PSC2009
24rd International Power System Conference
09-F-EPS-0168
بیست و چهارمین
کنفرانس بین‌المللی برق

طراحی و شبیه‌سازی باندپایه مودم رادیویی GMSK توسط نرم‌افزار Matlab

آزاده جعفری - معصومه رحمانی
گروه پژوهشی مخابرات - پژوهشگاه نیرو
ایران

واژه‌های کلیدی: مدولاسیون GMSK، اکوالایزر تطبیقی، سنکرون‌سازی کلاک

چکیده

در این مقاله طراحی و شبیه‌سازی یک مودم رادیویی باند پایه با نرخ بیت ۹۶۰۰ bps در پهنای باند ۱۲/۵ KHz و با مدولاسیون GMSK بررسی می‌گردد. در این مقاله نحوه طراحی فرستنده و گیرنده بطور خلاصه بیان می‌شوند. ساختار گیرنده که وظیفه دریافت و آشکارسازی دیتای ارسالی را بعهده دارد، نسبت به فرستنده، پیچیده‌تر و مهم‌تر می باشد. بنابراین در ادامه بیشتر به گیرنده و زیر بلوک‌های آن پرداخته می‌شود. الگوریتم‌های اصلی در گیرنده عبارتند از: سنکرون‌سازی کلاک به منظور یافتن timing، اکولایز کردن دیتای دریافتی به منظور خنثی کردن اثر کانال رادیویی، یافتن syncword برای مطمئن شدن از دریافت دیتای اصلی و آشکارسازی دیتای دریافتی.

این مقاله به ترتیب زیر تنظیم شده است: ابتدا مقدمه ای در مورد مودم های رادیویی و کاربردهای آنها بیان می شوند. سپس ساختار باند پایه مودم رادیویی بررسی می‌شود. در بخش بعدی الگوریتم های مختلف برای اکولایزرها و نحوه سنکرون کردن بیان می شوند. در ادامه الگوریتم پیشنهادی شامل اکوالایزر مناسب، تکنیک سنکرون سازی و یافتن timing و آشکارسازی بیان می شوند.

مقدمه:

سیستم مودم رادیویی کاربردهای فراوانی در صنعت برق دارد. در شبکه های برق، دیسپاچینگ یکی از فعالیتهای مهم به شمار می‌آید که برای فرماندهی و نگهداری شبکه الزامی است. با استفاده از این مودمهای رادیویی به راحتی می‌توان داده های تولید شده در پایانه های مختلف را به مراکز دیسپاچینگ و فرمانهای لازم را نیز از این مراکز به پایانه های مورد نظر فرستاد و پروتکلهای مختلفی را برای این منظور استفاده کرد.

بطور کلی تعدادی از کاربرد های سیستم مودم رادیویی به شرح زیر می باشد :

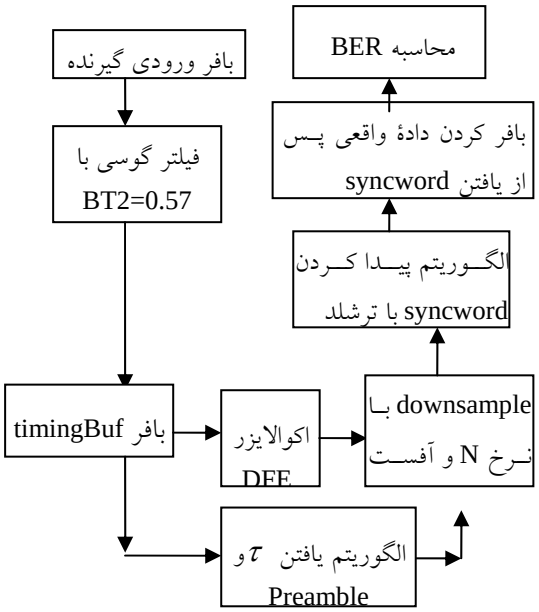
- سیستم های تله متری
- مانیتورینگ شبکه های هشدار دهنده
- جمع آوری اطلاعات و کنترل

در این مقاله یک مودم رادیویی باند پایه با نرخ بیت bps ۹۶۰۰، پهنای باند KHz ۱۲/۵ و مدولاسیون GMSK طراحی و شبیه سازی شده است. تمامی شبیه‌سازیها در این مرحله از پروژه توسط نرم‌افزار simulink و برنامه mfile در Matlab 2008bانجام شده است

۱- ساختار باند پایه مودم رادیویی

در این مقاله، فرستنده و گیرنده مودم باند پایه GMSK برای رسیدن به پهنای باند 12.5kHz با نرخ بیت 9600bps طراحی و شبیه سازی شده است.

در طراحی فرستنده، ابتدا دیتای اصلی به مدولاتور PSK باینری داده می شود. سپس دیتای مدوله شده، oversample شده و وارد فیلتر گوسی حافظه دار می شود. فیلتر گوسی بهمراه مدولاتور FM، سیگنال مدوله شده GMSK را حاصل می دهد. برای رسیدن به پهنای باند 12.5kHz، فیلتر گوسی با BT=0.27 و انحراف فرکانسی مدولاتور FM برابر با 2.4k لحاظ شده است.



شکل ۱- بلوک دیاگرام گیرنده

در گیرنده، سیگنال دریافتی، بعد از عبور از دمدولاتور FM، از فیلتر گوسی حافظه‌دار عبور داده می شود. الگوریتم سنکرونیزاسیون کلاک، برای یافتن timing سیگنال طراحی شده است. در ادامه، برای جبران خرابی کانال در گیرنده، اکوالایزر تطبیقی مناسب طراحی شده است؛ بطوریکه بتواند در هر لحظه، خرابی کانال را به نحو مناسبی جبران کند. در نهایت، پس از عبور سیگنال از اکوالایزر، الگوریتم دیگری برای یافتن نقطه دقیق دریافت اصلی دیتا طراحی شده است.

ساختار مودم باند پایه و بلوک‌های اصلی آن در شکل ۱ نمایش داده شده است.

۲- سنکرون بودن گیرنده با فرستنده از لحاظ کلاک

از میان تمام بخشهای گیرنده، سنکرون شدن گیرنده با فرستنده از اهمیت بسیار بالایی برخوردار است زیرا اگر گیرنده نتواند بخوبی با فرستنده سنکرون شود، سایر بخشها نیز نمی‌توانند کار خود را بخوبی انجام دهند و در نهایت اطلاعات فرستنده در گیرنده از دست می‌رود.

فرض کنید که فرستنده، سیگنال S(t) را ارسال می‌کند. واضح است که سیگنال S(t) را به صورت زیر می‌توان نمایش داد.

$$S(t) = \mathrm{Re}[S_l(t)e^{j2\pi f_c t}] \qquad (۱)$$

که در آن $S_l(t)$، سیگنال پایین گذر معادل سیگنال ارسالی است و f_c فرکانس کاریر می‌باشد. اگر نویز را برابر با $n(t) = \mathrm{Re}[z(t)e^{j2\pi f_c t}]$ در نظر بگیریم، آنگاه سیگنال دریافتی گیرنده r(t) عبارتست:

$$r(t) = \mathrm{Re}[S_l(t-\tau)e^{j\phi} + z(t)]e^{j2\pi f_c t}] \qquad (۲)$$

که $e^{-j2\pi f_c t} = e^{j\phi}$ می باشد. پس برای سنکرون شدن گیرنده با فرستنده باید دو پارامتر τ ، تاخیر انتشار، و $\phi = -2\pi f_c \tau$، فاز کاریر، تخمین زده شود.

پروسه تخمین پارامتر τ که به Symbol Timing مشهور است، سنکرونیزاسیون کلاک یا سنکرونیزاسیون سمبل، نیز نامیده می شود. خطای timing سمبل، باعث تأثیرات مخربی در کارکرد سیستم می شود از جمله: افزوده شدن ISI به سمبل نمونه برداری شده در گیرنده، کم شدن حاشیه نویز در آشکارسازی گیرنده و نزدیک شدن سمبل ها در نقاطی با حداکثر فاصل eye در eye diagram، همه این موارد با هم باعث زیاد شدن BER گیرنده و از بین رفتن سمبلهای واقعی

می‌شود. سه روش اصلی برای جبران مقدار Symbol Timing وجود دارد:

۱.بازیافت آنالوگ[1]: . با پردازش آنالوگ، مقدار timing را تخمین زده می شود و سپس آن را به A/D می‌دهند تا نمونه گیری از سیگنال دریافتی را با این تأخیر انجام شود.

۲.بازیافت هایبرید[2]: مشابه روش اول می‌باشد، با این تفاوت که پردازش تخمین مقدار timing، بصورت دیجیتالی انجام می‌شود.

۳.بازیافت دیجیتال[3]: A/D مستقل از مقدار τ و با نرخ نمونه برداری مشخصی از سیگنال دریافتی، نمونه گیری می‌کند. سپس مقدار τ توسط پردازش دیجیتالی، تخمین زده می‌شود و مستقیما روی جریان بیت خروجی A/D لحاظ می‌شود و خطای timing جبران می‌شود.

بنابراین مزیت مهم روش سوم، مستقل بودن نرخ نمونه برداری A/D از مقدار خطای زمانی می‌باشد. لیکن در این روش، نرخ نمونه برداری باید چندین برابر نرخ ارسال سمبل باشد که به دقت مورد نیاز برای تخمین خطای timing بستگی دارد. مسأله بالا بودن نرخ نمونه برداری در این روش، عیب محسوب نمی‌شود.

از طرف دیگر، روشهای مختلف سنکرونیزاسیون کلاک، بسته به این که در جریان بیت ارسالی فرستنده، از رشته بیت معینی شناخته شده در گیرنده و معروف به Preamble استفاده می‌شود یا نه، به ترتیب به دو نوع Data-aided و non Data-aided تقسیم می گردد. در روش اول مقداری از پهنای باند کانال، صرف ارسال preamble می‌شود. در روش دوم با الگوریتم های آماری مقدار خطای timing را محاسبه می‌شود و بنابراین پیچیدگی محاسبات در گیرنده، بالا می‌رود.

فاکتور مهم در این پروژه و بطور کلی در تمام سیستمهای packet based، زمان دستیابی به همزمانی است. بطور کلی مکانیزمهای non data aided، دیرتر همگرا می‌شوند و از طرفی چون پس از اتمام ارسال بسته اطلاعات عملاً تمام محاسبات همزمانی حذف می‌شوند و باید در مخابره بعدی مجدداً محاسبه شوند، استفاده از روشهای non data aided مقرون به صرفه نمی‌باشد. در این پروژه از روش بازیافت دیجیتال و Data-aided استفاده شده است و با توجه به طول کوتاه فریمها و استفاده از روش oversampling برای تخمین τ، به نظر می‌رسد سنکرون نبودن A/D گیرنده با فرستنده مشکل‌ساز نمی‌باشد و برای ساده سازی از جبران این مقدار صرفنظر شده است.

چون $\phi = -2\pi f_c \tau$ به نظر می‌رسد که با تخمین مقدار τ و با علم بر f_c مقدار ϕ بدست می‌آید، اما به چندین دلیل این مطلب نادرست می‌باشد. اول اینکه فرکانس کاریر گیرنده و فرستنده ممکن است با هم دقیقا برابر نباشند که این، ناشی از سخت‌افزار اسیلاتور گیرنده و فرستنده است که با گذشت زمان بتدریج دچار آفست می‌شوند. از طرف دیگر، سیگنال کاریر ایجاد شده در اسیلاتور گیرنده که برای down conversion در دمدولاتور بکار می‌رود دارای فازی برابر با سیگنال کاریر فرستنده نمی‌باشد و حتی ممکن است فاز این سیگنالها، بتدریج با گذشت زمان، نسبت به هم drift پیدا کنند. همچنین در عمل مقدار τ را حداکثر با دقتی در حدود یک درصد مقدار پریود سمبل (T) تخمین می‌زنند که این مقدار برای سنکرونیزاسیون سمبل کافی است، و مقدار خطای تخمین – ناشی از دقت الگوریتمها – با ضرب شدن در مقدار فرکانس کاریر، به عدد بزرگی تبدیل می‌شود و بنابراین خطای محاسبه ϕ، بسیار زیاد می‌شود. بنابراین پارامتر ϕ باید بطور مستقل از τ تخمین زده شود. روشهای سنکرونیزاسیون کاریر، به تخمین پارامتر ϕ می‌پردازند. گیرنده‌های non-coherent با اعمال روشهایی مانند روش تفاضلی، روش Discriminator و غیره، بدون احتیاج به تخمین ϕ، به آشکارسازی سمبل‌ها می‌پردازند. گیرنده‌های coherent برای پروسه آشکارسازی سمبل ها، احتیاج به تخمین پارامتر ϕ دارند. در این مودم چون از مدولاسیون باینری استفاده شده است و به دلیل پیچیدگی کمتر از گیرنده‌های non-coherent استفاده شده است.

---
[1] Analogue Recovery
[2] Hybrid Recovery
[3] Digital Recovery

۳- اکوالایزر در گیرندهٔ باندپایه مودم رادیویی

در سیستم‌های رادیویی، پاسخ کانال، F(z)، برای گیرنده مشخص نمی‌باشد. در ارسال اطلاعات از طریق کانال RF، سیگنال تحت تأثیر کانال، اعوجاج[1] پیدا می‌کند که باعث بوجود آمدن ISI[2] می‌شود. ISI اگر جبران نشود باعث خطای زیادی در آشکارسازی سیگنال دریافتی خواهد شد. جبران ساز ISI در سیگنال دریافتی، اکوالایزر نام دارد. هدف یک اکوالایزر کاهش ISI به گونه‌ای است، که احتمال تصمیم گیری درست را ماکزیمم کند. سه روش اصلی برای جبران سازی وجود دارد. روش اول بر مبنای معیار آشکارسازی دنباله‌ای ML (MLSE) می‌باشد که از دیدگاه احتمال خطا، روش اپتیمم است. روش دوم شامل استفاده از یک فیلتر خطی با ضرایب قابل تنظیم می‌باشد. در روش سوم، از سمبل های آشکار شده قبلی برای فرونشاندن ISI در سمبل‌های در حال آشکارسازی، استفاده می‌شود که Decision-feedback نام دارد. اکوالایزرها با هر کدام از سه الگوریتم بالا می‌توانند به دو صورت symbol-spaced و یا fractionally-spaced کار کنند. در اکوالایزرهای symbol-spaced به ازای هر دوره سمبل، اکوالایزر ضرایب وزنش را تغییر می‌دهد. در این اکوالایزرها نرخ نمونه ورودی و خروجی اکوالایزر یکسان است. این اکوالایزر فقط میتواند پاسخ فرکانسی سیگنال دریافتی را جبران کند، این اکوالایزر نمی‌تواند اعوجاج ذاتی کانال را جبران کند. برخلاف اکوالایزر symbol-spaced، اکوالایزر FSE[3] بر مبنای نمونه برداری سیگنال دریافتی با سرعتی حداقل برابر با نرخ نایکویست می‌باشد.

همچنین دو معیار مختلف برای تعیین ضرایب اکوالایزر $\{c_k\}$ وجود دارد: معیار Zero-Forcing و معیار MSE[4].

- معیار Zero-Forcing در اکوالایزرها، در حقیقت مانند عکس کانال عمل می‌کند و در حالت ایده‌ال (با تعداد تپ های نامحدود) ISI را کاملا از بین می‌برد. مشکل این الگوریتم تقویت نویز در فرکانس هایی که کانال تضعیف زیادی دارد، می‌باشد. بطوریکه تقویت نویز می‌تواند به بی‌نهایت میل کند.
- معیار MSE در اکوالایزرها، مشکل تقویت نامحدود نویز در ZF را حل کرده است. البته دیگر ISI بطور کامل از بین نمی‌رود.

پاسخ کانال در بسیاری از مواقع متغیر با زمان می‌باشد، بنابراین باید از اکوالایزرهای وفقی استفاده شود که قابلیت تطبیق با پاسخ کانال متغیر با زمان را داشته باشند. اکوالایزرهای وفقی باید بتوانند شرایط متغیر کانال را دنبال کرده و ضرایب خود را بر حسب وضعیت کانال تغییر دهند. کانال و مشخصات آن در گیرنده ناشناخته است، بنابراین یک اکوالایزر وفقی ابتدا از حالتی شروع می‌کند که یک دنباله از دادهٔ شناخته شده توسط فرستنده برای گیرنده ارسال می‌شود. این دنباله داده، training sequence، به اکوالایزر این امکان را می‌دهد تا از وضعیت کانال، اطلاعاتی بدست آورد و ضرایبش را بر حسب وضعیت کانال تنظیم کند. این مود، training mode نام دارد. سپس اکوالایزر از این ضرایب در مود decision-directed استفاده می‌کند. در این مود، گیرنده دادهٔ ناشناخته دریافت می‌کند و در نتیجه اکوالایزر از سمبل‌های آشکار شده برای تنظیم ضرایبش استفاده می‌کند.

- الگوریتم وفقی LMS، ساده ترین و پرکاربردترین الگوریتم برای فیلترهای وفقی[5] می‌باشد که سریع اجرا، اما کند همگرا می‌شود و پیچیدگی آن بطور خطی با تعداد ضرایب آن زیاد می‌شود. الگوریتم وفقی RLS[6] سریعا همگرا می‌شود و پیچیدگی آن تقریبا به نسبت مربع تعداد ضرایب اکوالایزر زیاد می‌شود. اگر تعداد ضرایب زیاد شود، این الگوریتم ناپایدار می‌شود.
- NLMS و اکوالایزر Variable-Step در مقایسه با الگوریتم LMS، نسبت به تغییرات سیگنال ورودی (مثلا توان) پایدارتر هستند.

---

[1] Distortion
[2] Intersymbol Interference
[3] Fractionally Spaced Equalizer
[4] Mean Square Error
[5] Adaptive filter
[6] Recursive Least Square

۴- طراحی و شبیه سازی مودم باندپایه GMSK

در شبیه‌سازی این سیستم، ابتدا در فرستنده، سیگنال مدوله شده PSK باینری oversample شده و از فیلتر گوسی حافظه‌دار می‌گذرد. از فیلتر دیجیتال پایین گذر FIR برای اعمال ISI و از نویز AWGN برای اعمال نویز به سیگنال استفاده شده است. سیگنال دریافتی GMSK در ورودی گیرنده باند پایه، از فیلتر تطبیق گوسی می‌گذرد تا نسبت سیگنال به نویز در ورودی گیرنده به ماکزیمم مقدار خود برسد. فیلتر گوسی فرستنده و گیرنده دارای مشخصات زیر می باشند:

BT1=0.3; Gdelay1=3; overN=5;
BT2=0.56; Gdelay2=1; overN=5;

در مودم رادیویی باند پایه به دلیل مزایای اکوالایزر DFE نسبت به اکوالایزر خطی، اکوالایزر DFE در حالت symbol-spaced و با هر دو الگوریتم وفقی LMS و NLMS شبیه‌سازی شده است؛ که در ادامه شبیه‌سازی آن، شرح داده می‌شود.

۴-۱- شبیه سازی الگوریتم سنکرون‌سازی با معیار سنجش فاصله اقلیدسی

فریم ورودی شامل ۳ بایت Preamble می‌باشد که بایت اول از این ۳ بایت Pream1 و ۲ بایت بعدی syncword نامگذاری شده‌اند. دادهٔ ارسالی را با فاکتور N=5، oversample می‌کنیم؛ تا بتوانیم شیفت فاز timing را با دقت 1/Nبرابر نرخ سمبل تخمین بزنیم.

برای شبیه سازی تقریبی کانال از یک فیلتر دیجیتال با تابع تبدیل [1 , 0.8 , -1] برای تولید ISI استفاده شده است. سپس نویز سفید گوسی (AWGN[1]) با مینیمم SNR=15[2] اضافه شده است. فرضیات زیر را در نظر می‌گیریم:

- در ابتدای دریافت داده در گیرنده، نمونه‌ای از دست نمی‌رود.
- ممکن است گیرنده قبل از دریافت دادهٔ واقعی همراه با نویز، فقط تعدادی نمونه شامل نویز یا تداخل خالص دریافت کند. تعداد نمونه های شامل نویز یا تداخل خالص دریافتی توسط گیرنده را R_b می‌نامیم. تعداد نویزهای دریافتی مشخص نیست و در هر فریم متفاوت است. بعلاوه تعدادی نمونه نامعتبر نیز توسط فیلترهای گوسی در فرستنده و گیرنده تولید شده است، بنابراین معلوم نیست اولین نمونه دادهٔ واقعی درگیرنده چندمین نمونه از یک فریم دریافتی در بافر گیرنده می‌باشد.

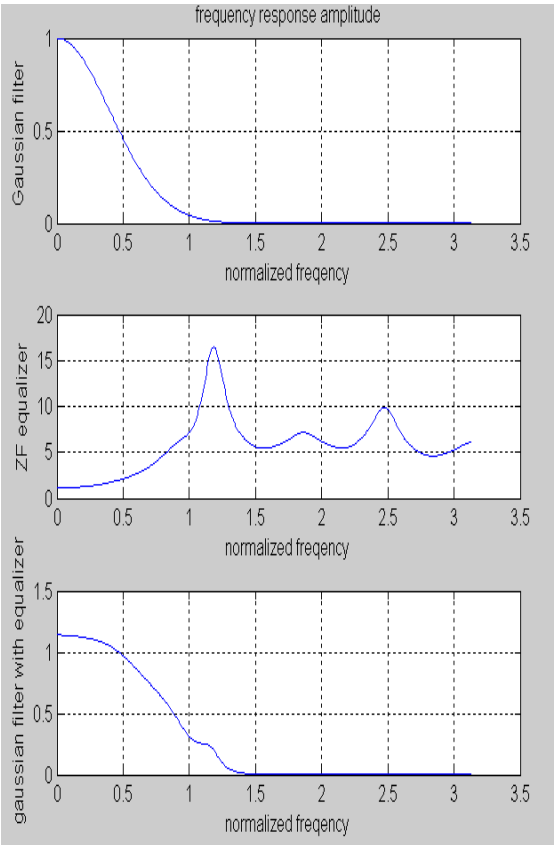
بلوک دیاگرام گیرنده در شکل ۱ نمایش داده شده است. در گیرنده فریم دریافتی را از یک فیلتر گوسی (matched filter) عبور می‌دهیم و بعد از اعمال فیلتر گوسی، باید سنکرونیزاسیون کلاک انجام گیرد تا گیرنده با فرستنده از لحاظ timing سنکرون شوند. به عبارت دیگر، باید نقطه‌ای را پیدا کنیم که downsample دادهٔ دریافتی در آن صورت گیرد. یعنی در بین نمونه های oversample شده، نمونه‌ای باید انتخاب شود که پس از آشکار سازی بهترین BER را داشته باشیم. به بیان دیگر باید بهترین آفست برای downsampling را بدست آوریم، این آفست را τ می‌نامیم. برای بدست آوردن τ، بافری به نام timingBuf را با ترشلدهای مختلفی (نقطه آغاز متفاوت) و با فاکتور N=5، در بافرهایی به طول preamble و به نام SyncBuf، downsample می‌کنیم. این بافرها باید با Pream1 مقایسه شوند و بهترین بافر از لحاظ شباهت به Pream1 انتخاب شود. سپس با ترشلد مربوط به این بهترین بافر دیتای دریافتی downsample می شود.

۴-۲- شبیه‌سازی اکوالایزر DFE با روش تطبیقی LMS درحالت Symbol-Space

علاوه بر ISI موجود در کانال رادیویی، وجود دو فیلترگوسی حافظه‌دار، باعث ایجاد ISI بیشتری در سیگنال اصلی می‌شوند لیکن به دلیل اینکه برخلاف کانال رادیویی که در هر لحظه ممکن است تغییر کند، وزنهای دو فیلتر گوسی در فرستنده و گیرنده ثابت می‌باشد، در وزن دادن اولیه به اکوالایزر تطبیقی، اقدام به جبران این مقدار ISI ناشی از فیلترهای گوسی کرده‌ایم؛ به این صورت که با استفاده از معیار ZF، ضرایب فیلتر اکوالایزر به دست آورده شده است و این مقادیر بعنوان ضرایب اولیه اکوالایزر وفقی در گیرنده استفاده شده است:

[1] Additive White Gaussian Noise
[2] Signal-to-Noise Ratio

$$\text{ZF filter} = ([\ -1.62\ \ 1.60\ \ 2.48\ \ 1.86\ \ 0.78\ \ -0.07\ \ -0.45\ \ -0.44\ \ -0.23\ \ -0.01\ \ 0.14\ \ 0.19\ \ 0.13\ \ 0.01\ \ -0.10\ \ -0.13\ \ -0.06\ \ 0.04\ \ 0.09\ \ 0.06\ \ -0.004\ \ -0.05\ \ -0.046\ \ -0.003\ \ 0.05],\ [-0.34\ \ -0.75\ \ -0.73\ \ -0.53\ \ -0.75]);$$



شکل ۲- پاسخ فرکانسی فیلتر اکوالایزر ZF و فیلتر گوسی حافظه دار

در شکل ۲، تاثیر این ضرایب اولیه بر پاسخ فرکانسی فیلترهای گوسی نشان داده شده است.

در ادامه، در جدول ۱، الگوریتم تطبیق اکوالایزر DFE در حالت symbol-spaced و با هر دو روش LMS و NLMS ارائه شده است. طول دنباله training، دو بایت در نظر گرفته شده است:

$$\vec{d} = [0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1];$$

در جدول ۲، عملکرد سیستم فرستنده- گیرنده در حالت بدون اکوالایزر با حالت وجود اکوالایزر در سیستم، برای مقایسه ارائه شده است. همانطور که از این نتایج پیداست، این اکوالایزر تا حدود بسیار خوبی، خرابی کانال را جبران کرده است.

جدول ۱- الگوریتم اکوالایزر DFE با روش تطبیقی LMS درحالت Symbol-Space

پارامترها

$\vec{f}_f(k)$: بردار ضرایب فیلتر فوروارد اکوالایزر

$\vec{f}_b(k)$: بردار ضرایب فیلتر فیدبک اکوالایزر

N_f : درجه فیلتر فوروارد اکوالایزر

N_b : درجه فیلتر فیدبک اکوالایزر

μ_f : اندازه گام (step size) تطبیق ضرایب فیلتر forward

μ_b : اندازه گام (step size) تطبیق ضرایب فیلتر فیدبک اکوالایزر

$b(k)$: سیگنال مرجع که می‌تواند سیگنال training یا سیگنال tracking باشد.

$\vec{b}(k)$: برداری با تعداد ورودی برابر با N_b در نرخ نمونه برداری 1/T

$\vec{r}(k)$: برداری ورودی با تعداد ورودی برابر با N_f در نرخ نمونه برداری 1/T

k : نشان‌دهنده شماره گام (iteration)

$y(k)$: خروجی فیلتر اکوالایزر در نرخ نمونه برداری 1/T

$\vec{f}_f(k+1)$: ضرایب به روز شده فیلتر فوروارد اکوالایزر

$\vec{f}_b(k+1)$: ضرایب به روز شده فیلتر فیدبک اکوالایزر

عمل فیلتر کردن

$$\vec{r}(k) = [r(k)\quad r(k-1)\cdots r(k-N_f+1)]$$

$$\vec{b}(k) = [b(k-1)\,b(k-2)\ \ldots b(k-N_b)]$$

$$\vec{f}_f(k) = [\,f_0\ f_1\cdots f_{N_f-1}]^T$$

$$\vec{f}_b(k) = [\,f_0\ f_1\cdots f_{N_{b-1}}]^T$$

$$y(k) = \vec{f}_f(k)^T \times \vec{r}(k) + \vec{f}_b^T(k) \times \vec{b}(k)$$

سیگنال مرجع

در حالت training: $b(k) = d(k)$

در حالت tracking: $b(k) = sign(\mathrm{Re}(y(k))$

تخمین‌خطا

$$e(k) = b(k) - y(k)$$

تطبیق ضرایب فیلتر

در طی training:

$$\vec{f}_f(k+1) = \vec{f}_f(k) + \mu_f\, e(k)\,\vec{r}(k)^T$$

$$\vec{f}_b(k+1) = \vec{f}_b(k) + \mu_b e(k)\vec{b}(k)^T$$

در طی tracking:

$$\vec{f}_f(k+1) = \vec{f}_f(k) + \frac{\mu_f}{4} e(k)\,\vec{r}(k)^T$$

$$\vec{f}_b(k+1) = \vec{f}_b(k) + \frac{\mu_b}{2} e(k)\,\vec{b}(k)^T$$

جدول ۲- نرخ خطای بیت شبیه سازی شده در حالت بدون اکوالایزر و حالت وجود اکوالایزر در سیستم

E_s/N_0	BER (without equalizer)	BER (with equalizer)
0db	0.28	6×10^{-5}
5db	0.25	4×10^{-5}
10db	0.23	4×10^{-5}
15db	0.22	4×10^{-5}

۴-۳- یافتن Syncword

پس از عبور فریم ها از اکولایزر، خروجی اکوالایزر را با آفست برابر با τ (که در بخش ۴-۱ نحوه محاسبه آن بیان شده است) و نرخ ۵، downsample می شود. برای اینکه مطمئن شویم دادهٔ دریافتی، دادهٔ واقعی است باید ابتدا Syncword را ببینیم، با پیدا کردن Syncword می‌توانیم بیتهای ادامه آن را دادهٔ اصلی در نظر بگیریم. به این منظور از تکنیک windowing استفاده می کنیم و دیتای دریافتی را از ابتدا به اندازه طول syncword، بافر می کنیم و سپس روی این بافر آشکارسازی انجام داده و آن را با syncword واقعی مقایسه می کنیم و ترشلد مناسبی نیز برای این مقایسه انتخاب می کنیم (مثلا تا x خطا قابل قبول است) و این الگوریتم را آنقدر ادامه می دهیم تا syncword را پیدا کنیم. در عمل برای تکرار این الگوریتم نیز حدی قرار می دهیم و مثلا اگر پس از n بار تکرار الگوریتم syncword پیدا نشود، فریم را از دست می دهیم.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، فرستنده و گیرنده باندپایه مودم رادیویی GMSK طراحی و سپس توسط نرم‌افزار Matlab شبیه‌سازی شد. چون وظیفه دریافت و آشکارسازی اطلاعات بر عهده گیرنده است، طراحی گیرنده، اهمیت فراوانی دارد. وقتی دیتا از طریق کانال رادیویی ارسال می شود تحت تاثیر فیدینگ، نویز و تداخل قرار می‌گیرد و گیرنده باید بتواند همه این خرابیها را جبران کند. به همین منظور بلوک گیرنده از زیربلوکهای سنکرون‌سازی، اکوالایزر، یافتن سینک و آشکارساز تشکیل شده است که هر یک از این بلوکها، قسمتی از خرابیها را جبران می‌کند.

یکی از مهمترین معیارهای طراحی سیستم‌های مخابراتی، سادگی و عدم پیچیدگی الگوریتم‌ها می‌باشد. به همین دلیل برای سنکرون کردن و یافتن timing از روش oversampling استفاده شد. اکوالایزر نیز با الگوریتم DFE طراحی گردید؛ هر چند در طراحی این مودم خاص به دلیل line of sight بودن سیستم، اکوالایزرهای خطی نیز مناسب هستند. پس از طراحی هر یک از بلوکها در محیط simulink، در محیط mfile نرم افزار MATLAB، همه بلوکها بهم متصل و سیستم نهایی تست شده است.

مراجع

[1] H.Meyr, M.Moeneclay, S.Fechtel, Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing, J.Wiley, 1998.
[2] Hong-Kui Yang and Martin Snelgrove, "Symbol Timing Recovery Using Oversampling Techniques", Dept. of Electronics, Carleton University, Ottawa, ON KlS 5B6, Canada.
[3] J.G. Proakis, “Digital Communications,” 5th Ed., Jan. 2008, Mc Graw-Hill.
[4] J.R. Treichler, I. Fijalkow, and C.R. Johnson., "Fractionally Spaced Equalizers, How long should they really be", IEEE signal processingmagazine,MAY 1996.
[5] M. Stojanovic, Member, IEEE, "An Adaptive Algorithm for Differentially Coherent Detection in the Presence of Intersymbol Interference", IEEE Journal on Selected Areas in COMMUNICATIONS, vol. 23, no. 9, September 2005.
[6] Ove. Edfords, “equalization”, lecture no.8, department of electroscience, Oct. 1998.
[7] Shahid U.H Qureshi, senior member IEEE, “adaptive equalization”, proceeding of the IEEE, vol.73,No.9,September 1985.
[8] www.mathworks.com.