

طراحی فیلتر منطبق جهت بهبود حذف تداخل خودی سیستم مخابراتی تمام دوطرفه

محمد لاری^۱، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه سمنان - سمنان - ایران - m_lari@semnan.ac.ir

چکیده: یک روش نوین جهت افزایش ظرفیت و بهره طیفی کاربران مخابراتی، استفاده از سیستم‌های مخابراتی تمام دوطرفه یا در اختصار FD است. در این روش هر سال و دریافت هر کاربر در یک بازه زمانی - فرکانسی انجام می‌شود؛ بنابراین تداخل شدیدی از فرستنده به گیرنده خودی نشت کرده که می‌تواند عملکرد سیستم را به کلی مختل کند. جهت حذف تداخل، سیستم مخابراتی تلاش می‌کند تا سمبل‌های تداخلی را تخمین زده و در گیرنده خودی اثر آنها را حذف کند. روش متداول، استفاده از مدل Hammerstein است. در این روش، تقویت‌کننده توان غیرخطی و کانال چندمسیری، با قراردادن یک سیستم غیرخطی به صورت متوالی با یک فیلتر FIR مدل می‌شود. پس از تنظیم پارامترهای مدل، سمبل‌های تداخلی از روی سمبل‌های ارسالی تخمین زده می‌شوند. اما روش Hammerstein در شرایط واقعی، وقتی فیلتر شکل‌دهنده پالس فرستنده و فیلتر منطبق گیرنده را در نظر می‌گیریم، بدون خطا نیست. علت آن است که در این مدل سعی می‌شود سمبل‌های تداخلی، مستقیماً از روی سمبل‌های ارسالی تخمین زده شوند. درحالی‌که سمبل‌های ارسالی بعد از عبور از فیلتر شکل‌دهنده پالس، به صورت سیگنال از تقویت‌کننده توان غیرخطی و کانال مخابراتی عبور کرده و در نهایت پس از فیلتر منطبق، مجدداً در گیرنده به صورت سمبل دریافت می‌شوند. بنابراین تقویت‌کننده و کانال اثر مستقیم روی سیگنال ارسالی دارند و به صورت غیرمستقیم سبب اعوجاج سمبل‌ها می‌شوند. جهت رفع این مشکل، در این مقاله فیلتر منطبق گیرنده، متناسب با سیگنال تداخلی تنظیم می‌شود. نشان داده‌ایم که استفاده از این روش به مراتب بهتر از روش Hammerstein است.

واژه‌های کلیدی: حذف تداخل خودی، روش Hammerstein، سیستم مخابراتی تمام دوطرفه، فیلتر شکل‌دهنده پالس، فیلتر منطبق.

Matched Filter Design to Improve Self-Interference Cancellation in Full-Duplex Communication Systems

Mohammad Lari, Assistance Professor¹

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Semnan University, Semnan, Iran, m_lari@semnan.ac.ir

Abstract: A new method for capacity and spectral efficiency increases is a full-duplex (FD) communication, where sending and receiving are done simultaneously. Hence, severe interference leaked from the transmitter to the receiver, which can disrupt the system's operation completely. For interference reduction, the transceiver tries to estimate the interfering symbols to remove their effects. A typical method is to use the Hammerstein model. In this method, nonlinear power amplifier (PA) and multipath channel are modeled with a successive nonlinear system and a finite impulse response (FIR) filter. Then, the model parameters are adjusted, and interference symbols are estimated from the transmitted symbols. In the Hammerstein method, the interference symbols are estimated directly from the transmitted symbols. But practically, the transmitted symbols first pass through the pulse-shaping filter and become a signal. Then, this signal passes through the nonlinear PA and communication channel. Finally, the received signal is filtered by the matched filter (MF) at the receiver and converted to the symbols again. In this procedure, the amplifier and the communication channel affect the transmitted signal directly and distort transmitted symbols indirectly. Therefore, in the practical situation, when we consider the transmitter's pulse-shaping filter and the receiver's MF, the estimated symbols with the Hammerstein method are erroneous. To solve this problem, a new MF at the receiver is proposed and adjusted according to the interfering signal. We have shown that this method is far better than the Hammerstein method.

Keywords: Full-duplex, Hammerstein, Matched filter, Pulse shaping filter, Self-interference cancellation.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۰۴/۱۶

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۴۰۲/۰۲/۰۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۲۱

نام نویسنده مسئول: محمد لاری

نشانی نویسنده مسئول: دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه سمنان - سمنان - ایران.

۱- مقدمه

با افزایش روزه‌روز مشترکین سرویس‌های مخابراتی و نیاز ایشان به سرعت‌های بالاتر، سرویس‌دهندگان مخابراتی از روش‌های متنوع جدیدی برای پاسخ به این درخواست‌ها استفاده می‌کنند. یکی از این روش‌ها، استفاده از سیستم‌های مخابراتی تمام دوطرفه^۱ به جای استفاده از سیستم‌های متداول نیمه دوطرفه^۲ است [۱]. جهت رعایت اختصار، در ادامه عملکرد نیمه دوطرفه را به صورت HD و عملکرد تمام دوطرفه را به صورت FD بیان می‌کنیم.

در اغلب سامانه‌های مخابراتی مانند شبکه تلفن همراه، تعداد کاربران (گره‌های شبکه) بیش از یکی است. این کاربران گاهی در نقش فرستنده، اطلاعات ارسال می‌کنند و گاهی در نقش گیرنده، اطلاعات دریافت می‌کنند. این گره‌ها با عملکرد HD، ارسال و دریافت را در بازه‌های زمانی متفاوت یا بازه‌های فرکانسی متفاوت انجام می‌دهند. ارسال و دریافت اطلاعات هم‌زمان و هم‌فرکانس نیست و سیگنال ارسالی تداخلی روی سیگنال دریافتی ایجاد نمی‌کند^۳. بنابراین هر گره برای عملکرد خود نیاز به دو بازه زمانی یا دو بازه فرکانسی دارد که از منظر منابع مصرفی شبکه، چندان به صرفه نیست. در صورت کاهش این تعداد بازه زمانی یا فرکانسی به یک بازه، بهره طیفی^۴ هر کاربر افزایش خواهد یافت. در ضمن می‌توان بازه زمانی یا فرکانسی آزاد شده را در اختیار یک گره جدید گذاشت و تعداد کاربران را افزایش داد. در صورتی که قرار باشد به هر گره فقط یک بازه زمانی یا یک بازه فرکانسی اختصاص یابد، هر گره عملکرد FD دارد و به علت ارسال و دریافت هم‌زمان و هم‌فرکانس، تداخل شدیدی از فرستنده به گیرنده خودی وارد می‌شود. در صورت عدم توجه به این تداخل خودی^۵، گیرنده به کلی توسط فرستنده خودی مختل شده و ارتباط آن با فرستنده طرف مقابل قطع می‌شود. از این رو سیستم‌های FD علی‌رغم مزیت بزرگی که دارند، تاکنون به صورت فراگیر عملیاتی نشده‌اند [۲]. سیستم‌های FD مزایای دیگری نیز دارند [۳] که کاهش تأخیر انتقال در کاربردهای حساس به تأخیر یکی از آنها است [۴].

برای دستیابی به مزیت‌های سیستم FD، کاهش نسبتاً زیاد تداخل ورودی به گیرنده خودی ضروری است. اما باید توجه داشت که توان ارسالی فرستنده در مقایسه با توان دریافتی گیرنده بسیار بیشتر است. بنابراین توان تداخل خودی بسیار قوی‌تر از نویز گیرنده و حتی سیگنال دریافتی گیرنده از فرستنده طرف مقابل است. این توان تداخلی حتی ممکن است تا 100 dB بیشتر از توان نویز در گیرنده باشد [۵]. بنابراین کاهش آن در چندین مرحله و در سه بخش مختلف گیرنده انجام می‌شود [۶]. جهت جلوگیری از اشباع مدارهای فرکانس رادیویی^۶ یا همان مدارهای RF گیرنده، بخش اول حذف تداخل، قبل از ورود آن به گیرنده و با طراحی و چیدمان مناسب آنتن‌های فرستنده و گیرنده انجام می‌شود. در مرحله بعد و برای استفاده از بیشینه بازه دینامیکی^۷ مبدل آنالوگ به دیجیتال^۸

بخش دوم حذف تداخل در بخش رادیویی گیرنده انجام می‌شود. در این بخش سیگنال ارسالی از فرستنده مجدداً بازسازی شده و به گیرنده تزریق می‌شود. سپس در یک تفریق‌کننده، از سیگنال دریافتی در گیرنده کم می‌شود. با این روش مؤلفه اصلی تداخل حذف می‌شود. تداخل باقیمانده پس از این دو مرحله، در بخش باند پایه^۹ گیرنده و معمولاً به صورت دیجیتال حذف می‌شود. با توجه به قابلیت‌ها و قدرت پردازشی بالای بخش دیجیتال، حذف تداخل در این بخش از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است.

زنجیره RF فرستنده و گیرنده ایده‌آل نیست و سبب اعوجاج‌هایی در سیگنال ارسالی و دریافتی می‌شود. یکی از مشکلات جدی زنجیره RF، غیرخطی بودن تقویت‌کننده توان فرستنده است. بنابراین سیگنال خروجی تقویت‌کننده علاوه بر مؤلفه‌های خطی سیگنال ورودی، شامل مؤلفه‌های غیرخطی آن نیز می‌شود. معمولاً اطراف فرستنده موانعی وجود دارد که سبب می‌شود سیگنال ارسالی فرستنده پس از برخورد به آنها، از مسیرهای مختلف وارد گیرنده خودی شود. بنابراین سیگنال تداخلی شامل مؤلفه‌های خطی و غیرخطی سیگنال ارسالی است که از کانال مخابراتی چندمسیری وارد گیرنده می‌شوند. بزرگ‌ترین مؤلفه خطی سیگنال تداخلی در بخش رادیویی گیرنده حذف می‌شود و بقیه مؤلفه‌ها تا حد ممکن در باند پایه حذف می‌شوند^{۱۰} [۷]. برای این کار معمولاً رفتار غیرخطی تقویت‌کننده به همراه اثرات کانال چندمسیری مدل‌سازی شده و پارامترهای مدل با استفاده از داده‌های آموزشی تخمین زده می‌شود. حالا با استفاده از این مدل، سیگنالی مشابه تداخل باقیمانده ساخته شده و در بخش دیجیتال از آن کم می‌شود. در صورت استفاده از مدل مناسب و تخمین دقیق پارامترهای آن، تداخل باقیمانده در باند پایه به میزان قابل توجهی کاهش می‌یابد [۷].

همان‌طور که گفته شد، بخش مهمی از حذف تداخل خودی در باند پایه انجام می‌شود. برای انجام این کار، معمولاً سمبل ارسالی فرستنده وارد بلوک "بازسازی‌کننده تداخل" شده تا سمبل تداخل خودی را بازسازی کند. سپس این سمبل بازسازی شده، در بخش باند پایه از سمبل‌های دریافتی تفریق می‌شود. اما در واقعیت، عملکرد تقویت‌کننده توان غیرخطی، روی سمبل‌های ارسالی نیست. تقویت‌کننده توان سیگنال خروجی فیلتر شکل‌دهنده پالس^{۱۱} را در فرکانس حامل^{۱۲} گرفته و تقویت می‌کند (به تفاوت سمبل و سیگنال توجه کنید). این موضوع سبب می‌شود سمبل تداخلی به‌درستی از روی سمبل ارسالی بازسازی نشود. این موضوع در ادامه به صورت کامل توضیح داده خواهد شد. اگر عملکرد تقویت‌کننده توان خطی باشد، تفاوت بین سمبل و سیگنال اهمیت چندانی ندارد؛ زیرا اثر فیلتر شکل‌دهنده پالس، با فیلتری مشابه فیلتر شکل‌دهنده پالس در گیرنده به نام فیلتر منطبق^{۱۳} به طور کامل معکوس می‌شود [۸]. سپس متعادل ساز و آشکار ساز، از روی سمبل‌های دریافتی بعد از

جدول ۱: پارامترهای مورد استفاده در مقاله	
پارامتر	توضیح
$s[n]$	سمبل ارسالی فرستنده گره ۱
$x[k]$	سیگنال ارسالی فرستنده گره ۱
M	ضریب upsampling یا تعداد نمونه‌ها در هر سمبل پس از فیلتر شکل‌دهنده پالس
$g_T[k]$	ضرایب فیلتر شکل‌دهنده پالس
$g_R[k]$	ضرایب فیلتر منطبق در روش متداول
N	تعداد کل سمبل‌های ارسالی فرستنده
L_g	گستره زمانی فیلتر شکل‌دهنده پالس و فیلتر منطبق بر حسب تعداد سمبل
$h[k]$	پاسخ ضربه گسسته کانال تداخلی
$y[k]$	سیگنال تداخلی دریافتی در گره ۱
$r[n]$	سمبل تداخلی دریافتی در گره ۱
$w[k]$	سیگنال نویز دریافتی در گره ۱
$\omega[n]$	سمبل نویز دریافتی در گره ۱
$u[n]$	سمبل ارسالی گره ۲ برای گره ۱
$z[k]$	سیگنال مطلوب دریافتی از گره ۲ در گره ۱
$v[n]$	سمبل مطلوب دریافتی از گره ۲ در گره ۱
$\eta[k]$	مجموع سیگنال دریافتی در گره ۱
$\lambda[n]$	مجموع سمبل‌های دریافتی در گره ۱
$\mathbf{q}$	بردار پارامترهای مدل Hammerstein، رابطه (Y)
L_q	طول فیلتر Hammerstein بر حسب سمبل
P	درجه چندجمله‌ای مدل Hammerstein
$g_1[k]$	ضرایب فیلتر منطبق در روش جدید ارائه‌شده

۲- مرور کارهای قبلی

سیستم‌های مخابراتی FD چند سالی است که مورد توجه جدی قرار گرفته و پژوهش‌های مختلفی روی آنها انجام می‌شود [۹]. عملکرد مناسب سیستم مخابراتی FD در گرو حذف تداخل خودی ورودی به گیرنده است. جهت حذف تداخل به میزان کافی، معمولاً این کار در چند قسمت، شامل آنتن، بخش رادیویی و بخش دیجیتال گیرنده انجام می‌شود [۶]. به علت دردسترس بودن قدرت پردازشی بیشتر در بخش دیجیتال، مراجع بسیاری موضوع حذف تداخل خودی را در بخش دیجیتال در نظر گرفته‌اند. تعدادی از این مراجع که ارتباط نزدیک‌تری با مقاله فعلی دارند، در این قسمت به صورت مختصر بررسی شده‌اند.

چون تداخل خودی ورودی به گیرنده در مسیر خود از تقویت‌کننده توان غیرخطی و کانال چندمسیری گذشته است، بنابراین جهت حذف بهتر آن، نیاز به مدل‌سازی تقویت‌کننده و کانال داریم. مدل Hammerstein روش نسبتاً ساده و مناسبی برای انجام این کار است و در بسیاری از مقاله‌ها از این مدل استفاده شده

فیلتر منطبق، سمبل‌های ارسالی فرستنده را تخمین می‌زنند. چون در فیلتر منطبق downsampling داریم، بنابراین حجم داده‌ها هنگام پردازش سمبل‌های خروجی فیلتر منطبق، به مراتب کمتر از حجم داده‌ها در سیگنال ورودی فیلتر است. بنابراین در بیشتر مواقع اثر فیلتر شکل‌دهنده پالس و فیلتر منطبق در بررسی، شبیه‌سازی و تحلیل‌های مخابراتی دیده نمی‌شود. اما در مسئله حذف تداخل خودی، باید اعوجاج غیرخطی تقویت‌کننده توان را در نظر بگیریم. در این شرایط اثر فیلتر شکل‌دهنده پالس در فرستنده، با فیلتر منطبق در گیرنده به طور کامل حذف نمی‌شود. این موضوع که در بیشتر مقاله‌های قبلی نادیده گرفته شده است، در مقاله ما مورد توجه قرار خواهد گرفت. ابتدا اثر فیلتر شکل‌دهنده پالس و فیلتر منطبق را در حضور تقویت‌کننده توان غیرخطی در نظر می‌گیریم و نشان می‌دهیم حذف تداخل فقط با استفاده از سمبل‌های ارسالی و سمبل‌های خروجی فیلتر منطبق در گیرنده، بدون خطا نیست. سپس روشی برای کاهش این خطا ارائه می‌کنیم. از آنجاکه مشکل ذکر شده از عدم تطبیق کامل فیلتر منطبق با فیلتر شکل‌دهنده پالس در حضور تقویت‌کننده غیرخطی ناشی می‌شود، در روش جدید، یک فیلتر منطبق متفاوت از فیلتر شکل‌دهنده پالس را جهت تخمین سمبل‌های تداخلی پیشنهاد خواهیم کرد. سپس خواهیم دید که عملکرد این فیلتر جهت حذف تداخل خودی، بهتر از روش متداول است.

در ادامه در بخش ۲، مرور مختصری از پژوهش‌های قبلی در موضوع حذف تداخل بخش دیجیتال خواهیم داشت. سپس مدل سیستم مورد بحث در بخش ۳ و حذف تداخل خودی در بخش ۴ بررسی خواهد شد. ضعف روش متداول که اثر فیلتر شکل‌دهنده پالس و فیلتر منطبق را در نظر نمی‌گیرند نیز در بخش ۴ توضیح داده خواهد شد. در بخش ۵ روش پیشنهادی ما ارائه شده است. در بخش ۶ نیز شبیه‌سازی‌های مختلفی جهت نمایش عملکرد بهتر روش پیشنهادی آورده شده است. در نهایت در بخش ۷، نتیجه‌گیری‌های پژوهش بیان می‌شود.

از آنجاکه تعداد پارامترهای استفاده شده نسبتاً زیاد است، جهت سهولت، پارامترهای مهم در جدول ۱ به همراه توضیح مختصر آنها آورده شده است. در ضمن، طبق نوشتار متداول، متغیرهای عددی با حروف کوچک مورب، بردارها با حروف کوچک توپر و ماتریس‌ها با حروف بزرگ توپر نوشته شده‌اند. لطفاً به تفاوت سمبل و سیگنال توجه کنید. سمبل‌ها در خروجی مدولاتور فرستنده و قبل از فیلتر شکل‌دهنده پالس وجود دارند. همچنین در خروجی فیلتر منطبق و ورودی دمدولاتور گیرنده، سمبل داریم. اما سیگنال، در فرستنده بعد از فیلتر شکل‌دهنده پالس، در کانال مخابراتی و در گیرنده تا قبل از فیلتر منطبق وجود دارد. بنابراین، n زمان گسسته سمبل‌ها و k زمان گسسته سیگنال را نشان می‌دهد.

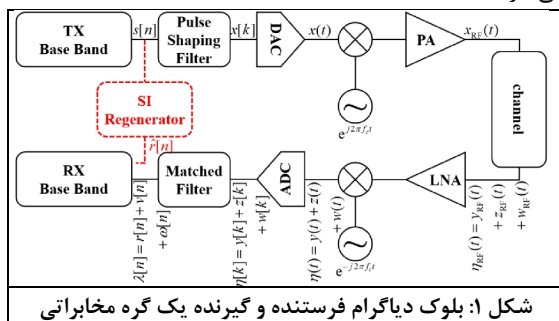
برابر ML_g خواهد بود. سیگنال گسسته در زمان $x[k]$ از مبدل دیجیتال به آنالوگ^{۱۵} گذشته و سیگنال پیوسته در زمان $x(t)$ را تولید می‌کند. این سیگنال در مخلوط‌کننده^{۱۶} به باند گذر^{۱۷} منتقل شده و از تقویت‌کننده توان می‌گذرد. سیگنال خروجی تقویت‌کننده $x_{RF}(t)$ است که به صورت تابعی غیرخطی از ورودی تقویت‌کننده و به صورت رابطه (۲) قابل نوشتن است.

$$x_{RF}(t) = \mathcal{F}(x(t)e^{j2\pi f_c t}) \quad (2)$$

در رابطه (۲)، $\mathcal{F}(\cdot)$ تابع غیر خطی بین ورودی و خروجی تقویت‌کننده توان است. دقت شود که همه سمبل‌ها و سیگنال‌ها مختلط هستند. با این حال جهت اختصار، این موضوع در شکل ۱ به صورت صریح نمایش داده نشده است. به علت غیرخطی بودن تابع $\mathcal{F}(\cdot)$ ، بخشی از سیگنال خروجی تقویت‌کننده، داخل باند و حول فرکانس حامل f_c قرار می‌گیرد. بخشی هم خارج از باند و حول فرکانس αf_c ، $\alpha = 2, 3, \dots$ واقع می‌شوند [۱۸، ۱۹]. برای نشان دادن این موضوع، می‌توان رابطه (۲) را به صورت

$$x_{RF}(t) = \mathcal{F}_1(x(t))e^{j2\pi f_c t} + \sum_{\alpha=2}^{\infty} \mathcal{F}_\alpha(x(t))e^{j2\pi \alpha f_c t} \quad (3)$$

بازنویسی کرد. در این رابطه $\mathcal{F}_1(\cdot)$ تابعی غیرخطی تقویت‌کننده توان در باند پایه است که مؤلفه‌های خروجی آن حول فرکانس f_c واقع می‌شود. به همین ترتیب $\mathcal{F}_\alpha(\cdot)$ تابعی غیرخطی تقویت‌کننده توان در باند پایه است که مؤلفه‌های خروجی آن حول فرکانس αf_c قرار می‌گیرد.



سیگنال تقویت شده $x_{RF}(t)$ از فرستنده گره ۱ برای گیرنده گره ۲ ارسال می‌شود. ولی هم‌زمان از طریق کانال چندمسیری به گیرنده خودی هم نشت می‌کند. سیگنال تداخلی دریافتی در ابتدای گیرنده $y_{RF}(t)$ است. جهت سادگی، فعلاً سیگنال دریافتی از گره ۲ در نظر گرفته نشده است. سیگنال در تقویت‌کننده کم‌نویز گیرنده تقویت می‌شود. فرض می‌کنیم تقویت‌کننده کم‌نویز عملکرد خطی دارد و بخش خارج از باند تداخل را به کلی حذف می‌کند. از این رو سیگنال تداخلی پس از عبور از مخلوط‌کننده به صورت

$$y(t) = \mathcal{F}_1(x(t)) * h(t) \quad (4)$$

خواهد بود. در رابطه (۴)، $h(t)$ پاسخ ضربه کانال تداخلی در باند پایه است. علامت * نیز عملگر کانولوشن را نشان می‌دهد. سیگنال تداخلی پیوسته در زمان $y(t)$ در مبدل آنالوگ به دیجیتال با نرخ

است. به عنوان مثال در [۱۰]، ابتدا مدل غیرخطی تقویت‌کننده توان با استفاده از بسط فوریه تعمیم‌یافته با پایه‌های متعامد Laguerre استخراج شده است. سپس سمبل‌های تداخلی با استفاده از مدل Hammerstein تخمین زده شده و در گیرنده از سمبل‌های دریافتی کم می‌شود. در [۱۱] تداخل خودی همه بلوک‌های زنجیره RF فرستنده و گیرنده به کمک روش Hammerstein مدل‌سازی و سپس حذف تداخل انجام شده است. در مقاله [۱۲] تغییرات زمانی کانال مخابراتی و تغییراتی که به مرور زمان در تقویت‌کننده توان ایجاد می‌شود، بررسی شده است. در این مقاله از مدل Hammerstein و فضای حالت در کنار فیلتر کالمن برای رهگیری این تغییرات استفاده شده است. مدل Hammerstein در [۱۳] با استفاده از چند اپراتور غیرخطی توسعه یافته است. بنابراین اثر غیرخطی تقویت‌کننده کم‌نویز^{۱۴} در گیرنده نیز در نظر گرفته شده است. موضوعی که به ادعای نویسندگان، در روش متداول Hammerstein قابل مدل‌سازی نیست. در مقاله [۱۴] جهت کاهش حجم محاسبات و امکان پیاده‌سازی مدل بر روی FPGA، از تکنیک درون‌یابی در کنار مدل Hammerstein استفاده شده است. در نهایت سیستم FD پیاده‌سازی و در شرایط واقعی آزمایش شده است. چند مقاله مانند [۱۵، ۱۶، ۱۷] هم مدل‌سازی و حذف تداخل را با استفاده از شبکه عصبی انجام داده‌اند. ولی برای تولید داده و آموزش شبکه، از روش Hammerstein برای مدل‌سازی اثرات نامطلوب زنجیره RF فرستنده و گیرنده استفاده کرده‌اند.

۳- مدل سیستم

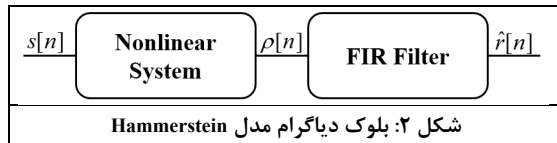
بخش‌های اصلی فرستنده و گیرنده یک گره مخابراتی در شکل ۱ رسم شده است. این گره را گره شماره ۱ در نظر می‌گیریم که قصد دارد به صورت FD برای گره شماره ۲ داده ارسال کرده و از آن داده دریافت کند. از آنجاکه بحث مورد نظر ما در این مقاله حذف تداخل خودی است، گره شماره ۲ و جزئیات آن در شکل ۱ نیامده است. با این حال بلوک دیاگرام آن کاملاً مشابه شکل ۱ است.

در بخش باند پایه فرستنده گره شماره ۱، انواع پردازش‌های لازم مانند کدینگ، مدولاسیون دیجیتال و مدولاسیون OFDM انجام شده و سمبل $s[n]$ از آن خارج می‌شود. مدت زمان هر سمبل را برابر T_{sym} در نظر می‌گیریم. سمبل $s[n]$ در فیلتر شکل‌دهنده پالس upsample شده و سپس فیلتر می‌شود. اگر نرخ upsampling برابر M و ضرایب فیلتر $g_T[k]$ باشد، سیگنال خروجی فیلتر به صورت

$$x[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n]g_T[k-nM] \quad (1)$$

خواهد بود. در این رابطه N تعداد کل سمبل‌های ارسالی فرستنده است. گستره زمانی فیلتر شکل‌دهنده پالس که می‌تواند root raised cosine یا هر شکل دیگری باشد، $T_g = L_g T_{\text{sym}}$ معادل L_g سمبل است. باتوجه به نرخ upsampling، تعداد ضرایب این فیلتر

است. P عدد فرد است و $\{a_1, a_3, \dots, a_P\}$ ضرایب چندجمله‌ای و پارامترهای مدل هستند. توجه کنید که تقویت‌کننده توان اغلب با چندجمله‌ای‌های با توان فرد مدل می‌شود. از این‌رو در رابطه (۶) ضرایب $\{a_0, a_2, \dots, a_{P-1}\}$ دیده نمی‌شوند. ضرایب فیلتر FIR هم به عنوان پارامترهای مدل و به صورت $\{q_0, q_1, \dots, q_{L_q-1}\}$ با طول L_q سمبل در نظر گرفته می‌شود.



جهت تنظیم پارامترهای مدل Hammerstein، فرستنده گر ۲ در مدت زمان مشخصی سیگنال ارسال نمی‌کند. در عوض فرستنده خودی $N^{(p)}$ سمبل‌های راهنما $s^{(p)}[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N^{(p)} - 1$ را ارسال کرده و این سمبل‌ها به صورت سمبل‌های $\lambda^{(p)}[n] = r^{(p)}[n] + \omega^{(p)}[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N^{(p)} - 1$ شامل سمبل‌های تداخلی و نویز در گیرنده خودی دریافت می‌شوند [۱۶]. بنابراین رابطه بین سمبل‌های ورودی، پارامترهای مدل و خروجی بازسازی‌کننده تداخل، به صورت رابطه (۷) خواهد بود.

$$\lambda^{(p)} = \mathbf{S}^{(p)} \times \mathbf{q} \quad (۷)$$

در رابطه (۷) بردار پارامترهای مدل و سمبل‌های دریافتی در رابطه‌های (۸) آورده شده است. ماتریس سمبل‌های ورودی با ابعاد $N^{(p)} \times L_q \frac{P+1}{2}$ نیز در رابطه (۹) در ابتدای صفحه بعد نوشته شده است.

$$\mathbf{q} = \begin{pmatrix} q_0 a_1 \\ \vdots \\ q_0 a_P \\ q_1 a_1 \\ \vdots \\ q_1 a_P \\ \vdots \\ q_{L_q-1} a_1 \\ \vdots \\ q_{L_q-1} a_P \end{pmatrix}, \quad \lambda^{(p)} = \begin{pmatrix} \lambda^{(p)}[0] \\ \lambda^{(p)}[1] \\ \vdots \\ \lambda^{(p)}[N^{(p)} - 1] \end{pmatrix} \quad (۸)$$

باتوجه به معلوم بودن سمبل‌های راهنمای ارسالی و دریافتی، پارامترهای مدل Hammerstein با رابطه (۱۰) تخمین زده می‌شود [۱۳].

$$\mathbf{q} = (\mathbf{S}^{(p)\dagger} \mathbf{S}^{(p)})^{-1} \mathbf{S}^{(p)} \times \lambda^{(p)} \quad (۱۰)$$

$$\mathbf{S}^{(p)} = \begin{pmatrix} s^{(p)}[0] & s^{(p)}[0] |s^{(p)}[0]|^2 & \dots & s^{(p)}[0] |s^{(p)}[0]|^{p-1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s^{(p)}[L_q - 1] & s^{(p)}[L_q - 1] |s^{(p)}[L_q - 1]|^2 & \dots & s^{(p)}[L_q - 1] |s^{(p)}[L_q - 1]|^{p-1} & \dots & s^{(p)}[0] & s^{(p)}[0] |s^{(p)}[0]|^2 & \dots & s^{(p)}[0] |s^{(p)}[0]|^{p-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s^{(p)}[L_q] & s^{(p)}[L_q] |s^{(p)}[L_q]|^2 & \dots & s^{(p)}[L_q] |s^{(p)}[L_q]|^{p-1} & \dots & s^{(p)}[1] & s^{(p)}[1] |s^{(p)}[1]|^2 & \dots & s^{(p)}[1] |s^{(p)}[1]|^{p-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s^{(p)}[N^{(p)} - 1] & s^{(p)}[N^{(p)} - 1] |s^{(p)}[N^{(p)} - 1]|^2 & \dots & s^{(p)}[N^{(p)} - 1] |s^{(p)}[N^{(p)} - 1]|^{p-1} & \dots & s^{(p)}[N^{(p)} - L_q + 1] & s^{(p)}[N^{(p)} - L_q + 1] |s^{(p)}[N^{(p)} - L_q + 1]|^2 & \dots & s^{(p)}[N^{(p)} - L_q + 1] |s^{(p)}[N^{(p)} - L_q + 1]|^{p-1} \end{pmatrix} \quad (۹)$$

$$F_s = \frac{1}{MT_{\text{sym}}}$$

نمونه‌برداری شده و به سیگنال گسسته در زمان $y[k] = \mathcal{F}_1(x[k]) * h[k]$ تبدیل می‌شود. در نهایت سیگنال گسسته در زمان در فیلتر منطبق با ضرایب $g_R[k]$ فیلتر و downsample می‌شود. خروجی فیلتر منطبق برابر سمبل $r[n]$ و به صورت

$$\begin{aligned} r[n] &= \sum_{m=0}^{MN-1} y[m] g_R[nM - m] \\ &= \sum_{m=0}^{MN-1} (\mathcal{F}_1(x[m]) * h[m]) g_R[nM - m] \end{aligned} \quad (۵)$$

خواهد بود. نویز ورودی گیرنده نیز $w_{\text{RF}}(t)$ است. این نویز در زنجیره گیرنده بعد از مخلوط‌کننده، مبدل آنالوگ به دیجیتال و فیلتر منطبق به ترتیب $w(t)$ ، $w[k]$ و $\omega[n]$ است.

بلوک دیاگرام گر ۲ نیز مانند شکل ۱ است. بنابراین فرستنده گر ۲ سمبل $u[n]$ را ابتدا به سیگنال گسسته در زمان و بعد از آن به سیگنال پیوسته در زمان تبدیل می‌کند. سپس سیگنال را به باند گذر حول فرکانس حامل f_c منتقل کرده و تقویت می‌کند. در نهایت این سیگنال از طریق کانال چندمسیری برای گر ۱ ارسال می‌شود. سیگنال دریافتی پس از عبور از زنجیره RF گیرنده گر ۱، بعد از مخلوط‌کننده، مبدل آنالوگ به دیجیتال و فیلتر منطبق به ترتیب $z[k]$ ، $v[n]$ و $z(t)$ است. باتوجه به عملکرد FD گر شماره ۱، تداخل، سیگنال مطلوب و نویز، هم‌زمان وارد گیرنده می‌شوند. بنابراین سیگنال ورودی به فیلتر منطبق $\eta[k] = y[k] + z[k] + w[k]$ و سمبل خروجی از آن به صورت $\lambda[n] = r[n] + v[n] + \omega[n]$ خواهد بود.

۴- حذف تداخل خودی

۴-۱- روش متداول مبتنی بر مدل Hammerstein

جهت حذف تداخل در باند پایه در روش متداول، سیستم بازسازی‌کننده تداخل سعی می‌کند سمبل تداخلی $r[n]$ را با کمینه خطا و به صورت $\hat{r}[n]$ تخمین بزند. این بلوک که در شکل ۱ با خط چین نشان داده شده است، معمولاً از مدل Hammerstein برای مدل سازی هم‌زمان تقویت‌کننده توان و کانال چندمسیری استفاده می‌کند [۲۰]. مدل Hammerstein از یک سیستم غیرخطی و یک فیلتر FIR به صورت متوالی مطابق شکل ۲ ساخته می‌شود [۲۰]. بخش غیرخطی اغلب به صورت چندجمله‌ای درجه P مدل می‌شود و خروجی آن برابر

$$\rho[n] = \sum_{p=1, p=2\ell+1}^P a_p s[n] |s[n]|^{p-1} \quad (۶)$$

$\mathcal{F}_1(s[0]+s[1]) = s^3[0] + s^3[1] + 3s^2[0]s[1] + 3s[0]s^2[1]$ multiplicative terms	(۱۳)
---	------

می‌شود. در صورتی که رابطه (۱۳) در (۱۲) قرار گرفته و ساده شود، سمبل تداخلی $r[n]$ به جمله‌های ترکیبی مانند $s^2[0]s[1]$ و $s[0]s^2[1]$ هم وابسته خواهد بود. اگر به شکل ۲ و رابطه (۶) توجه کنید، مشخص است که مدل Hammerstein قابلیت تولید جمله‌های ترکیبی را ندارد. بنابراین قادر نیست سمبل تداخلی را بدون خطا تخمین بزند. این مشکل با افزایش درجه مدل غیرخطی Hammerstein نیز رفع نمی‌شود. در ادامه با روشی متفاوت به این موضوع توجه کرده و سعی می‌کنیم مشکل را تا حد ممکن برطرف کنیم.

۵- روش پیشنهادی حذف تداخل خودی

۵-۱- فیلتر منطبق جدید

روش پیشنهادی ساده اما کارآمد است. در این روش فیلتر $g_R[k]$ منطبق با فیلتر شکل‌دهنده پالس $g_T[k]$ نیست. از این رو آن را $g_I[k]$ می‌نامیم. طول این فیلتر را نیز هم‌اندازه $g_R[k]$ و برابر L_g سمبل فرض می‌کنیم. ضرایب این فیلتر به صورتی تعیین می‌شود که به ازای سیگنال ورودی تداخلی $y[k]$ ، خروجی فیلتر برابر سمبل $s[n]$ شود. چون سمبل $s[n]$ برای گیرنده معلوم است، بخش باند پایه گیرنده به راحتی سمبل تداخلی را حذف می‌کند. در این روش به مدل Hammerstein یا ساختار مشابه آن، بین بخش باند پایه فرستنده و گیرنده نیازی نیست و بخشی که با خط‌چین در شکل ۱ رسم شده است، حذف می‌شود. در روش جدید، فیلتر منطبق مانند یک متعادل‌ساز با فاصله کسری^{۱۹} عمل کرده و تلاش می‌کند سمبل ارسالی که از تقویت‌کننده توان غیرخطی و کانال چندمسیری گذشته است را مجدداً به همان سمبل ارسالی تبدیل کند [۲۲]. در صورت انجام مناسب این کار، حذف تداخل به سادگی انجام خواهد شد. در مقاله [۱۷] از شبکه عصبی برای تخمین و حذف تداخل خودی استفاده شده است. در این مقاله بدون ذکر دلیل از ساختاری مشابه متعادل‌ساز فاصله کسری استفاده شده و اثرات و بهبود عملکرد آن نیز بررسی نشده است.

جهت تنظیم ضرایب $g_I[k]$ ، مجدداً فرستنده گره ۲ در مدت زمان مشخصی سیگنال ارسال نمی‌کند و فرستنده خودی $N^{(p)}$ سمبل‌های راهنما $s^{(p)}[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N^{(p)} - 1$ را ارسال می‌کند. این سمبل‌ها پس از زنجیره RF فرستنده، کانال چند مسیری و زنجیره RF گیرنده، قبل از فیلتر منطبق به صورت سیگنال گسسته در زمان $n = 0, 1, \dots, MN^{(p)} - 1$ ، $\eta^{(p)}[k] = y^{(p)}[k] + w^{(p)}[k]$ دریافت می‌شوند. فیلتر منطبق همانند متعادل‌ساز سعی می‌کند از روی $\eta^{(p)}[k]$ ، $k = 0, 1, \dots, MN^{(p)} - 1$ ، سمبل‌های تداخلی $s^{(p)}[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N^{(p)} - 1$ را درست کند. چون فیلتر منطبق

پس از این، فرستنده گره ۱ و گره ۲ ارسال داده‌های خود را به صورت FD آغاز می‌کنند. فرستنده گره ۱ سمبل‌های $s[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N - 1$ و فرستنده گره ۲ سمبل‌های $u[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N - 1$ را برای طرف مقابل ارسال می‌کند. گیرنده گره ۱ علاوه بر دریافت سمبل‌های ارسالی گره ۲، سمبل‌های فرستنده خودی را نیز به صورت تداخلی به همراه نویز دریافت می‌کند. بنابراین سمبل‌های دریافتی در گیرنده گره ۱ برابر $\lambda[n] = r[n] + v[n] + \omega[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N - 1$ است. بازسازی‌کننده تداخل نیز سمبل تداخلی را به صورت $\hat{r}[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N - 1$ تخمین می‌زند. سپس $\lambda[n]$ به همراه $\hat{r}[n]$ وارد بخش باند پایه جهت حذف تداخل می‌شوند. در صورتی که سمبل تخمینی مشابه سمبل تداخلی باشد، $\epsilon[n] = r[n] - \hat{r}[n]$ مقدار ناچیزی خواهد داشت و آشکارسازی و دمدولاسیون سمبل ارسالی گره ۲ با استفاده از $\lambda[n] = v[n] + (\epsilon[n] + \omega[n])$ به خوبی انجام خواهد شد.

۴-۲- ضعف مدل Hammerstein

باتوجه به شکل ۱، می‌توانیم رابطه (۵) را به صورت

$r[n] = \mathcal{D}_M \{ g_R[k] * h[k] * \mathcal{F}_1(g_T[k] * \mathcal{U}_M\{s[n]\}) \}$	(۱۱)
--	------

بازنویسی کنیم. در این رابطه $\mathcal{U}_M\{\cdot\}$ و $\mathcal{D}_M\{\cdot\}$ نمایش‌دهنده عمل upsampling و downsampling با مرتبه M هستند. از این رو $\mathcal{U}_M\{s[n]\} = s[\frac{n}{M}] = s[k]$ برابر $\mathcal{D}_M\{r[k]\}$ و $\mathcal{D}_M\{r[k]\} = r[kM] = r[n]$ است. دقت کنید که n زمان گسسته با فرکانس نمونه‌برداری $1/T_{\text{sym}}$ و k زمان گسسته با فرکانس نمونه‌برداری M/T_{sym} را نشان می‌دهد. چون عملگر کانولوشن

جایجایی دارد، می‌توان رابطه (۱۱) را به صورت

$r[n] = \mathcal{D}_M \{ h[k] * g_R[k] * \mathcal{F}_1(g_T[k] * \mathcal{U}_M\{s[n]\}) \}$ $= \mathcal{D}_M \{ h[k] * g_R[k] * \mathcal{F}_1(g_T[k] * s[k]) \}$	(۱۲)
---	------

نیز نوشت. چون طول فیلتر شکل‌دهنده پالس بیشتر از یک سمبل است، $L_g > 1$ ، بنابراین عبارت $g_T[k] * s[k]$ در رابطه (۱۲) ترکیب خطی از تعدادی سمبل ارسالی فرستنده است. وقتی این عبارت از تابع غیرخطی $\mathcal{F}_1$ می‌گذرد، سمبل‌هایی تولید می‌شود که این سمبل‌ها با استفاده از مدل Hammerstein در شکل ۲ قابل تولید نیستند. بنابراین استفاده از مدل Hammerstein در سیستم‌های مخابراتی متداول، دقیق نیست و با تقریب درست است. اگر چه این تقریب نسبتاً مناسب است، اما در ادامه نشان خواهیم داد که روش پیشنهادی ما می‌تواند این تقریب را دقیق‌تر و بهتر کند.

به عنوان مثال ترکیب خطی سمبل‌های فرستنده را خیلی ساده و به صورت $s[0] + s[1]$ فرض کنید. تابع غیرخطی را هم به صورت $\mathcal{F}_1(x) = x^3$ در نظر می‌گیریم. به این ترتیب $\mathcal{F}_1(s[0] + s[1])$ برابر

مدل و همچنین بعد از آموزش و هنگام اجرای الگوریتم قابل برسی است. هنگام آموزش و تخمین پارامترهای مدل، پیچیدگی محاسباتی مدل Hammerstein و روش پیشنهادی، تقریباً هم‌مرتبه هستند و حتی ممکن است پیچیدگی محاسباتی مدل Hammerstein کمتر هم باشد. باین حال تنظیم پارامترهای مدل معمولاً یک‌بار انجام شده و پس از آن چند ده یا چند صد بسته داده ارسال می‌شود. بنابراین پیچیدگی محاسباتی الگوریتم‌ها در زمان آموزش و تنظیم پارامترهای مدل، در مقایسه با پیچیدگی محاسباتی هنگام اجرای الگوریتم، قابل چشم‌پوشی است. پیچیدگی محاسباتی روش Hammerstein و روش جدید ارائه شده، در قسمت پیوست‌ها محاسبه و مقایسه شده است. جهت محاسبه پیچیدگی هر روش، تعداد ضرب‌های حقیقی آنها در نظر گرفته شده است.

در مدل Hammerstein، فیلتر منطبق گیرنده نیاز به انجام یک ضرب ماتریسی با ابعاد $N \times ML_g$ در $ML_g \times 1$ دارد که پیچیدگی محاسباتی آن $2N(ML_g + 1)$ است. ضرب ۲ به این دلیل است که سیگنال ورودی فیلتر منطبق مختلط ولی ضرایب فیلتر منطبق حقیقی هستند. بنابراین یک ضرب مختلط در حقیقی معادل دو ضرب حقیقی در نظر گرفته شده است. سپس جهت حذف تداخل، بازسازی‌کننده تداخل باید ماتریسی مشابه (۸) در ست کرده و پس از ضرب آن در بردار $\mathbf{q}$ ، سمبل‌های تداخلی را بازسازی کند. باتوجه به تعداد ضرب‌ها جهت ساخت ماتریس $\mathbf{S}$ ، پیچیدگی محاسباتی آن برابر $2N \frac{P+1}{2} L_q$ است. همچنین پیچیدگی محاسباتی ضرب $\mathbf{S}$ در $\mathbf{q}$ برابر $4N \frac{P+1}{2} L_q$ است. به این ترتیب پیچیدگی محاسباتی در حالت کلی برابر

$$\mathcal{O}_{\text{Hammerstein}} = 2N(ML_g + 1) + 6N \frac{P+1}{2} L_q \quad (17)$$

$$\mathbf{E}^{(p)} = \begin{pmatrix} \eta^{(p)}[0] & \eta^{(p)}[1] & \dots & \eta^{(p)}[ML_g - 1] \\ \eta^{(p)}[M] & \eta^{(p)}[M+1] & \dots & \eta^{(p)}[M+ML_g - 1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta^{(p)}[(N^{(p)}-1)M] & \eta^{(p)}[(N^{(p)}-1)M+1] & \dots & \eta^{(p)}[(N^{(p)}-1)M+ML_g - 1] \end{pmatrix} \quad (15)$$

۶- شبیه‌سازی

برای شبیه‌سازی و بررسی عددی روش پیشنهادی، پارامترهای سیستم مطابق جدول ۲ تنظیم شده‌اند. در صورت تغییر هر پارامتر، مقدار جدید آن در جای مناسب ذکر شده است. جهت تحریک بهتر بخش غیرخطی تقویت‌کننده توان، سمبل‌های ورودی مشابه سمبل‌های OFDM با نسبت توان پیک به توان متوسط 20 یا PAPR حدود 13dB تولید می‌شوند. فیلتر شکل‌دهنده پالس یک فیلتر root raised cosine با فاکتور انحنای^{۲۱}

downsampling دارد، بنابراین رابطه بین سیگنال ورودی و سمبل خروجی فیلتر منطبق به‌صورت رابطه (۱۴) خواهد بود.

$$\mathbf{s}^{(p)} = \mathbf{E}^{(p)} \times \mathbf{g}_1 \quad (14)$$

طبق رابطه (۱۴)، برداری شامل $N^{(p)}$ سمبل راهنمای ارسالی، $\mathbf{g}_1$ بردار ضرایب فیلتر منطبق پیشنهادی و $\mathbf{E}^{(p)}$ در رابطه (۱۵) در ابتدای صفحه بعد آورده شده است. دقت شود که عمل downsampling فیلتر منطبق نیز در رابطه (۱۴) در نظر گرفته شده است. به این ترتیب ضرایب فیلتر منطبق پیشنهادی برابر

$$\mathbf{g}_1 = (\mathbf{E}^{(p)*} \mathbf{E}^{(p)})^{-1} \mathbf{E}^{(p)*} \times \mathbf{s}^{(p)} \quad (16)$$

تخمین زده می‌شود.

پس از این، فرستنده گره ۱ و گره ۲ ارسال داده‌های خود را به‌صورت FD آغاز می‌کنند. فرستنده گره ۱ سمبل‌های $s[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N-1$ و فرستنده گره ۲ سمبل‌های $u[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N-1$ را برای طرف مقابل ارسال می‌کنند. گیرنده گره ۱ علاوه بر دریافت سمبل‌های ارسالی گره ۲، سمبل‌های فرستنده خودی را نیز به‌صورت تداخلی به همراه نویز دریافت می‌کند. بنابراین سمبل‌های دریافتی در گیرنده گره ۱ برابر $r[n] = r[n] + v[n] + w[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N-1$ است. در روش جدید تخمینی از سمبل‌های تداخلی ارسالی به‌صورت $r[n] = \hat{s}[n]$ ، $n = 0, 1, \dots, N-1$ است. سپس $\lambda[n]$ وارد بخش باند پایه شده و از آن کم می‌شود. در صورتی که $r[n]$ با دقت خوبی مشابه $s[n]$ باشد، $\epsilon[n] = r[n] - s[n]$ مقدار ناچیزی خواهد داشت و آشکارسازی و دمدولاسیون سمبل ارسالی گره ۲ با استفاده از سمبل $\lambda[n] = v[n] + (\epsilon[n] + w[n])$ به خوبی انجام خواهد شد.

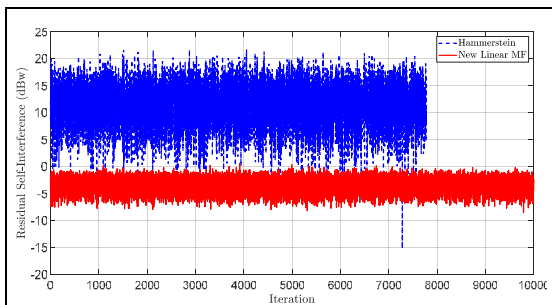
۵-۲- پیچیدگی محاسباتی

مقایسه پیچیدگی محاسباتی روش پیشنهادی با روش Hammerstein در دو بخش، هنگام آموزش و تخمین پارامترهای

خواهد بود. اما در فیلتر منطبق روش پیشنهادی، فقط نیاز به انجام یک ضرب ماتریسی با ابعاد $N \times ML_g$ در $ML_g \times 1$ داریم. بنابراین پیچیدگی محاسباتی این روش برابر

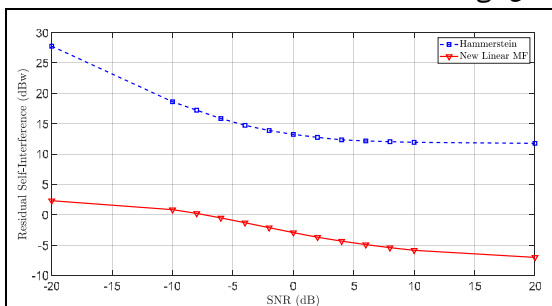
$$\mathcal{O}_1 = 2N(ML_g + 1) \quad (18)$$

می‌شود.



شکل ۳: توان تداخلی باقیمانده در تکرارهای مختلف در دو روش Hammerstein و روش پیشنهادی با فیلتر منطبق جدید

در شکل ۴ میانگین توان تداخلی باقیمانده بعد از حذف تداخل به روش Hammerstein و روش پیشنهادی بر حسب SNR مقایسه شده است. آنچه مشخص است اینکه عملکرد روش پیشنهادی در همه SNR ها بهتر از عملکرد روش Hammerstein است. همچنین با افزایش SNR، طبیعتاً تخمین پارامترهای مدل با خطای کمتر انجام شده و کاهش تداخل با دقت بیشتری انجام می شود. بنابراین توان تداخلی باقیمانده در هر دو نمودار شکل ۴، با افزایش SNR کاهش می یابد.



شکل ۴: میانگین توان تداخلی باقیمانده بر حسب SNR در دو روش Hammerstein و روش پیشنهادی با فیلتر منطبق جدید

برای مقایسه بهتر، نسبت توان تداخلی باقیمانده در روش Hammerstein به توان تداخلی باقیمانده در روش پیشنهادی، به عنوان بهره حذف تداخل روش جدید، در شکل ۵ رسم شده است. نمودار حالت محدب دارد. بهره حذف تداخل ابتدا زیاد است و با افزایش SNR کاهش می یابد. هرچه بهره کمتر می شود، عملکرد دو روش به هم نزدیک تر می شود. پایین ترین بهره حول SNR حدوداً 3dB است که در آنجا بهره به حدود 16dB می رسد. با افزایش بیشتر SNR، مجدداً بهره بیشتر شده و نمودار صعودی می شود. در SNR بالا تداخل خودی قوی است. بنابراین نقطه ضعف روش Hammerstein که در بخش ۲-۴ به آن اشاره کردیم، خود را بیشتر نشان می دهد و عملکرد بهتر روش ارائه شده نیز مشخص تر خواهد بود. اما در SNR پایین هم روش پیشنهادی بهره بالایی دارد. به نظر می رسد دلیل این عملکرد خوب، تغییر فیلتر منطبق در روش پیشنهادی است. در واقع در روش پیشنهادی، فیلتر تطبیق بیشتری با سیگنال دارد و می تواند نویز را بهتر کاهش دهد.

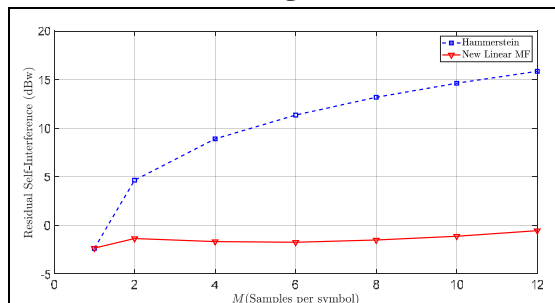
0.35 است. در مدل Hammerstein، فیلتر منطبق نیز مشابه فیلتر شکل دهنده پالس در نظر گرفته شده است. اما در روش پیشنهادی، فیلتر منطبق با ضرایب مناسب محاسبه می شود. جهت مقایسه منصفانه، L_g برای روش پیشنهادی طوری تنظیم می شود که پیچیدگی محاسباتی در روش Hammerstein و روش پیشنهادی برابر شوند. کانال مخابراتی به صورت چندمسیری است و طولی برابر 4 سمبل دارد. چون هدف این مقاله مقایسه میزان حذف تداخل و محاسبه توان تداخلی باقیمانده است، بنابراین سمبل های ار سالی گره ۲ در شبیه سازی در نظر گرفته نشده است. از این رو، نسبت توان سیگنال به توان نویز SNR یا SNR نیز مقدار توان سیگنال تداخل خودی به توان نویز را قبل از فیلتر منطبق نشان می دهد. تقویت کننده توان غیرخطی به صورت Rapp با فاکتور همواری 23 برابر 2 مدل سازی شده است [۱۰]. متوسط توان سیگنال ورودی نیز به اندازه 5dB نسبت به نقطه $33dB$ تقویت کننده توان عقب نشینی دارد؛ یعنی IBO^{25} برابر 5dB است. جهت مقایسه بهتر به صورت مونت کارلو، تعداد ۱۰ هزار بسته شامل $N^{(p)} + N$ سمبل از ۱۰ هزار کانال با شرایط مستقل از هم عبور کرده و متوسط تداخل باقیمانده در روش Hammerstein و روش پیشنهادی مقایسه شده است. هر بسته ار سالی شامل $N^{(p)}$ سمبل راهنما و به دنبال آن N سمبل داده است. هنگام ارسال سمبل های راهنما، گیرنده خودی پارامترهای مدل مورد نظر برای حذف تداخل را تخمین می زند. سپس هنگام دریافت سمبل های داده نشستی از فرستنده خودی، تداخل را تا جای ممکن حذف کرده و توان باقیمانده تداخلی را در روش های مختلف مقایسه می کند.

جدول ۲: پارامترهای شبیه سازی

پارامتر	مقدار
$N = N^{(p)}$	128
M	8
L_g	4
L_q	4
P	3

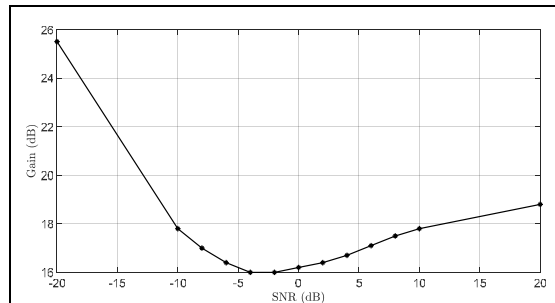
عملکرد روش Hammerstein و روش پیشنهادی با فیلتر منطبق خطی در ۱۰ هزار تکرار مونت کارلو در شکل ۳ مقایسه شده است. مقدار SNR برابر 0dB است. مشخص است که در بعضی تکرارها عملکرد روش Hammerstein بهتر و تداخل باقیمانده آن کمتر از روش پیشنهادی است. باین حال اغلب اوقات چنین نیست و عملکرد روش پیشنهادی بهتر از روش Hammerstein است. همچنین مشخص است که به صورت میانگین، عملکرد روش ارائه شده به مراتب بهتر از روش Hammerstein است و تغییرات توان تداخلی باقیمانده (واریانس) نیز در این روش کمتر است.

بیشتر شده و ضعف روش Hammerstein آشکارتر می‌شود. اما چون روش جدید ارائه شده اثر فیلترها را در نظر می‌گیرد، در همه مقادیر M عملکرد تقریباً یکسانی دارد. دقت شود که افزایش بیش از حد M نیز مناسب نیست و مانند شکل ۶، ممکن است دچار بیش‌برازش شویم. اما نکته جالب‌تر، عملکرد یکسان هر دو روش در $M=1$ است. در این حالت عملاً فیلتر شکل‌دهنده پالس و فیلتر منطبق وجود ندارد و ارسال و دریافت به‌صورت سمبلی انجام می‌شود. بنابراین روش Hammerstein دچار مشکلی که در بخش ۲-۴ برر سی کردیم، نمی‌شود و طبیعتاً عملکرد آن با عملکرد روش جدید یکسان خواهد بود. این موضوع به صورت خلاصه، ایده اصلی این مقاله را نشان داده و اثبات می‌کند.



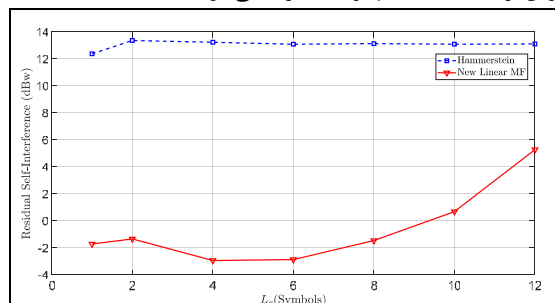
شکل ۷: میانگین توان تداخلی باقیمانده بر حسب M ، در دو روش Hammerstein و روش پیشنهادی با فیلتر منطبق جدید

در انتها در شکل ۸، میانگین توان تداخلی باقیمانده بر حسب IBO رسم و برای دو روش مقایسه شده است. هرچقدر IBO بزرگ‌تر باشد، سیگنال ورودی کمتر وارد ناحیه غیرخطی تقویت‌کننده می‌شود. بنابراین اعوجاج غیرخطی تقویت‌کننده کمتر است. همان‌طور که ملاحظه می‌کنید، روش پیشنهادی در همه مقادیر IBO، عملکرد تقریباً ثابتی دارد. اما وابستگی روش Hammerstein به IBO و مقدار اعوجاج غیرخطی تقویت‌کننده به‌مراتب بیشتر است. در مقادیر بالای IBO، تقویت‌کننده تقریباً خطی است. اما روش Hammerstein همچنان تلاش می‌کند تا سمبل‌های تداخلی را به‌صورت غیرخطی تولید کند. این موضوع سبب افت عملکرد این روش می‌شود. به عبارت دیگر، مشابه تأکیدی که در [۱۰] شده است، در روش Hammerstein باید میزان غیرخطی بودن تقویت‌کننده توان مشخص باشد و پارامترهای مدل متناسب با آن تنظیم شود. اما روش ارائه شده تا حد نسبتاً خوبی نسبت به این موضوع مصونیت دارد. بنابراین استفاده از روش پیشنهادی، در کنار عملکرد بهتری که دارد، هنگام نا کافی بودن اطلاعات ما در باره میزان اعوجاج غیرخطی تقویت‌کننده نیز پیشنهاد می‌شود.



شکل ۵: بهره حذف تداخل در روش پیشنهادی با فیلتر منطبق خطی، بر حسب SNR، نسبت به روش Hammerstein

در شکل ۶ میانگین توان تداخلی باقیمانده در مقدار SNR برابر 0dB بر حسب L_g رسم شده است. این پارامتر طول فیلتر شکل‌دهنده پالس و همچنین طول فیلتر منطبق در مدل Hammerstein را بر حسب تعداد سمبل‌ها نشان می‌دهد. عملکرد روش Hammerstein تقریباً به L_g وابسته نیست و در صورتی که فیلتر شکل‌دهنده پالس و فیلتر منطبق را در سیستم مخابراتی در نظر بگیریم، روش Hammerstein با مشکل مواجه شده و مقدار توان تداخلی حذف شده با این روش کاهش پیدا می‌کند. عملکرد روش پیشنهادی بهتر از روش Hammerstein است و در مقادیر متداول L_g تغییرات زیادی ندارد. اما در مقادیر بزرگ‌تر L_g ، فیلتر منطبق پیشنهادی دچار بیش‌برازش^{۲۶} شده و عملکرد این روش دچار افت می‌شود. به این معنی که طول فیلتر منطبق خیلی زیاد شده و هنگام آموزش با استفاده از سمبل‌های راهنما، شرایط را به‌جای یادگرفتن، حفظ می‌کند. بنابراین بعد از مرحله آموزش قادر نیست به‌درستی تداخل را حذف کند. چون فیلتر منطبق در روش Hammerstein همان فیلتر شکل‌دهنده پالس root raised cosine است و ضرایب این فیلتر سریع به سمت صفر می‌رود؛ بنابراین افزایش L_g تأثیر چندانی روی عملکرد این روش ندارد. بنابراین باید توجه داشت که افزایش بیش از حد طول فیلتر منطبق خطی در روش ارائه‌شده، سبب بهبود عملکرد نمی‌شود.



شکل ۶: میانگین توان تداخلی باقیمانده بر حسب L_g ، در دو روش Hammerstein و روش پیشنهادی با فیلتر منطبق جدید

مقایسه دیگری بین میانگین توان تداخلی باقیمانده در شکل ۷ بر حسب M انجام شده است. مقدار SNR برابر 0dB است. همان‌طور که انتظار می‌رود، عملکرد روش Hammerstein با افزایش M کاهش می‌یابد؛ زیرا با افزایش M ، اثر فیلتر شکل‌دهنده پالس

پیوست‌ها

در این بخش پیچیدگی محاسباتی دو روش Hammerstein و روش پیشنهادی، هنگام آموزش و تنظیم پارامترهای مدل محاسبه شده است.

در روش Hammerstein ابتدا در فیلتر منطبق گیرنده یک ضرب بردار در ماتریس با ابعاد $N \times ML_g$ در $ML_g \times 1$ وجود دارد که پیچیدگی محاسباتی آن $2N(ML_g + 1)$ است. سپس برای ساخت ماتریس $S^{(p)}$ در رابطه (۸)، تعداد $2N\tilde{P}L_g$ ضرب حقیقی نیاز است. $\tilde{P} = \frac{P+1}{2}$ هست. ضرب ماتریسی $S^{(p)\dagger}S^{(p)}$ تعداد $4N(\tilde{P}L_g)^2$

ضرب حقیقی دارد. معکوس ماتریس $(S^{(p)\dagger}S^{(p)})^{-1}$ در روش ساده محاسبه معکوس، تعداد $4(\tilde{P}L_g)^3$ ضرب حقیقی نیاز دارد. به همین ترتیب عملیات $S^{(p)\dagger}S^{(p)}$ و $S^{(p)} \times \lambda^{(p)}$ و $(S^{(p)\dagger}S^{(p)})^{-1}S^{(p)\dagger}$ نیز تعداد $4N(\tilde{P}L_g)^2$ و $4N\tilde{P}L_g$ ضرب حقیقی نیاز دارند. در محاسبات بالا فرض شده که $N^{(p)} = N$ است. مجموع تعداد ضرب‌های حقیقی و پیچیدگی محاسباتی در روش Hammerstein برابر

$$\mathcal{O}_{\text{Hammerstein}} = 2N(ML_g + 1) + 2N\tilde{P}L_g(4\tilde{P}L_g + 3) + 4(\tilde{P}L_g)^3 \quad (19)$$

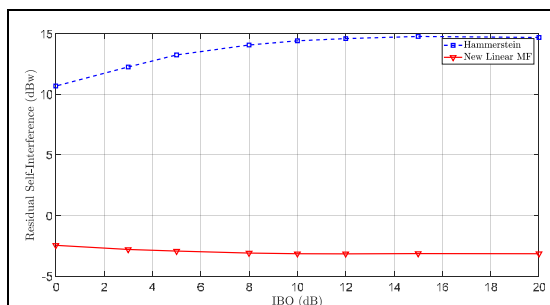
می‌شود. در روش جدید پیشنهادی مطابق رابطه (۱۶)، ضرب ماتریس در ماتریس، معکوس ماتریس، ضرب معکوس در ماتریس و در نهایت ضرب در بردار، به ترتیب $4N(ML_g)^2$ ، $4(ML_g)^3$ ، $4N(ML_g)^2$ و $4N(ML_g)$ ضرب حقیقی دارند. بنابراین، مجموع تعداد ضرب‌های حقیقی و پیچیدگی محاسباتی در روش ارائه شده برابر

$$\mathcal{O}_1 = 4N(2(ML_g)^2 + ML_g) + 4(ML_g)^3 \quad (20)$$

می‌شود. اگر فرض کنیم مقادیر M ، L_g و $\tilde{P}$ هم‌رتبه یا تقریباً برابر M هستند و $M \gg N$ است، پیچیدگی محاسباتی هر دو روش از مرتبه NM^2 است. هرچند که ممکن است مقدار ضرب‌ها در روش Hammerstein کمتر از روش پیشنهادی باشد.

مراجع

- [۱] محمد لاری، محمدحسین مختاری، «تخصیص توان در رله‌های بهره ثابت و بهره متغیر تمام دوطرفه با وجود خطای تخمین ضرایب کانال»، مجله پردازش سیگنال پیشرفته، دوره ۴، شماره ۲، ۲۳۹-۲۴۹، دانشگاه تبریز، آذر ۱۳۹۹.
- [2] N. Ginzberg, D. Regev, R. Keren, S. Shilo, D. Ezri and E. Cohen, "A four-element 5-6-GHz CMOS quadrature balanced full-duplex MIMO transmitter with wideband digital interference cancellation," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 32, no. 2, pp. 173-176, Feb. 2022.
- [۳] محمد لاری، سینا عصائیان، «معیار چند هدفی برای انتخاب آنتن در یک ایستگاه مرکزی Full-Duplex»، مجله مهندسی برق، دوره ۵۰، شماره ۳، ۱۳۶۵-۱۳۷۲، دانشگاه تبریز، آبان ۱۳۹۹.



شکل ۸: میانگین توان تداخلی باقیمانده بر حسب IBO در دو روش Hammerstein و روش پیشنهادی با فیلتر منطبق جدید

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله مسئله حذف تداخل خودی در سیستم مخابراتی FD، به‌صورت دیجیتالی در باند پایه موردتوجه قرار گرفته است. تقویت‌کننده توان فرستنده غیرخطی است و به همین دلیل برای حذف تداخل، نیاز به تخمین تداخل با در نظر گرفتن اثر غیرخطی تقویت‌کننده داریم. مدل Hammerstein یک روش مناسب برای انجام این کار است. با این حال نشان دادیم که در شرایط واقعی، وقتی فیلتر شکل‌دهنده پالس در فرستنده و فیلتر منطبق در گیرنده در نظر گرفته می‌شود، روش Hammerstein قادر به تخمین دقیق تداخل خودی نیست. از این رو جهت رفع این ضعف، فیلتر منطبق گیرنده را منطبق بر فیلتر شکل‌دهنده پالس فرستنده در نظر نگرفته و به جای آن فیلتر جدیدی را ارائه کردیم. این فیلتر جدید مانند متعادل‌ساز عمل کرده و سعی می‌کند سمبل تداخلی ارسالی فرستنده خودی را از روی سیگنال اعوجاجی دریافتی از کانال مخابراتی بازسازی کند. چون در این روش اثر فیلتر شکل‌دهنده پالس در نظر گرفته شده است، مشکل Hammerstein تا حد زیادی رفع شده و عملکرد این روش بهتر از روش متداول Hammerstein می‌شود. شبیه‌سازی‌های مختلفی که انجام شده است نیز این بهبود عملکرد و عدم نیاز به اطلاعات قبلی در مورد میزان غیرخطی بودن تقویت‌کننده را نشان می‌دهد. به عنوان مثال نشان دادیم که در صورت تنظیم صحیح پارامترها، روش پیشنهادی می‌تواند بیشتر از 16dB در مقایسه با روش Hammerstein حذف تداخل بیشتری داشته باشد.

از آنجا که تداخل دارای اعوجاج غیرخطی است، احتمالاً به کارگیری فیلتری که این عملکرد غیرخطی را نیز در نظر بگیرد، بهتر و کارآمدتر خواهد بود. بنابراین در نظر گرفتن فیلتر منطبق به‌صورت غیرخطی، به عنوان پیشنهاد در ادامه پژوهش فعلی در آینده موردتوجه قرار خواهد گرفت.

- nonlinearity," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 19, no. 7, pp. 4424-4438, July 2020.
- [14] L. Anttila et al., "Full-duplexing with SDR devices: algorithms, FPGA implementation, and real-time results," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 20, no. 4, pp. 2205-2220, April 2021.
- [15] M. Elsayed, A. A. A. El-Banna, O. A. Dobre, W. Shiu and P. Wang, "Low complexity neural network structures for self-interference cancellation in full-duplex radio," IEEE Communications Letters, vol. 25, no. 1, pp. 181-185, Jan. 2021.
- [16] D. H. Kong, Y. -S. Kil and S. -H. Kim, "Neural network aided digital self-interference cancellation for full-duplex communication over time-varying channels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 71, no. 6, pp. 6201-6213, June 2022.
- [17] K. Muranov, M. A. Islam, B. Smida and N. Devroye, "On deep learning assisted self-interference estimation in a full-duplex relay link," IEEE Wireless Communications Letters, vol. 10, no. 12, pp. 2762-2766, Dec. 2021.
- [18] M. Majidi, A. Mohammadi, and A. Abdipour, "Accurate analysis of spectral regrowth of nonlinear power amplifier driven by cyclostationary modulated signals," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 74, pp. 425-437, 2013.
- [19] M. Majidi, A. Mohammadi, A. Abdipour and M. Valkama, "Characterization and performance improvement of cooperative wireless networks with nonlinear power amplifier at relay," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 3, pp. 3244-3255, March 2020.
- [20] V. Tapio and M. Juntti, "Non-Linear Self-Interference Cancellation for Full-Duplex Transceivers Based on Hammerstein-Wiener Model," IEEE Communications Letters, vol. 25, no. 11, pp. 3684-3688, Nov. 2021.
- [21] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer, *Discrete-time Signal Processing*, Prentice Hall, 1999.
- [22] G. Narimani, P. A. Martin and D. P. Taylor, "Spectral Analysis of Fractionally-Spaced MMSE Equalizers and Stability of the LMS Algorithm," IEEE Transactions on Communications, vol. 66, no. 4, pp. 1675-1688, April 2018.
- [۴] محمد لاری، زهرا کشاورز گندمانی، «پیشینه‌سازی چندهدفی ظرفیت مؤثر رله‌های نیمه دوطرفه و تمام دوطرفه در ارسال بسته‌های کوچک»، مجله پردازش سیگنال پیشرفته، دوره ۴، شماره ۱، ۹۵-۱۱۰، دانشگاه تبریز، مرداد ۱۳۹۹.
- [5] A. Hamza et al., "A code-domain, in-band, full-duplex wireless communication link with greater than 100-dB rejection," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 69, no. 1, pp. 955-968, Jan. 2021.
- [6] Min Soo Sim, MinKeun Chung, Dongkyu Kim, Jaehoon Chung, Dong Ku Kim, and Chan-Byoung Chae, "Nonlinear Self-Interference Cancellation for Full-Duplex Radios: From Link-Level and System-Level Performance Perspectives," IEEE Communications Magazine, vol. 55, no. 9, pp. 158-167, Jun. 2017.
- [7] Y. Kurzo, A. T. Kristensen, A. Burg and A. Balatsoukas-Stimming, "Hardware implementation of neural self-interference cancellation," IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, vol. 10, no. 2, pp. 204-216, June 2020.
- [8] J.G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2008.
- [9] S. K. Sharma, T. E. Bogale, L. B. Le, S. Chatzinotas, X. Wang and B. Ottersten, "Dynamic spectrum sharing in 5G wireless networks with full-duplex technology: recent advances and research challenges," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 20, no. 1, pp. 674-707, First quarter 2018.
- [10] K. Komatsu, Y. Miyaji and H. Uehara, "Theoretical analysis of in-band full-duplex radios with parallel Hammerstein self-interference cancellers," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 20, no. 10, pp. 6772-6786, Oct. 2021.
- [11] M. A. Islam and B. Smida, "A comprehensive self-interference model for single-antenna full-duplex communication systems," ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2019, pp. 1-7.
- [12] H. Vogt, G. Enzner and A. Sezgin, "State-space adaptive nonlinear self-interference cancellation for full-duplex communication," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 67, no. 11, pp. 2810-2825, 1 June, 2019.
- [13] K. Komatsu, Y. Miyaji and H. Uehara, "Iterative nonlinear self-interference cancellation for in-band full-duplex wireless communications under mixer imbalance and amplifier

زیر نویس‌ها

^{۱۳} Matched Filter (MF)

^{۱۴} Low Noise Amplifier (LNA)

^{۱۵} Digital to Analog Convertor (DAC)

^{۱۶} Mixer

^{۱۷} Band Pass

^{۱۸} Pilot

^{۱۹} Fractionally Spaced Equalizer (FSE) یا متعادل‌سازی که در

ورودی به جای یک نمونه در هر سمبل، چند نمونه در هر سمبل دریافت کرده و وظیفه خود را با خطای کمتر انجام می‌دهد.

^{۲۰} Peak to Average Power Ratio (PAPR)

^{۲۱} Roll-off Factor

^{۲۲} Signal to Noise Ratio (SNR)

^{۲۳} Smoothness Factor

^{۲۴} نقطه‌ای که توان خروجی تقویت‌کننده در حالت غی‌رخطی، به اندازه 3dB کمتر از توان خروجی تقویت‌کننده با فرض خطی بودن آن می‌شود.

^{۲۵} Input Back-off

^{۲۶} Over-fitting

^۱ Full-Duplex (FD)

^۲ Half-Duplex (HD)

^۳ در این شرایط ممکن است تداخل اندکی از فرستنده به گیرنده خودی وارد شود که مورد بحث ما در اینجا نیست.

^۴ Spectral Efficiency

^۵ Self-Interference (SI)

^۶ Radio Frequency (RF)

^۷ Dynamic Range

^۸ Analog to Digital Convertor (ADC)

^۹ Base Band

^{۱۰} چون کانال مخابراتی چندمسی‌ری است، مؤلفه خطی سیگنال تداخلی هم از مسی‌ری‌های مختلف با تأخیرهای مختلف وارد می‌شود. اما در بخش رادیویی معمولاً بزرگترین مؤلفه خطی حذف شده و بقیه مؤلفه‌ها به همراه مؤلفه‌های غی‌رخطی در بخش دیجی‌تال حذف می‌شوند.

^{۱۱} Pulse Shaping Filter

^{۱۲} Carrier