؤلفه‌ها وجود دارد و ممکن است توان اوج سیگنال، بسیار بزرگتر از توان متوسط شود. به این پدیده، نسبت توان اوج به متوسط (PAPR) بالا گفته می‌شود [۲]. PAPR بالا، برش دامنه‌های بزرگ سیگنال را به همراه دارد. برش دامنه‌ها موجب اعوجاج داخل باند و گسترش فرکانسی سیگنال می‌گردد. گسترش فرکانسی معمولاً به صورت تشعشع خارج باند مطرح می‌شود و برای سامانه‌های موجود در باندهای فرکانسی مجاور، مزاحمت ایجاد می‌کند. بنابراین کاهش دامنه‌های بزرگ سیگنال ارسالی با استفاده از روش‌های مناسب، ضروری است. در سالهای اخیر، به کارگیری چند آنتن ارسال و دریافت یا فناوری MIMO^{۲۵} همراه با OFDM برای دستیابی به بهره چندگانگی^{۲۶}، افزایش ظرفیت سامانه یا کاهش نرخ خطای بیت (BER) در بسیاری از کاربردهای مخابرات بیسیم مورد توجه قرار گرفته است [۳]. استفاده از چند آنتن ارسال در سامانه MIMO-OFDM می‌تواند مسأله PAPR را وخیم‌تر کند. از این رو، کاهش PAPR برای این سامانه‌ها به یک حوزه پژوهشی مهم تبدیل شده است.

۱-۱- مرور ادبیات

روش‌های گوناگونی برای کاهش PAPR در سامانه‌های MIMO-OFDM پیشنهاد شده است. این روش‌ها را می‌توان به دو گروه روش‌های تعمیم یافته و اختصاصی دسته‌بندی نمود. در گروه اول، روش‌های حالت تک آنتنی (SISO) به طور مستقیم در هر آنتن ارسال، استفاده می‌شود. شناخته شده‌ترین روش‌های این گروه عبارتند از: SLM معمولی [۴]، SLM ساده شده [۴]، PTS معمولی [۵]، PTS ساده شده [۵] و PTS یک در میان [۶]. این روش‌ها در اصل برای سامانه SISO طراحی شده‌اند و در هر آنتن ارسال، تکرار می‌شوند. در نتیجه پیچیدگی محاسباتی بالایی به همراه دارند و ممکن است کارایی مناسب در کاهش

$$PAPR_{dis} = \frac{\max_{n=0, \dots, N-1} \{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}} = \frac{\max_{n=0, \dots, N-1} \{|x_n|^2\}}{\sigma_x^2} \quad (2)$$

که x_n نمونه n ام سیگنال پیوسته زمان $s(t)$ است. معمولاً $PAPR_{dis}$ محاسبه شده با رابطه (۲)، کوچک تر از $PAPR$ سیگنال پیوسته است. زیرا سیگنال گسسته ممکن است همه نقاط اوج سیگنال واقعی پیوسته را نداشته باشد. برای محاسبه دقیق تر $PAPR$ ، می توان سیگنال گسسته زمان را L مرتبه بیش نمونه برداری 2^L کرد [۱۲]. برای این کار، در میان بلوک OFDM، $N(L-1)$ صفر قرار داده می شود تا بلوک $[X_0, \dots, X_{(N/2-1)}, 0, \dots, 0, X_{N/2}, \dots, X_{N-1}]$ با طول NL به دست آید. سپس با استفاده از عملگر IFFT با طول NL ، نمونه های زمانی سیگنال بیش نمونه برداری شده به دست می آید. بیشترین افزایش $PAPR_{dis}$ هنگامی روی می دهد که عامل بیش نمونه برداری از $L = 1$ به $L = 2$ تغییر کند [۱۳].

در فرستنده، N_f بلوک مستقل OFDM به طور همزمان از آنتن های جداگانه منتشر می شود. در این حالت، تشعشع خارج باند با خروج یکی از N_f سیگنال حوزه زمان از ناحیه خطی تقویت کننده، پدید می آید. بنابراین در سامانه MIMO-OFDM، بدترین حالت $PAPR$ یا بزرگترین نسبت توان اوج به متوسط به عنوان $PAPR$ کل سامانه تعریف می گردد:

$$PAPR_{MIMO} = \max_{t=1, \dots, N_f} PAPR^{(t)} \quad (3)$$

که $PAPR^{(t)}$ نسبت توان اوج به متوسط سیگنال ارسالی از آنتن t ام است. افزایش تعداد زیرحامل ها و آنتن های ارسال، موجب افزایش $PAPR$ سامانه می شود.

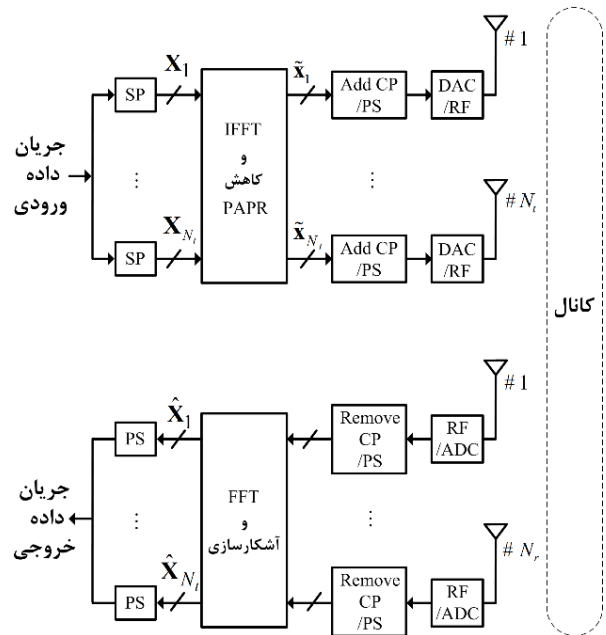
۳- روش های کاهش PAPR در سامانه MIMO-OFDM

روش های کاهش PAPR در سامانه های MIMO-OFDM را می توان به دو گروه روش های تعمیم یافته و روش های اختصاصی تقسیم نمود. روش های تعمیم یافته از تعمیم مستقیم روش های حالت SISO به دست آمده اند. در این روش ها، $PAPR$ هر یک از آنتن ها جداگانه کاهش داده می شود. از سوی دیگر، روش های اختصاصی با در نظر گرفتن توأم همه آنتن ها، $PAPR$ را کاهش می دهند. در ادامه این روش ها به طور خلاصه مرور می شوند.

۳-۱- روش های تعمیم یافته

• SLM معمولی

در روش SLM برای سامانه تک آنتنی، بلوک داده حوزه فرکانس $\mathbf{X} = [X_0, \dots, X_{N-1}]$ در U دنباله فاز مختلف $\{\mathbf{P}^{(u)}\}_{u=1, \dots, U}$ مؤلفه به مؤلفه ضرب می شود. دنباله های فاز چنین نمایش داده می شوند.



شکل ۱: مدل سامانه MIMO-OFDM

سیگنال OFDM از جمع تعداد زیادی زیرحامل مدوله شده مستقل تشکیل می شود. در نتیجه می تواند نسبت توان اوج به متوسط بالایی داشته باشد. $PAPR$ بالا سیگنال را به ناحیه غیرخطی عناصر الکترونیک می برد و اعوجاج یا برش سیگنال ارسالی را در پی دارد. اعوجاج سیگنال، اعوجاج داخل باند و تشعشع خارج باند را نتیجه می دهد. برای رهایی از اثرات غیرخطی ناشی از $PAPR$ بالا باید عناصر غیرخطی مانند تقویت کننده های توان، مخلوط کننده ها و مبدل های آنالوگ به دیجیتال، بازه دینامیکی بزرگی داشته باشند که پیچیدگی و هزینه پیاده سازی سامانه را افزایش می دهد.

تشعشع خارج باند در هنگام عبور یک مؤلفه سیگنال از ناحیه خطی تقویت کننده توان تولید می شود. همچنین با نزدیک شدن سیگنال به سطح اشباع، مؤلفه های فرکانسی داخل باند دارای اعوجاج می شوند. از این رو لازم است نسبت توان اوج به متوسط برای سیگنال پیوسته زمان بررسی شود. این نسبت، اینگونه تعریف می شود [۱۱]:

$$PAPR_{con} = \max_{\forall t} \frac{|s(t)|^2}{P_{ave}} \quad (1)$$

که $s(t)$ سیگنال پیوسته زمان متناظر با بلوک OFDM و P_{ave} توان متوسط سیگنال $s(t)$ است. شکل ۱ نشان می دهد که پردازش سیگنال برای کاهش $PAPR$ روی سیگنال گسسته زمان انجام می شود. بنابراین به رابطه ای نیاز است تا $PAPR$ را به طور مستقیم از سیگنال گسسته زمان محاسبه کند. $PAPR$ یک بلوک OFDM شامل N نمونه از سیگنال پیوسته زمان با فرض صفر بودن میانگین سیگنال، چنین تعریف می گردد [۱۱].

است. بنابراین تولید دنباله‌های نامزد و یافتن دنباله بهینه در هر آنتن، پیچیدگی محاسباتی بالایی دارد.

$$\mathbf{P}(u) = [e^{j\phi_{u,0}}, \dots, e^{j\phi_{u,N-1}}], 1 \leq u \leq U \quad (4)$$

سپس دنباله‌های حاصل ضرب از IFFT عبور داده می‌شوند تا U دنباله نامزد^۲ در حوزه زمان به دست آید. دنباله‌ای که کوچکترین PAPR را داشته باشد، به عنوان دنباله اصلاح شده انتخاب می‌شود.

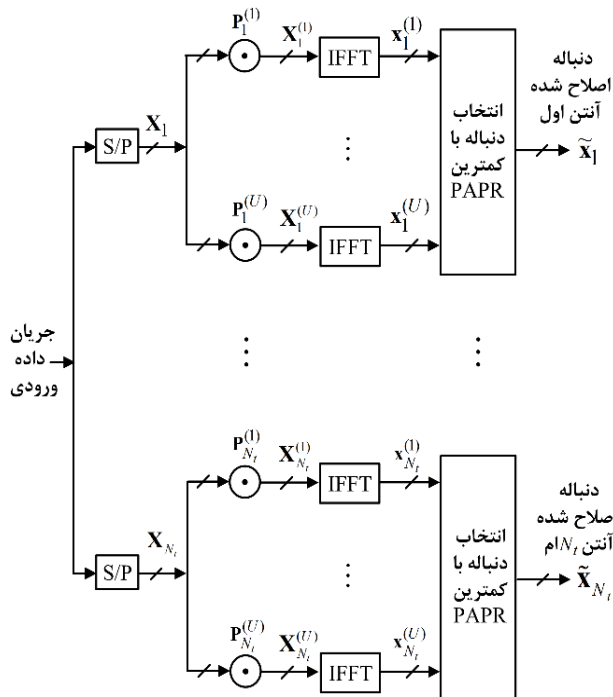
روش SLM معمولی یا O-SLM برای سامانه MIMO، با اعمال جداگانه روش SLM در هر آنتن ارسال، PAPR را کاهش می‌دهد. در این روش، U دنباله نامزد که حاوی اطلاعات یکسان هستند، در هر آنتن تولید می‌شود و برای هر آنتن، دنباله نامزد دارای کمترین PAPR به دست می‌آید. نمودار بلوکی روش O-SLM در شکل ۲ رسم شده است. اطلاعات مربوط به دنباله ضرب شده در هر آنتن باید به عنوان اطلاعات جانبی^۳ ارسال شود. روش O-SLM به $N_f \lceil \log_2(U) \rceil$ بیت اطلاعات جانبی نیاز دارد. همچنین در این روش، $N_f U$ عملگر IFFT وجود دارد که پیچیدگی بالایی را می‌طلبد. ضرب دنباله‌های فاز در بلوک داده نیز، به تعداد زیادی ضرب و جمع مختلط نیاز دارد. عیب اصلی روش O-SLM پیچیدگی محاسباتی بالا برای تولید دنباله‌های نامزد و یافتن دنباله بهینه در هر آنتن ارسال است.

• SLM ساده شده

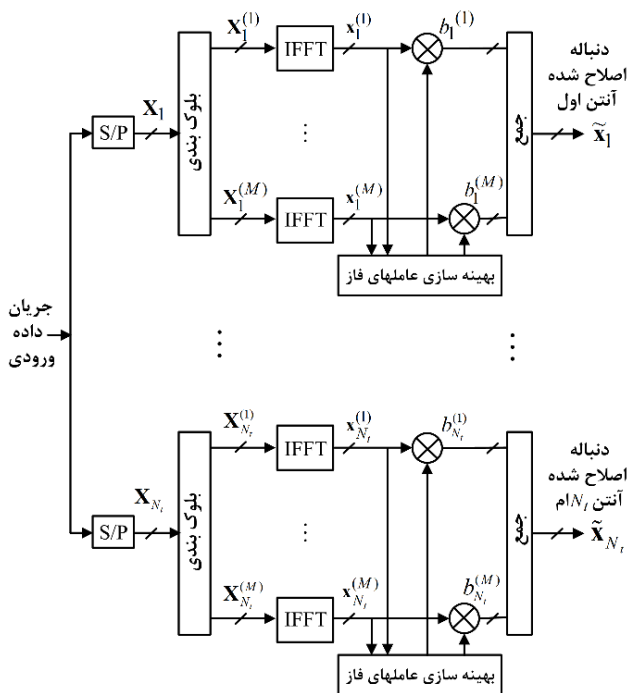
روش SLM ساده شده (S-SLM) مانند SLM معمولی است با این تفاوت که برای محاسبه PAPR دنباله‌های نامزد، متوسط PAPR دنباله‌های زمانی نظیر هر یک از دنباله‌های فاز در آنتن‌های مختلف، محاسبه می‌شود. سپس دنباله‌های نظیر دنباله فازی که کمترین متوسط PAPR را داشته باشد، برای ارسال انتخاب می‌شوند. عملکرد این روش در مقایسه با O-SLM تنزل می‌یابد. تنها برتری این روش بر O-SLM، تعداد بیت اطلاعات جانبی کمتر است. این تعداد با تعداد بیت اطلاعات جانبی روش SLM در حالت SISO برابر است. البته مشکل پیچیدگی محاسباتی بالای روش O-SLM همچنان باقی است.

• PTS معمولی

در روش PTS سامانه تک آنتنی، هر بلوک OFDM به M زیربلوک مجزا افزای می‌شود. سپس عملگر IFFT بر هر زیربلوک اعمال شده و هر زیربلوک با یک عامل فاز، وزن‌دهی می‌گردد. عامل‌های فاز از یک مجموعه W عضوی به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که PAPR سیگنال حاصل جمع، حداقل گردد. در سامانه MIMO، روش PTS معمولی (O-PTS) با به کارگیری جداگانه PTS برای هر آنتن ارسال، PAPR را کاهش می‌دهد. در این روش، بلوک OFDM در هر آنتن به M زیربلوک تقسیم می‌شود و با ضرب عامل‌های فاز در زیربلوک‌ها، دنباله‌ای که کمترین PAPR را داشته باشد، به دست می‌آید. شکل ۳ روش O-PTS را نمایش می‌دهد. از آنجا که عامل‌های فاز در هر آنتن به صورت مستقل تعیین می‌شوند، در این روش $N_f \lceil \log_2 W^{M-1} \rceil$ بیت اطلاعات جانبی ارسال می‌شود. برای پیاده‌سازی O-PTS به MN_f عملگر IFFT نیاز



شکل ۲: نمای کلی روش SLM معمولی



شکل ۳: نمای کلی روش PTS معمولی

• PTS ساده شده

نتیجه کاهش قابل ملاحظه پیچیدگی محاسباتی است. البته این روش، عملکرد ضعیف‌تری نسبت به سایر روش‌ها دارد.

برای بهبود کارایی روش شیفت فضایی، ترکیب آن با PTS پیشنهاد شده است [۱۰]. در این روش، ابتدا بردارهای حاوی زیربلوک‌های هم‌شماره، شیفت داده می‌شود. سپس با استفاده از PTS برای هر آنتن ارسال، دنباله‌های نامزد تولید می‌شود و دنباله بهینه در هر آنتن به دست می‌آید. در این روش، تعداد بیت اطلاعات جانبی افزایش می‌یابد. همچنین پیچیدگی محاسباتی در مقایسه با پیچیدگی O-PTS بیشتر است.

• PTS همکارانه

روش PTS همکارانه (Co-PTS) از ترکیب روش‌های A-PTS و شیفت فضایی به دست می‌آید. در این روش با هدف بهبود عملکرد روش A-PTS، از شیفت فضایی استفاده می‌شود. در گام اول، بردارهای شامل زیربلوک‌های هم‌شماره فرد آنتن‌ها شیفت فضایی داده می‌شود. سپس روش PTS برای زیربلوک‌های زوج آنتن‌ها به کار می‌رود تا دنباله‌های نامزد تولید شود. در این روش، باید $\left[\log_2 N_f \right] + \left[\log_2 [N_f W^{(M/2)}] \right]$ بیت اطلاعات جانبی برای گیرنده ارسال شود. روش Co-PTS افت عملکرد روش A-PTS را جبران می‌کند. همچنین پیچیدگی محاسباتی Co-PTS در مقایسه با O-PTS کاهش یافته است.

در PTS ساده شده (S-PTS)، تولید دنباله‌های نامزد آنتن‌های ارسال، با استفاده از عامل‌های فاز یکسان انجام می‌گیرد. برای این کار، زیربلوک‌های یکسان آنتن‌های متفاوت، با عامل‌های فاز یکسان وزن‌دهی می‌شوند. متوسط PAPR زیربلوک‌های متناظر در همه آنتن‌ها محاسبه می‌شود. سرانجام، عامل فازی که کمترین متوسط PAPR را نتیجه دهد، برای همه آنتن‌ها انتخاب می‌شود. روش S-PTS در مقایسه با O-PTS با افت عملکرد روبرو می‌شود. این روش به $\left[\log_2 W^{M-1} \right]$ بیت اطلاعات جانبی نیاز دارد که نسبت به روش O-PTS کاهش یافته است. S-PTS و O-PTS پیچیدگی محاسباتی یکسانی دارند.

• PTS یک در میان

عیب اصلی روش O-PTS، بالا بودن پیچیدگی محاسباتی است. در [۶] ایده یک‌درمیان برای روش O-PTS مطرح شد. در این ایده که A-PTS نام گرفت، عامل‌های فاز برای نیمی از بلوک‌ها، یعنی بلوک‌های زوج هر آنتن ارسال در نظر گرفته می‌شود. پیچیدگی محاسباتی در روش A-PTS به طور قابل توجه کاهش می‌یابد. از آنجا که تعداد دنباله‌های نامزد تولید شده در هر آنتن ارسال کاهش یافته است، به ارسال اطلاعات جانبی کمتری نسبت به روش O-PTS نیاز است. تعداد بیت اطلاعات جانبی در روش A-PTS، برابر با $N_f \left[\log_2 W^{M/2} \right]$ است. البته کاهش تعداد دنباله‌های نامزد، افت عملکرد این روش را به همراه دارد.

۳-۲- روش‌های اختصاصی

• SLM هدایت شده

روش D-SLM طی سه گام انجام می‌شود: الف) محاسبه PAPR همه آنتن‌ها، ب) تعیین آنتنی که بیشترین PAPR را دارد و تولید دنباله نامزد برای آن، ج) جایگزینی دنباله اولیه (دنباله دارای بیشترین PAPR) با دنباله تولید شده در صورتی که PAPR دنباله تولید شده کمتر از دنباله اولیه باشد. این گام‌ها تا جایی ادامه می‌یابد که تعداد دنباله‌های نامزد تولید شده با تعداد دنباله‌های نامزد روش O-SLM برابر شود. در روش D-SLM، تعداد بیت اطلاعات جانبی به $N_f \left[\log_2 (N_f (U-1) + 1) \right]$ افزایش می‌یابد و پیچیدگی محاسباتی این روش نسبت به پیچیدگی روش O-SLM تغییری نمی‌کند. بنابراین تنها برتری D-SLM بهبود عملکرد کاهش PAPR است.

• شیفت فضایی

در این روش، ابتدا بلوک OFDM هر آنتن به M زیربلوک تقسیم می‌شود. سپس زیربلوک‌های با شماره یکسان آنتن‌های مختلف در بردارهای جداگانه‌ای قرار می‌گیرند و با شیفت چرخشی بردارها، دنباله‌های نامزد تولید می‌شود. سرانجام در هر آنتن ارسال، دنباله نامزدی که کمترین PAPR را داشته باشد، به دست می‌آید. این روش، $\left[\log_2 (N_f (M-1)) \right]$ بیت اطلاعات جانبی ارسال می‌کند. برتری اصلی شیفت فضایی نیاز نداشتن به ضرب مختلط برای تولید دنباله نامزد و در

۴- روش پیشنهادی کاهش PAPR

یک روش کاهش PAPR برای سامانه MIMO-OFDM پیشنهاد می‌گردد. در این روش هر بلوک OFDM از هر آنتن ارسال به چند زیربلوک افزای می‌شود و زیربلوک‌ها با عبور از IFFT به حوزه زمان برده می‌شوند. سپس یک تابع جایگشت برای تغییر مکان زیربلوک‌های آنتن‌های مختلف به کار می‌رود و پس از آن، دو تابع جایگشت دیگر برای تغییر توالی مؤلفه‌های زیربلوک‌ها استفاده می‌شود. براساس این توابع جایگشت، چندین دنباله نامزد متفاوت تولید می‌شود و در هر آنتن، دنباله‌ای که کمترین PAPR را داشته باشد، برای ارسال انتخاب می‌گردد. به منظور کاهش پیچیدگی محاسباتی، اصلاحی در روش پیشنهادی انجام شده و نسخه‌ای با پیچیدگی کمتر نسبت به روش‌های مرور شده، پیشنهاد می‌شود. روش پیشنهادی در یک حالت عمومی معرفی می‌شود تا بتوان توابع مختلفی را به عنوان توابع جایگشت استفاده نمود. در بخش ۳-۴ یک حالت خاص روش پیشنهادی با انتخاب توابع جایگشت محدود، ارائه می‌گردد.

۴-۱- روش پیشنهادی

شکل ۴ روش پیشنهادی برای کاهش PAPR را نشان می‌دهد. در هر آنتن، بلوک OFDM به M زیربلوک مجزا افزای شده و هر یک از زیربلوک‌ها با استفاده از IFFT به حوزه زمان منتقل می‌شود. برای این

در روش پیشنهادی (SBP) است. بنابراین پیچیدگی محاسباتی آن کمتر از پیچیدگی محاسباتی SBP است. البته در بخش شبیه‌سازی نشان داده می‌شود که کاهش پیچیدگی در ازای کاهش عملکرد به دست آمده است. در حالت کلی تعداد جایگشت‌های کامل تابع اول برابر $(N_t M/2)!$ و تعداد جایگشت‌های کامل هر یک از توابع دوم و سوم برابر $(NL)!$ است. بنابراین در روش SBP، $(NL)!(N_t M/2)!$ دنباله نامزد در هر آنتن تولید می‌شود. تعداد بیت‌های لازم برای ارسال اطلاعات جانبی دنباله‌های منتخب همه آنتن‌ها برابر است با:

$$\lceil \log_2((N_t M/2)!) \rceil + N_t \lceil M \log_2((NL)!) \rceil \quad (5)$$

در LC-SBP، تعداد دنباله‌های نامزد تولید شده در هر آنتن عبارت است از $(N_t M/2)!(NL)^{M/2}$ و تعداد بیت‌های لازم برای ارسال اطلاعات جانبی دنباله‌های منتخب همه آنتن‌ها برابر است با:

$$\lceil \log_2((N_t M/2)!) \rceil + N_t \lceil M/2 \log_2((NL)!) \rceil \quad (6)$$

۴-۳- محدودسازی جایگشتها در روش پیشنهادی

استفاده از توابع جایگشت کامل در روش پیشنهادی، پیچیدگی محاسباتی بسیار زیادی را تحمیل می‌کند. برای پیاده‌سازی عملی، پیشنهاد می‌شود که حالت‌های خاص توابع جایگشت که پیچیدگی بسیار کمتری دارند، به کار رود. در اینجا از شیفت چرخشی و درهم‌نهی^{۲۸} برای محدودسازی جایگشت‌ها استفاده می‌شود. دلیل انتخاب این توابع جایگشت عبارتند از: ۱) محدود بودن تعداد حالت‌های این توابع و در نتیجه کاهش پیچیدگی محاسباتی، ۲) استاندارد بودن و سادگی پیاده‌سازی سخت افزاری یا نرم افزاری این توابع و در نتیجه کاهش پیچیدگی پیاده‌سازی.

الف- تابع جایگشت اول: این تابع به صورت شیفت چرخشی زیربلوک‌ها تعریف می‌شود.

$$\text{Perm}^{(1)}\{\cdot\} = \text{Sub-block_Cyclic_Shift}\{\cdot\} \quad (7)$$

برای مثال اگر N_t آنتن ارسال در فرستنده وجود داشته باشد و هر بلوک OFDM به $M = 4$ زیربلوک افراز شود، بردار زیربلوک‌های زوج انتخاب شده در روش پیشنهادی چنین است:

$$[\mathbf{x}_1^{(2)}, \mathbf{x}_1^{(4)}, \mathbf{x}_2^{(2)}, \mathbf{x}_2^{(4)}, \mathbf{x}_3^{(2)}, \mathbf{x}_3^{(4)}, \mathbf{x}_4^{(2)}, \mathbf{x}_4^{(4)}] \quad (8)$$

که $\mathbf{x}_j^{(i)}$ زیربلوک i ام آنتن j ام است. جایگشت این بردار توسط تابع اول به ازای ثابت شیفت $c = 3$ برابر است با

$$[\mathbf{x}_2^{(4)}, \mathbf{x}_3^{(2)}, \mathbf{x}_3^{(4)}, \mathbf{x}_4^{(2)}, \mathbf{x}_4^{(4)}, \mathbf{x}_1^{(2)}, \mathbf{x}_1^{(4)}, \mathbf{x}_2^{(2)}] \quad (9)$$

تعداد شیفت‌های مجاز این تابع از مجموعه $A_1 = \{0, \dots, N_t M/2 - 1\}$ انتخاب می‌شود.

که PAPR دنباله زمانی به PAPR سیگنال پیوسته نزدیک‌تر باشد، بیش نمونه‌برداری مرتبه L نیز همراه با IFFT انجام می‌شود. بنابراین هر بلوک N تایی حوزه فرکانس به یک بلوک NL تایی حوزه زمان تبدیل می‌شود. اکنون زیربلوک‌های زوج آنتن‌های مختلف انتخاب شده و کنار هم در یک بردار قرار داده می‌شود. با عبور این بردار از تابع جایگشت اول، مکان زیربلوک‌ها نسبت به آنتن‌ها تغییر می‌کند. سپس عناصر بردار جدید به ترتیب به مکان‌هایی که زیربلوک‌های آن‌ها انتخاب شده بود، اختصاص می‌یابد. توجه شود که مکان زیربلوک‌های انتخاب نشده (زیربلوک‌های فرد) بدون تغییر می‌ماند.

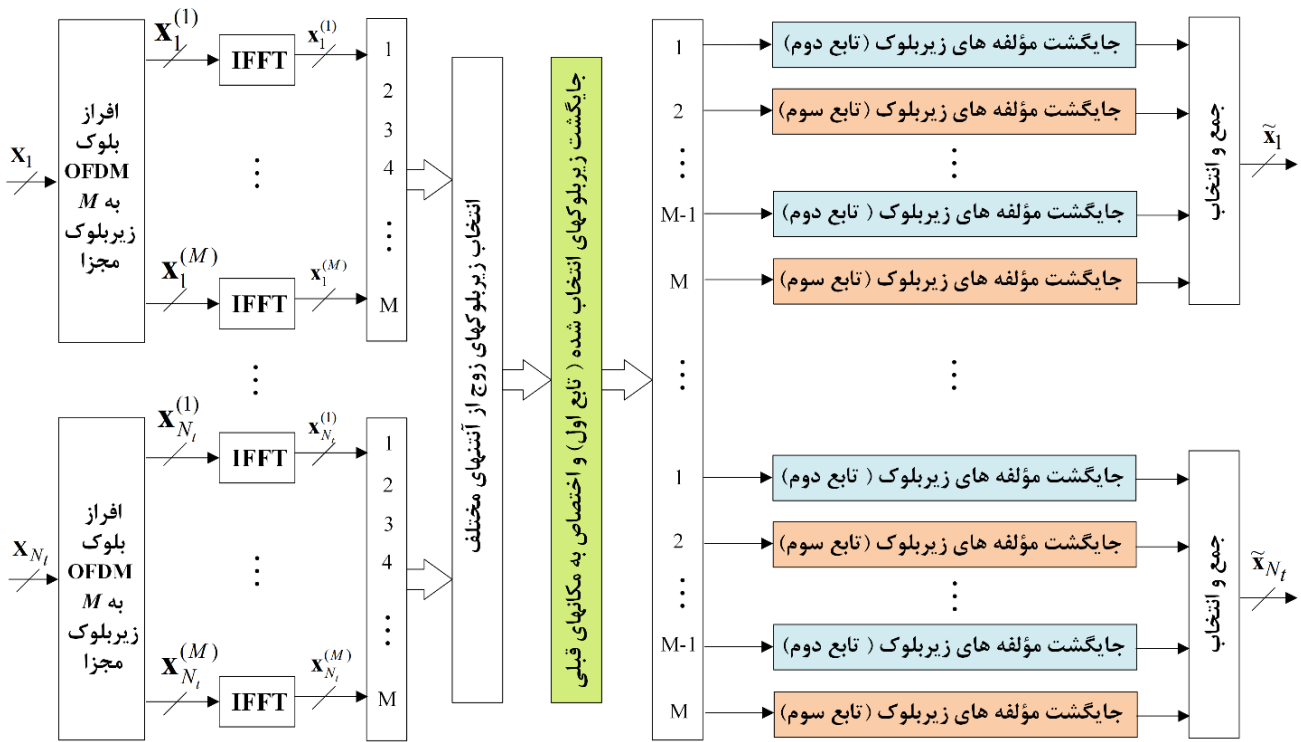
در گام بعد، در هر آنتن، مؤلفه‌های زیربلوک‌های فرد با تابع جایگشت دوم، جابجا می‌شوند. همچنین مؤلفه‌های زیربلوک‌های زوج جدید با تابع جایگشت سوم، جابجا می‌شوند. سرانجام در هر آنتن، M زیربلوک جایگشت داده شده جدید با هم جمع شده تا یک دنباله نامزد به دست آید. به ازای هر حالت تابع جایگشت اول، حالت‌های مختلف توابع جایگشت دوم و سوم در نظر گرفته می‌شود تا همه دنباله‌های نامزد تولید شود و در هر آنتن، دنباله‌ای که کمترین PAPR را داشته باشد، انتخاب شود. روش پیشنهادی اول، جایگشت زیربلوکی (${}^{\text{LC}}\text{SBP}$) نامیده می‌شود.

۴-۲- کاهش پیچیدگی روش پیشنهادی

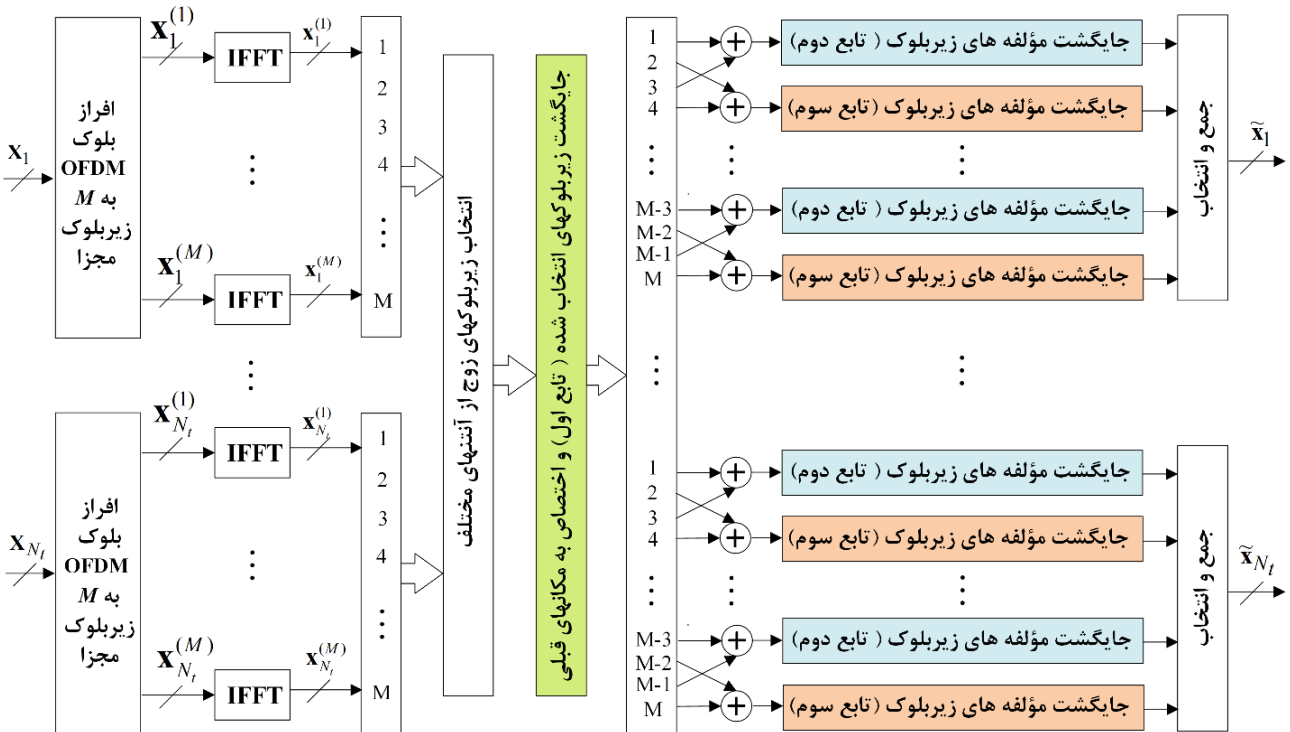
شکل ۵ نسخه دیگری از روش پیشنهادی را نشان می‌دهد که پیچیدگی محاسباتی آن کاهش یافته است و جایگشت زیربلوکی با پیچیدگی کم (${}^{\text{LC}}\text{SBP}$) نامیده می‌شود. در این نسخه، پس از اختصاص بردار خروجی تابع جایگشت اول به مکان زیر بلوک‌های انتخاب شده، هر دو بلوک فرد پیاپی، مؤلفه به مؤلفه با یکدیگر جمع می‌شوند و هر دو زیربلوک زوج پیاپی نیز مؤلفه به مؤلفه با هم جمع می‌شوند. همان گونه که شکل ۵ نشان می‌دهد، جمع شدن زیربلوک‌ها بدون تکرار است. یعنی در هر آنتن، زیر بلوک ۱ با زیر بلوک ۳، زیر بلوک ۵ با زیر بلوک ۷، ... و زیر بلوک ۳ با زیر بلوک ۱ - M جمع می‌شود. همچنین در هر آنتن، زیر بلوک ۲ با زیر بلوک ۴، زیر بلوک ۶ با زیر بلوک ۸، ... و زیر بلوک ۲ - M با زیر بلوک M جمع می‌شود.

اکنون در هر آنتن، مؤلفه‌های زیربلوک‌های فرد جدید که حاصل جمع دو زیربلوک فرد است، با تابع جایگشت دوم جابجا می‌شوند و مؤلفه‌های زیربلوک‌های زوج جدید که حاصل جمع دو زیربلوک زوج است، با تابع جایگشت سوم جابجا می‌شوند. در هر آنتن، حاصل جمع $M/2$ زیربلوک جایگشت داده شده جدید، محاسبه می‌شود تا یک دنباله نامزد به دست آید. مانند روش پیشنهادی شکل ۴، به ازای هر حالت تابع اول، حالت‌های مختلف توابع جایگشت دوم و سوم در هر آنتن اجرا می‌شود تا دنباله‌های نامزد متفاوت تولید شود و دنباله‌ای که کمترین PAPR را داشته باشد، انتخاب گردد.

توجه شود که در LC-SBP، تعداد زیربلوک‌های زوج و فرد که با توابع دوم و سوم، جایگشت داده می‌شود، نصف تعداد زیربلوک‌های نظیر



شکل ۴: روش پیشنهادی (SBP) برای کاهش PAPR در سامانه MIMO-OFDM



شکل ۵: روش پیشنهادی با پیچیدگی کم (LC-SBP) برای کاهش PAPR در سامانه MIMO-OFDM

دو بخش تشکیل می‌شود. بخش اول، پیچیدگی ناشی از IFFT است. بخش دوم مربوط به تولید دنباله‌های نامزد و یافتن دنباله بهینه در هر آنتن است. پیچیدگی محاسباتی برای هر آنتن را می‌توان چنین محاسبه کرد.

$$C_{\text{total}} = MC_{\text{IFFT}} + V(C_{\text{gen}} + C_{\text{cal}}) \quad (15)$$

که C_{IFFT} ، C_{gen} و C_{cal} به ترتیب پیچیدگی مربوط به IFFT، تولید یک دنباله نامزد در هر آنتن و محاسبه PAPR برای هر دنباله نامزد است. V تعداد دنباله‌های نامزد تولید شده در هر آنتن را نشان می‌دهد.

تعداد عملگرهای IFFT استفاده شده در روش‌های پیشنهادی و روش‌های مبتنی بر PTS یکسان است. در نتیجه، پیچیدگی ناشی از IFFT در همه روش‌ها برابر است. برای پیاده‌سازی هر عملگر IFFT با طول NL ، به $(NL/2)\log_2(NL)$ ضرب مختلط و $NL\log_2(NL)$ جمع مختلط نیاز است. اگر هر ضرب مختلط معادل چهار ضرب حقیقی و دو جمع حقیقی و هر جمع مختلط برابر دو جمع حقیقی در نظر گرفته شود، تعداد ضرب‌ها و جمع‌های IFFT عبارت است از:

$$C_{\text{IFFT}} = 2NL\log_2(NL) \text{ Mult} + 3NL\log_2(NL) \text{ Add} \quad (16)$$

در روش‌های مبتنی بر PTS، هنگامی که عملهای فاز مجاز از مجموعه‌های $\{+1, -1\}$ یا $\{j, \pm 1\}$ به ترتیب به ازای $W = 2$ و $W = 4$ انتخاب شوند، تولید دنباله‌های نامزد نیازی به ضرب مختلط ندارد و در این حالت پیچیدگی برابر با تعداد جمع‌ها است:

$$C_{\text{gen}} = 0 \text{ Mult} + 2NL(M-1) \text{ Add} \quad (17)$$

در روش پیشنهادی برای کاهش تعداد جمع‌های مختلط، هر دنباله جدید با کم کردن یک بلوک از دنباله قبلی و افزودن یک بلوک به آن تولید می‌شود. بنابراین پیچیدگی تولید یک دنباله نامزد در هر آنتن چنین است:

$$C_{\text{gen}} = 4NL \text{ Add} \quad (18)$$

پس از تولید دنباله‌ها در هر آنتن، باید PAPR دنباله‌ها محاسبه گردد. اگر از سیگنالینگ QPSK استفاده شود، توان متوسط همه دنباله‌های نامزد یکسان است. در نتیجه تنها به محاسبه توان اوج دنباله نامزد نیاز است که پیچیدگی محاسباتی آن به صورت زیر به دست می‌آید.

$$C_{\text{cal}} = 2NL \text{ Mult} + NL \text{ Add} \quad (19)$$

با توجه به رابطه (۱۵) می‌توان تعداد ضرب‌ها و جمع‌ها در یک آنتن ارسال را برای روش پیشنهادی و روش‌های مبتنی بر PTS به صورت جدول‌های ۱ و ۲ فهرست نمود.

ب- تابع جایگشت دوم: حالت خاص تابع جایگشت دوم، درهم‌نهی زمانی مؤلفه‌های یک زیربلوک است.

$$\text{Perm}^{(2)}\{\cdot\} = \text{Interleave}\{\cdot\} \quad (10)$$

در اینجا استفاده از تابع درهم‌نهی استاندارد IEEE Std 802.16a [۱۴] پیشنهاد می‌شود. رابطه ورودی-خروجی این تابع به صورت زیر است:

$$k(i) = (N/d) \bmod(k, d) + \lfloor k/d \rfloor, \quad i = 0, \dots, NL-1 \quad (11)$$

که i اندیس نمونه‌های زمانی قبل از درهم‌نهی و $k(i)$ اندیس نمونه‌ها پس از درهم‌نهی است. یعنی پس از درهم‌نهی، نمونه زمانی i ام در مکان k ام قرار می‌گیرد. NL تعداد نمونه‌های زمانی و d تعداد سطرهای ماتریس درهم‌نهی است. توسط این تابع، مؤلفه‌های یک زیربلوک که حاوی نمونه‌های زمانی است، به صورت سطری از چپ به راست در ماتریسی به نام ماتریس درهم‌نهی نوشته می‌شود. سپس نمونه‌ها به صورت ستونی و با شروع از ستون اول، از بالا به پایین خوانده شده و در بردار خروجی نوشته می‌شود. با تغییر تعداد سطرهای ماتریس درهم‌نهی، حالت‌های مختلف درهم‌نهی به دست می‌آید.

برای مثال اگر تعداد زیرحامل‌ها $N = 128$ و عامل بیش‌نمونه برداری $L = 2$ باشد و $d = 4$ انتخاب شود، یک ماتریس 4×64 تشکیل می‌شود. اگر $[x_0, x_1, \dots, x_{256}]$ بردار ورودی تابع درهم‌نهی باشد، بردار خروجی برابر است با:

$$[x_0, x_{64}, x_{128}, x_{192}, x_1, x_{65}, x_{129}, x_{193}, \dots, x_{255}] \quad (12)$$

تعداد سطرهای مجاز ماتریس درهم‌نهی، d ، از یک مجموعه D عضوی انتخاب می‌شود.

ج- تابع جایگشت سوم: حالت خاص تابع جایگشت سوم، شیفت چرخشی مؤلفه‌های یک زیربلوک است.

$$\text{Perm}^{(3)}\{\cdot\} = \text{Component_Cyclic_Shift}\{\cdot\} \quad (13)$$

اگر زیربلوک $[x_0, x_1, \dots, x_{256}]$ ورودی تابع سوم باشد، خروجی به ازای $c = 32$ شیفت چرخشی زمانی برابر است با

$$[x_{32}, x_{33}, \dots, x_{256}, x_0, x_1, \dots, x_{31}] \quad (14)$$

تعداد شیفت‌های مجاز تابع سوم از یک مجموعه C عضوی انتخاب می‌شود.

۵- بررسی پیچیدگی

تعداد ضرب‌ها و جمع‌های مختلط به عنوان پیچیدگی محاسباتی روش‌های کاهش PAPR در نظر گرفته می‌شود و پیچیدگی محاسباتی روش پیشنهادی و روش‌های A-PTS، O-PTS و Co-PTS با یکدیگر مقایسه می‌گردد. پیچیدگی محاسباتی این روش‌ها از

می‌آید. این CCDF در نتایج شبیه‌سازی، با عنوان Original مشخص شده است. پس از اجرای روش پیشنهادی برای بلوک‌های مختلف، CCDF دوباره محاسبه شده و سایر نمودارها رسم می‌شود. در حالت کلی نرخ خطای بیت (BER) سامانه مخابراتی به نسبت توان سیگنال به توان نویز در ورودی آشکارساز گیرنده (SNR_R) و نوع مدولاسیون سیگنال ارسالی وابسته است. SNR_R به نسبت توان سیگنال به توان نویز در خروجی فرستنده (SNR_T)، مشخصات کانال و نویز گیرنده بستگی دارد. روش پیشنهادی این مقاله بر اساس جایگشت زیربلوک‌ها و نمونه‌های زمانی درون زیربلوک‌ها بنا شده است و نوع مدولاسیون و دامنه نمونه‌های ارسالی را تغییر نمی‌دهد. البته ممکن است توان متوسط سیگنال در برخی آنتن‌ها را تغییر دهد اما به دلیل فرض سامانه چند آنتنی نقطه به نقطه، توان متوسط کل در فرستنده را تغییر نمی‌دهد. در نتیجه تأثیری بر BER سامانه مخابراتی ندارد. بنابراین در اینجا نیازی به رسم نمودارهای BER نیست. برای افزایش بلوک‌های OFDM به M زیربلوک می‌توان زیرحامل‌های کنار هم را در یک زیربلوک قرار داد، یا به طور تصادفی زیربلوک‌ها را تشکیل داد یا الگوهای آماری خاص را به کار برد [۱۷]. در اینجا برای سادگی از روش زیرحامل‌های کنار هم استفاده می‌شود.

برای مقایسه پیچیدگی محاسباتی روش پیشنهادی LC-SBP با پیچیدگی محاسباتی Co-PTS، نسبت کاهش پیچیدگی محاسباتی ($CCRR^{(۹)}$) با تعریف زیر در نظر گرفته می‌شود [۱۵].

$$CCRR = (1 - \frac{\text{complexity of LC-SBP}}{\text{complexity of Co-PTS}}) \times 100 \quad (۲۰)$$

روش CCRR روش LC-SBP نسبت به Co-PTS بر حسب تعداد آنتن‌ها (N_T)، تعداد زیربلوک‌ها (M) و تعداد حالت‌های توابع جایگشت (C, D) در جدول ۳ آمده است. مشاهده می‌شود که پیچیدگی محاسباتی روش پیشنهادی LC-SBP نسبت به Co-PTS به طور قابل توجه کاهش یافته است. همچنین بهبود پیچیدگی محاسباتی این روش با افزایش تعداد زیربلوک‌ها و آنتن‌های ارسال افزایش می‌یابد. هنگامی که تعداد حالت‌های توابع جایگشت دوم و سوم $C = D = ۴$ و تعداد زیربلوک‌ها $M = ۴$ باشد، $CCRR$ ضریبی برای $N_T = ۴$ آنتن، برابر $۴۴/۴\%$ و برای ۸ آنتن برابر $۷۲/۷\%$ به دست می‌آید. همچنین در حالت $C = D = ۴$ و $N_T = ۴$ ، افزایش تعداد زیربلوک‌ها از ۴ به ۸، نسبت کاهش پیچیدگی ضریبی را از $۴۴/۴\%$ به $۹۳/۷\%$ افزایش می‌دهد.

جدول ۳ نتایج مشابهی را برای $CCRR$ جمعی نشان می‌دهد. روش SBP دنباله‌های نامزد بیشتری تولید می‌کند تا به عملکرد کاهش PAPR بهتری دست یابد. بنابراین نسبت به روش Co-PTS پیچیدگی محاسباتی بیشتری دارد.

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش کارایی روش پیشنهادی به کمک شبیه‌سازی کامپیوتری بررسی می‌شود. از بین روش‌های موجود، روش‌های O-PTS، A-PTS و Co-PTS نیز شبیه‌سازی شده‌اند. یک سامانه MIMO-OFDM با سیگنالینگ QPSK و پارامترهای جدول ۴ شبیه‌سازی شده است. برای مقایسه کارایی، تابع توزیع تجمعی مکمل ($CCDF^{(۳)}$) به کار می‌رود. این تابع احتمال اینکه PAPR یک بلوک OFDM از یک آستانه مشخص، $PAPR_0$ ، بیشتر شود، را نشان می‌دهد. CCDF برای سامانه MIMO چنین تعریف می‌شود [۱۶]:

$$CCDF_{MIMO}(PAPR_0) = \Pr\{PAPR_{MIMO} > PAPR_0\} \quad (۲۱)$$

که $PAPR_{MIMO}$ در (۳) معرفی شد. در این جا CCDF به کمک شبیه‌سازی محاسبه می‌شود. برای این کار، $۱۰^۵$ بلوک مستقل OFDM به طور تصادفی در هر آنتن ارسال تولید می‌گردد. سپس PAPR سامانه MIMO بر اساس رابطه (۳) برای بلوک‌های مختلف محاسبه می‌شود و از روی آن و رابطه (۲۱)، منحنی CCDF به دست

جدول ۱: تعداد ضرب‌های حقیقی روش‌های مختلف

| روش | تعداد ضرب‌ها ($\mu = NL \log_2(NL)$) |
|--------|---|
| O-PTS | $2M\mu + W^{(M-1)}(2NL)$ |
| A-PTS | $2M\mu + W^{(M/2)}(2NL)$ |
| Co-PTS | $2M\mu + N_T^{(M/2)}W^{(M/2)}(2NL)$ |
| SBP | $2M\mu + N_T(M/2)D^{M/2}C^{M/2}(2NL)$ |
| LC-SBP | $2M\mu + N_T(M/2)D^{(M/4)}C^{(M/4)}(2NL)$ |

جدول ۲: تعداد جمع‌های حقیقی روش‌های مختلف

| روش | تعداد جمع‌ها ($\mu = NL \log_2(NL)$) |
|--------|---|
| O-PTS | $3M\mu + W^{(M-1)}(2NL(M-1) + NL)$ |
| A-PTS | $3M\mu + W^{(M/2)}(2NL(M-1) + NL)$ |
| Co-PTS | $3M\mu + N_T^{(M/2)}W^{(M/2)}(2NL(M-1) + NL)$ |
| SBP | $3M\mu + N_T(M/2)D^{M/2}C^{M/2}(5NL)$ |
| LC-SBP | $3M\mu + N_T(M/2)D^{(M/4)}C^{(M/4)}(5NL)$ |

جدول ۳: مقایسه پیچیدگی روش پیشنهادی LC-SBP با Co-PTS

| $N_t = 8$ | | $N_t = 4$ | | تعداد حالاتها | تعداد زیربلوک |
|-----------|-----------|-----------|-----------|---------------|---------------|
| CCRR جمعی | CCRR ضربی | CCRR جمعی | CCRR ضربی | | |
| ۷۸ | ۶۶/۷ | ۵۲/۹ | ۳۳/۳ | ۲ | ۴ |
| ۸۱/۱ | ۷۲/۷ | ۶۱ | ۴۴/۴ | ۴ | |
| ۹۹/۷ | ۹۹/۱ | ۹۷/۶ | ۹۲/۳ | ۲ | ۸ |
| ۹۹/۷ | ۹۹/۲ | ۹۷/۹ | ۹۳/۷ | ۴ | |

جدول ۴: پارامترهای شبیه‌سازی

| مقدار | نشان | پارامترها |
|-------|-------|---------------------------------------|
| ۱۲۸ | N | تعداد زیرحامل‌ها |
| ۴ | N_t | تعداد آنتن‌های ارسال |
| ۲ | L | عامل بیش نمونه برداری |
| ۴ | M | تعداد زیربلوک‌ها در هر آنتن |
| ۲ | W | تعداد عامل‌های فاز مجاز در هر زیربلوک |
| ۲ | C | تعداد شیفت‌های مجاز درون زیربلوک‌ها |
| ۰، ۳۲ | | شیفت‌های مجاز درون زیربلوک‌ها |
| ۲ | D | تعداد سطرهاى مجاز ماتریس درهم‌نهی |
| ۴، ۱۶ | | سطرهای مجاز ماتریس درهم‌نهی |

شبیه‌سازی ۱

شکل ۶ عملکرد روش پیشنهادی (SBP) و نسخه با پیچیدگی کم آن (LC-SBP) را نشان می‌دهد. در این شکل، عملکرد روش‌های A-PTS، O-PTS و Co-PTS نیز رسم شده است. منحنی‌های CCDF نشان می‌دهد که روش‌های پیشنهادی SBP و LC-SBP در مقایسه با روش‌های موجود، عملکرد بهتری دارند. برای $CCDF=10^{-3}$ ، بهبود عملکرد روش SBP نسبت به روش‌های A-PTS، O-PTS و Co-PTS به ترتیب ۱/۹۱ dB، ۱/۳۳ dB و ۰/۷۷ dB است. در روش LC-SBP، بهبود عملکرد نسبت به روش‌های A-PTS، O-PTS و Co-PTS به دست آمده است. جایگشت‌های زیربلوکی اول تا سوم موجب افزایش تعداد دنباله‌های نامزد تولید شده در هر آنتن ارسال می‌گردد که احتمال وجود دنباله‌ای با PAPR پایین را افزایش می‌دهد. در شکل ۶، منحنی CCDF روش‌های پیشنهادی SBP و LC-SBP نسبت به منحنی‌های سایر روش‌ها به سمت چپ حرکت می‌کند که افزایش احتمال تولید دنباله‌ای با PAPR پایین را نشان می‌دهد. از آنجا که تعداد دنباله‌های نامزد تولید شده در روش SBP بیشتر از روش LC-SBP است، عملکرد کاهش PAPR این روش نسبت به روش‌های قبلی و LC-SBP به طور قابل توجه بهتر است.

شبیه‌سازی ۲

در این شبیه‌سازی اثر تغییر تعداد زیربلوک‌ها (M) در هر آنتن ارسال بر کارایی روش‌های پیشنهادی بررسی می‌گردد. شکل ۷ منحنی‌های CCDF روش‌های پیشنهادی را در دو حالت $M=4$ و $M=8$ نشان می‌دهد. برای $CCDF=10^{-3}$ ، با افزایش تعداد زیربلوک‌ها در هر آنتن از $M=4$ به $M=8$ ، عملکرد SBP به میزان ۰/۶۹ dB بهبود می‌یابد. برای روش LC-SBP، میزان بهبود عملکرد با افزایش تعداد زیربلوک‌ها ۰/۲۲ dB است. افزایش تعداد زیربلوک‌ها در روش‌های SBP و LC-SBP، موجب افزایش تعداد دنباله‌های نامزد شده و احتمال وجود دنباله‌ای با PAPR پایین را افزایش می‌دهد. در نتیجه عملکرد روش‌های پیشنهادی بهبود می‌یابد.

شبیه‌سازی ۳

در این شبیه‌سازی اثر تغییر تعداد جایگشت‌های مجاز در توابع جایگشت دوم و سوم بر کارایی روش‌های SBP و LC-SBP بررسی می‌شود. دو حالت $C=D=2$ و $C=D=4$ در نظر گرفته می‌شود. هنگامی که $C=D=2$ باشد، تعداد سطرهاى ماتریس درهم‌نهی (d) از مجموعه $\{4, 16\}$ و تعداد شیفت‌های چرخشی مؤلفه‌های زیربلوک‌ها از مجموعه $\{0, 32\}$ انتخاب می‌شود.

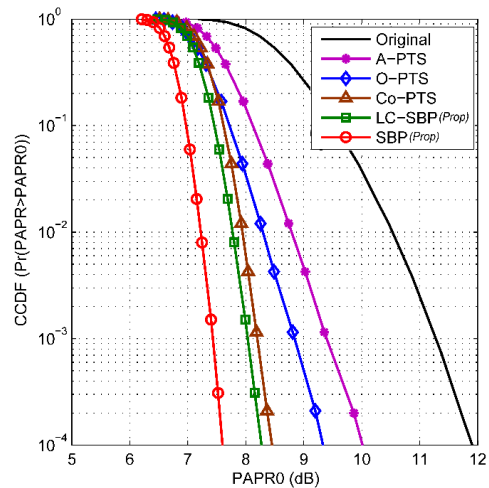
برای $C=D=4$ ، تعداد سطرهاى ماتریس درهم‌نهی از مجموعه $\{2, 4, 8, 16\}$ و تعداد شیفت‌های چرخشی مجاز از مجموعه $\{50, 10, 32, 0\}$ انتخاب می‌شود. شکل ۸ عملکرد روش‌های پیشنهادی را به ازای تعداد حالت‌های توابع جایگشت دوم و سوم نشان می‌دهد. برای $CCDF=10^{-3}$ ، با افزایش تعداد حالت‌ها از $C=D=2$ به $C=D=4$ ، عملکرد روش SBP به اندازه ۰/۶ dB بهبود می‌یابد. در این حالت برای روش LC-SBP، ۰/۵۳ dB بهبود عملکرد حاصل می‌شود.

۷- نتیجه گیری

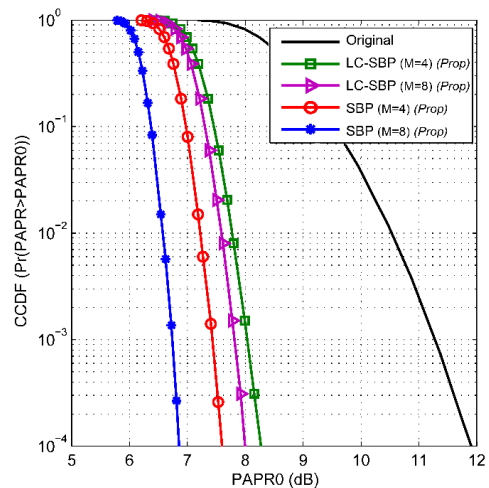
در این مقاله یک روش کاهش PAPR (SBP) برای سامانه‌های MIMO-OFDM با هدف بهبود عملکرد کاهش PAPR معرفی شد. این روش با استفاده از جایگشت زیربلوکی، دنباله داده آنتن‌های ارسال را به صورت توأم در نظر می‌گیرد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که عملکرد روش پیشنهادی به طور قابل توجه بهتر از عملکرد روش‌های Co-PTS، O-PTS و A-PTS است. همچنین به منظور کاهش پیچیدگی روش پیشنهادی، نسخه‌ای با پیچیدگی کم (LC-SBP)، ارائه گردید و نشان داده شد که پیچیدگی آن، به طور قابل توجه از پیچیدگی Co-PTS کمتر است. علاوه بر این، بر اساس نتایج شبیه‌سازی، کارایی LC-SBP بهتر از Co-PTS است.

مراجع

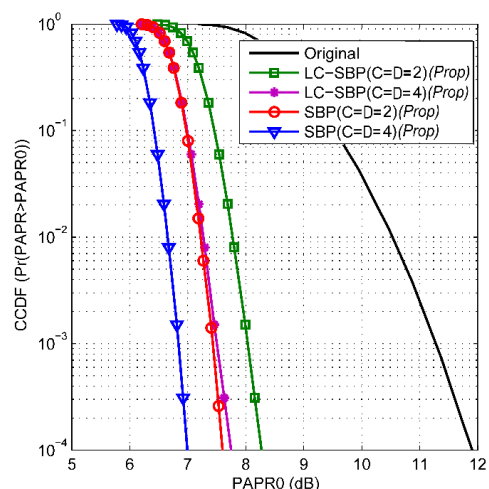
- [1] Hwang, T., Yang, C., Wu, G., Li, S., & Ye Li, G., "OFDM and its wireless applications: a survey", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, May 2009.
- [2] Wunder, G., Fischer, R. F., Boche, H., Litsyn, S., & No, J. S., "The PAPR problem in OFDM transmission: New directions for a long-lasting problem", *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, no. 6, pp. 130-144, Oct. 2013.
- [3] Akhtman, Y., Wang, L., & Jiang, M., *MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: coherent versus non-coherent and cooperative turbo transceivers*, Wiley-IEEE Press, 2010.
- [4] Baek, M.-S., Kim, M.-J., You, Y.-H., & Song, H.-K., "Semiblind channel estimation and PAR reduction for MIMO OFDM system with multiple antennas", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 50, no. 4, pp. 414-424, Dec. 2004.
- [5] Siegl, C., & Fischer, R. F. H., "Partial transmit sequences for peak-to-average power ratio reduction in multi-antenna OFDM", *EURASIP J. Wireless Commun. and Network.*, Article ID 325829, Jan. 2008.
- [6] Jayalath, A. D. S., Tellambura, C., & Wu, H., "Reduced complexity PTS and new phase sequences for SLM to reduce PAPR of an OFDM signal", *Veh. Technol. Conf.*, pp. 1914-1917, Tokyo, Japan, 2000.
- [7] Fischer, R. F. H., & Hoch, M., "Directed selected mapping for peak-to-average power ratio reduction in MIMO OFDM", *IEEE Electronics Letters*, vol. 46, no. 22, pp. 1289-1290, Oct. 2006.
- [8] Schenk, T. C. W., Smulders, P. F. M., & Fledderus, E. R., "Peak-to- in average power reduction space division multiplexing based OFDM systems through spatial shifting", *IEEE Electronics Letters*, vol. 41, no. 15, pp. 860-861, Jul. 2005.
- [9] Wang, L., & Liu, J., "Cooperative PTS for PAPR reduction in MIMO-OFDM", *IEEE Electronics Letters*, vol. 47, no. 5, pp. 472-474, Jul. 2011.
- [10] Schenk, T. C., Smulders, P. F., & Fledderus, E. R. "The application of spatial shifting for peak-to-average power ratio reduction in MIMO OFDM systems", *IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 4, pp. 1859-1863, May 2006.
- [11] Siegl, C., *Peak-to-average power ratio reduction in multi-antenna OFDM via multiple signal representation*, Ph.D. dissertation, Erlangen-Nurnberg University, Germany, 2010.
- [12] Cho, Y. S., Kim, J., Yang, W. Y., & Kang, C. G., *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*, John Wiley & Sons. 2010.
- [13] Jiang, T., & Wu, Y., "An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 54, no. 2, pp. 257-268, Jun. 2008.
- [14] IEEE LAN/MAN Standards Committee, "IEEE standard for local and metropolitan area networks- part 16: air interface for fixed broadband wireless access systems (Revision of 802.16-2006)", *IEEE 802.16*, 2006.
- [15] Yang, L., Soo, K. K., Li, S. Q., & Siu, Y. M., "PAPR reduction using low complexity PTS to construct of OFDM signals without side information", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 57, no. 2, pp. 284-290, Jun. 2011.
- [16] Muller, S. H., & Huber, J. B., "A novel peak power reduction scheme for OFDM", *Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC)*, Helsinki, Finland, Sep. 1997.
- [17] Muller, S. H., & Huber, J. B., "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of



شکل ۶: عملکرد کاهش PAPR روش‌های پیشنهادی (SBP و LC-PTS) و روش‌های مبتنی بر PTS



شکل ۷: اثر افزایش تعداد زیربلوک‌ها در هر آنتن ارسال بر کارایی روش‌های پیشنهادی (LC-SBP و SBP)



شکل ۸: اثر افزایش تعداد حالت‌های توابع جایگشت دوم و سوم بر کارایی روش‌های پیشنهادی (LC-SBP و SBP)

partial transmit sequences", IEE Electronics Letters, vol. 33, no. 5, pp. 36–69, Feb. 1997.

زیر نویس ها

- ¹⁷ Spatial Shift
- ¹⁸ Cooperative PTS
- ¹⁹ Permutation
- ²⁰ Point-to-Point
- ²¹ Quadrature Phase Shift Keying
- ²² Inverse Fast Fourier Transform
- ²³ Oversampling
- ²⁴ Candidate Sequence
- ²⁵ Side Information
- ²⁶ Sub-Block Permutation
- ²⁷ Low Complexity SBP
- ²⁸ Interleaving
- ²⁹ Computational Complexity Reduction Ratio
- ³⁰ Complementary Cumulative Distribution Function

- ¹ Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- ² Digital Audio Broadcasting
- ³ Digital Video Broadcasting
- ⁴ Ultra Wideband
- ⁵ Long Term Evolution
- ⁶ Fast Fourier Transform
- ⁷ Peak-to-Average Power Ratio
- ⁸ Multiple-Input Multiple-Output
- ⁹ Diversity
- ¹⁰ Bit Error Rate
- ¹¹ Single-Input Single-Output
- ¹² Ordinary Selected Mapping
- ¹³ Simplified SLM
- ¹⁴ Partial Transmit Sequences
- ¹⁵ Alternate PTS
- ¹⁶ Directed SLM