

## محاسبه میزان خطای بیت در سیستم مخابراتی چندحاملی C-SMT

زهرا شریفیان<sup>۱</sup>، محمدجواد امیدی<sup>۲</sup>، حمید سعیدی سورک<sup>۳</sup>

۱- کارشناس ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران

z.sharifian@ec.iut.ac.ir

۲- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران

omidi@cc.iut.ac.ir

۳- استادیار، دانشکده مهندسی برق - دانشگاه یزد - یزد - ایران

saeedi@yazd.ac.ir

**چکیده:** سیستم چندحاملی C-SMT (Circular Staggered Multi-tone) مدولاسیون پیشرفته است که دو سیستم SMT و GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) را با موفقیت ترکیب کرده است. سیستم C-SMT بیشتر، مزایای سیستم‌های SMT و GFDM را حفظ کرده است و جایگزین مناسبی برای سیستم متداول (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) OFDM به شمار می‌آید. در این مقاله میزان خطای بیت (BER) به‌طور تئوری، محاسبه و نشان داده شده است که BER سیستم C-SMT بسیار نزدیک به همین معیار در سیستم OFDM است. همچنین نتایج تئوری نشان می‌دهند تفاوتی در منحنی BER داده PAM (Pulse-Amplitude Modulation) در صورت استفاده کردن یا نکردن از C-SMT وجود ندارد. در مرحله بعدی، صحت آنالیز تئوری به کمک شبیه‌سازی تأیید می‌شود. این نتایج نشان می‌دهند انعطاف‌پذیری شکل موج بر عملکرد خوب BER سیستم C-SMT که عامل بسیار مهم برای نسل آینده مخابرات بی‌سیم است، تأثیر نگذاشته است. همچنین نتایج شبیه‌سازی، با اعمال دو مدل کانال AWGN (Additive White Gaussian Noise) و محوشدگی رایلی، برخی از بهبودهای سیستم C-SMT را نشان خواهند داد.

واژه‌های کلیدی: OFDM، SMT، GFDM، C-SMT، BER

### ۱- مقدمه

به مرور زمان با رشد ارتباطات اینترنتی بی‌سیم، ایده‌های جدیدی در رابطه با بهره‌وری بهینه از طیف و ارتباط مستقیم ماشین‌ها<sup>۱</sup> در قالب نسل پنجم مخابرات بی‌سیم مطرح شده‌اند [۱]. افزایش زیاد تعداد کاربران و حجم مخابرات، طولانی‌تر شدن عمر مفید باتری ادوات بی‌سیم، استفاده از

موج میلیمتری<sup>۲</sup> در مخابرات برد کوتاه، کاربرد مایمو انبوه<sup>۳</sup>، دسترسی به مدل مبتنی بر ابر<sup>۴</sup> و کاهش تأخیر ارتباط نقطه به نقطه از جمله اهداف معرفی این نسل جدید هستند [۲،۳]. استفاده از زیرحامل‌های فرکانسی متعامد مجاور که با عنوان OFDM<sup>۵</sup> شناخته می‌شوند، برای سال‌ها یکی از روش‌های معمول مدولاسیون چندحاملی در استانداردهای مخابراتی بوده‌اند. مدولاسیون OFDM با وجود مزایای خود از جمله سادگی پیاده‌سازی، گزینه مناسبی برای پاسخگویی به نیازهای نسل پنجم نیست [۳]. عامل اصلی این موضوع نبود انعطاف در انتخاب فیلتر شکل‌دهنده پالس و در نتیجه، مشکلاتی نظیر انتشار خارج باند شدید در این سیستم است

<sup>۱</sup> تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۲۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۳/۲۲

نام نویسنده مسئول: حمید سعیدی سورک

نشانی نویسنده مسئول: ایران - یزد - دانشگاه یزد - دانشکده برق

گذار و تأخیر ناشی از آن، حذف شده است [۱۰]. همچنین در سیستم GFDM به کمک خاصیت بلوکی، طول پیشوند گردشی نسبت به حجم داده انتقالی، در مقایسه با سیستم‌های مرسوم کاهش یافته است [۱۱]. با وجود این، به دلیل عدم تعامد، پیچیدگی اضافی برای حذف تداخل به سیستم تحمیل می‌شود و هیچ‌کدام از گیرنده‌های سیستم GFDM، نمی‌توانند از افت عملکرد گیرنده (از نظر میزان خطای بیت  $^{11}$  (BER))، نسبت به سیستم OFDM جلوگیری کنند [۱۱].

در صورتی که سیستم‌های FBMC به صورت بلوکی، مشابه آنچه در مورد GFDM وجود دارد، پیاده‌سازی شود، مشکل امکان نداشتن افزودن پیشوند گردشی و تبعات ناشی از آن رفع می‌شود. چنین طرحی برای سیستم FMT با عنوان CB-FMT ارائه شده است [۱۲]. که متأسفانه مشکل افت بهره‌وری طیفی در دو بعد زمان - فرکانس دارد [۱۳]. نمونه دیگری از تبدیل کانولوشن خطی به چرخشی برای سیستم SMT در [۱۳] پیشنهاد شده است که با عنوان C-SMT نیز شناخته می‌شود [۱۴]. ترکیب عملکرد دو سیستم SMT و GFDM بر مبنای جداسازی مؤلفه‌های حقیقی و موهومی سمبل داده در مدولاسیون GFDM، در [۱۵] نیز مطرح شده‌اند.

واضح است که سیستم C-SMT تنها در صورتی جایگزین مناسبی برای سیستم OFDM است که علاوه بر حفظ مزایای اصلی OFDM، به بهبود ناکارآمدی‌های آن نیز کمک کند. یکی از گزینه‌های تأکیدشده درباره OFDM عملکرد مناسب آن از نظر معیار BER است و همان‌طور که اشاره شد سیستم GFDM از این نظر هم‌پای سیستم OFDM حرکت نمی‌کند. حال این سوال مطرح می‌شود: آیا سیستم C-SMT که مشابه GFDM در ساختار خود از کانولوشن حلقوی استفاده می‌کند، از نظر معیار BER چگونه عملکردی دارد. نویسندگان در [۱۴] نشان داده‌اند که در صورت استفاده از پیشوند گردشی و پنجره‌گذاری، سیستم C-SMT از نظر انعطاف شکل موج، بهره‌وری طیفی، چگالی طیف توان، تعامد در کانال چندمسیره و BER نسبت به تعدادی از پرکاربردترین سیستم‌های چندحاملی در جایگاه یکسان و یا بهتری قرار می‌گیرد؛ اما بیشتر نتایج

[۴]. همچنین در سیستم OFDM امکان سنکرون‌سازی دقیق در میان زیرحامل‌ها به علت حساسیت به انحراف فرکانسی، وجود ندارد؛ در نتیجه، مدولاسیون کاملاً متعامدی نیست [۲،۳]. بنابراین سیستم‌های جایگزین برای دستیابی به اهداف نسل پنجم، پیشنهاد شده‌اند.

سیستم  $^{16}$  FBMC معروف‌ترین سیستم چندحاملی متناسب با نیازهای آینده مخابرات به شمار می‌آید [۵]. فرم کلی پیاده‌سازی مدولاسیون FBMC مبتنی بر بانک فیلتر و به کمک کانولوشن خطی و شکل‌دهی خطی پالس است. از جمله مزایای این سیستم، مقاومت در برابر انحراف زمانی و فرکانسی و همچنین بهره‌وری طیفی مناسب است [۶]. تاکنون سه ساختار  $^{17}$  CMT،  $^{18}$  FMT و  $^{19}$  SMT برای این سیستم ارائه شده‌اند [۷]. در سیستم SMT با توجه به کیفیت پاسخ فرکانسی فیلترها، اگر تعداد زیرحامل‌های استفاده‌شده در پهنای باند معین زیاد باشد، پاسخ فرکانسی کانال در باند گذر فیلتر تقریباً ثابت فرض می‌شود. در چنین شرایطی همسان‌سازی کانال با استفاده از یک همسان‌ساز تک ضریبی در حوزه فرکانس، انجام می‌شود [۷]. این نکته باعث بهبود بهره‌وری طیفی سیستم SMT در مقایسه با سیستم OFDM می‌شود و در صورت استفاده از تعداد زیرحامل‌های کمتر در پهنای باند معین، برخلاف OFDM استفاده از همسان‌ساز تک‌ضریبی مطلوب نیست؛ بنابراین سیستم SMT با تعداد کم زیرحامل در کانال فرکانس انتخابی به استفاده از همسان‌سازهای چندمرحله‌ای پیچیده نیاز دارد [۸].

در چند سال اخیر نوع دیگری از سیستم‌های چندحاملی بر مبنای شکل‌دهی چرخشی پالس پیشنهاد شده‌اند که با استفاده از کانولوشن چرخشی، یک بلوک دو بعدی از سمبل‌های داده را مدوله می‌کند که در زمان - فرکانس گسترده شده است [۹]. نخستین عضو این خانواده با عنوان  $^{11}$  GFDM در سال ۲۰۰۹ ارائه شد [۹].

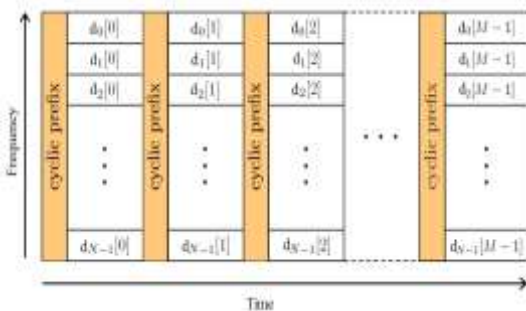
در مخابره یک پیام، زمان گذار  $^{11}$  در ابتدا و انتهای دنباله پیام مشاهده می‌شود که به علت صفر نبودن دامنه لوب‌های جانبی فیلتر فرستنده در حوزه زمان ایجاد شده است. در مدولاسیون GFDM برخلاف خانواده FBMC، به علت وجود خاصیت تناوب چرخشی زمانی - فرکانسی، زمان

$$x_{\text{OFDM}}[n] = \sum_{m=0,1,\dots,K-1} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{1}{\sqrt{N}} d_k[m] f(n-mN) e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (1)$$

خواهد بود که در آن  $N$  نشان‌دهنده تعداد کل زیرحامل‌ها (و به بیان دیگر تعداد نمونه‌ها در هر سمبل OFDM) و  $K$  نماینده تعداد زیرحامل‌های فعال (استفاده‌شده) و نیز طول بردار داده هستند. داده مختلط مربوط به زیرحامل  $k$ ام و بازه زمانی پیام  $m$ ام با  $d_k[m]$  مشخص شده است. همچنین فرض می‌شود که  $d_k[m]$ ها نمونه‌های مستقل و هم توزیع با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_d^2$  هستند که از منظومه QAM انتخاب شده‌اند. فیلتر مستطیلی شکل‌دهنده پالس به فرم

$$f(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

بیان می‌شود. شکل (۱) نمایش بلوکی دنباله  $M$  پیام متوالی OFDM و چگونگی افزودن پیشوند گردشی به هر پیام را نشان می‌دهد. شایان ذکر است که شکل‌دهی پالس مستطیلی، امکان پیاده‌سازی این سیستم به کمک عملگر IFFT (معکوس تبدیل فوری سریع) را فراهم ساخته است.



شکل (۱): یک مجموعه  $M$  تایی پیام در سیستم OFDM

### ۲-۲-۲ GFDM

شکل (۲) فرستنده GFDM را در باند پایه نشان می‌دهد [۱۰]. در ورودی بردار داده  $D = [D_0^T, \dots, D_{K-1}^T]^T$  که شامل  $M \times K$  سمبل مختلط از منظومه QAM است، به  $K$  بردار  $D_k^T = [d_k[0], \dots, d_k[M-1]]$  تقسیم می‌شود که میزان پایین‌تری به نسبت  $1/K$  میزان  $D$  دارد. داده حمل‌شده

حاصله در [۱۳] تنها به کمک شبیه‌سازی به دست آمده‌اند؛ از این رو، در این مقاله سعی شده است ارزیابی معیار BER در سیستم C-SMT به هر دو صورت تئوری و شبیه‌سازی بررسی شده است. حاصل مطالعه نشان می‌دهد نتایج تئوری و شبیه‌سازی کاملاً منطبق هستند. میزان BER حاصله در سیستم C-SMT با تقریب خوبی مشابه میزان خطای سیستم OFDM است؛ عملکرد سیستم C-SMT مشابه ارسال داده  $1/3$  PAM است و خطای اضافی ناشی از اعمال مدولاسیون ایجاد نمی‌شود. همچنین به منظور مقایسه بهتر شبیه‌سازی هر چهار سیستم OFDM، GFDM، SMT و C-SMT در حالت AWGN و کانال محوشدگی رایلی انجام شده است که نتایج آن علت ارائه و اهمیت مطالعه سیستم C-SMT را با وجود دو سیستم GFDM و SMT، مشخص‌تر می‌کند.

بنابراین ادامه مقاله به این صورت خواهد بود: مدل سیستم در بخش ۲ ارائه شده است. بخش ۳ روابط ریاضی BER در دو سیستم OFDM و C-SMT، محاسبه و ارزیابی صحت آن در بخش ۴ به کمک شبیه‌سازی بررسی شده است. نتیجه‌گیری، بخش نهایی خواهد بود.

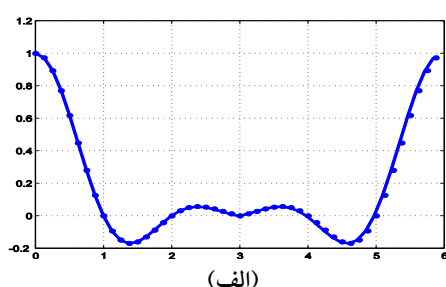
### ۲-۲-۱ مدل سیستم

در این بخش ابتدا سیستم پایه‌ای OFDM توضیح مختصری داده می‌شود. سپس دو سیستم GFDM و C-SMT بررسی می‌شود. این مقدمه مسیر معرفی سیستم C-SMT را در پایان بخش، هموار می‌کند.

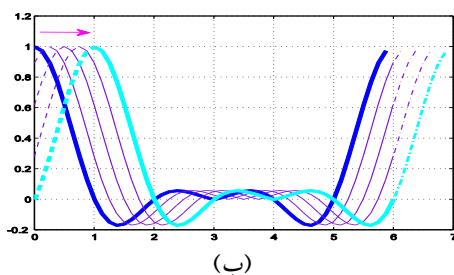
### ۲-۱-۲ OFDM

در سیستم OFDM، بردار داده با مجموعه‌ای از زیرحامل‌ها مدوله می‌شود که پهنای باند هر یک بسیار کم‌تر از پهنای باند هم‌دوس کانال است و نتیجه آن، محوشدگی تخت در هر زیرحامل است. همچنین استفاده از پیشوند گردشی، به معنی کپی قسمتی از انتهای سیگنال و افزودن آن در ابتدا، بهبود این وضعیت و مقاومت سیستم در مقابل کانال فرکانس انتخابی و تداخل بین سمبلی<sup>۱۰</sup> را سبب می‌شود. نمایش باند پایه چند سیگنال متوالی OFDM نرمالیزه قبل از افزودن پیشوند گردشی به صورت

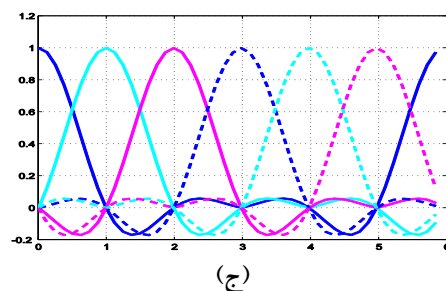
در گیرنده GFDM، پس از حذف پیشوند گردشی و جبران اثر کانال از یک همسان‌ساز تک ضریبی در حوزه فرکانس، سیگنال مربوط به هر زیرحامل با فیلتر گیرنده به صورت حلقوی کانالو می‌شود. در مرحله آخر، عمل نمونه‌کاهی<sup>۱۶</sup> انجام می‌شود. شایان ذکر است پارامتر  $N$  علاوه بر میزان نمونه‌افزایی، بیان‌کننده تعداد کل زیرحامل‌ها نیز هست و لازم است با توجه به قید قضیه نمونه‌برداری، برای جلوگیری از هم‌پوشانی<sup>۱۷</sup> به صورت  $K \leq N$  انتخاب شود.



(الف)



(ب)

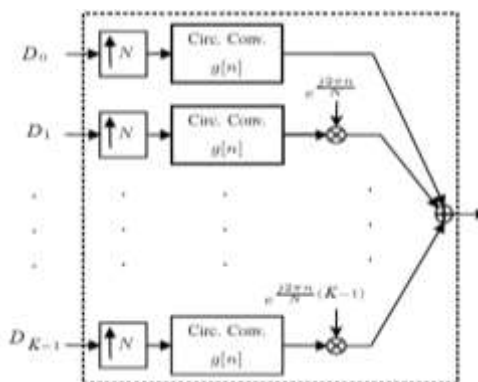


(ج)

شکل (۳): (الف). نمایش تابع  $h(t)$ ، (ب). چگونگی ایجاد اولین شیفت چرخشی این تابع و (ج). نحوه کنار هم قرارگرفتن شکل پالس‌ها در حوزه زمان در سیستم GFDM

در سیستم GFDM تعامد وجود ندارد و از این نظر، استفاده از هر نوع فیلتر  $h[n]$  ای مجاز است؛ اما معمولاً به معیارهایی مثل انتشار خارج باند توجه می‌شود؛ به طور مثال، توابع کسینوس صعودیافته<sup>۱۸</sup> (RC) و جذر کسینوس

از زیرحامل  $k$ ام در زیربازه زمانی  $m$ ام با  $d_k[m]$  مشخص می‌شود. واضح است که  $k = 0, 1, \dots, K-1$  و  $m = 0, 1, \dots, M-1$  در



شکل (۲): فرستنده سیستم GFDM در باند پایه [۱۰]

مرحله بعد، هرکدام از بردارهای  $D_k$  با میزان  $N$  نمونه‌افزایی<sup>۱۵</sup> می‌شوند. بردار  $NM$  نقطه‌ای حاصل به طور چرخشی با فیلتر  $h[n]$  نمونه‌ای  $NM$  چرخشی شده و با زیرحامل مربوطه مدوله می‌شود. در پایان، مجموع سیگنال تمامی زیرحامل‌ها، سیگنال باند پایه GFDM را به فرم

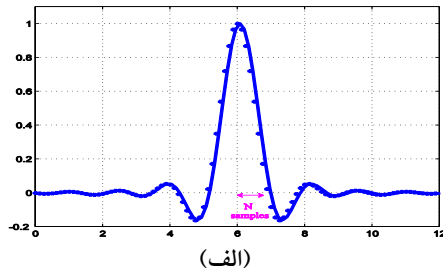
$$x_{\text{GFDM}}[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_k[m] \tilde{h}(n - mN) e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (۳)$$

می‌سازند [۱۶] که در آن تابع شکل‌دهی پالس به صورت  $\tilde{h}(n) = h(n \bmod NM)$  تعریف می‌شود [۱۶]. شکل (۳) نمایش تابع  $h(t)$ ، چگونگی ایجاد اولین شیفت چرخشی این تابع و نحوه کنار هم قرارگرفتن شکل پالس‌ها در حوزه زمان را به ازای  $M = 6$  و  $N = 8$  نشان می‌دهد.

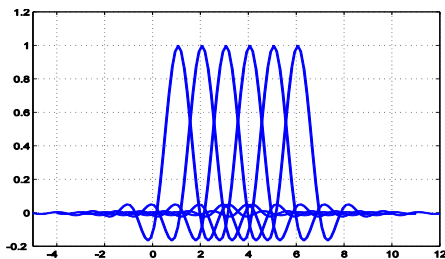
در این سیستم نیز با توجه به حالت چرخشی پالس تولیدی، بدون نگرانی بابت ایجاد اعوجاج فرکانسی، از پیشوند گردشی استفاده می‌شود. شکل (۴) چگونگی افزودن پیشوند گردشی به سیگنال GFDM را با فرض  $K = N$  نشان می‌دهد. با مقایسه شکل (۴) با شکل (۱)، مشاهده می‌شود در سیستم GFDM برخلاف OFDM، برای مخابره  $MN$  سمبل داده تنها یک پیشوند گردشی لازم است که کاهش تأخیر نسبت به سیستم OFDM را سبب می‌شود.

سیستم GFDM، زمان گذار در ابتدا و انتهای سیگنال SMT وجود دارد.

صعود یافته<sup>۱۹</sup> (RRC) دو فیلتر معمول برای سیستم GFDM هستند.

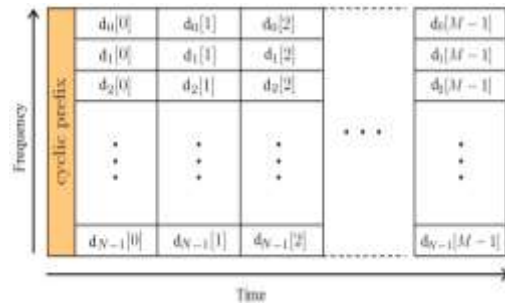


(الف)



(ب)

شکل (۵): (الف). نمایش تابع  $g(t)$  و (ب). نحوه کنار هم قرار گرفتن شکل پالس‌ها در حوزه زمان در سیستم SMT



شکل (۶): نمایش یک پیام در سیستم GFDM

### ۲-۳- SMT

در سیستم SMT بخش حقیقی و موهومی داده مختلط QAM به طور جداگانه، مدوله و با اختلاف زمانی برابر با نصف دوره سمبل، ارسال می‌شوند [۷] سیستم SMT با این شیوه از سد قضیه Balian-low عبور کرده است. بر اساس این قضیه هیچ فیلتر اولیه کاملاً جایگزیده<sup>۲۰</sup> در هر دو حوزه زمان و فرکانس وجود ندارد که هم‌زمان هر دو شرط تعامد و چگالی داده واحد (ارسال داده با میزان ناپویست) را برآورده سازد [۱۸]؛ درحالی‌که هر دوی این خواص در سیستم SMT وجود دارند. سیگنال SMT مدوله‌شده در باند پایه با رابطه

$$x_{\text{SMT}}[n] = \sum_{m=0,1,\dots,K-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,R}[m] g(n-mN) e^{j2\pi \frac{k}{N} n} e^{j\frac{\pi}{2} k} + j \sum_{m=0,1,\dots,K-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,I}[m] g(n-(m+\frac{1}{2})N) e^{j2\pi \frac{k}{N} n} e^{j\frac{\pi}{2} k} \quad (۴)$$

مشخص می‌شود [۱۹]. به منظور بازسازی کامل داده‌ها و جلوگیری از ISI لازم است که  $p(t) = g(t) * g(t)$  یک پالس ناپویست باشد که در آن نماد \* نشان‌دهنده کانولوشن است؛ در نتیجه  $g(t)$  یک فیلتر متقارن زوج ریشه ناپویست خواهد بود [۱۹]. طول فیلتر  $g(t)$  برابر با ((مضربی از  $N$  به اضافه ۱)) است. نمونه‌ای از فیلتر و نحوه کنار هم قرار گرفتن شکل پالس‌ها در حوزه زمان به ازای  $M=6$  و  $N=8$  در شکل (۵) رسم شده است. با مقایسه این شکل با شکل (۳) مشاهده می‌شود برخلاف

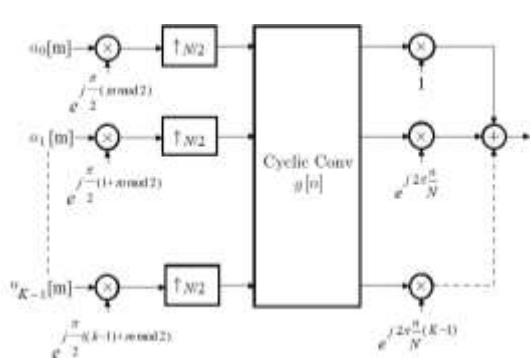
### ۲-۴- C-SMT

همان‌طور که بیان شد سیستم C-SMT از جایگزینی کانولوشن خطی با نوع چرخشی در سیستم SMT حاصل می‌شود و به نوعی ترکیبی از دو سیستم SMT و GFDM است. در واقع، در این سیستم در گام اول مؤلفه‌های حقیقی و موهومی داده مختلط  $d_k[m]$  به صورت  $d_{k,I}[m] = \Im\{d_k[m]\}$  و  $d_{k,R}[m] = \Re\{d_k[m]\}$  تفکیک می‌شوند؛ بنابراین به‌ازای  $k=0,1,\dots,K-1$  دو بردار داده حقیقی به دست می‌آید. در مرحله بعدی هرکدام از این دو بردار، پس از نمونه‌افزایی با میزان  $N$ ، به‌طور جداگانه با دو فیلتر اولیه حقیقی، متقارن و ریشه ناپویست [۱۵] کانالو می‌شوند. این دو فیلتر به اندازه  $N/2$  نمونه زمانی فاصله دارند. مجموع دو سیگنال حاصل با اختلاف فرکانسی  $\pi/2$ ، سیگنال نهایی C-SMT را مطابق رابطه

$$x_{\text{C-SMT}}[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,R}[m] \tilde{g}(n-mN) e^{j2\pi \frac{k}{N} n} e^{j\frac{\pi}{2} k} + j \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,I}[m] \tilde{g}(n-(m+\frac{1}{2})N) e^{j2\pi \frac{k}{N} n} e^{j\frac{\pi}{2} k} \quad (۵)$$

با توجه به تعامد که به دلیل شرایط حاکم بر فیلتر اولیه و چینش زمانی مؤلفه‌های داده حاصل شده است، گیرنده مناسب از نوع فیلتر منطبق است که به صورت کانولوشن چرخشی اعمال می‌شود؛ بنابراین بازسازی سمبل‌های ارسال شده با سیستم متناظر با رابطه (۷)، به صورت رابطه (۷)، انجام می‌شود.

$$a_k'[m'] = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{NM-1} x_{C-SMT}[n] \tilde{g} \left( n - m' \frac{N}{2} \right) e^{-j2\pi \frac{k'}{N} n} e^{-j\frac{\pi}{2}(k'+m' \bmod 2)} \right\} \quad (7)$$



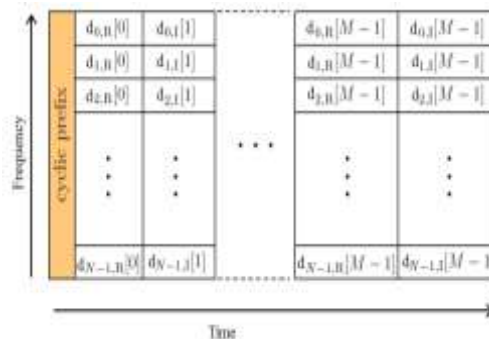
شکل (۷): مدولاتور C-SMT در باند پایه [۱۳]

یادآور می‌شود در کانولوشن خطی، طول دنباله دلخواه است و این عملیات به معنی عبور دنباله داده‌ها از فیلتر است؛ ولی در کانولوشن چرخشی لازم است طول بردار داده و فیلتر یکسان باشد و به عبارتی، عملیات به صورت بلوکی انجام می‌شود. محدود بودن بازه اولین جمع‌کننده در روابط (۳) و (۶) برخلاف روابط (۱) و (۴)، به همین دلیل است؛ البته به علت ملاحظات عملی بیشتر، پیاده‌سازی کانولوشن چرخشی به صورت غیرمستقیم انجام می‌شود [۱۳].

### ۳- BER در سیستم C-SMT

محاسبه BER سیگنال OFDM در کانال AWGN قبلاً در مراجعی نظیر [۲۱] آمده و ثابت شده است میزان خطای آن معادل میزان خطای ارسال مستقیم داده QAM در کانال AWGN است؛ بنابراین استفاده از مدولاسیون OFDM خطای اضافی تحمیل نمی‌کند. حال این سوال مطرح

می‌سازند [۱۵]. در این رابطه  $\tilde{g}(n) = g(n \bmod NM)$  تعریف می‌شود که بیان‌کننده فرم متناوب فیلتر اولیه با دوره تناوب  $NM$  است. طول فیلتر اولیه  $g(n)$  برابر با  $2M \times N / 2 = NM = C + 1$  است که با طول فیلتر اولیه در سیستم GFDM یکسان است. شکل (۶) چگونگی چینش مؤلفه‌های حقیقی و موهومی داده  $d_k[m]$  در یک سیگنال C-SMT را نشان می‌دهد. این مؤلفه‌ها با اختلاف زمانی برابر با نصف دوره سمبل جاگذاری شده‌اند؛ بنابراین، طول زمان نهایی سیگنال C-SMT در شکل (۶) برابر طول زمانی سیگنال GFDM در شکل (۴) است.



شکل (۶): نمایش یک پیام در سیستم C-SMT

اگر داده‌های  $a_k[m]$  از جاگذاری متوالی مؤلفه‌های حقیقی و موهومی داده‌های  $d_k[m]$  به دست آیند، بردار حاصل شامل  $2MK$  داده حقیقی PAM خواهد بود که اندازه منظومه‌ای برابر جذر اندازه منظومه داده‌های QAM اولیه دارد [۲۰]. داده‌های  $a_k[m]$  مستقل و هم‌توزیع با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_a^2$  هستند. به کمک بردار حاصله رابطه (۵) به فرم خلاصه

$$x_{C-SMT}[n] = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ a_k[m] \tilde{g} \left( n - m \frac{N}{2} \right) e^{j2\pi \frac{k}{N} n} e^{j\frac{\pi}{2}(k+m \bmod 2)} \right\} \quad (6)$$

بازنویسی می‌شود. با توجه به رابطه (۶) مشخص است که تعامد مد نظر گیرنده برای دو زیرحامل مجاور و نیز دو زیربازه زمانی مجاور به کمک اختلاف فاز  $\pi/2$  حاصل می‌شود. شکل (۷) چگونگی ساختار باند پایه سیستم C-SMT را بر مبنای رابطه (۶) نشان می‌دهد.

می‌شود که آیا C-SMT نیز از این ویژگی برخوردار است. پاسخ این سوال در این بخش بررسی می‌شود. برای تسهیل در روند مقایسه، محاسبات مربوط به BER سیستم OFDM نیز در این بخش آورده شده است.

۳-۱- محاسبه BER برای سیستم OFDM

یک تک‌سیگنال دریافتی در گیرنده OFDM به صورت

نمایش داده می‌شود که  $v[n]$  بردار نویز سفید گوسی مختلط با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_v^2$  است. با توجه به رابطه (۹)، و نیز فرض مستقل و هم‌توزیع بودن نمونه‌های  $d_k$ ها و تغییرناپذیری واریانس آنها با زمان، توان متوسط قسمت مفید سیگنال دریافتی در طول یک سیگنال برابر با رابطه (۱۰) خواهد بود [۲۰]. درخور ذکر است در صورتی که کانال انتخابگر فرکانسی نیز لحاظ شود، اثر کانال با فرض نرمالیزه‌بودن، خودبه‌خود در محاسبه توان سیگنال حذف می‌شود [۲۲]؛ بنابراین توان سیگنال بر نویز در ورودی گیرنده برابر  $SNR_{OFDM} = (K/N) \sigma_d^2 / \sigma_v^2$  است. گفتنی است برای محاسبه دقیق SNR می‌باید اثر پیشوند گردشی نیز در نظر گرفته شود که در اینجا برای سادگی محاسبات از اثر آن صرف‌نظر شده است.

### ۳-۱- محاسبه BER برای سیستم OFDM

یک تک‌سیگنال دریافتی در گیرنده OFDM به صورت

$$r_{OFDM}[n] = x_{OFDM}[n] + v[n] \\ = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} + v[n] \quad (3)$$

نمایش داده می‌شود که  $v[n]$  بردار نویز سفید گوسی مختلط با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_v^2$  است. با توجه به رابطه (۹)، و نیز فرض مستقل و هم‌توزیع بودن نمونه‌های  $d_k$ ها و تغییرناپذیری واریانس آنها با زمان، توان متوسط قسمت مفید سیگنال دریافتی در طول یک سیگنال برابر با رابطه (۱۰) خواهد بود [۲۰]. درخور ذکر است در صورتی که کانال انتخابگر فرکانسی نیز لحاظ شود، اثر کانال با فرض نرمالیزه‌بودن، خودبه‌خود در محاسبه توان سیگنال حذف می‌شود [۲۲]؛ بنابراین توان سیگنال بر نویز در ورودی گیرنده برابر  $SNR_{OFDM} = (K/N) \sigma_d^2 / \sigma_v^2$  است. گفتنی است برای محاسبه دقیق SNR می‌باید اثر پیشوند گردشی نیز در نظر گرفته شود که در اینجا برای سادگی محاسبات از اثر آن صرف‌نظر شده است.

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{nk}{N}} e^{-j2\pi \frac{nk'}{N}} = \begin{cases} N & k = k' \\ 0 & k \neq k' \end{cases} \quad (4)$$

$$P_{avg, OFDM} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E\{|x_{OFDM}[n]|^2\} \\ = \sum_{k=0}^{K-1} E\{|d_k|^2\} \frac{1}{\sqrt{N}^2} = \frac{K}{N} \sigma_d^2 \quad (5)$$

در گیرنده بعد از حذف پیشوند گردشی، سیگنال از فیلتر منطبق عبور می‌کند که درباره سیستم OFDM معادل با FFT است؛ بنابراین داده زیرحامل  $k'$  ام به صورت رابطه (۱۱) تخمین زده می‌شود که با توجه به رابطه (۹) برابر با رابطه (۱۱) است.  $v[n]$  نشان‌دهنده نمونه‌های یک فرایند تصادفی گوسی (گاوسی) است؛ بنابراین، عبارت

$$\hat{d}_{k'} = \sum_{n=0}^{N-1} r_{OFDM}[n] e^{-j2\pi \frac{nk'}{N}} \frac{1}{\sqrt{N}} \\ = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{nk'}{N}} \frac{1}{\sqrt{N}} \\ + \sum_{n=0}^{N-1} v[n] e^{-j2\pi \frac{nk'}{N}} \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (11)$$

$$\hat{d}_{k'} = d_{k'} + \sum_{n=0}^{N-1} v[n] e^{-j2\pi \frac{nk'}{N}} \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (6)$$

$$E\{|v[k']|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} E\{v[n_1] v^*[n_2]\} e^{-j2\pi \frac{(n_1-n_2)k'}{N}} \\ = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E\{|v[n]|^2\} = \sigma_v^2 \quad (13)$$

$$SER_{OFDM} = 4 \left(1 - \frac{1}{cs}\right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \frac{\epsilon_{avg}}{\sigma_v^2}} \right) \\ \left(1 - \left(1 - \frac{1}{cs}\right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \frac{\epsilon_{avg}}{\sigma_v^2}} \right) \right) \quad (7)$$

### ۳-۲- محاسبه BER سیستم C-SMT

سیگنال C-SMT پس از عبور از کانال به صورت

$$r_{C-SMT}[n] = x_{C-SMT}[n] + v[n] \quad (8)$$

در مشابه مخابره همان داده‌ها با توان متوسط  $\varepsilon_{avg} = \sigma_a^2$  در محیط دارای نویز حقیقی با توان متوسط  $\sigma_v^2/2$  است؛ در نتیجه، SER سیستم به صورت

$$SER_{C-SMT} = 2 \left(1 - \frac{1}{cs'}\right) Q \left( \sqrt{\frac{6}{cs'^2 - 1} \frac{\varepsilon_{avg}}{\sigma_v^2}} \right) \quad (12)$$

محاسبه می شود که  $cs'$  اندازه منظومه داده‌های PAM است. یادآور می شود که اگر هدف، ارسال داده PAM باشد، جز حقیقی و موهومی به صورت یک بردار PAM حقیقی جایگذاری می شود که اندازه منظومه PAM برابر جذر اندازه منظومه QAM اولیه است و رابطه (۱۲) به فرم

$$SER_{C-SMT} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{cs}}\right) Q \left( \sqrt{\frac{6}{cs - 1} \frac{\varepsilon_{avg}}{\sigma_v^2}} \right) \quad (13)$$

در خواهد آمد. در اینجا نیز با توجه به تشابه عملکرد C-SMT با مخابره مستقیم داده‌های PAM، رابطه تقریبی  $BER_{C-SMT} \approx SER_{C-SMT} / \log_2^{cs} = 2 SER_{C-SMT} / \log_2^{cs}$  برقرار است. همچنین مشابه حالت قبل، در حضور کانال انتخابگر فرکانسی و در صورت استفاده از همسان‌ساز تک ضریبی در حوزه فرکانس، تنها توان نویز در خروجی گیرنده تغییر می کند و روند محاسبه BER تفاوتی نمی کند.

### ۳-۳- رابطه BER در سیستم‌های OFDM و C-SMT

#### بر مبنای پارامتر SNR بر بیت (b)

در این بخش دو سیستم OFDM و C-SMT از نظر معیار BER مقایسه شده‌اند. برای این منظور، فرض می شود میزان SNR بر بیت که به طور اختصار با نماد  $\gamma_b$  نشان داده می شود، در هر دو سیستم یکسان باشد. برای محاسبه  $\gamma_b$  نسبت SNR سیگنال در کانال به میانگین تعداد بیت حمل شده با همان سیگنال، محاسبه می شود؛ روابط

$$\gamma_{b,OFDM} = \frac{SNR_{OFDM}}{(K/N) \log_2(cs)} = \frac{\sigma_a^2}{\sigma_v^2 \log_2(cs)}$$

$$\gamma_{b,C-SMT} = \frac{SNR_{C-SMT}}{(2KM/NM) \log_2(\sqrt{cs})} = \frac{2\sigma_a^2}{\sigma_v^2 \log_2(cs)} \quad (14)$$

چگونگی این محاسبه را نشان می دهند؛ بنابراین با توجه به روابط (۷) و (۱۳) داریم:

در گیرنده دریافت می شود. با توجه به مستقل و هم توزیع بودن  $a_k[m]$ ها و صفر بودن میانگین آنها، توان متوسط سیگنال ارسالی در طول یک قالب برابر با

$$P_{avg,C-SMT} = \frac{1}{MN} \sum_{n=0}^{MN-1} E \{ |x_{C-SMT}[n]|^2 \}$$

$$= \frac{1}{MN} \sum_{n=0}^{MN-1} \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sigma_a^2 \tilde{g}^2 \left( n - \frac{mN}{2} \right) \quad (9)$$

$$= 2 \frac{K}{N} \sigma_a^2$$

است. بنابراین توان سیگنال بر نویز در ورودی گیرنده سیستم C-SMT برابر با همین پارامتر در سیستم OFDM است؛ یعنی  $SNR_{C-SMT} = 2 \frac{K}{N} \sigma_a^2 / \sigma_v^2 = \frac{K}{N} \sigma_a^2 / \sigma_v^2$  در گیرنده بعد از حذف پیشوند گردشی، عبور سیگنال از فیلتر منطبق و جداسازی قسمت حقیقی، داده مربوط به زیرحامل  $k$ ام و زیربازه زمانی  $m$ ام به صورت

$$\hat{a}_{k'}[m'] = a_{k'}[m'] + v'[k', m'] \quad (10)$$

تخمین زده می شود که

$$v'[k', m'] = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{MN-1} v[n] \cdot \tilde{g} \left( n - m'N/2 \right) e^{-j2\pi \frac{k'}{N} n} e^{-j\frac{\pi}{2}(k'+m' \bmod 2)} \right\} \quad (11)$$

هرکدام از نمونه‌های این نویز گوسی، میانگین صفر و

واریانس

$$E \{ |v'[k', m']|^2 \} = \sum_{n=0}^{MN-1} \left\{ \tilde{g}^2(n - m'N/2) \right.$$

$$\left. [E \{ |v[n]_{\Re}|^2 \} \cos^2(\omega_{n,k',m'}) + E \{ |v[n]_{\Im}|^2 \} \sin^2(\omega_{n,k',m'})] + 2 \times \right.$$

$$\left. E \{ v[n]_{\Re} v[n]_{\Im} \} \cos(\omega_{n,k',m'}) \sin(\omega_{n,k',m'}) \right\}$$

$$= \sum_{n=0}^{MN-1} \tilde{g}^2(n - m'N/2) \frac{\sigma_v^2}{2} = \frac{\sigma_v^2}{2} \quad (19)$$

دارد که  $\omega_{n,k',m'} = 2\pi \frac{k'}{N} n + \frac{\pi}{2}(k'+m' \bmod 2)$  است.

بنابراین در این حالت، انتقال داده‌های حقیقی PAM توسط سیستم C-SMT با توان متوسط قالب  $2\sigma_a^2 K/N$  در کانال AWGN دارای نویز مختلط با توان متوسط  $\sigma_v^2$ ،



انطباق منحنی‌های مربوط به سیستم OFDM بر منحنی‌های مربوط به سیستم C-SMT بیان‌کننده نتایج زیر است:

- با وجود شکل‌دهی چرخشی پالس، به علت وجود شرط تعامد، امکان استفاده از گیرنده فیلتر منطبق بدون افزایش خطای اضافی نسبت به مخابره مستقیم داده، در سیستم چندحاملی C-SMT وجود دارد.

- مدولاسیون C-SMT توانسته است با حفظ مزایای خود نسبت به سیستم OFDM، از نظر معیار BER به عملکردی مشابه این سیستم دست یابد؛ بنابراین از این نظر جایگزین مناسبی برای سیستم OFDM در نسل پنجم مخابرات مطرح می‌شود.

جدول (۱): متغیرهای شبیه‌سازی و مقادیر عددی آن‌ها

مقدار عددی	نام متغیر
۱۲۸	$N$
۱۲۸	$K$
۵	$M$
۶۴ (QAM)	$cs$
۲۰۰۰	تعداد پیام
RRC	فیلتر اولیه
۰٫۴	پارامتر رول آف فیلتر
ZF <sup>[۲]</sup>	نوع گیرنده سیستم GFDM

درخور ذکر است در شکل (۸) نمودار BER تئوری و شبیه‌سازی مربوط به سیستم OFDM در ابتدای نمودار به‌طور کامل منطبق نشده‌اند. علت این موضوع تقریب موجود در رابطه (۱۷) است. همان‌طور که بیان شد ارسال مستقیم داده QAM در حالت تئوری، مشابه سیستم OFDM است؛ بنابراین به جای استفاده از تقریب از نمودار BER ارسال مستقیم داده‌های QAM به‌عنوان مدل‌سازی ریاضی برای رسم نمودار تئوری BER در سیستم OFDM استفاده می‌شود. کاربرد این شیوه در شکل (۸) مشخص شده است که حاصل آن، انطباق منحنی شبیه‌سازی سیستم OFDM و منحنی ارسال مستقیم داده QAM (به‌عنوان معادل منحنی تئوری رابطه دقیق BER سیستم OFDM) است.

$$SER_{OFDM} = 4 \left( 1 - \frac{1}{cs} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \gamma_b \log_2(cs)} \right) \quad (15)$$

$$\left( 1 - \left( 1 - \frac{1}{cs} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \gamma_b \log_2(cs)} \right) \right)$$

و

$$SER_{C-SMT} = 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{cs}} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \gamma_b \log_2(cs)} \right). \quad (16)$$

در نتیجه دو تقریب

$$BER_{OFDM} \approx \frac{4 \left( 1 - \frac{1}{cs} \right)}{\log_2(cs)} Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \gamma_b \log_2(cs)} \right) \quad (17)$$

$$\left( 1 - \left( 1 - \frac{1}{cs} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \gamma_b \log_2(cs)} \right) \right)$$

و

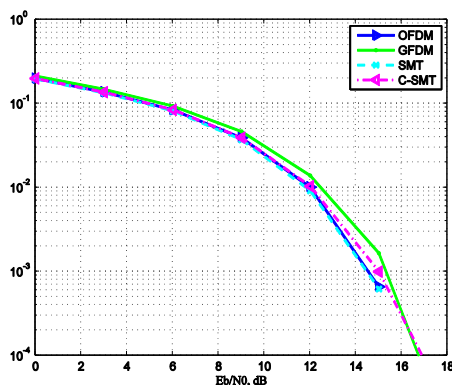
$$BER_{C-SMT} \approx \frac{4 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{cs}} \right)}{\log_2(cs)} Q \left( \sqrt{\frac{3}{cs-1} \gamma_b \log_2(cs)} \right) \quad (18)$$

برقرار است. نتایج بخش بعدی میزان نزدیکی مقادیر عددی این دو رابطه را به خوبی مشخص خواهند کرد.

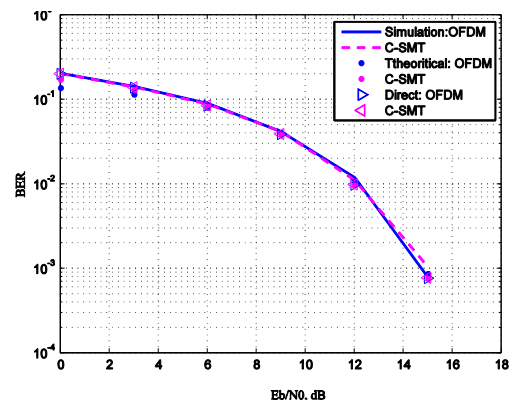
## ۴- شبیه‌سازی

در این بخش صحت روابط ریاضی محاسبه‌شده در بخش ۳ به کمک رسم منحنی‌های خطا در حالت شبیه‌سازی سیستم SMT و آنالیز تئوری، بررسی شده است. همچنین مقایسه‌ای بر عملکرد BER در سیستم‌های OFDM، GFDM، SMT و C-SMT در حالت کانال AWGN و محوشدگی رایلی با استفاده از شبیه‌سازی انجام شده است. این مقایسه، مزیت C-SMT نسبت به GFDM و SMT را از نظر معیار BER بهتر مشخص می‌کند. مقادیر مربوط به متغیرهای شبیه‌سازی در جدول (۱) آمده است.

نمودار BER سیستم‌های OFDM و C-SMT نسبت به  $\gamma_b (Eb/NO)$  در حالت شبیه‌سازی و نیز به کمک روابط ریاضی در شکل (۸) رسم شده است. همچنین دو منحنی برای مخابره داده‌های QAM و PAM در کانال AWGN که با توجه به توضیحات زیربخش‌های ۱-۳ و ۲-۳ به ترتیب معادل با مدولاسیون‌های OFDM و C-SMT عمل می‌کنند، با عنوان حالت مستقیم (Direct)، اضافه شده‌اند. تطابق نمودار حاصل از روابط ریاضی و شبیه‌سازی، درستی روابط ریاضی برای هر دو سیستم را تأیید می‌کند. همچنین

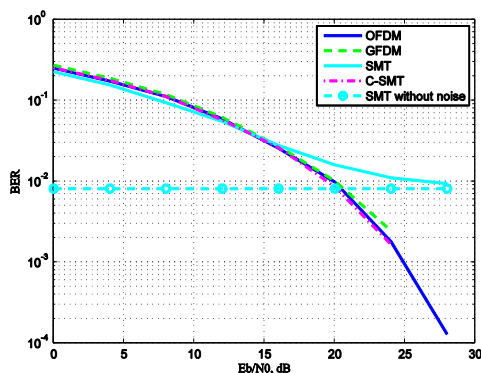


شکل (۹): نمودار BER برای سیستم‌های OFDM، SMT، GFDM و C-SMT در کانال AWGN



شکل (۸): نمودار BER برای سیستم‌های OFDM و C-SMT در حالت عملی و تئوری در کانال AWGN

در مقدمه بیان شد توانایی سیستم SMT برای همسان‌سازی کانال با استفاده از همسان‌ساز تک ضریبی به تعداد زیرحامل‌ها بستگی دارد. شکل (۱۱) صحت این موضوع را تأیید می‌کند. در این شکل تعداد بیت ارسالی و اندازه قالب<sup>۲۴</sup> در تمامی حالت‌ها ثابت است و  $\gamma_b = 15 \text{ dB}$  انتخاب شده است.



شکل (۱۰): نمودار BER برای سیستم‌های OFDM، SMT، GFDM و C-SMT در کانال محوشدگی رایلی

همان‌طور که مشاهده می‌شود با افزایش تعداد زیرحامل‌ها، توانایی این سیستم برای همسان‌سازی کانال بهبود یافته است؛ ولی در هر حال این افزایش به افزایش بیشتر حساسیت به انحراف فرکانسی منجر خواهد شد [۱۴]. همچنین نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد با کاهش اندازه منظومه، همسان‌ساز تک ضریبی، عملکرد بهتری در گیرنده سیستم SMT خواهد داشت. این در حالی است که سیستم جایگزین C-SMT توانسته است با امکان استفاده از پیشوند گردشی، به‌ازای مقادیر مختلف  $N$  به عملکرد BER

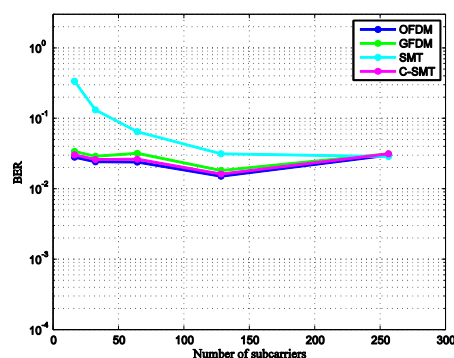
نمودار BER بر حسب  $\gamma_b$  در کانال AWGN برای هر چهار سیستم OFDM، GFDM، SMT و C-SMT در شکل (۹) رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود سیستم GFDM نتوانسته است به عملکردی مشابه سیستم OFDM دست یابد. نتایج شبیه‌سازی و سایر مطالعات [۲۴] نشان می‌دهند با افزایش پارامتر رول‌آف فیلتر، وضعیت BER در سیستم GFDM تنزل می‌یابد. این در حالی است که سیستم ترکیبی C-SMT منحنی BER سیستم OFDM را به خوبی دنبال کرده است.

نمودار مربوط به عملکرد BER در کانال محوشدگی رایلی با بردار تأخیر  $[0, 1.5, 4]$  میکرو ثانیه و بردار توان  $[0, -4, -8]$  dB بر مبنای مدل  $\text{SUI-4}^{[25]}$  در شکل (۱۰) رسم شده است. همسان‌ساز استفاده‌شده برای تمامی سیستم‌ها از نوع تک ضریبی است. مشاهده می‌شود که منحنی مربوط به سیستم SMT برای مقادیر بزرگ  $\gamma_b$  عملکرد ضعیف‌تری نسبت به سایر سیستم‌ها دارد. برای بررسی دقیق‌تر علت این موضوع به نمودار خط‌چین مربوط به حالت SMT بدون نویز توجه می‌کنیم که تنها اثر پاسخ ضربه کانال را بر BER سیستم SMT نشان می‌دهد. این نمودار به خوبی مشخص می‌کند امکان نداشتن استفاده مؤثر از پیشوند گردشی در سیستم SMT باعث شده است همسان‌سازی در این سیستم به‌طور کامل انجام نشود.

## مراجع

- [1] G. Wunder, P. Jung, M. Kasparick, T. Wild, F. Schaich, Y. Chen, S. t. Brink, I. Gaspar, N. Michailow, A. Festag, L. Mendes, N. Cassiau, D. Kténas, M. Dryjanski, S. Pietrzyk, P. V. B Eged and F. Wiedmann, "5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications," IEEE Communications Magazine Vol.52, No.2, pp. 97-105, 2014.
- [2] H. Lin and P. Siohan, "Major 5G waveform candidates: overview and comparison," in Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations, First Edition, John Wiley & Sons, Ltd, pp. 170-186, 2016.
- [3] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek and A. Ugolini, "Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency.," IEEE Signal Processing Magazine , Vol. 31, No.6, pp. 80-93, 2014.
- [4] W. Jiang and T. Kaiser, "From OFDM to FBMC: Principles," in Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations, First Edition, John Wiley & Sons, Ltd., pp. 47-66, 2016.
- [5] J. Vihriälä, N. Ermolova, E. Lähtekangas, O. Tirkkonen and K. Pajukoski, "On the waveforms for 5G mobile broadband communications.," Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st, pp. 1-5, 2015.
- [6] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 28, No.3, pp. 92-112, 2011.
- [7] B. Farhang-Boroujeny, "Filter bank multicarrier modulation: A waveform candidate for 5G and beyond," Advances in Electrical Engineering, 2014.
- [8] T. Ihalainen, T. H. Stitz, M. Rinne and M. Renfors, "Channel equalization in filter bank based multicarrier modulation for wireless communications," EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Vol. 1, pp. 140-140, 2007.
- [9] G. Fettweis, M. Krondorf and S. Bittner, "GFDM-generalized frequency division multiplexing," VTC Spring 2009. IEEE 69th, vol. IEEE, no. Vehicular Technology Conference, pp. 1-4, 2009.
- [10] Z. Sharifian, PAPR reduction in GFDM system, Unpublished M.Sc dissertation, Department of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, 2015.
- [11] N. Michailow, R. Datta, S. Krone, M. Lentmaier and G. Fettweis, "Generalized frequency division multiplexing: a flexible multi-carrier modulation scheme for 5th generation cellular networks," in German Microwave Conference (GeMic), 2012.
- [12] A. M. Tonello, "A novel multi-carrier scheme: cyclic block filtered multitone modulation," in

سطح سیستم OFDM دست یابد؛ بنابراین سیستم C-SMT علاوه بر حذف زمان گذار و تأخیر ناشی از آن، از نظر معیار BER نیز در وضعیت بهتری نسبت به سیستم SMT قرار دارد؛ البته نباید فراموش کرد که افزودن پیشوند گردشی به کاهش بهره‌وری طیفی منجر خواهد شد؛ در نتیجه، بهره‌وری طیفی C-SMT نسبت به SMT کمتر است.



شکل (۱۱): نمودار BER برای سیستم‌های OFDM.

SMT, GFDM و C-SMT بر حسب تعداد زیرحامل در کانال محوشدگی رایلی

## ۵- نتیجه

در این مقاله، مدولاسیون C-SMT، یکی از سیگنالینگ‌های پیشنهادی جایگزین برای نسل پنجم مخابرات سلولی، و همچنین ساختار آن معرفی شده است. در مرحله بعدی، روابط تئوری BER سیستم در حضور نویز استخراج شد و مشخص شد که مدل ریاضی این سیستم در گیرنده مشابه معادلات مربوط به ارسال داده حقیقی PAM است. پس از آن، نتایج آنالیز تئوری و نیز شبیه‌سازی به کمک منحنی BER مقایسه شده‌اند. نتایج نهایی علاوه بر تأیید صحت روابط ریاضی، مشخص کرد عملکرد BER سیستم C-SMT بر سیستم OFDM منطبق است. همچنین به منظور مقایسه بهتر عملکرد هر چهار سیستم OFDM, SMT, GFDM, C-SMT در کانال AWGN و محوشدگی رایلی شبیه‌سازی شد. ضرورت این بررسی، مقایسه دقیق سیستم C-SMT و سیستم‌های ارائه شده قبلی بوده است؛ زیرا برای گزینش سیستم مناسب نسل پنجم، به روشی نیاز است که علاوه بر پاسخگویی به نیازهای آتی، مزایای قبلی OFDM را حفظ کند.

- [19] B. Farhang-Boroujeny and C. H. Yuen, "Cosine Modulated and Offset QAM Filter Bank Multicarrier Techniques: A Continuous-Time Prospect", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, p. 6, 2010.
- [20] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, McGraw-Hill, 2008.
- [21] P. Banelli and S. Cioffari, "Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, No.3, pp. 430-441, 2000
- [22] J. Lee, H.-L. Lou, D. Toumpakaris and J. M. Cioffi, "SNR analysis of OFDM systems in the presence of carrier frequency offset for fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No.12, 2006.
- [23] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, random variables, and stochastic processes*, Tata McGraw-Hill Education, 2002.
- [24] N. Michailow, S. Krone, M. Lentmaier and G. Fettweis, "Bit error rate performance of generalized frequency division multiplexing", *Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 2012 IEEE, 2012.
- [25] V. Erceg, K. Hari and M. Smith, "Channel models for fixed wireless applications", *IEEE 802.16. Broadband Wireless Access Working Group*, Jan. 2001.
- IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE., 2013.
- [13] H. Lin and P. Siohan, "Multi-carrier modulation analysis and WCP-COQAM proposal," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 1, p. 1, 2014.
- [14] B. Farhang-Boroujeny, H. Moradi, "OFDM inspired waveforms for 5G", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016
- [15] I. Gaspar, M. Matthé, N. Michailow, L. L. Mendes, D. Zhang and G. Fettweis, "Frequency-shift offset-QAM for GFDM," *IEEE Communications Letters*, Vol. 19, No.8, pp. 1454-1457, 2015.
- [16] Z. Sharifian, M. J. Omid, A. Farhang and H. Saeedi-Sourck, "Polynomial-based compressing and iterative expanding for PAPR reduction in GFDM," *2015 23rd Iranian Conference on Electrical Engineering*, pp. 518-523, 2015.
- [17] H. G. Feichtinger and T. S. (eds), *Gabor analysis and algorithms: Theory and applications*, Springer Science & Business Media, 2012.
- [18] S. S. K. C. Bulusu, *Performance analysis and PAPR reduction techniques for filter-bank based multi-carrier systems with non-linear power amplifiers*, Doctoral dissertation, Conservatoire national des arts et metiers-CNAM, 2016.

---

<sup>1</sup> Machine-to-machine (M2M) communications

<sup>2</sup> Millimeter (mm)-wave

<sup>3</sup> Massive mimo

<sup>4</sup> Cloud-based

<sup>5</sup> Orthogonal frequency division multiplexing

<sup>6</sup> Filter bank multicarrier

<sup>7</sup> Cosine modulated multi-tone

<sup>8</sup> Filtered multi-tone

<sup>9</sup> Staggered multi-tone

<sup>10</sup> Generalized frequency division multiplexing

<sup>11</sup> Transient interval

<sup>12</sup> Bit error rate (BER)

<sup>13</sup> Pulse-amplitude modulation (PAM)

<sup>14</sup> Inter symbol interference

<sup>15</sup> Upsampling

<sup>16</sup> Downsampling

<sup>17</sup> Aliasing

<sup>18</sup> Raised cosine (RC)

<sup>19</sup> Root raised cosine (RRC)

<sup>20</sup> Well-localized

<sup>21</sup> Intersymbol Interference

<sup>22</sup> Zero-forcing

<sup>23</sup> Stanford university interim-4

<sup>24</sup> Packet