

استفاده از تداخل ذاتی برای طراحی سیستم‌های FBMC-IOTA و FBMC/OQAM و بررسی پاسخ آزمایشی آن‌ها

علی ملکی^۱، علیرضا محمودی فرد^{۲*}

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد ناپیوسته مهندسی مخابرات دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی، A.malekibme@gmail.com
^۲ کارشناسی ارشد ناپیوسته مدیریت صنعتی دانشگاه شاهد (و فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق و مدرس دانشگاه‌ها)، alireza10.m10@gmail.com

اطلاعات مقاله

ناریخچه مقاله:

تاریخ دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۰۵/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۶/۱۵

تاریخ انتشار مقاله: ۱۴۰۱/۰۶/۲۰

کلمات کلیدی:

فیلتر بانک

multicarrier

الگوریتم انتقال متعامد همسانگرد

تداخل ذاتی

سیستم‌های FBMC-IOTA

سیستم‌های FBMC/OQAM

چکیده

یک روند اصلی تحقیقات فعلی در G یافتن شکل موج‌های موضعی زمان و فرکانس است که به سیستم‌های چند حامل بی‌سیم غیر متعامد اختصاص داده شده است؛ پارادایم شکل‌دهی پالس بهینه شده پینگ‌پنگ^۱ به‌عنوان یک تکنیک قدرتمند برای تولید خانواده‌ای از شکل موج‌ها پیشنهاد شد که از سیگنال بهینه به تداخل به‌علاوه نسبت نویز^۲ در گیرنده اطمینان حاصل می‌کند. نتایج موجود در این مقاله نشان می‌دهند که برای پراکندگی نسبتاً بالا، نتایج عددی نشان می‌دهد که شکل موج‌های بهینه‌شده در مقایسه با شکل موج PHYDYAS، افزایش هفت دسی‌بل را بر حسب SINR ارائه می‌کنند؛ همچنین نتایج حاصل نشان می‌دهند که شکل موج‌های به‌دست‌آمده انتشارات خارج از باندها^۳ بهتری را با توجه به آن‌هایی که از شکل موج IOTA پیروی می‌کنند، به‌وجود می‌آورند.

در این تحقیق، از تداخل ذاتی سیستم‌های چند حامل مبتنی بر بانک فیلتر^۴ با الگوریتم انتقال متعامد همسانگرد^۵ پالس‌شکل دادن نیز تحلیل و استفاده می‌گردد؛ چنین تداخل ذاتی به‌عنوان یک نماد برابری در نظر گرفته می‌شود و یک آشکارساز (SISO) Soft-in-Soft-out (SISO) تکراری، که بر اساس الگوریتم ارسال پیام^۶ است، برای بهره‌برداری از اطلاعات مفید تداخل ذاتی پیشنهاد شده‌است؛ عملکرد کاربر تداخل ذاتی نیز در این مقاله مورد بررسی قرار گرفته است.

۱ - مقدمه

سیستم‌های مالتی‌پلکسی تقسیم فرکانس متعامد^۶ در دهه گذشته شاهد توجه قابل توجهی بوده‌اند [۱]؛ با این حال، در شکل کنونی، آن‌ها در تضمین کیفیت خدمات مورد نیاز^۸ در چندین برنامه چالش‌برانگیز جدید که توسط سیستم‌های ۵G ارائه شده‌اند، ناتوان تلقی می‌شوند؛ این ناتوانی، ناشی از عوامل زیادی است؛ از جمله آن‌ها می‌توان به نشت طیفی قوی اشاره کرد که فقط با همگام‌سازی فرکانس دقیق قابل کنترل است؛ در نتیجه، هرگونه عدم هماهنگی فرکانس کامل باعث تداخل بین حامل مهم^۹ می‌شود؛ علاوه بر این، این ناتوانی، نتیجه تداخل بین نمادی (ISI) است، زمانی که پخش تاخیر کانال واقعی از مدت‌زمان پیشوند چرخه‌ای^{۱۰} تجاوز می‌کند و یا همگام‌سازی زمانی دقیق برای صرفه‌جویی در منابع سیگنالینگ و تاخیرها کاهش می‌یابد [۲ و ۲۳].

برای غلبه بر محدودیت‌های OFDM و برآورده کردن الزامات ۵G، اخیراً چندین پروژه اروپایی راه‌اندازی شده‌اند، مانند «فعال‌کننده‌های ارتباطات سیار و بی‌سیم برای جامعه اطلاعاتی (METIS)» [۳]، «رابط هوایی انعطاف‌پذیر برای ارائه خدمات مقیاس‌پذیر در شبکه‌های ارتباطی بی‌سیم نسل پنجم (FANTASTIC ۵G)» [۴]، «تکنیک‌های چند حامل پیشرفته برای ارتباطات حرفه‌ای موقت و مبتنی بر سلول (EMPHATIC)» [۵] و «شکل موج‌های غیر متعامد نسل پنجم برای ناهم‌زمان سیگنالینگ (اکنون ۵G)» [۶]؛ به‌عنوان مثال، در پروژه ۵G اکنون، مدولاسیون‌های مختلفی پیشنهاد شده است [۷]؛ یعنی فیلتر چند حامل، مالتی‌پلکسی تقسیم فرکانس تعمیم‌یافته^{۱۱} و چند حامل فیلتر شده جهانی^{۱۲}؛ در میان این تکنیک‌های دسترسی چندگانه، به نظر می‌رسد FBMC کاندیدای خوبی برای سیستم‌های ۵G باشد. در ادبیات، بسیاری از تحقیقات مزایای FBMC را با سیستم‌های مدولاسیون دامنه مربعات آفست (FBMC/OQAM) در مقایسه با سیستم‌های OFDM روشن می‌کنند؛ در میان این مزایا، می‌توان به استحکام آن‌ها در زمان و پخش فرکانس کانال اشاره کرد [۸]؛ زیرا شکل موج آن‌ها به‌خوبی در زمان و فرکانس محلی‌سازی شده است [۲۳ و ۷].

برای کاهش اثر محو شدن چند مسیره، یک پیشوند چرخه‌ای باید به سیستم‌های مالتی‌پلکسی تقسیم فرکانس متعامد وارد شود که منجر به کاهش بازده طیفی و افزایش مصرف انرژی می‌شود؛ با تقسیم کانال پهنای باند به تعداد زیادی از کانال‌های فرعی باند باریک موازی، وظیفه انتقال با سرعت داده بالا بر روی یک کانال انتخابی فرکانس به تعدادی انتقال موازی با سرعت کم داده تبدیل

شده است که به تکنیک‌های یکسان‌سازی نیاز دارند؛ برخی از پیشرفت‌ها برای OFDM برای مقابله با حساسیت پراکندگی فرکانس با بهره‌برداری از روش‌های خود لغو ICI [۱،۲] یا کشف تنوع فضا و زمان در کانال‌های پراکنده از طریق نمونه‌گیری کسری گزارش شده است [۳،۴ و ۲۳]؛ تلاش‌های تحقیقاتی متعددی بر روی تکنیک‌های کاهش PAPR انجام شده است؛ با این حال، استفاده از CP برای مبارزه با ISI در چنین تکنیک‌هایی که هدفشان افزایش OFDM است، حفظ می‌شود [۵،۶]. در [۷-۱۰]، با اشاره به مشکل تساوی مشترک و سرکوب تداخل باند باریک^{۱۳} در سیستم‌های OFDM، سنتز و تجزیه و تحلیل اکولایزرهای بهینه بدون محدودیت و محدود بر اساس حداکثر سیگنال به نویز انجام شد. معیار تداخل به‌علاوه (SINR) یک روش جایگزین استفاده از فیلترهای شکل‌دهنده پالس است؛ با مدولاسیون‌های آفست، به‌عنوان مثال مدولاسیون دامنه چهارگانه OFDM/offset (OQAM)، می‌توان تعامد را با شکل‌دهی مناسب پالس حفظ کرد [۱۱،۱۲]. OFDM با آفست (OFDM/OQAM) که نمادهای واقعی را با چگالی شبکه مضاعف منتقل می‌کند، مزایایی نسبت به OFDM نشان داده است، اما در برآورد کانال و یکسان‌سازی با مشکلاتی مواجه است [۱۳ و ۲۳]. نشان داده شده است که OFDM/OQAM با الگوریتم انتقال متعامد همسانگرد^{۱۴} شکل‌دهی پالس، که FBMC-IOTA نامیده می‌شود، دارای خاصیت محلی‌سازی بهینه است [۱۴]؛ FBMC-IOTA در [۱۵] مورد مطالعه قرار گرفته است و نشان داده شده است که از OFDM معمولی نسبت به انواع مختلف کانال‌های انتشار بی‌سیم بهتر عمل می‌کند.

برخلاف تمام مزایا، سیستم FBMC-IOTA در حال حاضر توسعه یافته، هنوز به‌طور کامل برای بهترین عملکرد قابل دستیابی خود استفاده نشده است؛ در گیرنده FBMC-IOTA، تداخل ذاتی وجود دارد که حاوی اطلاعات غنی است و تاثیر آن بر بازده طیفی از دیدگاه نظری اطلاعات در [۱۶ و ۲۳] تحلیل شده است؛ با این حال، تا جایی که ما می‌دانیم، هیچ روشی برای بهره‌برداری از اطلاعات اضافی ارائه شده توسط تداخل ذاتی در فرآیند تشخیص نماد وجود ندارد؛ این قضیه به ما انگیزه می‌دهد تا الگوریتمی را برای استفاده از تداخل درونی برای تحقق عملکرد پیش‌بینی شده توسط مطالعه نظری اطلاعات ایجاد کنیم؛ در این مقاله نشان می‌دهیم که تداخل ذاتی را می‌توان با ضرب نمادهای مجاور با یک ماتریس وزنی تعیین کرد، که عناصر آن را می‌توان با استفاده از تابع ابهام فیلتر شکل پالس محاسبه کرد؛ این مورد اساساً اصل کدگذاری بلوک است و تداخل ذاتی به‌عنوان نماد برابری غیر

$$W_{even} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\eta & 0 & \eta & 0 & 0 \\ -\lambda & -\zeta & -\gamma & -\delta & -\gamma & -\zeta & -\lambda \\ -\theta & 0 & -\beta & 1 & \beta & 0 & \theta \\ -\lambda & \zeta & -\gamma & \delta & -\gamma & \zeta & -\lambda \\ 0 & 0 & -\eta & 0 & \eta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۳)$$

$$W_{odd} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\eta & 0 & \eta & 0 & 0 \\ \lambda & \zeta & \gamma & \delta & \gamma & \zeta & \lambda \\ -\theta & 0 & -\beta & 1 & \beta & 0 & \theta \\ \lambda & -\zeta & \gamma & -\delta & \gamma & -\zeta & \gamma \\ 0 & 0 & -\eta & 0 & \eta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۴)$$

که در آن I_{even} و I_{odd} به ترتیب با وزن نمادهای واقعی و خیالی مطابقت دارند و

$$\delta = 0.2486, \beta = 0.5756, \gamma = 0.1898, \eta = 0.0021, \theta = 0.0956, \lambda = 0.0473, \zeta = 0.0990$$

هستند.

برای هر نماد اطلاعات ارسالی $a_{k,I}$ تداخل ذاتی مرتبط با آن توسط نمادهای همسایه تعیین می‌شود و می‌تواند مانند رابطه (۲) با استفاده از ماتریس‌های وزنی بالا محاسبه شود [۱۸ و ۱۹]؛ ما متوجه شدیم که چنین اصولی اساساً همان کدگذاری بلوکی است که در آن هر نماد $a_{k,I}$ با برخی از نمادهای برابری غیر باینری $P_{k,I} = a_{k,I}^{(i)}$ مرتبط است [۲۳]:

در ادامه ما بر روی شاخه واقعی گیرنده FBMC-IOTA تمرکز خواهیم کرد و تجزیه و تحلیل را می‌توان به‌طور مستقیم در شاخه خیالی اعمال کرد؛ مقدار نتیجه به‌دست آمده از رابطه $p = [P_{k,I} : k \in [0, \dots, N-1], I \in [0, \dots, L-1]]$ به‌عنوان بردار نمادهای برابری مشاهده شده در شاخه واقعی، تشخیص زاویه MAP را تخمین می‌زند که تابع جرم احتمال پسینی^{۱۸} بردار نماد ارسالی از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\hat{a} = \arg \max_a p(a | p) \quad (۵)$$

آشکارساز MAP را می‌توان با دو رویکرد پیاده‌سازی کرد: تشخیص بهینه فردی و مشترک [۱۸ و ۱۹]؛ رویکرد مشترک، PMF پسینی بردار نماد ارسالی را همان‌طور که در بالا نشان داده شده است، به حداکثر می‌رساند، در حالی که تشخیص بهینه MAP منفرد، PMF خلفی $p(a_{k,I} | p)$ هر نماد را به حداکثر می‌رساند. فرض کنید X الفبای صورت فلکی باشد، که $a_{m,n}$ از آن مقدار خود را می‌گیرد؛ تخمین $a_{k,I}$ با تشخیص MAP فردی را می‌توان به‌صورت نوشتاری رابطه (۶) نوشت [۲۳]:

باینری عمل می‌کند؛ با استفاده از این ویژگی و الگوریتم ارسال پیام^{۱۵} [۱۷]، ما راهی را پیشنهاد می‌کنیم که به‌عنوان کاربر تداخل ذاتی (IIU) نامیده می‌شود تا عملکرد سیستم را بهبود بخشد؛ اگرچه FBMC-IOTA می‌تواند ISI را کاهش دهد، اگر گیرنده به اندازه کافی کانال را تخمین زده باشد، می‌توان ISI را با استفاده از MPA در گیرنده دمدوله شده تمیز کرد؛ این به معنای بهبود نرخ خطای بیت^{۱۶} تقریباً ۱ دسی بل در SNR برای یک مدل کانال خاص است.

بقیه مقاله به شرح زیر است: بخش دوم، حداکثر تشخیص پسینی^{۱۷} را بر روی ماتریس وزن FBMC-IOTA ارائه می‌کند؛ در بخش سوم، MPA در مورد تداخل ذاتی FBMC-IOTA ارائه شده است؛ بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی را ارائه می‌دهد؛ در بخش آخر نیز نتیجه‌گیری آورده شده است [۲۳].

۲ - تشخیص نقشه بر روی ماتریس وزن

\mathcal{X} یک سیستم FBMC-IOTA با N زیر حامل و نمادهای L را در نظر بگیرید؛ سیگنال ارسالی را می‌توان به‌صورت رابطه (۱) نشان داد [۲۳]:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} g_{m,n}(t) \quad (۱)$$

که در آن $a_{m,n}$ و $g_{m,n}$ به ترتیب نماد مدوله شده توسط حامل فرعی m th در زمان نماد n th و مبنای سنتز به‌دست آمده توسط تابع $g(t)$ IOTA را نشان می‌دهند؛ پس از عبور از یک کانال پراکنده مضاعف، خروجی دمدولاتور را می‌توان به‌صورت رابطه (۲) بیان کرد [۲۳]:

$$\hat{a}_{k,I} = n_{k,I} + a_{k,I} H_{k,I} + \sum_{p,q \neq 0} a_{k+p,I+q} j^{p+q+p(q+2I)} A_g^*(q\tau_0, \rho\nu_0) H_{k,I} \quad (۲)$$

که در آن $H_{k,I}$ ضریب کانال در نماد l th و فرکانس فرعی k th است، $A_g(\tau, \nu)$ تابع ابهام خودکار $g(t)$ ، $n_{k,I}$ نویز کانال و ذاتی است؛ این تداخل می‌تواند به شکل $I_{k,I} = ja_{k,I}^{(i)}$ نوشته شود؛ چنین تداخل ذاتی، حاوی اطلاعات ذاتی غنی است که هرگز استفاده نشده است؛ در واقع، تداخل ذاتی را می‌توان با ضرب نمادهای مجاور با یک ماتریس وزنی تعیین کرد، که عناصر آن را می‌توان با استفاده از تابع ابهام فیلتر شکل پالس استفاده شده محاسبه کرد [۱۶ و ۲]؛ ماتریسی که وزن‌های مربوط به هر نماد همسایه را نشان می‌دهد، در رابطه‌های (۳) و (۴) نشان داده شده است [۲۳]:

موقعیت‌های (k', I') که در آن $a_{k,I}$ تداخل دارد و $\zeta_{k',I'}$ را به- عنوان مجموعه‌ای از موقعیت‌های (k, I) که در $P_{k',I'}$ تداخل دارند، نشان می‌دهیم، سپس می‌توان نشان داد [۲۳]:

$$\begin{aligned} l_a &\rightarrow p(a_{k,I}, P_{k',I'}) \\ &= \log \frac{\Pr_{ext}(a_{k,I} = 1)}{\Pr_{ext}(a_{k,I} = -1)} \quad (11) \\ &= \sum_{(n,m) \in \zeta_{k,I} \setminus (k',I')} l_a \Leftarrow p(a_{k,I}, P_{n,m}) \end{aligned}$$

با استفاده از پیام فرموله شده در (۱۰) که داریم:

$$\Pr_{ext,k',I'}(a_{k,I}) = \lambda_{k,I} \exp\left(\frac{a_{k,I}}{2} l_{a \rightarrow p}(a_{k,I}, P_{k',I'})\right) \quad (12)$$

که در آن $\lambda_{k,I}$ طوری انتخاب می‌شود که $\Pr_{ext,k',I'}(a_{k,I} = +1) + \Pr_{ext,k',I'}(a_{k,I} = -1) = 1$ و زیر نویس "ext" نشان می‌دهد که فقط اطلاعات بیرونی استفاده می‌شود.

۴- ارزیابی IU

► در این بخش، IU پیشنهادی را برای نشان دادن اثربخشی آن ارزیابی می‌کنیم؛ شبیه‌سازی مونت کارلو بر روی یک کانال محو چند مسیره از نوع SUI-۳ با ۳ مسیر انجام می‌شود [۲۲]؛ اندازه FFT ۶۴، طول بلوک ۱۶، مدولاسیون OQAM-۴ و حداکثر تعداد تکرارهای IIU ۶ می‌باشد [۲۳].

عملکرد با تخمین کانال کامل و همگام‌سازی

شکل ۱ مقایسه BER را بین FBMC-IOTA معمولی و طرح پیشنهادی ما نشان می‌دهد؛ لطفا توجه داشته باشید که در شبیه- سازی‌ها، تخمین کانال و همگام‌سازی کامل در نظر گرفته شده است؛ برای سیستم‌های کدگذاری نشده (بدون کدگذاری کانال)، تکنیک استفاده از تداخل ذاتی حدود ۱ دسی‌بل افزایش نسبت به FBMC-IOTA معمولی را نشان می‌دهد؛ علاوه بر این، مقایسه عملکرد نیز زمانی ارائه می‌شود که یک کد LDPC شبه‌چرخه‌ای (۱۰۲۴، ۵۱۲) (LDPC۱) کد شده در شکل ۱) و یک کد تجمع تکرار نامنظم (۲۰۴۸، ۴۰۹۶) (LDPC۲) کد شده در شکل ۱) برای سیستم‌ها اتخاذ شود؛ مشاهده می‌شود که وقتی از کدهای LDPC مختلف استفاده می‌شود، استفاده از تداخل ذاتی همچنان به بهبود عملکرد قابل توجهی دست می‌یابد.

اثر آفست فرکانس حامل^{۱۹}

$$\hat{a}_{k,I} = \arg \max_{a_{m,n} \in X} p(a_{m,n} | p) \quad (6)$$

یک PMF خلفی برای $a_{k,I}$ را می‌توان با محاسبه حاشیه مفصل PMF خلفی پیدا کرد؛ بنابراین رابطه (۶) را می‌توان به صورت نوشتاری رابطه (۷) درآورد.

$$\hat{a}_{k,I} = \arg \max_{a_{m,n} \in X} \sum_{a \in X^{N \times L}} p(a_{m,n} | p) \quad (7)$$

فرض کنید $\Pr(a)$ احتمال پیش‌بینی نماد a باشد؛ طبق قانون بیز، ما داریم:

$$p(a | p) \propto p(p | a) \Pr(a) \quad (8)$$

که در آن PMF $\Pr(a)$ مشترک همه نمادها با فرض مستقل بودن آن‌ها از یکدیگر است؛ بنابراین، تابع تخمین را می‌توان تغییر داد [۲۳]:

$$\hat{a}_{k,I} = \arg \max_{a_{m,n} \in X} \sum_{a \in X^{N \times L}} p(p | a) \prod_{a \in a} \Pr(a) \quad (9)$$

توجه داشته باشید که $p_{k,I}$ نماد برابری، مربوط به نمادی است که باید شناسایی شود؛ بنابراین، در این معادله یک شکل کلی از $p_{k',I'}$ اعمال می‌شود؛ از آنجایی که تعداد محدودی از نمادها در هر نماد برابری تداخل دارند، محاسبه این تابع را می‌توان به صورت ساده‌تر نوشت:

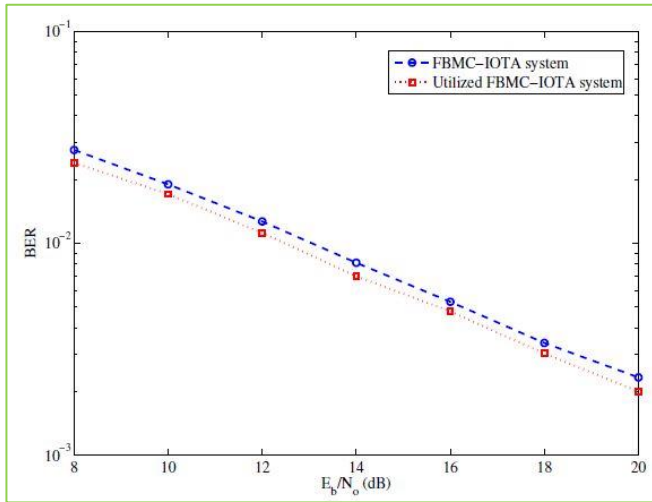
$$p(p | a) = \prod_{k',I'} p(P_{k',I'} | a^{[k',I']}) \quad (10)$$

که در آن $a^{[k',I']}$ بردار نمادهایی است که روی نماد برابری با شاخص‌های k', I' تداخل دارند [۲۳].

۳- MPA در تداخل درونی

اگرچه مشکل تشخیص MAP مشترک، به یک مشکل MPF همان‌طور که در (۱۲) نشان داده شده است، ترجمه شده است که حل آن بسیار ساده‌تر است، راه‌حل Brute-force برای (۱۱) به پیچیدگی‌های زیادی نیاز دارد؛ به‌منظور کاهش پیچیدگی، ما یک آشکارساز نماد تکراری جدید را بر اساس MPA عمومی [۲۱] و [۲۳] پیشنهاد می‌کنیم، که در آن MPA به ماتریس وزن اعمال می‌شود تا حل مساله MPF را به‌طور تکراری تقریبی کند.

اجازه دهید $l_a \rightarrow p(a_{k,I}, P_{k',I'})$ و $l_a \leftarrow p(a_{k,I}, P_{k',I'})$ پیامی در قالب نسبت log-likelihood (LLR) باشند که به ترتیب از $a_{k,I}$ و $P_{k',I'}$ نتیجه می‌شوند؛ $\zeta_{k,I}$ را به‌عنوان مجموعه‌ای از



شکل ۲- اثر CFO [۲۲ و ۲۳]

اثر تخمین کانال ناقص

روش‌های تخمین کانال مرسوم مورد استفاده برای OFDM به دلیل تداخل ذاتی نمی‌توانند مستقیماً در FBMC-IOTA اعمال شوند؛ برای رسیدگی به این مشکل، چندین الگوریتم مبتنی بر مقدمه در ادبیات ارائه شده است [۱۵]؛ ما در نظر می‌گیریم که کانال برآورد شده است؛ با کانال واقعی با یک ضریب همبستگی $\rho_e = E[\hat{H}_{k,l}, H_{k,l}]$ که در آن $\hat{H}_{k,l}$ نشان‌دهنده ضریب کانال در نماد l th و فرکانس k th بعد از فیلتر کردن IOTA و عملیات FFT است؛ کانال تخمینی را می‌توان به فرم رابطه (۱۵) مدل سازی نمود [۲۳]:

$$\hat{H}_{m,n} = \rho_e H_{m,n} + \sqrt{1 - \rho_e^2} E_{m,n} \quad (15)$$

که در آن $E_{m,n}$ نشان‌دهنده سیگنال خطای گاوسی و مستقل از کانال واقعی است؛ شکل ۳، نشان می‌دهد که تخمین کانال ناقص نمادهای برابری را تغییر می‌دهد، در نتیجه الگوریتم IIIU و بهره آن اندکی تحت‌تاثیر قرار می‌گیرند؛ هرگونه اختلاف در عملکرد به دلیل وابستگی اساسی طرح‌ها، به اطلاعات وضعیت کانال 2^0 است تا رویه‌های تخمین کانال خاص به کار گرفته شده؛ در آینده، هدف ما مطالعه یک طرح تخمین کانال مبتنی بر پایلوت پراکنده است که از محاسبات تداخل ذاتی که در این مقاله انجام دادیم، سود می‌برد.

۵- پیچیدگی الگوریتم پیشنهادی

همان‌طور که قبلاً توضیح داده شد، ما پیچیدگی IIIU را با حذف برخی از وزن‌های کم ارزش کاهش دادیم؛ اجازه دهید d_c را به عنوان تعداد موثر وزن‌ها تعریف کنیم، که مربوط به تعداد موثر نمادهای همسایه است که در هر نماد برابری با یکدیگر تداخل

سیگنال دریافتی (پس از یکسان‌سازی اثر کانال)، در حضور CFO به شکل رابطه (۱۳) تبدیل می‌شود [۲۳]:

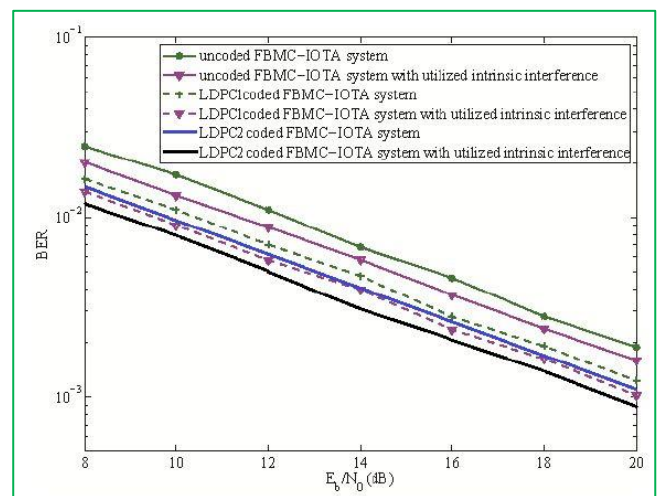
$$r(t) = s(t) \exp(2\pi j f_0 t) \quad (13)$$

لذا نماد مورد نظر $a_{k,l}$ به صورت رابطه (۱۴) نشان داده می‌شود [۲۳]:

$$\begin{aligned} \hat{a} &= \int r(t) g_{k,l}^*(t) dt \\ &= \int s(t) \exp(2\pi j f_0 t) g_{k,l}^*(t) dt \\ &= \int \sum_{n,m} a_{m,n} g_{n,m}(t) g_{k,l}^*(t) \exp(j 2\pi f_0 t) dt \\ &= \sum_{n,m} a_{n,m} \int g(t - n\tau_0) g^*(t - l\tau_0) \exp(2\pi j f_0 t) \\ &\quad \exp(j(m+n-k-l)\pi/2) \exp(2j\pi(m-k)v_0 t) dt \end{aligned} \quad (14)$$

رابطه $t = x + \frac{(n+l)\tau_0}{2}$ را می‌توان به کمک رابطه بالا محاسبه کرد؛ علاوه بر این، با توجه به اینکه $f_0 = \delta v_0$ رابطه ۱۴ به ۱۳ می‌شود که نشان می‌دهد یک آفست فرکانس، وزن‌ها را تغییر می‌دهد و مقداری از تداخل ذاتی به سیگنال مورد نظر اضافه می‌شود؛ در این شرایط، باید وزن‌های جدید محاسبه شود.

شکل ۲، نشان می‌دهد که چگونه سیستم FBMC-IOTA با فاصله حامل فرعی ۱۵ کیلوهرتز تحت‌تاثیر آفست فرکانس ۶۰ هرتز قرار می‌گیرد؛ همان‌طور که در شکل نشان داده شده است، بهره به دست آمده توسط IIIU به دلیل جبران فرکانس کاهش می‌یابد؛ این قضیه، از این واقعیت ناشی می‌شود که آفست فرکانس، سیگنال مورد نظر را تحریف می‌کند و متعاقباً بر محاسبه نمادهای برابری در الگوریتم تاثیر می‌گذارد [۱۵ و ۲۳].



شکل ۱- عملکرد BER با تخمین کانال و همگام‌سازی کامل [۲۳]

دقیق‌تر می‌شود، اما پیچیدگی به‌طور تصاعدی نسبت به d_c افزایش می‌یابد؛ ما $d_c = 6$ را تنظیم می‌کنیم، زیرا یک مقدار مناسب برای ایجاد تعادل بین دقت الگوریتم و پیچیدگی می‌باشد.

۶- نتیجه‌گیری

یک الگوریتم جدید برای سیستم‌های FBMC-IOTA با شکل‌دهی پالس IOTA برای استفاده از تداخل ذاتی در فرآیند دمدولاسیون پیشنهاد شده‌است؛ تداخل ذاتی به‌عنوان نمادهای برابری در نظر گرفته می‌شود، که ما را قادر می‌سازد تا با استفاده از اطلاعات ارائه شده توسط این نمادهای برابری، خطاها را تصحیح کنیم.

۸- Darsena, D.; Verde, F. Minimum-mean-output-energy blind adaptive channel shortening for multicarrier SIMO transceivers. *IEEE Trans. Signal Process.* ۲۰۰۷, ۱۹, ۱۱۹-۱۳۴.

۹- Darsena, D.; Gelli, G.; Verde, F. Universal linear precoding for NBI-proof widely-linear equalization in MC systems. *EURASIP J. Wirel. Commun.* ۲۰۰۸, ۱۹, ۱۶۳۴-۱۶۴۱.

۱۰- Darsena, D.; Gelli, G.; Paura, L. A constrained maximum-SINR NBI-resistant receiver for OFDM systems. *IEEE Trans. Signal Process.* ۲۰۰۷, ۴۳, ۳۰۳۲-۳۰۴۷.

۱۱- Bolcskei, H.; Duhamel, P.; Hleiss, R. Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications ICC '۹۹, Vancouver, BC, Canada, 7-10 June 1999; Volume 1, pp. 559-564.*

۱۲- Vangelista, L.; Laurenti, N. Efficient implementations and alternative architectures for OFDM-OQAM systems. *IEEE Trans. Commun.* ۲۰۰۱, ۴۹, ۶۶۴-۶۷۵.

۱۳- Liu, Y.; Chandrasekaran, V.; Anandkumar, A. Feedback message passing for inference in Gaussian graphical models. *IEEE Trans. Signal Process.* ۲۰۱۲, ۶۰, ۴۱۳۵-۴۱۵۰.

۱۴- Farhang, B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier. *IEEE Signal Process. Mag.* ۲۰۱۱, ۲۸, ۹۲-۱۱۲.

۱۵- Du, J.; Signell, S. Novel Preamble-Based Channel Estimation for OFDM/OQAM Systems. In *Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Communications (ICC), Dresden, Germany, 14-18 June 2009.*

۱۶- Razavi, R.; Xiao, P.; Tafazolli, R. Information theoretic analysis of OFDM/OQAM with utilized

دارند؛ D را به‌عنوان تعداد کل نمادهای همسایه (از جمله نمادهایی با وزن کم) که در هر نماد برابری تداخل دارند، مشخص می‌نماییم؛ در الگوریتم پیشنهادی در هر نماد برابری دریافتی، هر نماد فقط دارای $d_c - 1$ مداخله‌گر است که در آن $d_c < D$ ؛ ترتیب پیچیدگی الگوریتم IJU پیشنهادی ($O(|X|^{d_c})$) است که بسیار کمتر از ($O(|X|^{d_c})$) است؛ این مورد بهینه‌سازی شده در رابطه (۱۶) نشان داده شده است [۲۳]:

(۱۶)

$$\text{Complexity} = |X|^{d_c} \times (\text{Iteration number}) \times (\text{No. of parity symbols in error})$$

باید توجه داشت که بالاترین مقدار ممکن برای تعداد نمادهای برابری اشتباه، مقدار $N \times L$ است؛ ظاهراً بین دقت الگوریتم و پیچیدگی تعادل وجود دارد؛ مقادیر بالاتر d_c منجر به تشخیص

۶- مراجع

۱- Banelli, P.; Buzzi, S.; Colavolpe, G.; Modenini, A.; Rusek, F.; Ugolini, A. Modulation formats and waveforms for ۵G networks: Who will be the heir of OFDM: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency. *IEEE Signal Process. Mag.* ۲۰۱۴, ۳۱, ۸۰-۹۳.

۲- Wen, L.; Razavi, R.; Imran, M.A.; Xiao, P. Design of joint sparse graph for OFDM system. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* ۲۰۱۴, ۱۴, ۱۸۲۳-۱۸۳۶.

۳- Nam, H.; Choi, M.; Han, S.; Kim, C.; Choi, S.; Hong, D. A new filter-bank multicarrier system with two prototype filters for QAM symbols transmission and reception. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* ۲۰۱۶, ۱۵, ۵۹۹۸-۶۰۰۹.

۴- Saeedi-Sourck, H.; Yan, W.; Bergmans, J.W.M. Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and OFDM in uplink of multicarrier multiple access networks. *IEEE Trans. Signal Process.* ۲۰۱۱, ۵۹, ۱۹۰۷-۱۹۱۲.

۵- Lopez-Salcedo, J.A.; Gutierrez, E.; Seco-Granados, G.; Swindlehurst, A.L. Unified framework for the synchronization of flexible multicarrier communication signals. *IEEE Trans. Signal Process.* ۲۰۱۳, ۶۱, ۸۲۸-۸۴۲.

۶- Cui, W.; Qu, D.; Jiang, T.; Farhang-Boroujeny, B. Coded auxiliary pilots for channel estimation in FBMC-OQAM systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.* ۲۰۱۶, ۶۵, ۲۹۳۶-۲۹۴۶.

۷- Verde, F.; Gelli, G.; Paura, L.; Darsena, D. Widely-linear equalisation and blind channel identification for interference-contaminated multicarrier systems. *IEEE Trans. Signal Process.* ۲۰۰۴, ۵۱, ۱۱۵۳-۱۱۶۴.

- intrinsic interference. *IEEE Signal Process. Lett.* ۲۰۱۶, ۲۲, ۶۱۸-۶۲۲.
- ۱۷- Lee, S.H.; Shamaiah, M.; Vikalo, H.; Vishwanath, S. Message-Passing Algorithms for Coordinated Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks. *IEEE Commun. Lett.* ۲۰۱۳, ۱۷, ۸۱۲-۸۱۵.
- ۱۸- Verdu, S. Multiuser Detection; Cambridge University Press: Cambridge, UK, ۱۹۹۸. *Appl. Sci.* ۲۰۱۹, ۹, ۳۲۱۰-۹ of ۹.
- ۱۹- Poon, T.V.; Beaulieu, N.C. Jointly and individually optimum receivers for BPSK signals in cochannel interference plus noise. In Proceedings of the ۲۰۰۳ IEEE Pacific Rim Conference on Communications Computers and Signal Processing (PACRIM ۲۰۰۳) (Cat. No. ۰۳CH۳۷۴۹۰), Victoria, BC, Canada, ۲۸-۳۰ August ۲۰۰۳; Volume ۲, pp. ۵۳۰-۵۳۲.
- ۲۰- Lupas, R.; Verdu, S. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Trans. Inf. Theory* ۱۹۸۹, ۳۵, ۱۲۳-۱۳۶.
- ۲۱- Kschischang, F.; Frey, B. Iterative decoding of compound codes by probability propagation in graphical models. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* ۱۹۹۸, ۱۶, ۲۱۹-۲۳۰.
- ۲۲- Erceg, V.; Greenstein, L.; Tjandra, S.; Parkoff, S.; Gupta, A.; Kulin, B.; Julius, A.; Bianchi, R. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* ۱۹۹۹, ۱۷, ۱۲۰۵-۱۲۱۱.
- ۲۳- Lei, Wen, Razieh, Razavi, Jing, Lei (۲۰۱۹), "Intrinsic Interference Use for FBMC-IOTA Systems", *Appl. Sci.* ۲۰۱۹, ۹, ۳۲۱۰; doi:۱۰.۳۳۹۰/app۹۱۶۳۲۱۰.

^۱ POPs
^۲ SINR
^۳ OOB
^۴ FBMC
^۵ IOTA
^۶ PMA
^۷ OFDM
^۸ QoS
^۹ ICI
^{۱۰} CP
^{۱۱} GFDM
^{۱۲} GFMC
^{۱۳} NBI
^{۱۴} IOTA
^{۱۵} MPA
^{۱۶} BER
^{۱۷} MAP
^{۱۸} PMF
^{۱۹} CFO
^{۲۰} CSI