

راهکار جدید برای کاهش نسبت توان اوج به توان میانگین در سیستم‌های OFDM

محمد خدارحمی

کارشناسی ارشد مهندسی برق-مخابرات سیستم دانشگاه ملایر

چکیده

یکی از روش‌های کاهش نسبت پیک به میانگین توان (PAPR) در ساختار OFDM روش توالی انتقال جزئی (PTS) است که در آن جریان داده‌های ورودی به زیر حامل‌ها جدا شده و زیر بلوک‌ها در هر یک تقسیم می‌شود. زیر بلوک‌ها در فاکتورهای فاز از پیش تعریف شده ضرب می‌شوند. نمادهای داده متوالی مربوط به یک منبع/کاربر اغلب همبستگی بیشتری دارند به‌خصوص هنگامی که زیر حامل‌های مربوطه با همان فاکتور فاز وزن می‌شوند، کاهش کافی در نسبت پیک به میانگین توان توسط روش توالی انتقال جزئی در زیر بلوک‌های مشترک قابل دستیابی نیست. برای حل این مشکل، در این مقاله، ما یک روش جدید کاهش نسبت پیک به میانگین توان را بر اساس یک بلوک‌بندی دوبعدی پیشنهاد می‌کنیم. به‌طور خاص، ما هر یک از نمادهای OFDM را بر اساس تبدیل T درهم ساز می‌کنیم تا مجموعه جدیدی از زیر بلوک‌ها را بدست آوریم که توسط فاکتورهای فاز از پیش تعریف شده ضرب می‌شوند. در روش پیشنهادی، هر دنباله نماد یک بعدی به یک ماتریس دوبعدی تبدیل می‌شود و افزایها از قطر مورب اصلی در ماتریس تشکیل می‌شوند. ما ماتریس جابجایی را ارائه می‌دهیم و روش تبدیل T را بر اساس ماتریس جابجایی اصلاح می‌کنیم. از طریق آزمایش‌های عددی، نشان داده شده است که روش کاهش نسبت پیک به میانگین توان پیشنهادی از همتایان قبلی بهتر عمل می‌کند. همچنین، ما نتایج پیشنهادی خود را با عملکرد همبستگی Aperiodic (ACF) تجزیه و تحلیل کردیم. کاهش لوب‌های جانبی ACF نشان می‌دهد که روش پیشنهادی ما باعث کاهش قابل توجه معیار نسبت پیک به میانگین توان نسبت به روش‌های دیگر می‌شود.

واژگان کلیدی: توان اوج، توان میانگین، سیستم‌های OFDM

مقدمه

امروزه با ایجاد امکان استفاده از ارتباطات چندرسانه‌ای توسط تمامی اقشار که منجر به افزایش تقاضا برای استفاده از این سرویس‌ها به خصوص از نوع بی‌سیم آن‌ها گردیده است، سعی می‌شود سیستم‌هایی طراحی شود که برای ارسال نرخ بیت بالا بر روی کانال‌های همراه با محوشدگی، بازدهی مناسبی داشته باشد تا نیاز استفاده‌کنندگان از این سرویس‌ها را هموار سازد. یک گزینه مناسب برای شبکه‌های بی‌سیم پرظرفیت، مدولاسیون‌های چندحاملی به‌ویژه روش تقسیم فرکانسی متعامد یا OFDM می‌باشد. از این‌رو استانداردهایی مانند پخش رادیویی دیجیتال و پخش تلویزیونی دیجیتال، استاندارد IEEE 802.11 a برای شبکه‌های WLAN، استاندارد IEEE 802.16 برای شبکه‌های WiMAX و موارد دیگر، OFDM را به‌عنوان راه‌حلی مناسب به کار می‌گیرند.

ارسال نرخ بیت بالا در فرکانس‌های محدوده گیگاهرتز مقدور می‌باشد ولی بزرگ‌ترین مشکل در این باند فرکانسی، انتشار چند مسیره است. روش OFDM با تقسیم سمبل‌های ارسالی بین چندین زیرحامل عمود بر هم و ارسال همزمان آن‌ها نه‌تنها بر این مشکل فائق آمده، بلکه خاصیت تعامد زیرحامل‌ها در حوزه‌ی فرکانسی آن، باعث بالا بردن بازده طیفی شده است.

روش OFDM علیرغم تمام مزایایی که دارد، معایبی نیز دارد که یکی از مهم‌ترین آن‌ها نسبت پیک به میانگین توان است. نسبت پیک به میانگین توان عبارت است از وجود پیک‌های بالا در سیگنال حوزه زمانی که از مجموع مؤلفه‌های فرکانسی هم-فاز ایجاد می‌گردد. به دلیل آنالوگ بودن کانال، باید داده ارسالی پس از مدولاسیون به سیگنال آنالوگ تبدیل شده و قبل از ارسال تقویت شود. طبقه‌های مبدل دیجیتال به آنالوگ و تقویت‌کننده‌های توان تا یک بازه‌ی مشخص به‌صورت خطی عمل می‌کنند و اگر در روش مدولاسیون OFDM دامنه سیگنال ارسالی از سطح اشباع این طبقه‌ها بیشتر شود، سیگنال اعوجاج پیدا می‌کند. به همین دلیل بالا بودن نسبت پیک به میانگین توان سیگنال OFDM باعث به وجود آمدن اعوجاج در طیف فرکانسی شده و این اعوجاج باعث به وجود آمدن مشکل تداخل درون باندهی و خارج از باندهی خواهد شد و در نتیجه خطای اطلاعات دریافتی افزایش یافته و کارایی سیستم پایین خواهد آمد. به کار بردن سیستم با نسبت پیک به میانگین توان بالا مستلزم وجود تقویت‌کننده با بازه خطی بزرگ است که طراحی چنین تقویت‌کننده‌هایی هزینه بالایی دارد. مشکل نسبت پیک به میانگین توان در بخش فراسو سیستم‌های مخابراتی اهمیت بیشتر دارد زیرا این بخش‌ها در اکثر مواقع واحدهای سیاری هستند که توسط کاربر حمل می‌شوند و محدودیت‌هایی در رابطه با میزان انرژی مصرفی دارند. همانند گوشی‌های هوشمند موبایل و تبلت‌ها مصرف باتری یکی از محدودیت‌های این دستگاه‌ها می‌باشد. از این‌رو روش‌های متعدد برای کاهش نسبت پیک به میانگین توان در سیستم‌های OFDM به‌منظور افزایش کارایی سیستم پیشنهاد گردیده است. یکی از روش‌های معمول در کاهش نسبت پیک به میانگین توان روش برهم ساز کردن است که بر روی بلوک داده‌های ورودی تغییراتی ایجاد می‌کند تا سمبل با کمترین نسبت پیک به میانگین توان ارسال شود. روش توالی انتقال جزئی نمونه‌ای از این نوع روش است. در روش توالی انتقال جزئی بلوک داده به زیربلوک‌هایی تقسیم و روی هر کدام از این زیربلوک‌ها تغییر فازهای متعددی انجام می‌شود، بعد از قرار دادن مجموعه سمبل‌ها روی زیر حامل‌های متناظر نسبت پیک به میانگین توان محاسبه و در نهایت رشته سمبل با کمترین نسبت پیک به میانگین توان برای ارسال انتخاب می‌شود [۵].

در این روش زیر حامل‌هایی که پشت سر هم در یک زیر بلوک قرار دارند به فازی که به آن زیر بلوک اختصاص داده شده ضرب می‌شوند در صورت هم فاز بودن زیر حامل‌ها، تغییر فاز زیر حامل‌ها تاثیری در کاهش عملکرد نسبت پیک به میانگین توان نخواهد داشت. برای حل این مشکل مقاله روشی را پیشنهاد می‌دهد که در آن زیرحامل‌های پشت سر هم در زیربلوک‌های جداگانه قرار می‌گیرند و به فازهای متفاوت ضرب می‌شوند. بنابراین تعداد مؤلفه‌های هم‌فاز پشت سر هم کاهش می‌یابد. با کاهش تعداد مؤلفه‌های هم‌فاز پشت سر هم، پیک توان سیگنال ارسالی کاهش یافته و می‌توان به عملکرد بهتری در کاهش نسبت پیک به میانگین توان رسید.

در روش پیشنهادی هرکدام سمبل ها از حالت یک بعدی به دوبعدی تبدیل و بلوک بندی در ماتریس انجام می شود. سپس ماتریس به صورت قطره های موازی به زیربلوک های مجزا تقسیم بندی و زیرحامل های موجود در هر زیربلوک به فاز اختصاص داده شده به آن زیربلوک ضرب می شوند.

در چند سال گذشته، محققان چندین روش توالی انتقال جزئی را ارائه داده اند که می توانند داده های اصلی سیگنال OFDM را بدون انتقال اطلاعات سیگنال بازایی کنند. نویسندگان روش توالی انتقال جزئی را بدون اطلاعات سیگنال در Guan و همکاران پیشنهاد داده اند. آنها SI- توالی انتقال جزئی را بخشی از پاسخ فرکانس کانال در نظر گرفتند. یعنی تخمین کانال به طور مستقل برای هر پی در پی سیگنال انجام می شود. در این روش، آرایش پایلوت مساوی معمولی باید تنظیم شود، که قطعاً باعث تخمین کانال ضعیف می شود.

در این روش ها، با استفاده از توالی های آزمایشی اضافی، عملکرد تخمین کانال بهبود می یابد، اما بهره طیف تخریب می شود. دو روش توالی انتقال جزئی بدون اطلاعات سیگنال برای کاهش نسبت پیک به میانگین توان در OFDM در جو و همکاران ارائه شده است. خصوصیات نظری روش پایلوت به کمک (PA) برای کاهش نسبت پیک به میانگین توان در نوری OFDM (O-OFDM) در [۲۶] معرفی شده است. Yoshizawa و Ochiai در مورد بهبود بهره توان در روشهای مختلف کاهش نسبت پیک به میانگین توان برای OFDM بررسی کردند و آنها میزان خطای قاب رمزگذاری شده قابل دستیابی (FER) را از یک دیدگاه طراحی سطح سیستم ارزیابی کردند. برای کاهش پیچیدگی روش توالی انتقال جزئی، از تبدیل T در کانگ و همکاران استفاده می شود. تبدیل T یک تبدیل سریع متعامد طبیعی است.

در این مقاله، هدف افزایش دقت و کارایی در کاهش نسبت پیک به میانگین توان بدون افزایش پیچیدگی محاسباتی است. ایده اصلی مقاله نشان دادن یک فریم در یک حالت دوبعدی به نام ماتریس داده و انجام کاهش نسبت پیک به میانگین توان با استفاده از یک روش توالی انتقال جزئی جدید است که در آن بخش بندی در قطر مورب ماتریس به دست آمده انجام می شود. پس از آن در هر زیرمجموعه به دست آمده توسط یک فاکتور فاز که منجر به نسبت پیک به میانگین توان کمتر می شود، ضرب می شوند. مزایای اصلی و نوآوری های مقاله را می توان به شرح زیر خلاصه کرد:

- ما یک روش توالی انتقال جزئی جدید را پیشنهاد می کنیم که عملکرد بهتری نسبت به توالی انتقال جزئی معمولی بدون هیچ گونه تقاضای انرژی محاسباتی اضافی در سیستم OFDM بر اساس تبدیل T داشته باشد.
- ما یک روش جدید بخش بندی را معرفی می کنیم. در این روش، هر داده از یک حالت یک بعدی به یک دوبعدی تبدیل می شود و بخش بندی در ماتریس به صورت مورب انجام می شود.
- این مقاله روشی را ارائه می دهد که در آن زیرمجموعه های متوالی در زیر حامل های جداگانه قرار می گیرند و به عوامل فاز مختلف ضرب می شوند. بنابراین، تعداد اجزای فاکتور همان فاز متوالی کاهش می یابد.
- ما با استفاده از عملکرد همبستگی جریان داده، روش پیشنهادی خود را تجزیه و تحلیل می کنیم و نشان می دهیم که مقدار لوب جانبی توالی ما از دنباله اصلی کوچکتر است.
- ما ماتریس جابجایی را تعریف می کنیم و روش تبدیل T را بر اساس ماتریس جابجایی اصلاح می کنیم.

مدل سیستم OFDM

در روش OFDM ابتدا داده ورودی توسط یک روش مدولاسیون دیجیتال باند پایه مانند QAM یا PSK به سمبل‌های مختلط $X[k], k=0,1,\dots,N-1$ تبدیل می‌شوند. سپس N سمبل مختلط به دست آمده از مبدل سریال به موازی عبور می‌کنند تا N سمبل موازی به دست آیند. این سمبل‌های حوزه فرکانس با اعمال تبدیل فوریه گسسته معکوس (IDFT) به N تا سمبل OFDM تبدیل، که در عمل از IFFT استفاده می‌شود.

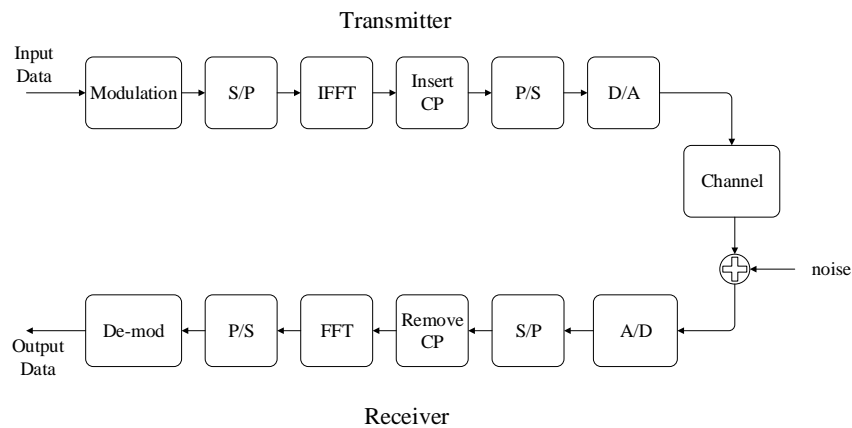
فرمول عکس تبدیل فوریه گسسته در رابطه (۱) آمده و سمت راست آن مجموع سمبل‌های $X[k]$ مدولاسیون شده با فرکانس حامل $e^{j2\pi nk/N}$ را نشان می‌دهد. هر کدام از N سمبل موازی توسط یکی از زیرکانال‌های متعامد با فرکانس حامل $f_k = k/T_{sym}$ ($k = 0,1,\dots,N-1$) حمل می‌شوند که $T_{sym} = NT_s$ است. $x[n]$ ها نمونه‌های زمانی سیگنال OFDM به طول N هستند.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k].e^{j2\pi nk/N} \quad (n = 0,1,\dots,N-1) \quad (1)$$

برای محافظت از سمبل‌های OFDM متوالی در مقابل محوشدگی چندمسیره پیشوند حلقوی (CP) به هر سمبل اضافه می‌شود که اضافه کردن پیشوند حلقوی همان گسترش سمبل OFDM با کپی کردن نمونه‌های انتهای سمبل به ابتدای سمبل است.

پس از اضافه کردن پیشوند حلقوی، سمبل‌های خروجی از مبدل موازی به سریال عبور می‌کنند و سپس توسط یک مبدل دیجیتال به آنالوگ سیگنال نهایی باند پایه OFDM تولید می‌شود.

سیگنال ارسال شده از روی کانال عبور داده شده و نویز کانال به آن افزوده می‌شود. ساختار OFDM در شکل ۱. نشان داده می‌شود.



شکل ۱. ساختار روش OFDM

مدل سیستم OFDM با تبدیل T بهبود یافته

ترکیبی از تبدیل گسسته فوریه و WHT تبدیل T نامیده می شود. تبدیل T می تواند به طور مستقیم در سیستم OFDM استفاده شود. تبدیل T معکوس (ITT) به شرح زیر تعریف شده است و در فرستنده استفاده می شود تا نماد OFDM را بر اساس این تحول ایجاد کند:

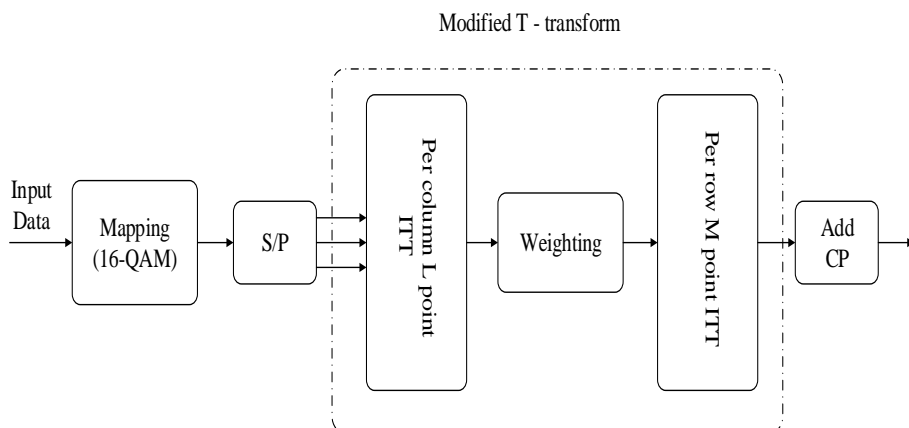
$$T = \frac{1}{N} FW \quad (2)$$

جایی که W و F به ترتیب ماتریس Walsh-Hadamard و ماتریس تبدیل فوریه گسسته هستند، و (H) نشان دهنده عملیات هرمیتی است. ما P را به عنوان یک ماتریس جابجایی برای تنظیم مجدد ماتریس تبدیل فوریه گسسته بر اساس روش سفارش معکوس ردیف که برای اولین بار در این مقاله در روش ۱ توضیح داده شده است، تعریف می کنیم.

$$T_N = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \frac{N}{2} A_2 W_2 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N}{2} B_2 W_2 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N}{4} B_4 W_4 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 4B_N \frac{W_N}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 2B_N \frac{W_N}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

این ماتریس یک ساختار بلوکی قطری دارد و بیشتر از دو سوم درایه های آن صفر است.

در روش OFDM با استفاده از تبدیل T بهبود یافته ابتدا داده ورودی توسط یک روش مدولاسیون دیجیتال باند پایه مدوله شده و سپس با عبور از مبدل سری به موازی سمبل های موازی به دست می آیند. در ادامه تبدیل T بهبود یافته روی سمبل های موازی به جای معلوس تبدیل فوریه سریع اعمال می شود که در شکل ۲ نشان داده می شود.



شکل ۲. بلوک فرستنده T-OFDM بهبود یافته

روش تبدیل T بهبویافته بدین صورت است که ابتدا هر کدام از سمبل‌ها به یک ماتریس $L \times M$ تبدیل می‌شوند. سپس نسبت به ستون‌های ماتریس، ITT ل نقطه‌ای اعمال و به فاکتور فازی ضرب و در آخر نسبت به سطرهای ماتریس، ITT ی نقطه‌ای اعمال می‌شود.

Algorithm 1 Permutation matrix calculation

```

1) Initialize  $P = \mathbf{0}_N$ ,  $I_N$  as an  $N$  by  $N$  identity matrix.
2) Make the row number of  $P$  as 0 to  $N - 1$  and  $l = \log_2(N)$ .
for  $i = 1 : N - 2$  do
    a) Convert  $i$  to a binary number in  $l$  bits as  $(d_{l-1} \dots d_2 d_1 d_0)_2$ .
    b) Reverse the obtained bits as  $(d_0 d_1 d_2 \dots d_{l-1})_2$  and convert the binary pattern to decimal number as  $j$ .
    c) Replace the  $i^{\text{th}}$  row in  $P$  with the  $j^{\text{th}}$  row of  $I_N$ ;  $P(i, :) = I_N(j, :)$ .
end for
Return  $P$ 

```

به منظور توصیف معادلات فوق و معیارهای مرتبط، نمونه ای با $n = 8$ به شرح زیر بررسی می‌شود:

$$W_8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix},$$

ماتریس تبدیل فوریه گسسته، Walsh-Hadamard مربوط به $n = 8$ به شرح زیر است:

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) \\ 1 & -i & -1 & i & 1 & -i & -1 & i \\ 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) \\ 1 & i & -1 & -i & 1 & i & -1 & -i \\ 1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) \end{pmatrix}.$$

برای به دست آوردن تبدیل T، در ابتدا P به عنوان یک ماتریس جابجایی با استفاده از روش ۱ محاسبه می‌شود:

$$P = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

در مرحله دوم، ماتریس تبدیل فوریه گسسته تنظیم شده باید با استفاده از ماتریس P محاسبه شود، بنابراین ما داریم

$$F_8 = PF^{Hl} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & i & -1 & -i & 1 & i & -1 & -i \\ 1 & -i & -1 & i & 1 & -i & -1 & i \\ 1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) \\ 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) \\ 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) \\ 1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_4 & A_4 \\ B_4 & -B_4 \end{pmatrix}.$$

در مرحله سوم، ماتریس های A2، B2، A4 و B4 با استفاده از ماتریس DFT از تنظیم مجدد به شرح زیر محاسبه می شوند:

$$A_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & i & -1 & -i \\ 1 & -i & -1 & i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_2 & A_2 \\ B_2 & -B_2 \end{pmatrix} \Rightarrow A_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, B_2 = \begin{pmatrix} 1 & i \\ 1 & -i \end{pmatrix},$$

$$B_4 = \begin{pmatrix} 1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) \\ 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) & i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) \\ 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -i & \frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) \\ 1 & \frac{\sqrt{2}}{2}(1-i) & -i & -\frac{\sqrt{2}}{2}(1+i) \end{pmatrix}.$$

سرانجام ماتریس تبدیل T را می توان به شرح زیر محاسبه کرد:

$$T = \frac{1}{8} F_8 W_8 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1+i}{2} & \frac{1-i}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-i}{2} & \frac{1+i}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1+(1+\sqrt{2})i}{4} & \frac{1+(1-\sqrt{2})i}{4} & \frac{(1+\sqrt{2})-i}{4} & \frac{(1-\sqrt{2})-i}{4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1+(1-\sqrt{2})i}{4} & \frac{1+(1+\sqrt{2})i}{4} & \frac{(1-\sqrt{2})-i}{4} & \frac{(1+\sqrt{2})-i}{4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-(1-\sqrt{2})i}{4} & \frac{1-(1+\sqrt{2})i}{4} & \frac{(1-\sqrt{2})+i}{4} & \frac{(1+\sqrt{2})+i}{4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-(1+\sqrt{2})i}{4} & \frac{1-(1-\sqrt{2})i}{4} & \frac{(1+\sqrt{2})+i}{4} & \frac{(1-\sqrt{2})+i}{4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2}A_2W_2 & 0_{2 \times 2} & 0_{4 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & \frac{1}{2}B_2W_2 & 0_{4 \times 2} \\ 0_{4 \times 2} & 0_{4 \times 2} & \frac{1}{4}B_4W_4 \end{pmatrix}$$

ماتریس تبدیل T به دست آمده دارای تعداد زیادی از ورودی های صفر است ، بنابراین باعث کاهش قابل توجهی در پیچیدگی محاسبات می شود. در روش OFDM ، با استفاده از تبدیل T ، در ابتدا داده های ورودی با استفاده از روش مدولاسیون دیجیتال باند پایه تعدیل می شوند و سپس از طریق سریال به مبدل موازی منتقل می شوند و نمادها به دست می آیند. در ادامه ، تبدیل T به نمادهای موازی اعمال می شود ، همانطور که در شکل ۲ نشان داده شده است. برای محاسبه نماد OFDM بر اساس ITT بلوک های باقیمانده در این شکل شبیه به بلوک های موجود در سیستم اصلی OFDM است که در شکل ۱ نشان داده شده است. در شکل ۲ ، بلوک تبدیل T (FTT) هریتی از تبدیل T است.

مشکل نسبت پیک به میانگین توان در OFDM

نسبت پیک به میانگین توان سیگنال ارسالی، یک معیار مهم در سیستم های مخابراتی به ویژه سیستم های با مدولاسیون چندحاملی است که محدودیت زیادی ایجاد می کند. نسبت پیک به میانگین توان بالا باعث می شود بازه دینامیکی بزرگی در طبقات مبدل دیجیتال به آنالوگ و تقویت کننده نیاز باشد که این نوع طراحی ها مستلزم صرف هزینه بالایی است. طبقات مبدل دیجیتال به آنالوگ و تقویت کننده توان، غیرخطی هستند و اگر در سیستم مدولاسیون، دامنه سیگنال از سطح اشباع این طبقات بیشتر شود، سیگنال دچار اعوجاج شده و این امر باعث افزایش شدید تداخل بین کانال های مجاور می شود. تداخل بین کانال های مجاور نیز باعث افزایش خطای بیتی و اعوجاج در طیف فرکانسی سیگنال و کاهش کارایی سیستم می شود. نسبت پیک به میانگین توان یک سیگنال زمان پیوسته به صورت رابطه (۴) تعریف می شود [۷].

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E [|x(t)|^2]} \quad (4)$$

CCDF

تابع توزیع تجمعی (CDF) یکی از پرکاربردترین توابعی است که برای نشان دادن کارایی روش های کاهش نسبت پیک به میانگین توان مورد استفاده قرار می گیرد. در بیشتر کاربردها CCDF به جای CDF محاسبه و به کار برده می شود. CCDF احتمال اینکه نسبت پیک به میانگین توان یک بلوک داده از یک مقدار آستانه تجاوز کند را بیان می کند و CCDF را می توان به صورت معادله (۵) محاسبه کرد.

$$CCDF = P(PAPR > PAPR_0) = 1 - P(PAPR < PAPR_0) \quad (5)$$

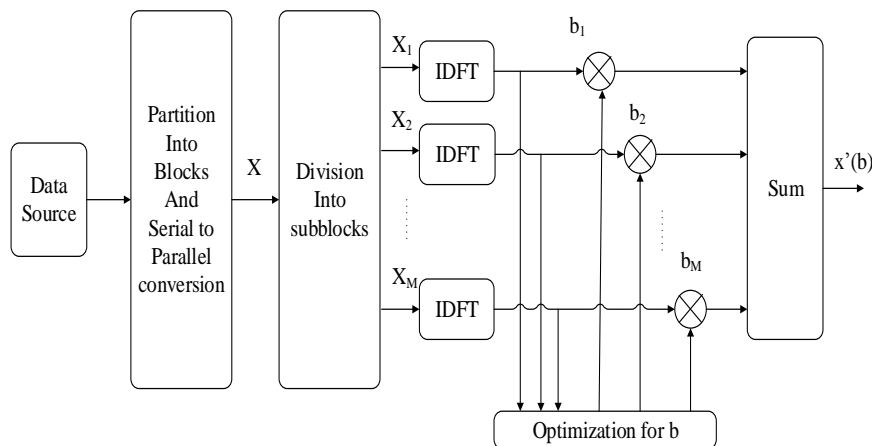
که $PAPR_0$ به عنوان یک مقدار آستانه تعریف می‌شود.

توالی انتقال جزئی معمولی

روشتوالی انتقال جزئی یکی از مهم‌ترین روش‌ها برای کاهش نسبت پیک به میانگین توان در سیستم‌های OFDM به شمار می‌رود. در روش توالی انتقال جزئی رشته داده‌ی ورودی به زیربلوک‌های مجزا تقسیم و زیرحامل‌های موجود در هر زیربلوک توسط فاز اختصاص داده شده برای آن زیربلوک وزن‌دار می‌شوند همچنین اختصاص فاز بایستی به گونه‌ای باشد که نسبت پیک به میانگین توان سیگنال حاصله کمترین مقدار ممکن را داشته باشد.

در این روش تمامی زیرحامل‌های موجود در زیر بلوک، توسط مؤلفه فازی یکسان وزن‌دار می‌شوند و این نکته تفاوت کلیدی روش توالی انتقال جزئی و SLM است. در گیرنده با اعمال معکوس رشته فازی که سیگنال در فرستنده با آن وزن‌دار شده بود، سیگنال نهایی به دست می‌آید [۱۹].

در شکل ۳ بلوک روش توالی انتقال جزئی نشان داده می‌شود. برای پیاده‌سازی این روش، رشته داده شامل N سمبل به M زیربلوک تقسیم می‌شود. تعداد زیرحامل‌های موجود در هر زیربلوک دلخواه، ولی برابر با سایر زیربلوک‌ها انتخاب می‌شود و هر زیربلوک به وسیله مجموعه فاز $b_m, m = 1, 2, \dots, M$ وزن‌دار می‌شوند.



شکل ۳. بلوک روش توالی انتقال جزئی

روش پیشنهادی

در روش توالی انتقال جزئی زیرحامل‌های موجود در هر زیربلوک به فازی که به آن اختصاص داده شده ضرب می‌شوند که در صورت هم‌فاز بودن زیرحامل‌های پشت سر هم، تاثیری در کاهش نسبت پیک به میانگین توان وجود نخواهد داشت پس باید به دنبال روشی بود که در آن زیرحامل‌های پشت سر هم به فازهای مختلف ضرب بشوند در این صورت پس از ضرب دیگر هم‌فاز نخواهند بود. در این راه ما روش‌های مختلفی مانند تبدیل فریم به ماتریس و بلوک‌بندی آن به صورت تقسیم ماتریس به ماتریس‌های کوچک‌تر یا بلوک‌بندی ماتریس به صورت ستونی و روش‌های دیگری را مورد بررسی قرار دادیم که در نهایت به روش پیشنهادی مقاله رسیدیم. در روش پیشنهادی زیرحامل‌های پشت سر هم دیگر در یک بلوک قرار نخواهند گرفت و همچنین به فازهای یکسان هم ضرب نخواهند شد.

در روش پیشنهادی مقاله، قرار گرفتن زیرحامل‌های پشت سر هم در بلوک‌های جداگانه باعث می‌شود که زیرحامل‌ها به فازهای مختلف ضرب بشوند در نتیجه تعداد زیرحامل‌های پشت سر هم با فاز یکسان کاهش یافته و عملکرد بهتری حاصل می‌شود.

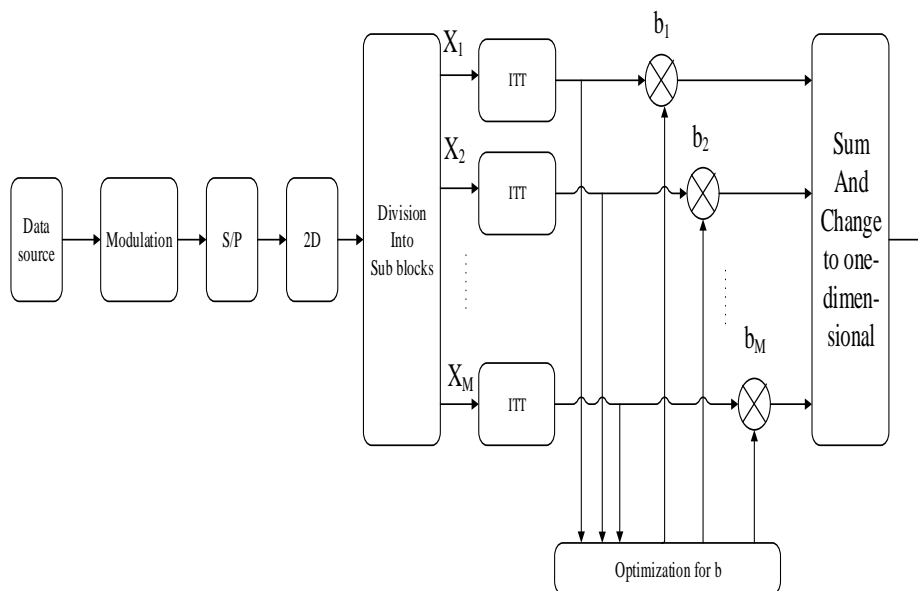
روش پیشنهادی

در روش پیشنهادی ابتدا داده ورودی توسط یک روش مدولاسیون دیجیتال باند پایه مانند QAM یا PSK به سمبل‌های مختلط $X[K]$ و $K=0,1,\dots,N-1$ تبدیل می‌شوند. سپس N سمبل مختلط به دست آمده از مبدل سریال به موازی عبور می‌کنند تا N سمبل موازی به دست آیند. در ادامه هر یک از این سمبل‌ها از حالت یک‌بعدی به ماتریس تبدیل و سپس هرکدام از این ماتریس‌ها به صورت قطره‌های موازی به M زیربلوک کوچک‌تر و برابر تقسیم و بعد، از هرکدام از این زیربلوک‌ها ITT گرفته می‌شود. که در بخش (III) توضیح داده شده است.

در ادامه زیرحامل‌های موجود در هر زیربلوک توسط فاز اختصاص داده شده برای آن زیربلوک وزن دار می‌شوند. اختصاص فاز بایستی به گونه‌ای باشد که نسبت پیک به میانگین توان سیگنال حاصله کمترین مقدار ممکن را داشته باشد. در پایان، هر سمبل از حالت ماتریس به حالت تک‌بعدی تبدیل و بعد از عبور از مبدل موازی به سری و دیجیتال به آنالوگ از کانال عبور داده می‌شوند.

در روش پیشنهادی شاید به نظر برسد که وقتی سمبل‌ها از حالت یک‌بعدی به حالت ماتریس و یا از حالت ماتریس به حالت یک‌بعدی تبدیل می‌شوند بر پیچیدگی سیستم و حجم محاسباتی نسبت به توالی انتقال جزئی معمولی افزوده شود، در توضیح این مطلب می‌توان گفت برای درک و فهم بهتر، بلوک‌بندی در ماتریس صورت می‌گیرد، وگرنه می‌توان بلوک‌بندی را در حالت یک‌بعدی به صورت غیریکنواخت انجام داد.

بلوک روش پیشنهادی در شکل ۴. نشان داده می‌شود:



شکل ۴. بلوک روش پیشنهادی

بلوک‌بندی روش پیشنهادی

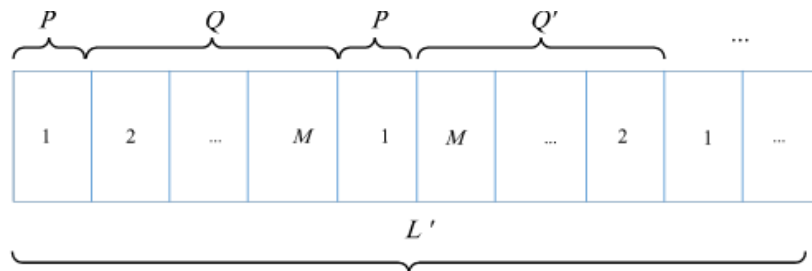
روش توالی انتقال جزئی یکی از مهم‌ترین روش‌ها برای کاهش نسبت پیک به میانگین توان در سیستم‌های OFDM به شمار می‌رود. در روش توالی انتقال جزئی رشته داده‌ی ورودی به زیربلوک‌های مجزا تقسیم و تمامی زیرحامل‌های موجود در یک زیر بلوک، توسط مؤلفه فازی یکسان وزن‌دار می‌شود.

در روش جدید برخلاف توالی انتقال جزئی معمولی که در آن رشته داده شامل N سمبل به M زیربلوک تقسیم می‌شد، ابتدا هرکدام از این رشته داده شامل N سمبل از حالت یک‌بعدی به دوبعدی تبدیل و بلوک‌بندی در ماتریس انجام می‌شود. یعنی ماتریس به صورت قطره‌های موازی به زیربلوک‌های مجزا تقسیم‌بندی و زیرحامل‌های موجود در هر زیربلوک به فاز اختصاص داده شده به آن زیربلوک ضرب می‌شوند. تقسیم‌بندی به صورت قطره‌های موازی باعث می‌شود که زیرحامل‌های پشت سر هم در زیربلوک‌های جداگانه قرار گرفته و به فازهای متفاوت ضرب بشوند. بنابراین تعداد مؤلفه‌های پشت سر هم با فاز یکسان کاهش یافته و این باعث کاهش پیک توان سیگنال ارسالی می‌شود.

تقسیم به شکل قطر مورب اجازه می‌دهد تا زیرمجموعه‌ها به زیر حامل‌های جداگانه تقسیم شده و به عوامل فاز مختلف ضرب شوند. بنابراین، تعداد اجزای متوالی با همان فاکتور فاز کاهش می‌یابد که باعث کاهش نسبت پیک به میانگین توان در سیگنال منتقل شده می‌شود. در روش پیشنهادی، بخش بندی با توالی‌های نماد تبدیل شده به یک ماتریس از پیش تعریف شده شروع می‌شود:

$$N = 2^l, \begin{cases} l = 2k \rightarrow L = L' = 2^k \\ l = 2k + 1 \rightarrow \begin{cases} L = 2^{k+1} \\ L' = 2^k \end{cases} \end{cases}$$

برای بخش بندی ماتریس D و ایجاد زیر بلوک‌ها در روش پیشنهادی، ما روش ۲ را پیشنهاد کردیم. در روش پیشنهادی ما، P ، Q و Q' بردارها هستند. ما از آنها به عنوان برچسب به ماتریس دوبعدی پیشنهادی استفاده می‌کنیم تا به صورت مورب زیر بلوک‌ها را بدست آوریم. ما ماتریس دوبعدی پیشنهادی را بر اساس این بردارها و روش ۲ برچسب گذاری می‌کنیم.

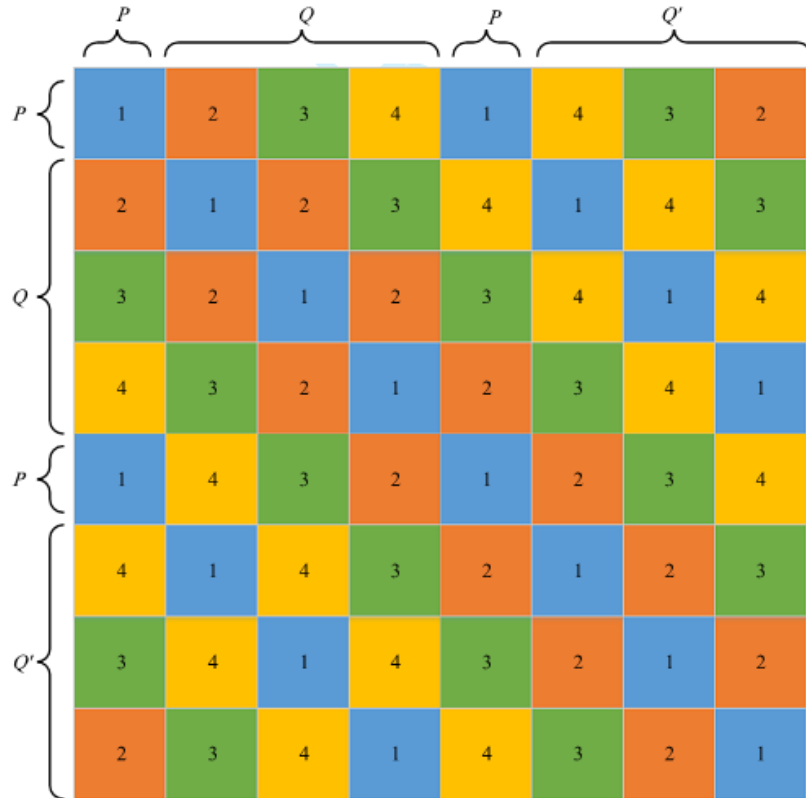


شکل ۵. برچسب زدن ردیف در ماتریس بخش بندی D

در روش پیشنهادی بعد از اینکه هر سمبل $(b_k (k=1,2,\dots,N))$ به ماتریس مربعی $L \times L$ (که L مجذور N می‌باشد) تبدیل شد بلوک‌بندی از سطر اول شروع می‌شود. $(d_{i,j})$ درایه‌های ماتریس D و M تعداد زیربلوک‌ها را نشان می‌دهد. زیربلوک اول از زیرحامل اول $(d_{1,1})$ ، زیربلوک دوم از زیرحامل دوم $(d_{1,2})$ و زیربلوک M ام از زیرحامل M ام $(d_{1,M})$ شروع شده و زیرحامل‌های بعدی در هر زیربلوک به ترتیب $M, 2M, 3M, \dots$ زیرحامل، بعد از زیرحامل اول انتخاب شده برای آن

زیربلوک می‌باشد. مثلاً برای زیربلوک اول زیرحامل‌های اول، دوم و سوم به ترتیب $d_{1,1}, d_{1,1+M}, d_{1,1+2M}$ هستند. این کار تا درایه $d_{1, \frac{L}{2}}$ ادامه می‌یابد.

فرض می‌شود $N=64$ (زیرحامل) و $M=4$ (زیربلوک) باشد. همان‌طور که در قسمت بلوک‌بندی گفته شد ابتدا داده ورودی از حالت یک‌بعدی به حالت دوبعدی تبدیل و در ادامه بلوک‌بندی به صورت قطره‌های موازی انجام می‌شود.



شکل ۶. تبدیل فریم به ماتریس و بلوک‌بندی آن برای $M=4$ و $N=64$

این روش برای N های مختلف، برای کاهش عملکرد نسبت پیک به میانگین توان می‌تواند به کار گرفته شود. مشکلی که در اینجا وجود دارد برای N هایی است که جذر صحیح ندارند نمی‌توان این N ها را به ماتریس مربعی تبدیل کرد.

فرض کنید $N=2^n$ و $x+y=n$ باشد که x و y اندازه‌های ماتریس هستند. اگر n زوج باشد x و y هر دو برابر با $n/2$ خواهند بود در نتیجه اندازه ماتریس $(x*y)$ مربعی خواهد شد که در این صورت مشکلی وجود نخواهد داشت ولی

اگر n زوج نباشد آنگاه باید x را برابر با $\lfloor \frac{n}{2} \rfloor$ و y را برابر با $\lfloor \frac{n}{2} \rfloor + 1$ یا برعکس، یعنی y را برابر با $\lfloor \frac{n}{2} \rfloor$ و x را

برابر با $\lfloor \frac{n}{2} \rfloor + 1$ در نظر گرفت (علامت جزء صحیح است). که در آن صورت اندازه ماتریس $(x*y)$ ، مربعی نخواهد

بود. برای حل این مشکل باید اندازه‌ی یکی از بعدهای ماتریس (بعدی ب که اندازه‌ی کوچک دارد) افزایش داده شود.

Algorithm 2 Pseudocode for our proposed partition algorithm

Define vector $P = [1]$, $Q = [2, \dots, M]$ and Q' reverse order of Q ($Q' = [M, \dots, 2]$).

Label first row and column in matrix D as shown in Figure 5.

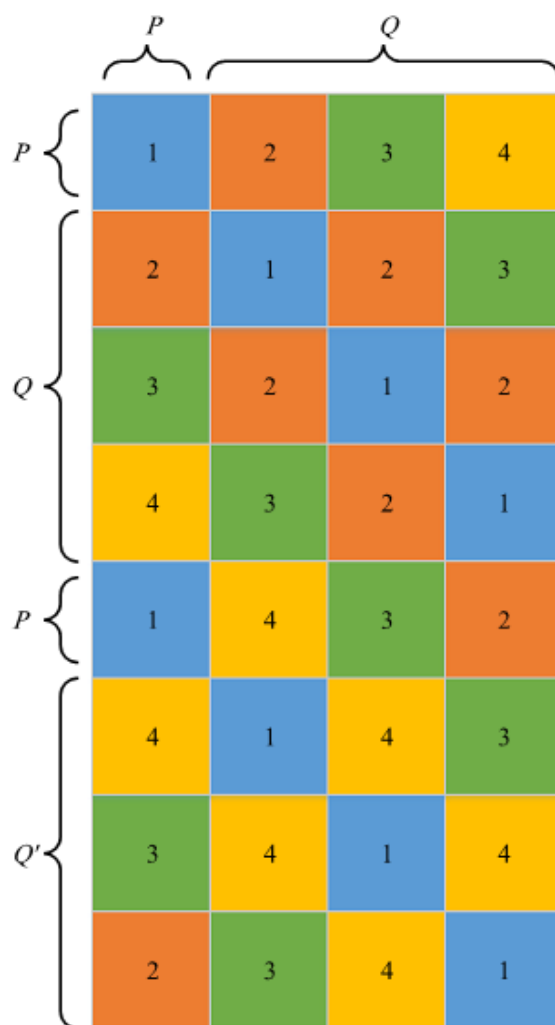
Label remaining entry arrays as follow:

```

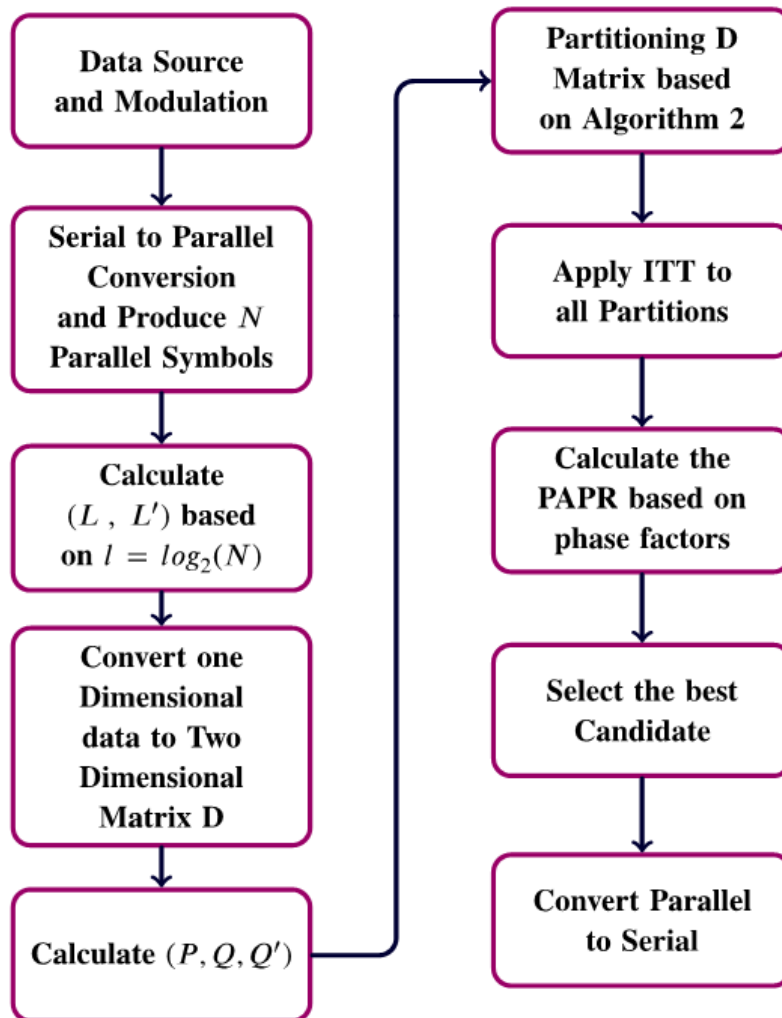
for  $i = 2 : L'$  do
  for  $j = 2 : L$  do
    Label( $d_{i+1,j+1}$ ) = Label( $d_{i,j}$ )
  end for
end for

```

Put arrays with same label in a subblock.



شکل ۷. بلوک‌بندی روش پیشنهادی برای $N=32$



شکل ۸. بلوک روش پیشنهادی

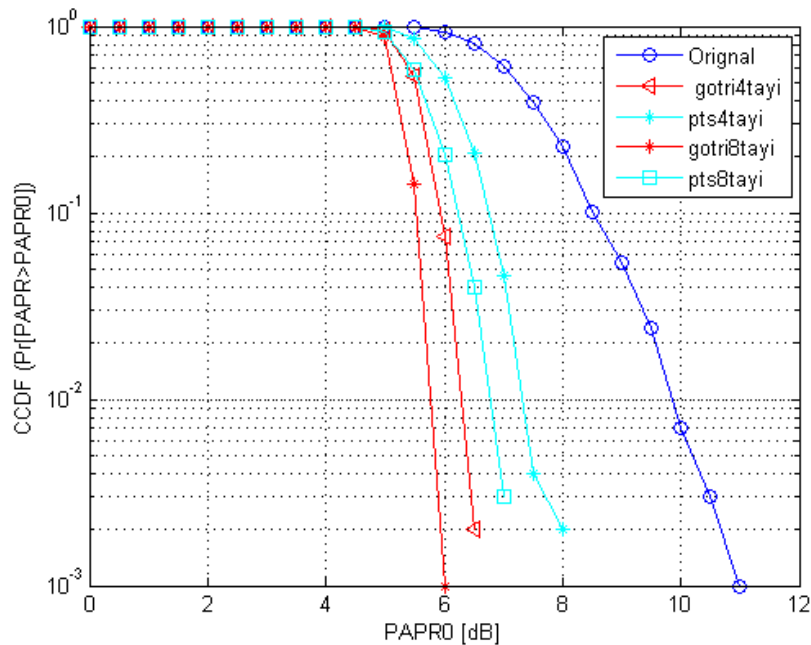
نتایج شبیه‌سازی و آنالیز

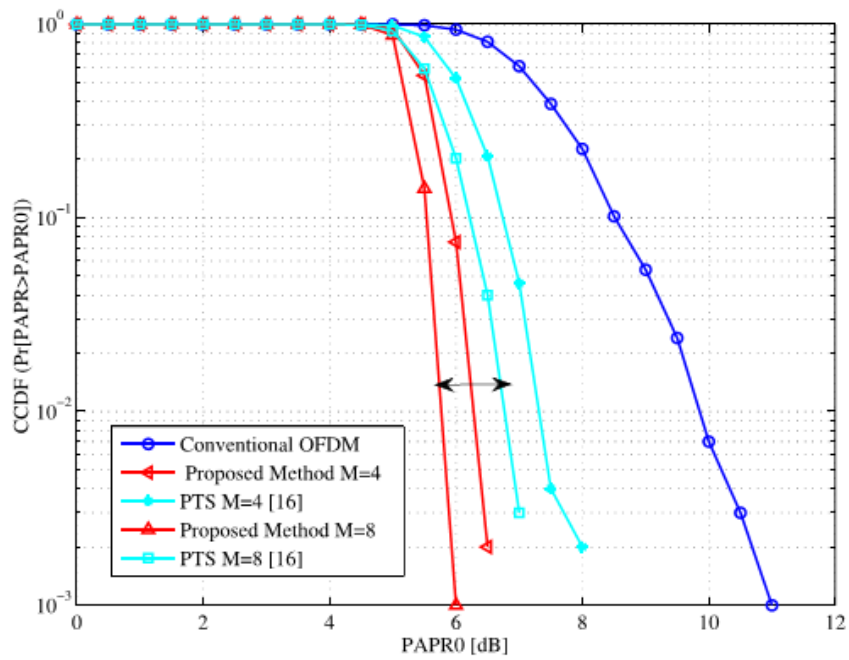
در این بخش شبیه‌سازی مربوط به روش توالی انتقال جزئی بلوک‌بندی به‌وسیله روش پیشنهادی انجام گرفته و نتایج مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. شبیه‌سازی در OFDM با $N=256,1024$ زیرحامل و مدولاسیون BPSK و 16QAM با الفبای منبع $\{-1, 1\}$ و $\{1+j, 1-j, -1-j, -1+j\}$ و برای $M=4,8$ انجام گرفته است. با توجه به اطلاعات ارائه شده طول هر یک از بلوک برابر با $256 \div 4 = 64$ ، $1024 \div 4 = 256$ و $1024 \div 8 = 128$ سمبل خواهد بود. که در جدول زیر نیز نشان داده می‌شود.

| | |
|--------------|-------------------------|
| N=256,1024 | تعداد زیرحامل‌های سیستم |
| 16QAM , BPSK | انواع مدولاسیون |
| M=4,8 | تعداد زیربلوک |
| 1e3 | تعداد سمبل‌های داده‌ای |

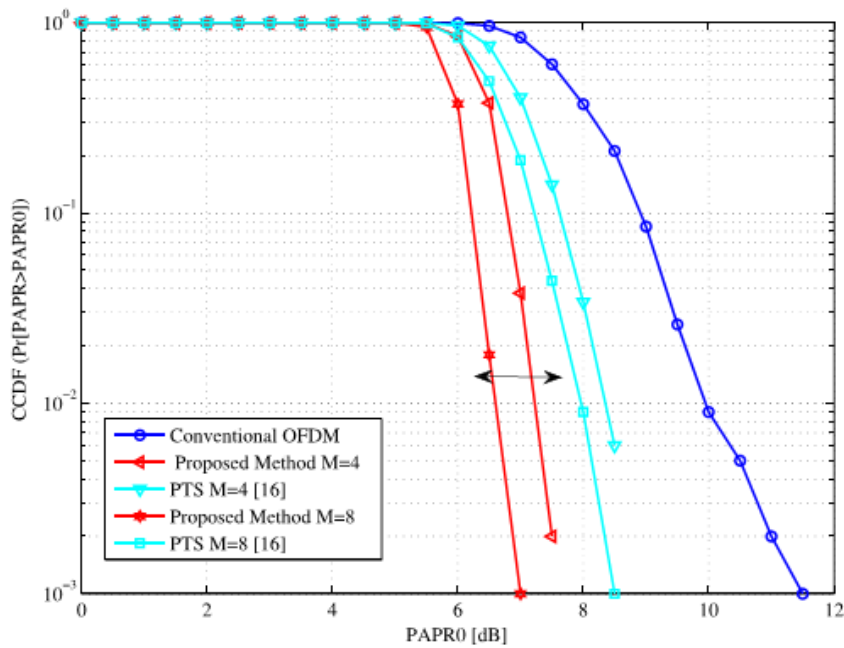
جدول ۱. معیارهای شبیه‌سازی

شکل زیر منحنی CCDF روش پیشنهادی همراه با توالی انتقال جزئی معمولی را نشان می‌دهد که $N=256$ و 1000 و $M=4,8$ و مدولاسیون از نوع BPSK است. در این نمودار توالی انتقال جزئی معمولی با بلوک‌های ۴ تایی و ۸ تایی با توالی انتقال جزئی روش جدید که دارای بلوک‌های ۴ تایی و ۸ تایی است مقایسه می‌شود. همانطور که مشاهده می‌شود در روش جدید کاهش نسبت پیک به میانگین توان خیلی بهتری نسبت به توالی انتقال جزئی معمولی خواهیم داشت که در $M=4$ حدود ۴ دسی‌بل و در $M=8$ حدود ۵ دسی‌بل کاهش نسبت پیک به میانگین توان داریم.

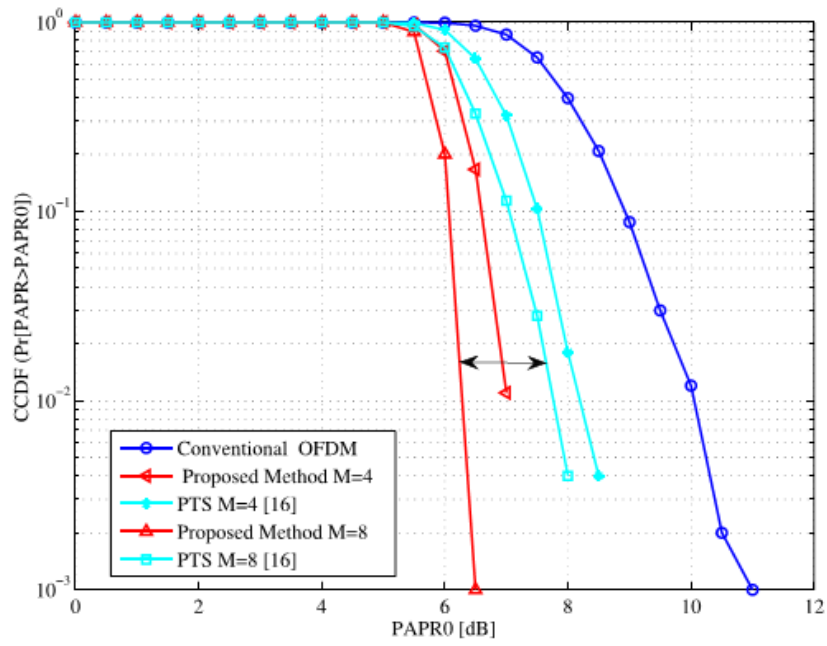
شکل ۹. طرح‌های مختلف بخش بندی در روش پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون 16QAM و $n = 256$



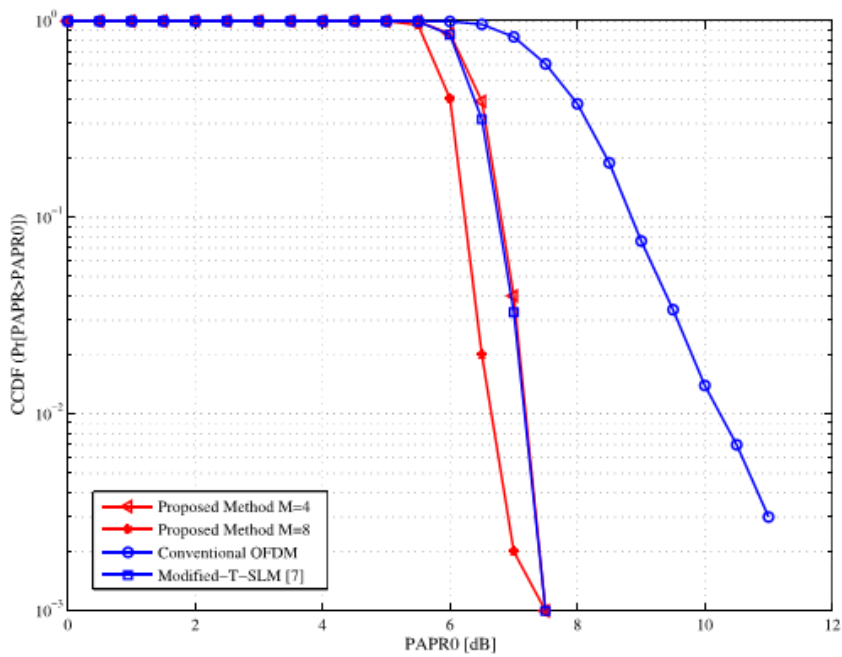
شکل ۱۰. طرح های مختلف بخش بندی در روش پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون BPSK و $n = 256$



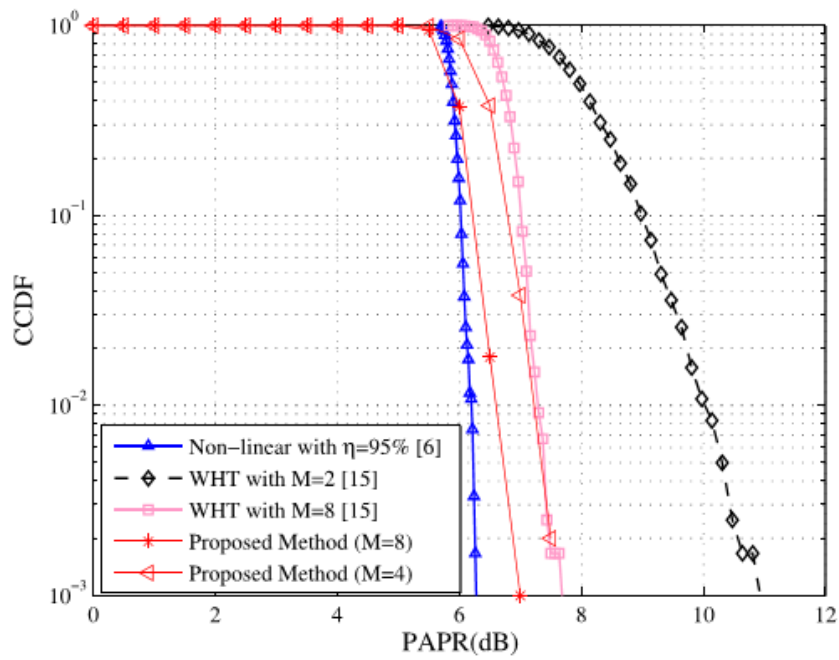
شکل ۱۱. طرح های مختلف بخش بندی در روش پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون QPSK و $n = 256$



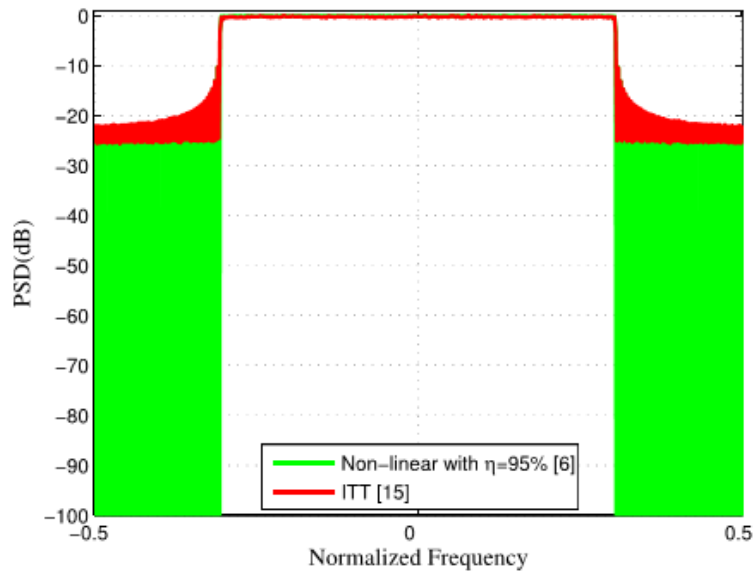
شکل ۱۲. طرح های مختلف بخش بندی در روش پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون $16QAM$ و $n = 256$



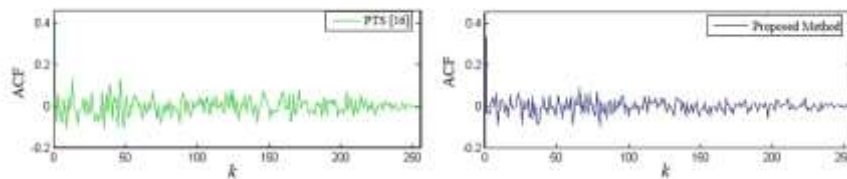
شکل ۱۳. طرح های مختلف بخش بندی در روش پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون $16QAM$ و $n = 256$



شکل ۱۴. طرح های مختلف بخش بندی در روش پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون ۱۶QAM و $n = 256$



شکل ۱۵. مقایسه چگالی طیف توان



شکل ۱۶. ACF جریان داده‌های پیشنهادی و جریان داده اصلی ما

در شکل، CCDF روش پیشنهادی ما با روش بخش بندی مربع (۱۶ در ۱۶) و توالی انتقال جزئی معمولی برای طرح های مختلف مدولاسیون مقایسه می‌شود. در این شکل ها ، توالی انتقال جزئی های معمولی با چهار و هشت بلوک با روش پیشنهادی ما با فرض همان تعداد بلوک‌ها مقایسه می‌شوند. همانطور که در روش پیشنهادی مشاهده می‌شود ، کاهش نسبت پیک به میانگین توان بسیار بهتر از توالی انتقال جزئی معمولی و بدون پیچیدگی فزاینده است. در روش پیشنهادی ، نسبت پیک به میانگین توان در مقایسه با OFDM معمولی و ۱-۲ دسی بل در مقایسه با توالی انتقال جزئی های معمولی ، حدود ۴-۵ دسی بل کاهش می یابد. بهره روش پیشنهادی با روش اصلاح شده T-SLM در شکل ۱۳ مقایسه می‌شود. مشاهده شده است که نسبت پیک به میانگین توان روش پیشنهادی برای $M = 4$ مشابه روش اصلاح شده T-SLM را کاهش می‌دهد و روش پیشنهادی برای $M = 8$ دارای یک است عملکرد بهتر در حدود ۰٫۵ دسی بل. واقعیت این است که در روش توالی انتقال جزئی برای کاهش نسبت پیک به میانگین توان ، پیچیدگی محاسباتی بسیار پایین تر از روش SLM است و در روش پیشنهادی ما ، پیچیدگی محاسباتی شبیه به روش توالی انتقال جزئی معمولی است. با توجه به نتایج موجود در شکل ۱۳، روش پیشنهادی از نظر کاهش نسبت پیک به میانگین توان نسبت به روش پیشنهادی در DEEVA عملکرد بهتری دارد. طرح کاهش نسبت پیک به میانگین توان پیشنهادی پیچیدگی محاسباتی کمتری نسبت به موارد گزارش شده در DEEPA دارد.

در حالت T-SLM ، از روش SLM برای کاهش نسبت پیک به میانگین توان استفاده می‌شود ، در حالی که از طرح توالی انتقال جزئی در روش پیشنهادی ما استفاده می‌شود. بنابراین می توان گفت که پیچیدگی سیستم در مقایسه با T-SLM اصلاح شده کاهش می یابد و عملکرد سیستم زیاد است. منحنی های CCDF برای روش پیشنهادی در مقایسه با سیگنال اصلی و انتخاب سایر روشهای کاهش نسبت پیک به میانگین توان در شکل ۱۴ نشان داده شده است. منحنی ها برای روش پیشنهادی با زیر حامل های $M = 4$ ، و مدولاسیون 16QAM نشان داده شده است.

در روش غیرخطی ، نسبت پیک به میانگین توان در ازاء کاهش ۸٪ نرخ داده کاهش یافته است. بنابراین ، در شکل ۱۵ ، چگالی طیف توان (PSD) برای سیگنال اصلی در مقایسه با انتخاب سایر روشهای کاهش نسبت پیک به میانگین توان نشان داده شده است. منحنی ها با زیر آب $M = 4$ ، $N = 256$ زیر حامل ، $NN = 100$ زیر حامل خالی و مدولاسیون 16QAM شبیه سازی می‌شوند. ما مشاهده می‌کنیم که چگالی طیف توان در روش غیرخطی با $\eta = 95$ ٪ بدترین وضعیت را دارد.

نتیجه گیری

در این مقاله ، ما یک روش جدید کاهش نسبت پیک به میانگین توان را بر اساس ITT پیشنهاد کردیم. ایده اصلی مقاله تبدیل ماتریس از حالت یک بعدی به حالت دوبعدی برای درهم ساز کردن بهتره داده ها و کاهش نسبت پیک به میانگین توان با استفاده از روش توالی انتقال جزئی است. ما نشان داده ایم که طرح بخش بندی مربعی در روش پیشنهادی در مقایسه با سایر طرح های بخش بندی بهترین عملکرد را دارد زیرا در این طرح، همبستگی داده کمتر است. ما ترکیب تبدیل فوریه گسسته و تبدیل T را بر اساس ماتریس جابجایی ارائه شده اصلاح کرده ایم. آزمایش‌های عددی و رایانه ای ما نشان داده

است که روش پیشنهادی و طرح بخش بندی به شکل ماتریس قطر مورب عملکرد کاهش نسبت پیک به میانگین توان بهتر را در مقایسه با روش توالی انتقال جزئی معمولی و بدون پیچیدگی محاسباتی اضافی نشان می‌دهد. همچنین، ما روش پیشنهادی را با روش غیر خطی با $\eta = 95\%$ ، T-SLM و WHT و PTS-OFDM مقایسه کردیم.

منابع

1. Nemati M, Arslan H. Low ICI symbol boundary alignment for 5G numerology design. *IEEE Acc.* 2017;6:2356–2366.
2. Bawab H, Mary P, Hélar J-F, Nasser Y, Bazzi O. Spectral overlap optimization for DVB-T2 and LTE coexistence. *IEEE Trans Broadcast.* 2018;64(1):70–84.
3. Gerzaguet R, Bartzoudis N, Baltar LG, et al. The 5G candidate waveform race: A comparison of complexity and performance. *EURASIP J Wirel Commun Network.* 2017;2017(1):13.
4. Zhang L, Ijaz A, Xiao P, Molu MM, Tafazolli R. Filtered OFDM systems, algorithms, and performance analysis for 5G and Beyond. *IEEE Trans Commun.* 2018;66(3):1205–1218.
5. Salmanzadeh R, Tazehkand BM. A modified method based on the discrete sliding norm transform to reduce the PAPR in OFDM systems. *ETRI J.* 2014;36(1):42–50.
6. Rateb AM, Labana M. An optimal low complexity PAPR reduction technique for next generation OFDM systems. *IEEE Acc.* 2019;7: 16406–16420.
7. Deepa TK. Performance evaluation of a low complexity row-column transform approach for SLM based OFDM transmission system. *Wirel Personal Commun.* 2016;87(4):1357–1369.
8. Rahman MM, Bhuiyan MNAS, Rahim MS, Ahmed S. A computationally efficient selected mapping technique for reducing PAPR of OFDM. *Telecommun Syst.* 2017;65(4):637–647.
9. Tani K, Medjahdi Y, Shaiek H, Zayani R, Roviras D. PAPR reduction of post-OFDM waveforms contenders for 5G & beyond using SLM and TR algorithms. In: 2018 25th International Conference on Telecommunications (ICT) IEEE; 2018; St. Malo, France: 104–109.
10. Lin S-P, Chen Y-F, Tseng S-M. Iterative smoothing filtering schemes by using clipping noise-assisted signals for PAPR reduction in OFDM-based carrier aggregation systems. *IET Commun.* 2019;13(6):802–808.
11. Ali M, Rao RK, Parsa V. PAPR reduction in OFDM systems using clipping based on symbol statistics. In: 2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE) IEEE; 2017; Windsor, ON, Canada:1–5.
12. Miao P, Chen P, Chen Z. Low-complexity PAPR reduction scheme combining multi-band hadamard precoding and clipping in OFDM based optical communications. *Electronics.* 2018;7(2):11.
13. Armstrong J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering. *Electron Lett.* 2002;38(5):246–247.
14. Shu S, Qu D, Li L, Jiang T. Invertible subset QC-LDPC codes for PAPR reduction of OFDM signals. *IEEE Trans Broadcast.* 2015;61(2):290–298.
15. Sravanti T, Vasantha N. Precoding PTS scheme for PAPR reduction in OFDM,; 2017:250–254.
16. Jawhar YA, Audah L, Taher MA, Ramli KN, Shah NSM, Musa M, Ahmed MS. A review of partial transmit sequence for PAPR reduction in the OFDM systems. *IEEE Access.* 2019;7:18021–18041.

17. Al-Jawhar YA, Ramli KN, Ahmed MS, Abdulkareem R, Farhood HM, Alwan MH. A new partitioning scheme for PTS technique to improve the PAPR performance in OFDM Systems. *Int J Eng Technol Innov.* 2018;8(3):217–226.
18. AhmadiMoghaddam N, Maleki A, Sharafat AR. Peak-to-average power ratio reduction in LTE-advanced systems using low complexity and low delay PTS. *IET Commun.* 2020;14(11):1768–1772.
19. Al-Jawhar YA, Ramli KN, Mustapha A, Mostafa SA, Shah NSM, Taher MA. Reducing PAPR with low complexity for 4G and 5G waveform designs. *IEEE Access.* 2019;7:97673–97688.
20. Tellado J. *Multicarrier Modulation with Low PAR: Applications to DSL and Wireless.* Vol 587. 2000 ed. Springer US: Springer Science & Business Media; 2006:1–171.
21. Krongold BS, Jones DL. An active-set approach for OFDM PAR reduction via tone reservation. *IEEE Trans Signal Process.* 2004;52(2): 495–509.
22. Krongold BSJ. PAPR reduction in OFDM via active constellation extension. *IEEE Trans Broadcast.* 2003;49(3):258–268.
23. Guan L, Jiang T, Qu D, Zhou Y. Joint channel estimation and PTS to reduce peak-to-average power ratio in OFDM systems without side information. *IEEE Signal Process Lett.* 2010;17(10):883–886.
24. Kim H, Hong E, Ahn C, Har D. A pilot symbol pattern enabling data recovery without side information in PTS-based OFDM systems. *IEEE Trans Broadcast.* 2011;57(2):307–312.
25. Joo H-S, Kim K-H, No J-S, Shin D-J. New PTS schemes for PAPR reduction of OFDM signals without side information. *IEEE Trans Broadcast.* 2017;63(3):562–570.
26. Offiong FB, Sinanovi c S, Popoola WO. On PAPR reduction in pilot-assisted optical OFDM communication systems. *IEEE Access.* 2017;5: 8916–8929.
27. Yoshizawa R, Ochiai H. Energy efficiency improvement of coded OFDM systems based on PAPR reduction. *IEEE Syst J.* 2017;11(2): 717–728.
28. Kang C, Liu Y, Hu M, Zhang H. A low complexity PAPR reduction method based on FWFT and PEC for OFDM systems. *IEEE Trans Broadcast.* 2017;63(2):416–425.
29. Ochiai H, Imai H. Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited OFDM systems. *IEEE J Select Areas Commun.* 2000;18(11):2270–2277.
30. Goldsmith A. *Wireless Communications.* Cambridge UK: Cambridge University Press; 2005:1–674.
31. Wang C-L, Ouyang Y. Low-complexity selected mapping schemes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems. *IEEE Trans Sig Process.* 2005;53(12):4652–4660.
32. Sudha V, Anilkumar B, Sriramkumar D. Low-complexity modified SLM method for PAPR reduction in OFDM systems. In: 2015 2n International Conference on Electronics and Communication Systems (ICECS) IEEE; 2015; Coimbatore, India:1324–1328.
33. Jose S, Kiran V. Adjacent partitioning PTS with TURBO coding for PAPR reduction in OFDM. In: 2017 4th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS) IEEE; 2017; Coimbatore, India:1–4.
34. Qian C, Xiong Q, Yu B, Sun C. Low complexity detection algorithm for low PAPR interleaving based NOMA schemes. In: 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall) IEEE; 2017; Toronto, ON, Canada:1–5.
35. Chen H, Chung K-C. A PTS technique with non-disjoint sub-block partitions in M-QAM OFDM systems. *IEEE Trans Broadcast.* 2018; 64(1):146–152.
36. Hasan MM. A new PAPR reduction technique in OFDM systems using linear predictive coding. *Wirel Personal Commun.* 2014;75(1):707–721.