

ارائه و پیاده‌سازی روشی برای شکلدهی پالس به منظور کاهش توان ارسالی در ایستگاههای زمینی ماهواره ملی

غلامرضا صولت^{۱*}، محمد حکاک^۲

۱- کارشناس ارشد مخابرات، عضو هیأت علمی مرکز تحقیقات مخابرات ایران

۲- استاد مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

*تهران، صندوق پستی ۱۴۱۵۵-۳۹۶۱

sowlat@itrc.ac.ir

(دریافت مقاله: خرداد ۱۳۸۵، پذیرش مقاله: دی ۱۳۸۶)

چکیده- در شبکه ماهواره ملی که روش دسترسی SCPC-DAMA برای آن در نظر گرفته شده، تعداد زیادی کاربر به‌طور همزمان از کانال مخابراتی استفاده می‌کنند. بنابر این مسأله تداخل بین کانالهای مجاور از اهمیت بسیاری برخوردار است. به‌منظور کاهش پهنای باند و تداخل بین سمبلها، پالس‌های داده به‌صورت RRC شکلدهی می‌شوند. تغییرات دامنه‌ای که در این پالسها وجود دارد، موجب تغییرات شدیدی در پوشش سیگنال حامل مدوله شده و باعث ایجاد نوسانهای در توان و اشباع تقویت‌کننده‌های قدرت و ایجاد مؤلفه‌های ناخواسته بر اثر حضور مشخصه غیرخطی می‌شود. در این مقاله با ارائه و پیاده‌سازی روشی به‌منظور حداقل کردن تغییرات دامنه پالس‌های فوق و با استفاده از مدولاسیون OQPSK، توان مورد نیاز سیگنال حامل به میزان ۲dB کاهش داده شد. نتایج شبیه‌سازی و آزمونهای سخت‌افزاری در محیط آزمایشگاهی به‌خوبی با یکدیگر سازگاری داشته و صحت روش فوق را تأیید می‌کند.

کلید واژگان: مدولاسیون OQPSK، پالسهای ISI.RRC، SCPC، شکلدهی پالس، صرفه‌جویی توان.

۱- مقدمه

پهنای باند مورد نیاز باید تا حد ممکن کاهش یابد که این کار با استفاده از فیلترهای با پاسخ ضربه محدود^۴ در باند پایه با پاسخ RRC^۵ در فرستنده و گیرنده انجام می‌شود. اما فیلتر باند پایه موجب تغییرات دامنه در پوشش سیگنال حامل شده و این امر به‌ویژه در حالت کار غیرخطی تقویت‌کننده قدرت ماهواره، موجب افزایش باندهای جانبی ناخواسته و گستردگی طیف خروجی و تداخل بین مسیرهای هم‌فاز و متعامد می‌شود. هر چه ضریب

در طرح ماهواره ملی که در مدار سنکرون^۱ قرار می‌گیرد از روش SCPC-DAMA^۲ برای دسترسی به کانال ماهواره‌ای استفاده می‌شود. بنابر این تعداد زیادی ایستگاه زمینی به‌صورت همزمان از تجهیزات فرستنده و گیرنده ماهواره استفاده می‌کنند. این مسأله در خدمات باند پهن ماهواره‌ای مانند DVB-RCS^۳ نیز وجود دارد. برای افزایش ظرفیت و کاهش تداخل در کانالهای مجاور،

4. Finite Impulse Response
5. Root Raised Cosine

1. GeoSynchronous Earth Orbits
2. Single Channel Per Carrier Demand Assigned Multiple Access
3. Direct Video Broadcast Return Channel Satellite

۲- الگوریتم متعادل سازی

در سخت‌افزار طراحی شده، داده‌ها با سرعت ۹۶۰۰ بیت در ثانیه به مدولاتور^۱ ارسال شده و پس از کدگذاری کانولوشنی ۱/۲، به دو مسیر هم‌فاز و متعامد تقسیم و به صورت فاز چهارتایی با آفست مدوله می‌شوند. بنابراین سرعت داده هر مسیر ۹۶۰۰ بیت در ثانیه است. برای اینکه مدولاتور اشباع نشود و در ناحیه خطی عمل کند، لازم است دامنه پالس‌های اعمال شده به آن حداکثر برابر ۱۷± باشد. الگوریتم شکلدهی و متعادل‌سازی هر مسیر به شرح زیر است:

۱- ابتدا از پالس‌های داده مسیرهای $I(t)$ و $Q(t)$ با نرخ ۱۶ برابر نمونه‌برداری کرده و سپس با فیلتر دیجیتال با فرکانس قطع ۹۶۰۰ Hz و ۱۲۸ ضریب و پاسخ RRC با ضریب افتادگی ۰/۳۵، پالسها را شکلدهی می‌کنیم. رابطه (۱) خروجی فیلتر را نشان می‌دهد:

$$\begin{cases} I_i(t) = [\sum_n I(nT) \delta(t-nT)] * h(t) \\ Q_i(t) = [\sum_n Q(nT) \delta(t-nT)] * h(t) \end{cases} \quad (1)$$

در رابطه (۱)، $I(nT)$ و $Q(nT)$ نمونه‌های مسیر هم‌فاز و متعامد و $h(t)$ پاسخ ضربه فیلتر و i مرتبه اجرای الگوریتم است.

۲- مطابق رابطه (۲) خروجی فیلترها را اصلاح می‌کنیم:

$$I_{i+1}(t) = \begin{cases} I_i(t) & \text{if } |I_i(t)| < 1 \\ +1 & \text{if } I_i(t) \geq 1 \\ -1 & \text{if } I_i(t) \leq -1 \end{cases} \quad (2)$$

برای مسیر متعامد نیز مطابق رابطه (۲) عمل می‌کنیم. شکل ۱ خروجی پالس‌های داده را در مرحله ۱ (خط ممتد) و ۲ (منحنی*) نشان می‌دهد.

افتادگی (α)^۱ این فیلترها کمتر باشد، پهنای باند طیف خروجی مدولاتور نیز کمتر است اما از طرف دیگر تداخل بین سمبلها^۲ و تغییرات دامنه پالسها و در نتیجه تغییرات دامنه پوش سیگنال حامل نیز بیشتر می‌شود. همچنین جیتر افزایش یافته و بازیابی پالس ساعت در گیرنده مشکلتر می‌شود [۱]. به عنوان مثال به ازای ضریب افتادگی ۰/۳۵ در مدولاسیون فاز چهارتایی^۳، حداکثر توان سیگنال حامل ۴/۲dB بالاتر از حد توان متوسط خواهد بود. در نتیجه برای جلوگیری از اشباع و مشکلات غیرخطی در تقویت کننده قدرت، باید ۴/۲dB فاصله از نقطه اشباع در نظر گرفته شود. این موجب کاهش راندمان تقویت کننده قدرت می‌شود. در مدولاسیون فاز چهارتایی به دلیل اینکه حداکثر تغییر فاز ۱۸۰ درجه است، تغییرات دامنه پوش سیگنال حامل ۶dB است در حالی که این تغییرات در مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست^۴ برابر ۳dB است [۲]. همواره سعی شده با اعمال تغییراتی در فیلترهای باند پایه، تغییرات پوش سیگنال حامل به حداقل برسد [۳]. همچنین در [۴] روشی برای ثابت کردن تغییرات پوش سیگنال حامل در مدولاسیون فاز دوتایی^۵ ارائه شده که موجب تغییرات فاز در مسیر دایره‌ای واحد و در نتیجه ثابت شدن دامنه پوش سیگنال حامل می‌شود.

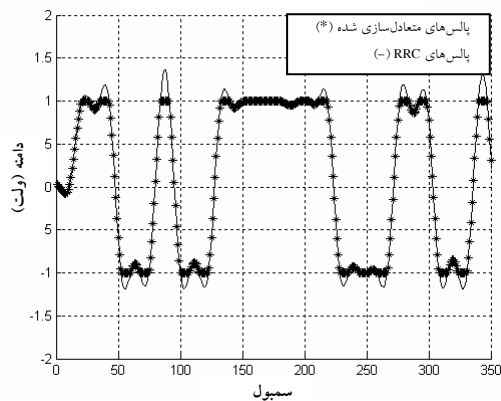
در این مقاله با انتخاب مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست و پیاده‌سازی پالسهای متعادل شده با ضریب افتادگی ۰/۳۵، موفق شدیم سیگنال حامل با دامنه پوش نسبتاً ثابت را به دست آوریم [۵]. این روش موجب ۲dB بهبود در منحنی احتمال خطا نسبت به مدولاسیون با فاز چهارتایی بدون متعادل‌سازی پالسها شده است. در ادامه ابتدا الگوریتم پیشنهادی برای متعادل‌سازی پالس‌های فوق توضیح داده می‌شود. سپس نتایج شبیه‌سازی و به دنبال آن نتایج آزمونهای آزمایشگاهی ارائه می‌شود.

1. Roll - Off
2. Inter Symbol Interference (ISI)
3. Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)
4. Offset QPSK
5. Continuous Envelope BPSK

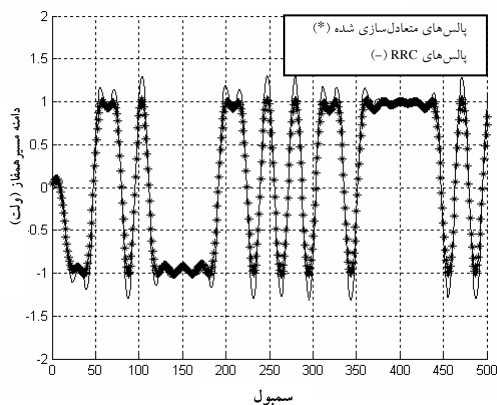
6. PMQPW-150 (Mini Circuits)

$$\lim_{i \rightarrow \infty} |e_i(t)| = 0 \quad (۸)$$

در عمل رزولوشن مبدل آنالوگ به دیجیتال و خطای کوانتیزاسیون تعیین کننده تعداد دفعات انجام الگوریتم است. ۵- مراحل ۱ تا ۴ را به ازای تمامی ترکیبهای هشت تایی* و ۱ انجام می دهیم و نتایج را در حافظه ذخیره می کنیم. شکل ۲ پالس های داده را پس از متعادل سازی نشان می دهد. پالس های با خط ممتد، پالسهای اولیه متعادل نشده هستند که تغییرات دامنه آنها در شکل مشهود است. همانگونه که مشاهده می شود در بیشتر مواقع دامنه پالسها از ± 1.7 تجاوز می کند. پالس های مشخص شده با * مطابق الگوریتم ارائه شده متعادل شده است.



شکل ۱ خروجی مراحل ۱ و ۲ الگوریتم متعادل سازی



شکل ۲ مقایسه پالس های متعادل نشده و پالس های متعادل شده

۳- خروجی داده مرحله ۲ را بار دیگر به ورودی فیلتر ارسال می کنیم. سیگنال خطای حاصل از جایگزینی پالس های محدود شده (منحنی * در شکل ۱) مطابق رابطه (۳) به دست می آید:

$$|e_i(t)| = |I_{i+1}(t) - I_i(t)| \quad (۳)$$

بنابراین رابطه زیر را داریم:

$$|e_i(t)| = \begin{cases} 0 & \text{if } |I_i(t)| \leq 1 \\ |I_i(t)| - 1 & \text{if } |I_i(t)| > 1 \end{cases} \quad (۴)$$

با توجه به اینکه دامنه پالس های ورودی حداکثر ± 1.7 است، حداکثر دامنه خروجی فیلترها مطابق شکل ۲ کمتر از ± 1.7 خواهد بود. بنابراین با استفاده از رابطه (۴) داریم:

$$|e_i(t)| < 1 \quad (۵)$$

۴- در صورتی که در مرحله ۲، نمونه ای از ± 1.7 بیشتر شده باشد، این مرحله را تکرار می کنیم و به قدری این حلقه را ادامه می دهیم که دامنه کلیه پالسها از ± 1.7 تجاوز نکند. پس از آن به مرحله ۵ می رویم.

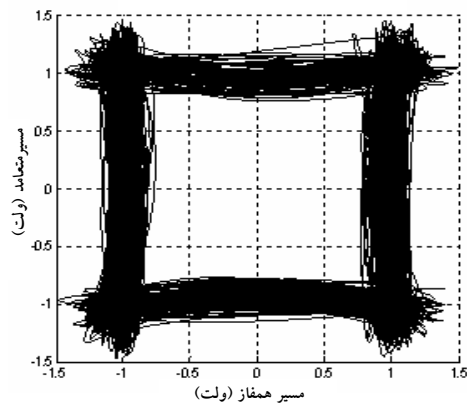
با توجه به اینکه در هر مرحله، دامنه پالسهای خروجی فیلترها در ± 1.7 بریده^۱ می شود، بخشی از انرژی پالس در هر مرحله کاسته شده و رابطه (۶) داریم:

$$|I_{i+1}(t)| < |I_i(t)| \quad (۶)$$

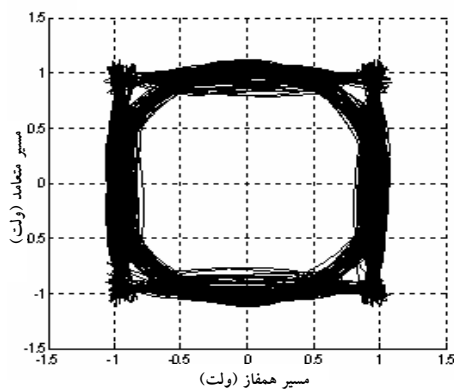
بنابراین مطابق رابطه (۷)، خطا در هر مرحله کمتر از مرحله قبل خواهد بود:

$$|e_{i+1}(t)| < |e_i(t)| \quad (۷)$$

مجموع روابط (۵) و (۷) نشان می دهد که در نهایت، خطا به سمت صفر میل خواهد کرد و الگوریتم همگرا بوده و دامنه پالسهای خروجی در محدوده ± 1.7 خواهد بود.



شکل ۴ تغییرات فاز در مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست و ضریب افتادگی ۰/۳۵

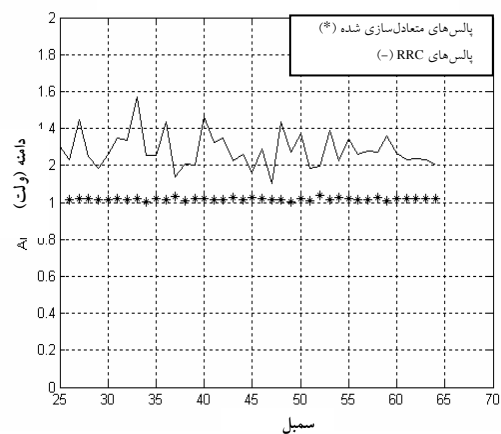


شکل ۵ تغییرات فاز در مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست و پالس‌های متعادل‌سازی شده

همانگونه که در شکل ۵ مشاهده می‌شود تغییرات دامنه محدود شده و تغییرات فاز عمدتاً از مسیر نزدیک به دایره واحد حرکت می‌کند که این نمایانگر ثابت بودن دامنه پوش سیگنال حامل و در نتیجه حذف مؤلفه‌های ناخواسته ناشی از گسترش طیف است. همچنین جهشهای فاز در نقاط پایدار فازی محدودتر شده است.

شکل ۶ دیاگرام چشمی مربوط به شکل ۴ را نشان می‌دهد. میزان تغییرات دامنه دیاگرام چشمی در حداکثر بازشدگی که لحظه نمونه‌برداری است، حدود ۰/۵۷ است و بازشدگی دیاگرام چشمی نیز ۰/۸۷ است.

همانگونه که در شکل ۲ مشاهده می‌شود، دامنه پالسهای متعادل شده به ± 17 محدود شده است. شکل ۳ تغییرات دامنه در پالس‌های فوق را قبل و بعد از متعادل‌سازی مقایسه می‌کند. در شکل ۳ حداقل و حداکثر دامنه پالس مشاهده شده در میان ۶۰ سمبل متوالی ترسیم شده است همانگونه که مشاهده می‌شود حداقل دامنه $1/17$ و حداکثر $1/57$ است. اما پس از متعادل‌سازی (منحنی *)، دامنه به $1/057$ محدود می‌شود. مشاهده می‌شود که الگوریتم پیشنهادی، تغییرات دامنه را از ۴۰٪ به ۵٪ محدود می‌کند.



شکل ۳ مقایسه تغییرات دامنه پالس قبل و بعد از متعادل‌سازی

۳- نتایج شبیه‌سازی

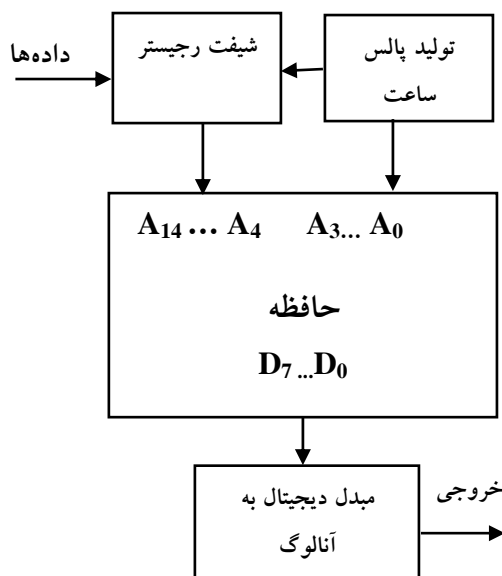
با فرض نویز سفید گوسی و به‌ازای ترکیبهای تصادفی داده‌ها، دیاگرام تغییرات فاز و دیاگرام چشمی^۱ را در مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست، قبل و بعد از متعادل‌سازی، با نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی و مقایسه می‌کنیم. شکل ۴ تغییرات فاز را در این مدولاسیون و به‌ازای ضریب افتادگی ۰/۳۵ نشان می‌دهد. تغییرات فاز به ۹۰ درجه محدود شده و جهشهای دامنه در نقاط تغییر فاز مشهود است. شکل ۵ تغییرات فاز را در حالتی که دامنه پالس‌ها متعادل‌سازی شده نشان می‌دهد.

1. Eye Diagram

در [۶] از پالس‌های BTRC^۱ استفاده شده که منجر به ۱dB بهبود در تداخل بین سمبلها شده است. روش پیشنهاد شده در این مقاله به میزان ۳/۴dB عملکرد بهتری ارائه داده است. همچنین مقایسه شکل‌های ۶ و ۸ نشان می‌دهد که تغییرات دامنه‌ای که به واسطه نویز ایجاد می‌شود، ۴dB کاهش یافته است. بنابر این در مجموع به اندازه ۸/۸dB تغییرات دامنه کاهش یافته است. همچنین ۱/۵dB بهبود در بازشدگی دیاگرام چشمی داشته‌ایم.

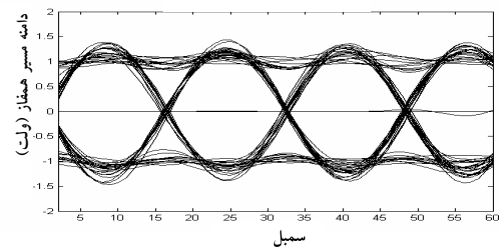
۴- پیاده‌سازی سخت‌افزاری

همانگونه که در بخش ۲ بیان شد، به‌ازای داده‌های تصادفی مختلف ۸تایی، خروجی مربوط در نرم‌افزار متلب محاسبه و داخل حافظه با ظرفیت ۲۵۶ کیلو بایت ذخیره و سخت‌افزاری مطابق بلوک دیاگرام شکل ۹ برای هر مسیر مهیا شد.



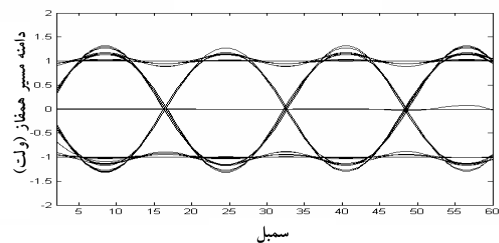
شکل ۹ بلوک دیاگرام سخت‌افزار پیاده‌سازی شده

داده‌های ورودی وارد شیفت رجیسترهایی می‌شوند که به خطوط بالای آدرس حافظه متصل هستند و خطوط پایین

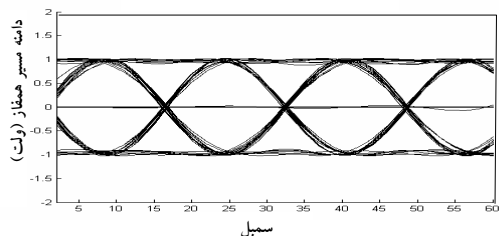


شکل ۶ دیاگرام چشمی در حالت متعادل نشده

یکی از اهداف شکلدهی پالس، کاهش تداخل بین سمبلها است. بنابر این برای سنجش میزان بهبود روش ارائه شده، در شکل ۷ دیاگرام چشمی در حالت بدون نویز رسم شده است. مشاهده می‌شود که در حداکثر بازشدگی، میزان تغییرات دامنه دیاگرام چشمی که به واسطه تداخل بین سمبلها است حدود ۰/۳۷ است و میزان بازشدگی آن به دلیل در نظر نگرفتن نویز برابر ۱۷ است. شکل ۸ دیاگرام چشمی متعادل شده را نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود با روش متعادل‌سازی پیشنهادی، تغییرات دامنه دیاگرام چشمی به ۰/۱۸۷ کاهش یافته و همچنین میزان بازشدگی آن که تأثیر به‌سزایی در کاهش خطا دارد برابر ۰/۹۵۷ شده است. یعنی با روش پیشنهادی، ۴/۴dB تداخل بین سمبلها کاهش یافته است.



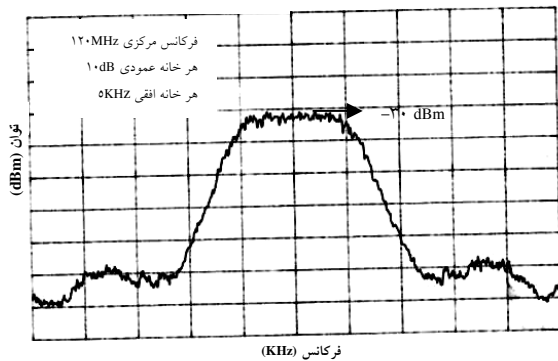
شکل ۷ دیاگرام چشمی در حالت بدون نویز



شکل ۸ دیاگرام چشمی پس از متعادل‌سازی

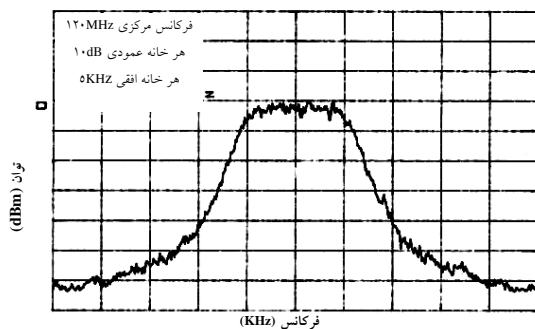
1. Better Than Raised Cosine

اگر چه به‌خوبی تضعیف شده اما در زمانی که تعداد زیادی حامل در کنار یکدیگر قرار گیرند، با یکدیگر تداخل کرده و موجب بالا رفتن سطح نویز در سیستم می‌شوند.



شکل ۱۱ طیف مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست و ضریب افتادگی ۰/۳۵

شکل ۱۲ طیف مدولاسیون متعادل‌سازی شده را با روش پیشنهادی نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که باندهای جانبی حذف شده و تداخلی با کانالهای مجاور نداریم.



شکل ۱۲ طیف مدولاسیون فاز چهارتایی با پالس‌های متعادل‌سازی شده

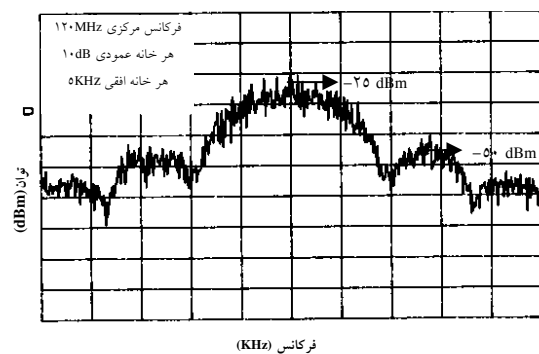
۶- عملکرد احتمال خطا

شکل ۱۳ بلوک دیاگرام روش آزمون را برای اندازه‌گیری احتمال خطا نشان می‌دهد. تحلیلگر خطا داده‌های شبه تصادفی را از

آدرس هم توسط مدار تولید پالس ساعت تعیین می‌شوند. به‌ازای هر بیت ورودی، صفحه خاصی از حافظه آدرسدهی می‌شود و توسط مبدل دیجیتال به آنالوگ به‌صورت پالس‌های متعادل شده به مدولاتور ارسال می‌شود. این روش پیاده‌سازی فیلترهای دیجیتال، قبلاً نیز برای فیلترهای باند پایه در پایانه‌های SCPC استفاده شده است [۷، ۸].

۵- نتایج آزمون

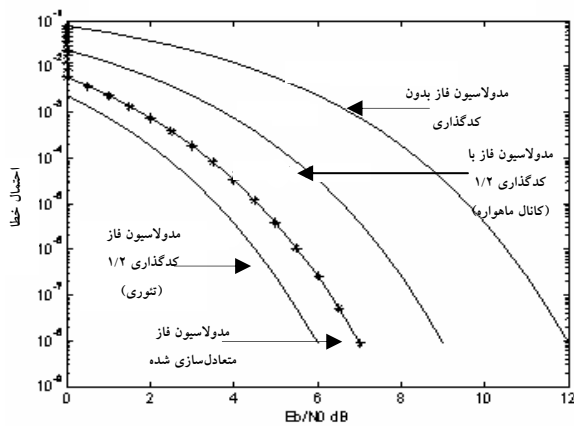
شکل ۱۰ طیف اندازه‌گیری شده مدولاتور فاز چهارتایی با آفست را بدون شکلدهی پالس و انجام متعادل‌سازی نشان می‌دهد. فرکانس حامل ۱۲۰ MHz و سرعت داده ۹۶۰۰ بیت در ثانیه و کدگذاری از نوع کانولوشنی ۱/۲ است. همانگونه که مشاهده می‌شود طیف اصلی مدولاسیون در محدوده ۲۰ KHz است و در محدوده ۵۰ KHz مؤلفه قابل‌توجهی دارد. باند جانبی دوم حدود ۲۵ dB پایتتر از مؤلفه اصلی است.



شکل ۱۰ طیف مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست

وجود مؤلفه‌های جانبی طیف در زمانی که تعداد حاملها زیاد می‌شوند، باعث تداخل با کانالهای مجاور و اشباع تقویت‌کننده قدرت می‌شود. شکل ۱۱ طیف همان مدولاتور با ضریب افتادگی ۰/۳۵ را نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود مؤلفه دوم حدود ۲۵ dB تضعیف شده و طیف در خارج از حلقه اصلی خود مؤلفه قابل‌توجهی ندارد. البته باندهای جانبی موجود

همانگونه که در شکل ۱۴ مشاهده می‌شود از نظر میزان انرژی بیت به چگالی نویز مورد نیاز، حدود ۱dB با منحنی تئوری فاصله داریم. کاهش توان به میزان ۲dB در هر ترمینال ماهواره‌ای در شبکه‌ای که بیش از ۱۰۰۰ ترمینال ماهواره‌ای دارد موجب صرفه‌جویی چشمگیر در توان و کاهش اثر غیرخطی کانال می‌شود.

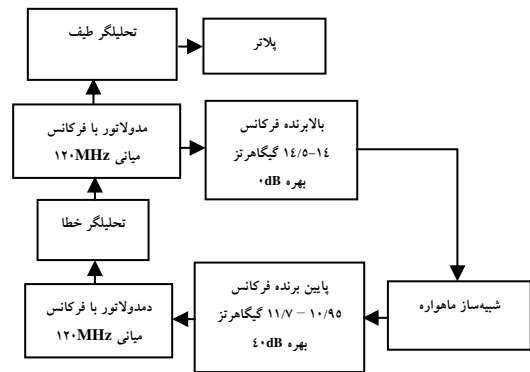


شکل ۱۴ نتایج اندازه‌گیری احتمال خطا

شکل ۱۵ بلوک دیاگرام سخت‌افزار طراحی شده را نشان می‌دهد:

- بخش فریم‌بندی و کدگذاری عمل فریم‌بندی اطلاعات و تبدیل اطلاعات سریال به دو مسیر هم‌فاز و متعادل را انجام داده و پس از آن به‌صورت کانولوشنی کدگذاری می‌کند. در سمت گیرنده نیز عملیات معکوس را انجام می‌دهد.
- بخش فیلتر دیجیتال با پاسخ دامنه متعادل شده مطابق الگوریتم ارائه شده برای هر مسیر به‌صورت مجزا طراحی شده است.
- بخش بازیابی پالس ساعت و فاز حامل، عمل هم‌زمانی فاز حامل گیرنده با فرستنده و استخراج اطلاعات زمانبندی را انجام می‌دهد.
- بخش مدولاتور آنالوگ شامل اسپلاتور، فیلتر و میکسر و شیفت‌دهنده فاز ۹۰ درجه است.

طریق مدولاتور و بالا برنده فرکانس به لینک RF ارسال و سپس از طریق پایین برنده فرکانس و دمدولاتور آن را دریافت کرده و با مقایسه داده‌های رفت و برگشت، میزان خطا را نشان می‌دهد. بالا برنده فرکانس، تبدیل فرکانس میانی به محدوده فرکانس ۱۴-۱۴/۵ گیگاهرتز را انجام می‌دهد. پایین آورنده فرکانس، تبدیل فرکانس را از محدوده ۱۰/۹۵-۱۱/۷ گیگاهرتز به فرکانس میانی انجام می‌دهد. شیبه‌ساز ماهواره^۱ عمل فرستنده و گیرنده ماهواره را شبیه‌سازی می‌کند و ضمن اعمال تضعیف، عمل تبدیل فرکانس ۱۴ گیگاهرتز به ۱۱ گیگاهرتز را انجام می‌دهد. همچنین با افزایش بهره آن می‌توان حالت غیرخطی اشباع شدن تقویت کننده ماهواره را ایجاد کرد.



شکل ۱۳ بلوک دیاگرام نحوه تست احتمال خطا

شکل ۱۴ منحنی احتمال خطا را نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود، برای احتمال خطای 10^{-6} و مدولاسیون فاز چهارتایی میزان انرژی بیت به چگالی نویز به میزان ۷/۸dB اندازه‌گیری شده است. در حالی که مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست، با روش متعادل‌سازی پیشنهاد شده در همان شرایط آزمایشگاهی به ۵/۸dB نیاز دارد. بنابر این استفاده از این روش موجب ۲dB بهبود در توان ارسالی مورد نیاز شده است.

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله با انتخاب مدولاسیون فاز چهارتایی با آفست و ارائه و پیاده‌سازی روشی برای متعادل‌سازی دامنه پالسهای باند پایه برای مسیرهای هم‌فاز و متعادل، ضمن محدود کردن تغییرات دامنه پوش سیگنال حامل، موفق به حذف کامل باندهای جانبی ناخواسته در طیف مدولاسیون و کاهش چشمگیر در میزان تداخل بین سیمبها به میزان $3/4\text{dB}$ و افزایش بازشدگی دیاگرام چشمی به میزان $1/5\text{dB}$ و کاهش توان ارسالی در ترمینالهای زمینی ماهواره ملی به میزان 2dB نسبت به روشهای مرسوم شدیم. نتایج شبیه‌سازی و آزمونهای انجام شده با سخت‌افزار آزمایشی مودم، مؤید کارایی روش پیشنهادی است. روش فوق قابل پیاده‌سازی در پایانه‌های زمینی ماهواره ملی یا پایانه‌های خدمات باند پهن DVB-RCS است و تأثیر به‌سزایی در کاهش اثر غیرخطی ناشی از تقویت‌کننده‌های قدرت دارد.

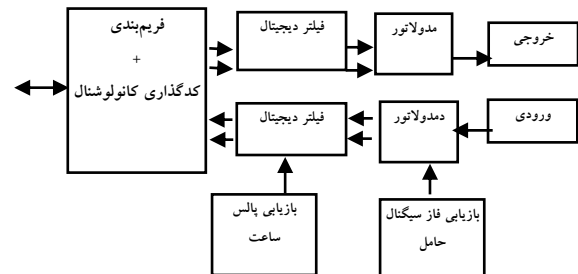
۸- منابع

[۱] صولت. غ. ر. حکاک. م. "روشی برای بازیافت پالس ساعت در مودم پایانه ماهواره‌ای SCPC"، فصلنامه فنی و مهندسی مدرس، شماره سوم، زمستان ۱۳۷۶، ص ۲۴-۳۰.

[2] Feher Kamilo, *Digital Communications Satellite Earth Station Engineering*, Nobel Publishing Co., 1997, pp. 162-211.

[3] Feher Kamilo, "A New Generation of Modems for Power Efficient Radio Systems", *International Journal of Satellite Communications*. vol. 9, 1991, pp. 139-147.

• بخش دم‌دولاتور آنالوگ شامل اسیلاتور، فیلتر و میکسر و شیفت‌دهنده فاز 90° درجه است.



شکل ۱۵ بلوک دیاگرام سخت‌افزار مودم

شکل ۱۶ سخت‌افزار طراحی شده را به تفکیک بردها نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود سخت‌افزار از ۵ برد مجزا تشکیل شده است. در نمونه‌های تجاری کلیه بردها به‌صورت یکپارچه و چندلایه طراحی می‌شوند. اگر یکپارچه‌سازی به‌صورت صحیح انجام نشود، موجب نشت مؤلفه‌های ساعت و سیگنال حامل به مدارهای باند پایه می‌شود.



شکل ۱۶ سخت‌افزار طراحی شده مودم

- [7] N. Boutin, C. Porlier, S. Morissette, "A Digital Filter Modulation Combination for Data Transmission", *IEEE Trans. On Communications*, vol. com-25, No. 10, October 1977, pp. 1242-1244.
- [8] J. Webber, N. Dahnoun, "Implementing a $\pi/4$ Shift D-QPSK Baseband Modem Using the TMS320C50", *Texas Instruments Report*, ESIEE, Paris, 1996, pp. 19-27.
- [4] H. C. Park, "Power and bandwidth efficient constant-envelope BPSK signals and its continuous phase modulation interpretation", *IEE Proc.*, vol. 152, No. 3, June 2005, pp. 288-294.
- [5] CCSDS, *Bandwidth Efficient Modulations*, CCSDS 413. 0-G-1, Green Book, April 2003, pp. 3.18-3.28.
- [6] Norman C. Beaulieu, "A Better Than Nyquist Pulse", *IEEE Communications Letters*, vol. 5, No. 9, September 2001, pp. 367-368.