لینک ارتباطی نرخ–بالا زیر طیف کانال ماهواره‌ای با چارچوب جدید SC-based HRL: حذف طیفی با الگوریتم QRD-RLS و انتقال داده طیف‌گسترده کدگذاری‌شده با BCH-LDPC

تاریخ دریافت: ۱۴۰۵/۰۵/۰۷
تاریخ پذیرش: ۱۴۰۵/۰۷/۲۶

حسین اخلاق‌پسند[۱]، اکبر چگینی[۲]، سید محمد صباغ جعفری[۳]
۱ دانشجوی پسادکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکدگان فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران، hakhlaghpasand@ut.ac.ir
۲ دانش آموخته کارشناسی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه زنجان، زنجان، ایران
۳ دانش آموخته کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، شیراز، ایران

چکیده

در ارتباطات ماهواره‌ای با وجود هزینه‌ی بالای خرید پهنای باند، طیف راه‌اندازی شده روی پهنای باندِ خریداری از دید دیگران در دسترس بوده و امکان ایجاد اختلال وجود دارد. برای حل این چالش، دو نوع پردازشگر می‌تواند لینک ماهواره‌ای نرخ–بالا و غیر قابل کشف را زیر طیف معمولِ ماهواره‌ها فراهم کند: حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره، راه‌اندازِ لینک زیر سطح نویز. در این مقاله، چارچوب جدیدی با عنوان لینک نرخ–بالای مبتنی بر حذف طیف (SC-based HRL) پیشنهاد می‌شود که در آن با استفاده از فیلتر QRD-RLS طیف معمول ماهواره بعنوان سیگنال تداخل بازسازی شده و سپس از سیگنال دریافتی در گیرنده حذف می‌شود؛ و در ادامه با بکارگیری پردازشی شامل: (۱) کدینگ کانال BCH+LDPC، (۲) طیف گسترده‌ی دنباله مستقیم، ارتباط نرخ–بالا زیر طیف ماهواره برقرار می‌گردد. با چارچوب SC-based HRL، امکان انتقال داده با نرخ حداقل 1.25 Mbps در شرایطی فراهم می‌شود که توان دریافتی 12 dB پایین‌تر از سطح نویز است. در نتیجه لینک غیر قابل کشف بوده، در حالی که امکان انتقالِ برخط تصویر با کیفیت بالا فراهم می‌شود؛ و تاکنون چنین چارچوبی در مراجع پیشین ارائه نگردیده است. نتایج شبیه‌سازی SC-based HRL و پیاده‌سازی آن روی بورد FPGA Kintex7 410T تحلیل‌های ارائه شده را تأیید می‌کند.

واژه‌های کلیدی: *لینک ماهواره‌ای نرخ–بالا، SC-based HRL، حذف‌کننده QRD-RLS، کدینگ BCH+LDPC.*

High-rate communication link under satellite channel spectrum using an SC-based HRL framework: QRD-RLS spectrum cancellation and BCH-LDPC-coded spread-spectrum data transmission

Hossein Akhlaghpasand[1], Akbar Chegini[2], S. Mohammad Sabbagh Jafari[3]
1- Post-doc Student, School of Electrical and Computer Engineering, College of Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran.
2- B.Sc Graduate, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Zanjan, Zanjan, Iran.
3- M.Sc Graduate, Department of Electrical and Computer Engineering, Shiraz University, Shiraz, Iran

Abstract

In satellite communications, despite the high cost of bandwidth, the signal transmitted over the purchased bandwidth becomes accessible for everyone and is vulnerable with potentially malicious actions. To tackle this problem, two types of processing provide an undetectable high-rate communication link under the available satellite spectrum: Satellite spectrum cancellation and spread spectrum link. In this paper, a novel framework "spectrum cancellation-based high-rate link (SC-based HRL)" is proposed, in which the satellite spectrum as an interference signal is regenerated utilizing the QR-decomposition-recursive least square (QRD-RLS) algorithm and then cancelled from the received signal. After that, the high-rate data is received under the cancelled spectrum by exploiting a processing composed of: (1) the channel coding Bose, Chaudhuri, and Hocquenghem (BCH)+Low-Density Parity-Check (LDPC), (2) the direct sequence spread spectrum. Using the SC-based HRL, a data transmission rate of at least 1.25 Mbps can be achieved when the received power is 12 dB below the noise level. Consequently, the link remains undetectable while enabling online video transmission with acceptable quality. To the best of our knowledge, such a framework has not been presented in the previous references. Numerical results and implementation of the SC-based HRL on the FPGA Kintex7 410T confirm the proposed analyses.

Keywords: *High-rate satellite link, SC-based HRL, QRD-RLS canceller, BCH+LDPC channel coding.*

۱. مقدمه

نیاز به برقراری ارتباطات نرخ-بالا روی فرستنده‌های ماهواره‌ای[1] برای کاربردهای تجاری و نظامی روزانه در حال افزایش است [۱]. با وجود تحریم‌ها اگر امکانِ خرید پهنای باند از شرکت‌های ماهواره‌ای وجود داشته باشد، اولاً بایستی هزینه‌ی بالایی را پرداخت نمود؛ ثانیاً طیفِ راه‌اندازی شده روی پهنای باندِ خریداری از دید دیگران در دسترس بوده و لااقل از لحاظ نظامی این دسترس‌پذیری باعث آسیب‌پذیریِ لینک توسط عواملی همچون اختلال خواهد شد. باید این نکته را به چالش‌های مطرح شده افزود که اغلبِ پهنای باند ماهواره‌ها توسط سازمان‌های مختلفی در جهان (همچون رسانه‌های تلویزیونی) خریداری شده و اساساً پیدا کردن پهنای باند خالی نیز دشوار است.

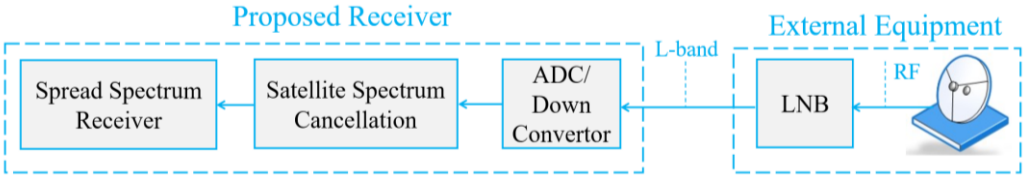
ایجاد لینکِ ارتباطی زیر طیف معمولِ ماهواره‌ها (کانال‌های تلویزیونی) راه‌حلی برای چالش‌های بند قبل می‌باشد. برای این منظور ابتدا بایستی طیف معمولِ ماهواره را لغو/حذف نمود. حذف طیف ماهواره به نوعی همان حذف تداخل محسوب می‌شود. در مرجع [۲]، حذف تداخل به دو دسته‌ی پیشین (پردازش در فرستنده) و پسین (پردازش در گیرنده) تقسیم شده است. حذف تداخلِ پی در پی برای گیرنده‌های همدوس با تخمین دامنه‌ی همبسته‌یابِ خطی در [۳، ۴] ارائه گردیده است. نویسندگان در [۵] شناسایی سیگنال تداخلی را در کانال‌های دسترسیِ چندگانه با تعریف کدهای پیش‌بینی به کاربران و کدگذاری مشترکِ منبع و کانال بر اساس یادگیریِ عمیق انجام می‌دهند. در کانال‌های ماهواره‌ایِ موجود، دسترسی مبتنی بر کدهای پیش‌بینی تعریف نگردیده است. مرجع[۶] بدنبال ارائه‌ی الگوریتم حذف تداخلِ پی در پی مبتنی بر یادگیری عمیق در شبکه‌های دسترسیِ غیر متعامد به منظور کاهش وابستگیِ الگوریتم بر اطلاعات کامل کانال می‌باشد. روش‌های ارائه شده در [۳-۶] نیازمند اطلاعات کانال، مدولاسیون، و کدینگ کانالِ سیگنال تداخلی بوده و تا مرحله‌ی دیکدینگ کانال برای بازسازیِ تداخل پیش می‌رود که داشتن اطلاعات تا این حد برای کانال‌های ماهواره‌ای امکان‌پذیر نبوده، علاوه بر آنکه پیاده‌سازی حذف‌کننده را پیچیده می‌کند. در [۷]، حذف تداخلِ موازی برای آشکارسازی چند-کاربریِ شبکه DS-CDMA[2] بررسی شده است. روش ارائه شده در [۷] سیگنال تداخلی را مبتنی بر کد کاربران از یکدیگر تفکیک می‌کند که کانال‌های معمولِ ماهواره‌ای بجای دسترسی مبتنی بر کد، دسترسی مبتنی بر فرکانس دارند. مرجع [۸] نیز با محاسبه‌ی نرخ قابل حصول در شبکه‌های رله‌ی انبوه‌آنتنی نشان می‌دهد که با افزایش تعداد آنتن‌ها، امکان حذف تداخل توسط اکولایزرهای خطیِ ساده امکان‌پذیر است. در [۹]، شکل‌دهی پرتوی همکارانه در شبکه‌های رادیوشناختیِ چندآنتنی برای کاهش تداخل ارائه گردیده است. کانال‌های معمولِ ماهواره‌ای با فرستنده/گیرنده‌ی تک آنتنی برقرار شده و لذا روش‌های مبتنی بر مراجع [۸، ۹] قابل اجرا در این سناریو نمی‌باشد. در مراجع [۱۰، ۱۱] حذف سیگنال خود-تداخلی در ارتباطات تمام-دو طرفه بررسی می‌شود، بطوریکه استفاده از سطوح هوشمندِ بازتابیِ غیر متقابل بجای آنتن‌های فعال در ایستگاه مرکزی باعثِ ایجاد دو مسیر متمایز برای مسیرهای رفت و برگشت می‌شود [۱۰]؛ و یا استفاده از سیستم آنتنیِ سیّال بجای آنتن معمولی که پورت‌های آزادِ دینامیکی فراهم

می‌کند [۱۱]. در ماهواره‌ها بعنوان ایستگاه مرکزی، مسیر رفت و برگشت بصورت فرکانسی از یکدیگر متمایز می‌شوند. نویسندگان در [۱۴-۱۲] روش وفقی را به ترتیب برای حذف سیگنالِ خود-تداخلیِ ارتباطِ ماهواره‌ای، تداخل ارتباطِ ناوبری، و همچنین تداخل رادارِ روزنه مصنوعی ارائه می‌کنند و در [۱۵] نیز تشخیص فرکانسِ سیگنالِ تداخل برای ارتباط حامل در حامل با استفاده از آمارگان سیگنال‌های دریافتی بررسی می‌شود که در سناریوی بررسی شده در این مقاله از قبل فرکانس کانالِ ماهواره‌ایِ مورد نظر مشخص است. روش‌های مبتنی بر فیلتر وفقی پیاده‌سازی آسان دارند و در مراجع مرتبط با آن؛ [۱۲] سیگنال خود-تداخلی را حذف می‌کند که اطلاعات آن بطور کامل در دسترس است، یعنی برای حذف سیگنال تداخلی تمام مشخصات آن در اختیار بوده که در کانال‌های ماهواره‌ای داشتن تمام مشخصات سیگنال مسئله‌ی دشواری است و این بخاطر آنست که به ازای ماهواره‌ها و کانال‌های تلویزیونیِ مختلف مشخصاتی مانند کدینگ کانال تغییر می‌کند؛ و [۱۳] جمینگ را در ناوبری حذف می‌کند در شرایطی که آفست فرکانس و زمان وجود ندارد؛ و در [۱۴] نیز حذف تداخل روی تصویرِ خروجیِ رادار (با الگوریتم‌های پردازش تصویر) انجام می‌شود. علاوه بر آن، محصول Newtec-BWC0900 به منظور استفاده‌ی بهینه از پهنای باند، هر دو ارتباط رفت و برگشت را روی یک پهنای باند برقرار می‌کند [۱۶]. اگرچه در کاتالوگِ این محصول، به پردازش‌های بکار برده شده اشاره نگردیده است، ولیکن با توجه به کارکردِ تعریف شده، قابلیّتِ حذفِ سیگنال خود-تداخلی برای آن قابل تصور است؛ و لذا در این سناریو، اطلاعات کاملِ سیگنال تداخلی در دسترس است. بنابراین از این محصول انتظار حذفِ کانال‌های معمولِ ماهواره‌ای را نمی‌توان داشت. در [۱۷]، نویسندگان پردازشی مبتنی بر پنجره‌گذاری محدود روی سیگنال ورودی و دیجیتالی کردنِ آن ارائه می‌کنند که دو سیگنال روی هم را از یکدیگر جدا می‌کند. این روش در کانال‌های فیدینگ و با دانستن ماتریس کانال قابلِ انجام است. و در [۱۸]، تداخلِ هم‌مکان بصورت مخابرات میدانی در محیط‌های شلوغِ الکترومغناطیسی محاسبه می‌گردد.

برای راه‌اندازی لینک نرخ-بالای زیر سطحِ نویز علاوه بر حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره نیاز به طراحی مناسب مودم‌های فرستنده/گیرنده است. دو نکته‌ای که بایستی در طراحی مودم در نظر بگیریم: اول نرخ بالای ارتباطی (بیش‌تر از 1 Mbps) بوده؛ و دوم غیر قابل کشف بودنِ آن از دید ناظران طیف ماهواره و نداشتن اثر تخریبی بر روی طیف اصلیِ ماهواره می‌باشد. در استاندارد ITU[3] [۱۹] مطرح گردیده است که اگر توانِ سیگنال تداخلی حداقل 12 dB کم‌تر از توان نویز باشد، ناظران طیف ماهواره قادر به آشکارسازی سیگنال تداخلی نخواهند بود. علاوه بر آن، تحلیل‌ها و آزمایشاتِ ارائه شده در این تحقیق نشان می‌دهد که اگر سیگنال تداخلی حداقل 3 dB کم‌تر از توان نویز باشد روی سیگنال اصلی اثر تخریبی نخواهد گذاشت. پیرو استانداردهای ماهواره‌ای [۲۰-۲۳]، لینک ماهواره‌ایِ نرخ-بالا توسط کدینگ‌های کانالِ معمول دسترس‌پذیر است. کدینگ Convolutional برای لینک نرخ-بالای ماهواره‌ای در استاندارد [۲۰] معرفی می‌گردد و عملکرد آن در مراجع گوناگونی مانند [۲۴] بررسی می‌گردد. به منظور بهبود حساسیتِ مودمِ گیرنده، کدینگ LDPC[4] با کلمه کدِ بلند

جایگزین کدینگ Convolutional می‌شود [۲۱]. در گزارش سازمان ناسای آمریکا برای ارتباطات فضایی [۲۵] نشان داده می‌شود که کدینگ LDPC برای کلمه کدهای بلند عملکرد بهتری نسبت به کدهای Convolutional دارد. برای کاهش توان ارسالی در سناریوهای توان-محدود می‌توان از طیف گسترده‌ی دنباله مستقیم نیز بهره بُرد [۲۶]. برای این منظور در استاندارد [۲۲] مودِ VL-SNR[5] ارائه می‌گردد در حالتی که بهره‌ی پردازشیِ گسترده‌سازیِ طیف 3 dB در نظر گرفته می‌شود.

هدف این مقاله ارائه‌ی چارچوبی با لینکِ نرخ-بالا است بطوریکه زیر طیفِ کانال‌های معمول ماهواره‌ای، لینک برقرار شده و غیر قابل کشف بوده و روی کانالِ ماهواره‌ای اثر تخریبی نداشته باشد. منظور از نرخ بالا، نرخی بیش‌تر از 1 Mbps می‌باشد که امکان ارسالِ تصویر برخط با کیفیت مناسب (همانند استاندارد تصویر HEVC[6]) را فراهم می‌کند و تاکنون چنین چارچوبی در مراجع گذشته ارائه نگردیده است. برای این منظور، در این مقاله چارچوب جدیدی با عنوان لینک نرخ-بالای مبتنی بر حذف طیف[7] (SC-based HRL) پیشنهاد می‌گردد. پیرو SC-based HRL ابتدا لازم است در گیرنده پردازشی پیاده شود که با استفاده از الگوریتمِ وفقی QRD-RLS[8]، طیف معمولِ ماهواره را بعنوان سیگنال تداخل بازسازی نموده و سپس از سیگنال دریافتی حذف نماید. در ادامه برای برقراری لینکِ نرخ-بالای فرصت‌طلبانه در فرستنده و گیرنده، پردازشی پیشنهاد می‌شود که متشکل از: (۱) کدینگ کانالِ ترکیبی BCH+LDPC[9] با کلمه کد بلند، (۲) و تکنیک طیف گسترده‌ی دنباله مستقیم می‌باشد. محاسبات ریاضی و شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که با استفاده از SC-based HRL، امکان ارسالِ داده با نرخ حداقل 1.25 Mbps در سطحِ توانی 12 dB زیر سطحِ نویز وجود دارد. با دریافتِ توان 15 dB بالای سطح نویز برای کانال ماهواره، لینکِ پیشنهادی در حقیقت 27 dB زیر سطحِ طیف ماهواره به انتقال داده می‌پردازد. پیاده‌سازی SC-based HRL روی بورد FPGA Kintex7 410T عملیاتی بودنِ این چارچوب را نشان می‌دهد. قابل ذکر است که اگر حذف‌کننده‌ی طیفِ ماهواره‌ای در مدار نباشد، لینک پیشنهادی توانایی برقراری ارتباط را نخواهد داشت.



شکل ۱: چارچوب SC-based HRL در گیرنده‌ی ماهواره‌ای

۲. چارچوب SC-based HRL

ساختار کلی چارچوب SC-based HRL در گیرنده‌ی ماهواره‌ای مطابق با شکل (۱) ارائه می‌گردد. این چارچوب شامل دو بخش اصلی از پردازش‌های دیجیتال می‌باشد: حذف‌کننده‌ی طیفِ ماهواره، لینک طیف گسترده‌ی زیر سطح نویز.

۱،۲. حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره

با توجه به انواع روش‌های حذف تداخل، برای کانال‌های تلویزیونیِ پخش شده روی فرستنده‌های ماهواره‌ایِ 36 MHz که سیگنال آن‌ها مبتنی بر استاندارد DVB-S[10] (و یا نسخه‌ی دومِ همان یعنی DVB-S2) می‌باشد، طراحیِ حذف‌کننده بگونه ای در نظر گرفته می‌شود که ابتدا سیگنال ماهواره توسط بلوک‌های دمدولاسیون/مدولاسیونِ فازِ دیجیتال بازسازی شده و سپس برای کاهشِ خطای آن با الگوریتمِ وفقی QRD-RLS فیلتر می‌شود. شکل (۲) ساختار حذف‌کننده‌ی طیفِ پیشنهادی را نشان می‌دهد. برای کاهش خطای بلوک دمدولاسیونِ فازِ دیجیتال، قبل از آن از دو بلوک TR[11] و DPLL[12] به منظور همگام‌سازی زمانی و فازِ حامل استفاده می‌شود.

بخاطر اینکه حذف‌کننده روی کانال‌های تلویزیونی با مدولاسیون فازِ QPSK[13] و یا 8PSK[14] اعمال می‌شود بطوریکه مدولاسیونِ آن‌ها بدون آفست است، الگوریتمی که برای تشخیص خطا در TR در نظر گرفته می‌شود Gardner می‌باشد [۲۷]. همگام‌سازی DPLL نیز از جبران‌کننده‌ی حلقه بسته‌ای استفاده می‌کند [۲۸] که در شکل (۳) ساختار آن رسم شده است. در شکل (۳)، سیگنال y_n نسخه‌ی تغییر-فازِ ورودی x_n برای نمونه‌ی nام می‌باشد:

$$y_n = x_n e^{i\lambda_n}, \qquad (۱)$$

برای تصحیح خطای فاز، ابتدا خطای e_n محاسبه می‌شود که برای مدولاسیون QPSK

$$e_n = \mathrm{sgn}(\mathrm{Re}\{y_n\}) \times \mathrm{Im}\{y_n\} - \mathrm{sgn}(\mathrm{Im}\{y_n\}) \times \mathrm{Re}\{y_n\}, \qquad (۲)$$

و برای مدولاسیون 8PSK در دو حالت

$$e_n = \mathrm{sgn}(\mathrm{Re}\{y_n\}) \times \mathrm{Im}\{y_n\} - (\sqrt{2}-1)\mathrm{sgn}(\mathrm{Im}\{y_n\}) \times \mathrm{Re}\{y_n\}, \qquad (۳)$$

به ازای $|\mathrm{Re}\{y_n\}| \geq |\mathrm{Im}\{y_n\}|$ و

$$e_n = (\sqrt{2}-1)\mathrm{sgn}(\mathrm{Re}\{y_n\}) \times \mathrm{Im}\{y_n\} - \mathrm{sgn}(\mathrm{Im}\{y_n\}) \times \mathrm{Re}\{y_n\}, \qquad (۴)$$

به ازای $|\mathrm{Re}\{y_n\}| < |\mathrm{Im}\{y_n\}|$ بدست می‌آید. توابع $\mathrm{sgn}(.)$، $\mathrm{Re}\{.\}$، و $\mathrm{Im}\{.\}$ به ترتیب تابع علامت، قسمت حقیقی، و قسمت موهومی متغیرهای مختلط هستند. در ادامه خطای فاز از فیلتر

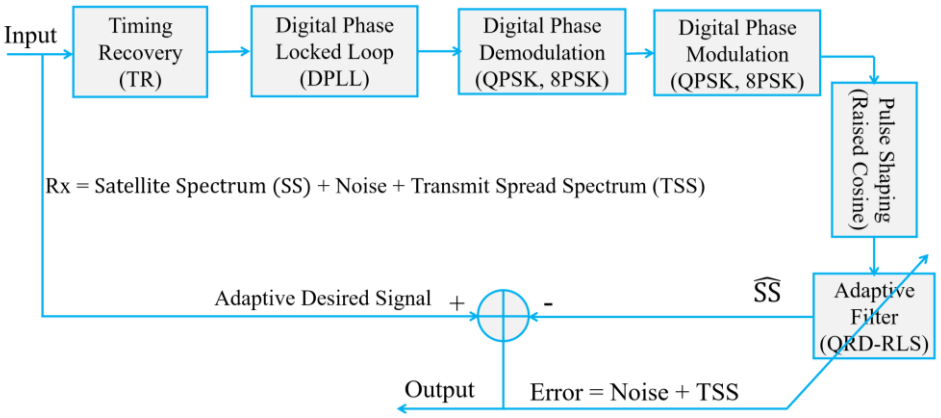
$$\psi_n = g_I e_n + \psi_{n-1}, \qquad (۵)$$

عبور می‌کند. g_I بهره‌ی جمع‌شوندگی است

$$g_I = \frac{4\left(\frac{\theta^2}{d}\right)}{K_p K_0}, \qquad \theta = \frac{B_n T}{\left(\zeta + \frac{1}{4\zeta}\right)},$$

$$d = 1 + 2\zeta\theta + \theta^2, \qquad (۶)$$

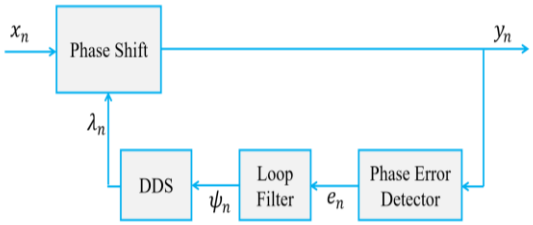
که در آن B_n پهنای باند نرمالیزه‌ی حلقه، T زمان سمبول، و ζ فاکتور تعدیل می‌باشد. بهره‌ی بازیابی فاز K_0 برابر با تعداد نمونه‌ها به ازای هر سمبول بوده که در لینک ماهواره‌ای $K_0 \geq 4$ در نظر گرفته شده؛ و همچنین برای مدولاسیون‌های QPSK و 8PSK به ترتیب $K_p = 2$ و $K_p = 1$ فرض می‌شود. نهایتاً خروجیِ فیلترِ حلقه از فیلتر DDS[15] عبور کرده و فازِ جبرانی ساخته می‌شود.



شکل۲: ساختار حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره

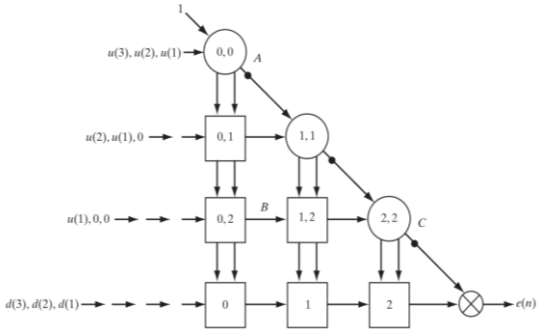
(۷)

$$g_P = \frac{4\zeta(\theta/d)}{K_p K_0},$$
$$\lambda_n = (g_P e_{n-1} + \psi_{n-1}) + \lambda_{n-1},$$



شکل۳: ساختار حلقه بسته‌ی DPLL

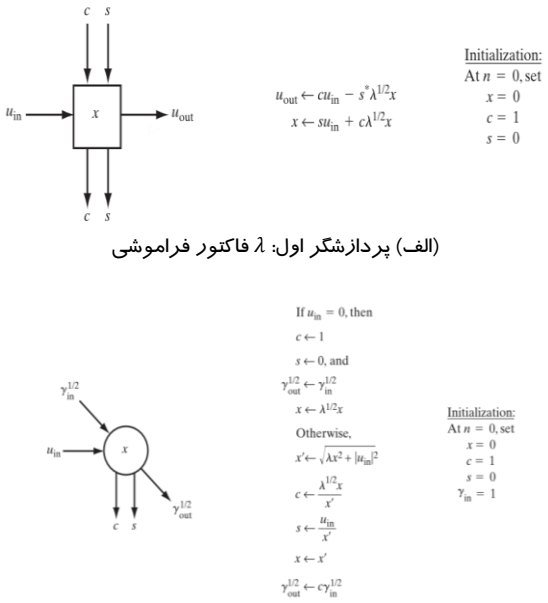
بلوک دمدولاسیونِ فازِ موجود در شکل (۲) با توجه به نوع مدولاسیونِ کانال تلویزیونی (دو نوع QPSK و یا 8PSK) از روی سیگنالِ همگام‌شده، سمبول‌ها را تشخیص می‌دهد و در ادامه بلوک مدولاسیونِ فاز مجدد همان سمبول‌ها را می‌سازد. Scrambling موجود در لایه‌ی فیزیکیِ فرستنده‌های تلویزیونی سمبول‌های ارسالی را با یکدیگر جابجا می‌کند. در حذف‌کننده‌ی پیشنهادی، پشت سرهم بودنِ بلوک‌های دمدولاسیون و مدولاسیون فاز، جابجایی سمبول‌های ناشی از Scrambling را به طور ذاتی ایجاد می‌کند.



شکل٤: نمونه آرایه‌ی سیستولیکِ QRD-RLS [۲۹]

بنابراین در ساختار حذف‌کننده، نیازی به بلوک De-Scrambling و Scrambling نیست. نکته‌ی دیگر اینکه در استخراج بیت‌های داده از سمبول‌های نویزی، Scrambling تأثیری در عملکرد بلوک دمدولاسیون نمی‌گذارد. همچنین در فریم‌های ارسالی به ازای چند ده هزار سمبول تصویر تنها نود سمبول به سربار لایه‌ی فیزیکی تخصیص می‌یابد. این در حالی است که مدولاسیونِ سربار نیز از نوع مدولاسیون‌های فاز می‌باشد. در نتیجه سربار تأثیر چندانی در روند حذف طیفِ ماهواره نمی‌گذارد. به جهت آنکه کانال تلویزیونیِ منطبق بر استاندارد DVB-S2 دارای شکل‌دهی پالس کسینوسیِ افزاینده است، به منظور شبیه‌تر شدن سیگنالِ ساختگی به کانال تلویزیونی، سمبول‌های ساخته‌شده‌ی فازی توسط بلوک شکل‌دهی پالس فیلتر می‌شود.

برای کاهش خطای باز-تولید طیف ماهواره، در طراحی حذف‌کننده، یک روند تکرارپذیر مبتنی بر فیلترهای وفقی پیشنهاد می‌گردد. انتخاب الگوریتمِ مناسب برای فیلتر وفقی اهمیت داشته و روی عملکردِ حذف‌کننده تأثیر می‌گذارد. الگوریتم‌های وفقی متنوعی در مراجع گذشته [۲۹] ارائه شده‌اند که به دو دسته‌ی اصلی: مجموعه‌ی LMS[16] و مجموعه‌ی RLS تقسیم می‌شوند. اگرچه الگوریتم‌های مبتنی بر LMS پیچیدگی کم‌تر داشته و با تنظیم اندازه‌ی گام معمولاً رفتار همگرایی دارند، ولیکن سرعت و دقت آن‌ها به خوبی روش‌های RLS نیست. الگوریتم QRD-RLS از مجموعه‌ی RLS بوده با این تفاوت که قابلِ پیاده‌سازی بصورت آرایه‌ی سیستولیک می‌باشد؛ و این به معنای ایجاد شبکه‌ی محاسبه‌ی موازی است که محاسبات جبری را به خوبی در فضای محدود نگاشت می‌کند و لذا پیچیدگی الگوریتم را کاهش می‌دهد. در شکل (۴) نمونه‌ای از پیاده‌سازی QRD-RLS بصورت آرایه‌ی سیستولیک نمایش داده شده است. در این شکل u سیگنال ورودی، d سیگنال مطلوب، و e خطای فیلتر است. پیاده‌سازی هر کدام از پردازشگرهای بکار برده شده در شکل (۴)، در شکل (۵) نشان داده شده است. پیرو شکل (۴) می‌توان نتیجه گرفت که در این نوع پیاده‌سازی، پردازشگرهای چهار لایه بطور همزمان قابل اجرا هستند. یکی دیگر از مزایای الگوریتم QRD-RLS پایداری بیش‌ترِ آن نسبت به الگوریتم RLS می‌باشد [۳۰].



شکل۵: پردازشگرهای موجود در شکل (٤) [۲۹].

در مرجع [۳۰]، برای کاهش پیچیدگیِ الگوریتم QRD-RLS، پیاده‌سازی Fast QRD-RLS پیشنهاد می‌شود. با فرض تعدادِ ضرایب فیلتر ۳۲ و استفاده از Fast QRD-RLS، در جدول (۱) تعداد عملگرهای ضرب، جمع، رجیسترها[17] و مالتی‌پلکسرهای[18] گزارش‌شده توسط نرم‌افزار HDL-Coder MATLAB برای پیاده‌سازی RLS و QRD-RLS آورده شده است. همچنین، با سنتز کدِ حذف‌کننده روی بورد FPGA Kintex7 410T (XC7K410T)، مقدار منابع مصرفی در جدول (۱) مقایسه می‌شود. با توجه به این جدول، پیاده‌سازی الگوریتم QRD-RLS تعداد عملگر و منابع کم‌تری نیاز دارد.

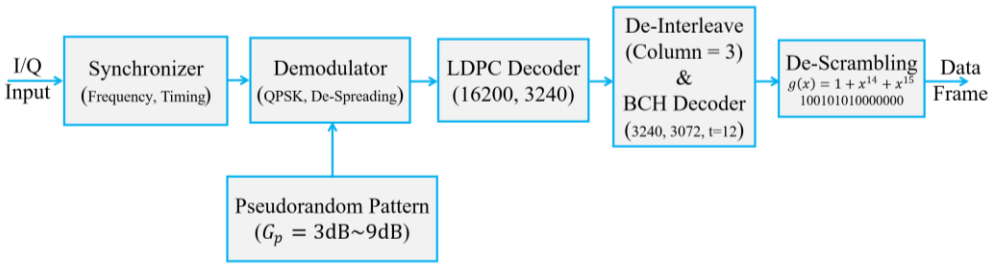


جدول۱: منابع مورد نیاز برای پیاده‌سازی حذف‌کننده.

الگوریتم / منابع	RLS	QRD-RLS
ضرب	۸۹	۸۹
جمع/ تفریق	۹۴	۹۴
رجیستر	۱۴۷۳	۱۴۷۲
مالتی‌پلکسر	۴۲۰	۳۲۹
DSP48 (XC7K410T)	٪ ۵,۸	٪ ۵,۸
Flip-flop (XC7K410T)	٪ ۰,۳	٪ ۰,۳
LUT (XC7K410T)	٪ ۱,۶	٪ ۱,۴
Block RAM (XC7K410T)	٪ ۰,۵	٪ ۰,۵

۲,۲. لینک طیف گسترده زیر سطح نویز

سیگنال مختلط خروجیِ حذف‌کننده در مرحله‌ی بعد به گیرنده‌ی طیف گسترده داده می‌شود. طراحی بلوکیِ گیرنده‌ی طیف گسترده، مطابق با شکل (۶) ارائه می‌گردد. اولین بلوک در گیرنده، همگام‌سازی فرکانسی/زمانی را انجام می‌دهد. این همگام‌سازی منطبق بر سرباریست که در طراحی لینک و در بخش فرستنده لحاظ می‌گردد. با توجه به استانداردهای ماهواره‌ای [۲۱، ۲۲]، امکان انتخاب الگوریتم‌های همگام‌سازیِ مناسب وجود دارد بطوریکه لینک ارتباطی با اختصاص سربار تقریباً 10% در ساختار فریم برقرار می‌گردد. بعد از همگام‌سازی، دمدولاسیون و فشرده‌سازی سیگنالِ گسترش‌یافته انجام خواهد شد. در ارتباطات ماهواره‌ای محدودیت پهنای باند وجود داشته و لذا مدولاسیون‌های فازی که بهره‌وری طیفی مناسبی دارند، معمولاً بکار برده می‌شوند. در بین مدولاسیون‌های فاز نیز مدولاسیون QPSK گزینه‌ی مناسبی است. این بخاطر مصالحه‌ی مناسب آن بین نرخ داده و حساسیت گیرنده می‌باشد. در کانال‌های ماهواره‌ای 36 MHz با اعمال ضریب اُفت، انتقال داده زیر طیف ماهواره با نرخ سمبول تقریباً 30 Msps امکان‌پذیر است. در نتیجه، مدولاسیون QPSK



شکل۶: ساختار گیرنده‌ی طیف گسترده.

باعث افزایش نرخ داده به رابطه ذیل می‌گردد.

$$R_b^{(\mathrm{QPSK})} = 30 \times \log_2 4 = 60 \ \ \mathrm{Mbits/s}, \quad (۸)$$

برای بهبود حساسیت گیرنده و شبیه شدنِ لینک ارتباطی به نویز، گسترده‌سازیِ سیگنال توسط طیف گسترده‌ی دنباله مستقیم در نظر گرفته می‌شود. برای افزایش امنیت لینک می‌توان از کد گسترده‌سازیِ بلند استفاده کرد. متقابلاً در گیرنده نیز روش معمولِ همبستگیِ کامل به کمک فیلتر تطبیقی جهت فشرده‌سازی بکار برده می‌شود. همانطور که می‌دانیم نرخِ داده بخاطر استفاده از طیف گسترده کاهش خواهد یافت که این کاهش به بهره‌ی پردازشیِ طیف گسترده G_p وابسته است. با فرض $G_p = 9$ dB نرخ داده به رابطه ذیل می‌رسد.

$$R_b^{(SS)} = \frac{R_b^{(\mathrm{QPSK})}}{10^{Gp/10}} \approx \frac{60}{8} = 7.5 \ \ \mathrm{Mbits/s}\,, \qquad (۹)$$

بلوک بعدی در گیرنده، دیکدینگ LDPC می‌باشد. برای کلمه کدهای بلند، کدینگ LDPC در مقایسه با کدینگ Convolutional و دیگر کدینگ‌های بلوکی بهره‌ی بهتری دارد [۲۵]. لذا برای ارتباطات نرخ-بالا، این کدینگ انتخاب می‌شود. پیاده‌سازی دیکدینگِ آن نیز منطبق بر ماتریس‌های ارائه شده در [۲۲] به ازای کلمه کد 16200 با تأخیر چند میلی ثانیه امکان‌پذیر است. برای ممانعت از خطای پُشت‌سرهم Burst و همچنین ممانعت از افزایش خطای دیکدینگ در SNRهای مرزی، در بلوک بعدی از میانگذاریِ بیت‌ها (Interleave) با تعداد ستون 3 و دیکدینگ BCH با قدرت تصحیح خطای $t = 12$ استفاده می‌شود. همانطور که در شکل (۶) نیز به آن اشاره شده است، کدینگ LDPC دارای نرخ کدینگ $R_{c1} = 1/5$ و کدینگ BCH نیز دارای نرخ $R_{c2} = 0.95$ می‌باشد، لذا نرخ داده تقریباً مطابق رابطه ذیل محاسبه می‌گردد. با در نظر گرفتن سربار فریم، نرخ $\geq (1 - 0.1) \times 1.43$ 1.25 Mbps بدست می‌آید.

$$R_b^{(\mathrm{BCH+LDPC})} = R_b^{(SS)} \times R_{c1} \times R_{c2} \approx 1.43 \ \mathrm{Mbits/s}\,, \qquad (۱۰)$$

نهایتاً در بلوک آخرِ شکل (۶)، De-Scrambling انجام می‌شود که ساختار و مقدار اولیه‌ی آن متناظر با بلوک Scrambling فرستنده می‌باشد. Scrambling در حقیقت برای تصادفی کردن رشته بیتِ داده بکار برده شده که در نتیجه‌ی آن، وابستگیِ طیف توانِ سیگنال به داده‌ی ارسالی از بین می‌رود. قابل ذکر است که این بلوک در نرخ داده اثر نمی‌گذارد.

گیرنده‌های کانال‌های تلویزیونیِ ماهواره‌ای حساسیت مشخصی دارند که SNR دریافتی از آنتن‌های معمولِ خانگی (آنتن بشقابی قطر ۹۰ سانتی‌متری) بایستی بیش‌تر از آن باشد تا کانالِ تلویزیونی بدونِ نویز نمایش داده شود. با این توضیح، لینکِ برقرار شده توسط SC-based HRL زمانی اثر تخریبی نخواهد داشت که توان نویز را به حدی افزایش دهد که SNR دریافتی در گیرنده‌های تلویزیونی را کم‌تر از حساسیتِ آن نکند.

برای بررسی دقیق‌تر اثر تخریبی لینک SC-based HRL روی گیرنده‌های خانگی، در ادامه بودجه لینک[۱۹] کانال ماهواره‌ای 36 MHz محاسبه شده و اثر لینک فرصت‌طلبانه روی آن بدست می‌آید. در مسیر رفت ارتباط ماهواره‌ای، بودجه لینک بصورت رابطه ذیل و با واحد dB محاسبه می‌شود که در آن عدد 153 از ثابت بولتزمن و پهنای باند بدست آمده؛ و EIRP_u، $\left(\frac{G}{T}\right)_{sat}$، و L_u به ترتیب توان تابشی ایزوتروپیک مؤثر[۲۰] فرستنده‌ی کانال‌های تلویزیونی، شاخص گیرنده‌ی ماهواره، و تلفات مسیر رفت می‌باشد

$$\left(\frac{C}{N}\right)_u = \mathrm{EIRP}_u + \left(\frac{G}{T}\right)_{sat} - L_u + 153\,, \qquad (۱۱)$$

بطوریکه EIRP_u با واحد dBW و L_u با واحد dB بدست می‌آید.

$$\mathrm{EIRP}_u = P_{t,u} + G_{t,u} - L_{t,u}\,, \qquad (۱۲)$$

$$L_u = 183.9 + 20\log_{10}(f_u)\,, \qquad (۱۳)$$

$P_{t,u}$، $G_{t,u}$، و $L_{t,u}$ به ترتیب توان، بهره‌ی آنتن و تلفات فرستنده‌ی زمینی را نمایش داده و پارامتر f_u فرکانس موج انتشاریِ مسیر رفت برحسب گیگاهرتز می‌باشد. محاسبه‌ی تلفات مسیر در (۱۳) به ازای فاصله‌ی تقریبی 37273 km بین فرستنده‌ی زمینی و ماهواره در نظر گرفته شده است. تحلیل مشابهی برای محاسبه‌ی بودجه لینک در مسیر برگشت وجود دارد.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_d = \mathrm{EIRP}_{sat} + \left(\frac{G}{T}\right)_r - L_d + 153\,. \qquad (۱۴)$$

پارامترهای EIRP_{sat}، $\left(\frac{G}{T}\right)_r$، و L_d به ترتیب توان تابشی ایزوتروپیک مؤثر فرستنده‌ی ماهواره، شاخص گیرنده‌ی خانگی، و تلفات مسیر برگشت می‌باشد.

$$\left(\frac{G}{T}\right)_r = -7 + 20\log_{10}(f_d)\,, \qquad (۱۵)$$

$$L_d = 183.9 + 20\log_{10}(f_d)\,. \qquad (۱۶)$$

شاخص گیرنده‌ی زمینی در (۱۵) به ازای آنتن بشقابی با قطر ۹۰ سانتی‌متر، بازدهی ۶۵ درصد و دمای ۲۹۰ درجه‌ی کِلوین با واحد dB/K محاسبه می‌شود. f_d فرکانس مسیر برگشت برحسب گیگاهرتز است. مشابه مسیر رفت، فرمول تلفات برای مسیر برگشت مطابق (۱۶) بدست می‌آید. بودجه لینک کل برای مسیر فرستنده‌ی زمینی-ماهواره-گیرنده‌ی خانگی مطابق رابطه‌ی ذیل با واحد dB بدست می‌آید [۳۱].

$$\left(\frac{C}{N}\right)_t = -10\log_{10}\left(10^{\frac{-\left(\frac{C}{N}\right)_u}{10}} + 10^{\frac{-\left(\frac{C}{N}\right)_d}{10}}\right) \qquad (۱۷)$$

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t = \left(\frac{C}{N}\right)_t - 10\log_{10}(R_c \times \log_2(M)\,) \qquad (۱۸)$$

R_c و M به ترتیب نرخ کدینگ و شاخص مدولاسیون کانال ماهواره‌ای است.

لینک برقرار شده توسط SC-based HRL از دید گیرنده‌های تلویزیونی، تداخل محسوب شده و در حقیقت کف نویز را افزایش می‌دهد. اگر توان لینک SC-based HRL با پارامتر I (واحد وات) نشان داده شود، با فرض اینکه بهره‌ی ماهواره G باشد، مجموع توان نویز در گیرنده‌ی خانگی

$$(N)_{i,t} = (N)_d + G[(N)_u + I]\,, \qquad (۱۹)$$

برحسب وات بدست می‌آید. در نتیجه بودجه لینک کل با حضور تداخل

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{i,t}^{-1} = \frac{(N)_{i,t}}{(C)_{i,t}} = \frac{(N)_d}{(C)_{i,t}} + \frac{G[(N)_u+I]}{(C)_{i,t}}, \qquad (۲۰)$$

محاسبه می‌گردد. در معادله‌ی (۲۰)، $(C)_{i,t} = (C)_d$ می‌باشد بخاطر آنکه توان حاملِ کل در گیرنده‌ی زمینی و در مسیر برگشت لحاظ می‌گردد. و از طرفی با توجه به بهره‌ی ماهواره داریم $(C)_{i,t} = G(C)_u$. لذا با ساده‌سازی (۲۰)، بودجه لینک کل برحسب dB و متناسب با $\left(\frac{C}{N}\right)_u$ و $\left(\frac{C}{N}\right)_d$ موجود در معادلات (۱۱) و (۱۴) بصورت زابطه ذیل بدست می‌آید، که در آن $\left(\frac{C}{N}\right)_{i,u} = \left(\frac{C}{N+I}\right)_u = \left(\frac{C}{N}\right)_u - 10\log_{10}\left(1 + \frac{I}{N}\right)$ با واحد dB محاسبه می‌شود.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{i,t} = -10\log_{10}\left(10^{\frac{-\left(\frac{C}{N}\right)_{i,u}}{10}} + 10^{\frac{-\left(\frac{C}{N}\right)_d}{10}}\right) \qquad (۲۱)$$

مطابق معادلات (۱۷) و (۲۱) و با انجام محاسبات ریاضی، حد پائین قابل حصول است.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{i,t} \geq \left(\frac{C}{N}\right)_t - 10\log_{10}\left(1 + \frac{I}{N}\right), \qquad (۲۲)$$

مشابه تحلیل ارائه شده در (۱۸)، به سادگی از رابطه‌ی (۲۲) می‌توان نتیجه گرفت که

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{i,t} \geq \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t - 10\log_{10}\left(1 + \frac{I}{N}\right). \qquad (۲۳)$$

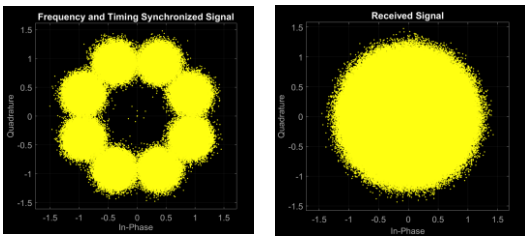
حساسیت گیرنده‌ی خانگی $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}$ برای کانال‌های تلویزیونی از مراجع [۲۰، ۲۱] قابل استخراج است. پیرو حد پائین بدست آمده در (۲۳)، برای آنکه لینک SC-based HRL روی گیرنده‌های خانگی اثر تخریبی نداشته باشد لازم است که این یعنی اینکه بودجه لینک کل در حالی که لینک SC-based HRL خاموش باشد از حساسیت گیرنده‌ی خانگی حداقل به اندازه‌ی $10\log_{10}\left(1 + \frac{I}{N}\right)$ بیش‌تر باشد.

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} \geq 10\log_{10}\left(1 + \frac{I}{N}\right). \qquad (۲۴)$$

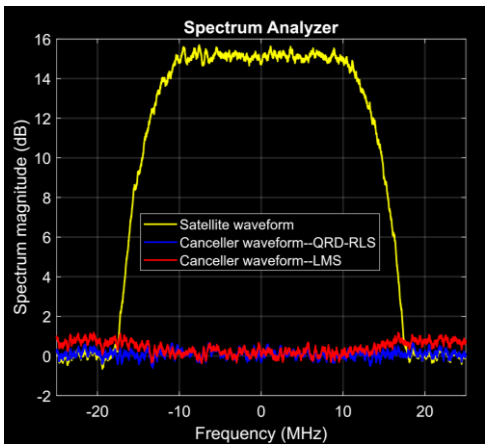
۳.نتایج عددی و پیاده‌سازی

در این بخش، خروجیِ چارچوب SC-based HRL در دو قسمت پردازشی: حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره، و لینک طیف گسترده‌ی زیر سطح نویز، بصورت عددی بررسی می‌گردد. همچنین، شبیه‌سازی‌ها در نرم‌افزار MATLAB انجام شده

و پیاده‌سازی چارچوب نیز نهایتاً در نرم‌افزار Vivado روی بورد FPGA آورده می‌شود.



(الف) سیگنال ورودی (ب) سیگنال خروجی DPLL

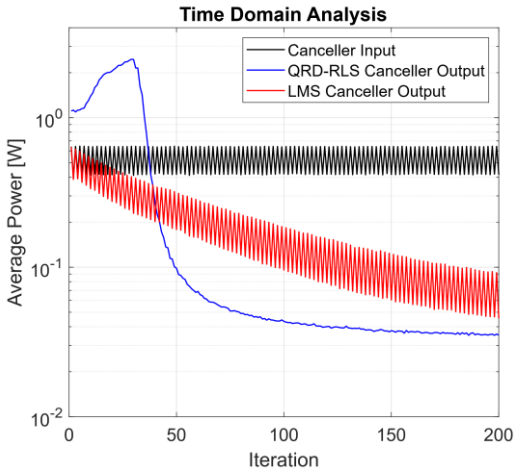


(ج) طیف ورودی و خروجی حذف‌کننده

شکل۷: آشکارسازی کانالِ ماهواره و حذف آن.

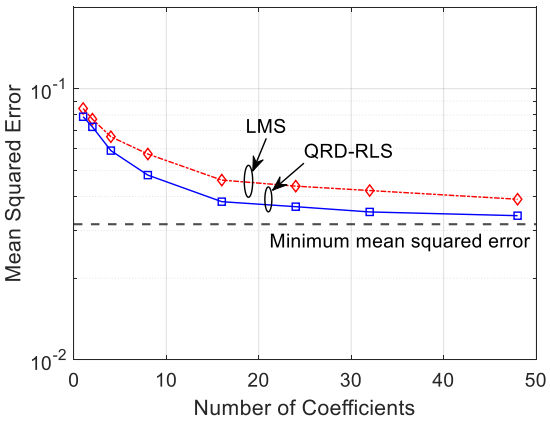
برای شبیه‌سازیِ حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره، فرض بر آنست که سیگنال DVB-S2 متعلق به یک کانال تلویزیونی با مشخصات مدولاسیون 8PSK و نرخ سمبول 30 Msps وجود داشته باشد. در شبیه‌سازی شکل (۷)، سیگنال 8PSK ساخته شده و بعد از گذر آن از کانال AWGN[21] با SNR=15 dB و آفست فرکانسی 3 MHz و تأخیر زمانی حداکثر ۱ نمونه، به حذف‌کننده‌ی طیف اعمال می‌گردد. پیرو شکل (۷)-الف، گوی‌های سیگنالِ ورودی نامشخص بوده و مطابق با شکل (۷)-ب، پس از عبور آن از دو بلوک TR و DPLL، گوی‌های 8PSK مشخص می‌شود. و در ادامه با بازسازی سیگنال ماهواره توسط فیلتر وفقی (دو الگوریتم متفاوت: QRD-RLS با فاکتور فراموشی ۱ و LMS با اندازه‌ی گام ۰/۰۱ و هر دو الگوریتم با تعداد ضرایب ۳۲) و کسر آن از ورودی، طیف ورودی و خروجیِ حذف‌کننده مطابق با شکل (۷)-ج بدست می‌آید. در رسم طیف توان فرض شده است که پارامترهای پهنای باندِ وضوح تصویر[22] RBW=300 Hz و پهنای باند ویدیویی[23] VBW=300 kHz باشند. در این شکل مشاهده می‌گردد که الگوریتم مبتنی بر QRD-RLS نسبت به LMS حذف مناسب‌تری به ویژه در لبه‌های طیف دارد.

در شکل (۸)، حذف‌کننده‌ی سیگنال ماهواره به ازای دو الگوریتم وفقی QRD-RLS و LMS در حوزه‌ی زمان مقایسه شده بطوریکه میانگین توان ورودی و خروجیِ حذف‌کننده نسبت به تعداد تکرارِ الگوریتم وفقی رسم گردیده است. متغیرها و پارامترهای این شبیه‌سازی مشابه شبیه‌سازی قبل می‌باشد و میانگین‌گیری روی ۱۰۰۰۰ نمونه‌ی مجزا به ازای هر تکرار انجام می‌شود. در این شکل مشاهده می‌گردد که هر دو الگوریتم به خطای کمینه‌ی $3 \times 10^{-\mathrm{SNR}/10} \approx 10^{-2}$ W می‌رسند اگرچه سرعت همگرایی و نوسانات آن‌ها متفاوت بوده و QRD-RLS بطور قابل توجهی عملکرد بهتری را نشان می‌دهد. نکته‌ی دیگر اینکه آنچه در شکل (۸) برای رفتار همگرایی QRD-RLS ترسیم گردیده، در مقایسه با رفتار همگرایی RLS که در مراجع گذشته [۲۹، ۳۰] به آن‌ها پرداخته شده است، می‌توان ادعا کرد که عملکرد این دو الگوریتم در همگرایی مشابه یکدیگر است. علاوه بر آن، میانگین توانِ سیگنال ورودیِ حذف‌کننده در حدود ۰/۶ وات می‌شود و این بخاطر آنست که شکل‌دهی پالس با حداکثر بهره‌ی ۱ سبب می‌شود که میانگین بهره‌ی نمونه‌ها در حدود ۰/۸ شده و در نتیجه توان آن در این بازه محاسبه گردد.



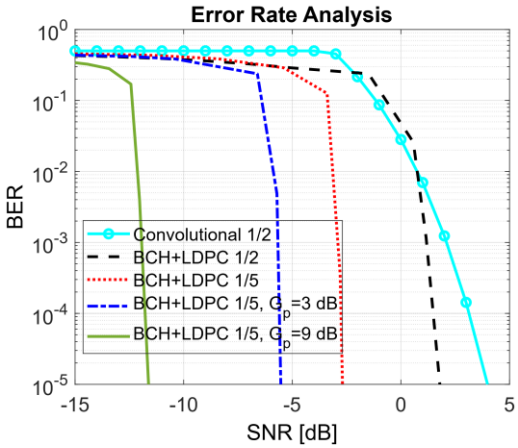
شکل ۸: تحلیل حوزه‌ی زمان حذف‌کننده.

عملکرد حذف‌کننده‌ی سیگنال ماهواره با توجه به تعداد ضرایب فیلتر وفقی می‌تواند تغییر کند. برای تحلیل این مسئله، در شکل (۹) خطای میانگین مربعاتِ حذف‌کننده نسبت به تعداد ضرایب فیلتر وفقی برای دو الگوریتم QRD-RLS و LMS رسم گردیده است. در این شبیه‌سازی نیز سیگنال ماهواره مشابه دو شبیه‌سازی قبل ساخته می‌شود. این شکل نشان می‌دهد که فیلتر ۳۲-ضریبی با اختلاف خطای کم‌تر از 0.01 نسبت به حالت ایده‌آل (کم‌ترین خطای میانگین مربعات) می‌تواند عملکرد مناسبی را برای حذف‌کننده فراهم کند.



شکل ۹: تغییرات خطای میانگین مربعاتِ حذف‌کننده نسبت به تعداد ضرایب فیلتر وفقی برای الگوریتم‌های QRD-RLS و LMS.

برای تحلیل بخش لینک طیف گسترده‌ی زیر سطح نویز با مشخصات مطرح شده در بخش ۲,۲، در شکل (۱۰)، رفتار نرخ خطای BER[24] در کانال AWGN برای مدولاسیون QPSK نسبت به SNRهای مختلفِ دریافتی بررسی می‌شود. منحنی‌های کدینگ ترکیبی BCH+LDPC 1/5 برای کلمه کد 16200 و کدینگ ترکیبی BCH+LDPC 1/2 برای کلمه کد 6480 طی شبیه‌سازی Monte-Carlo محاسبه و رسم شده‌اند. برای مقایسه بعنوان منحنی معیار، BER کدینگ Convolutional 1/2 با مدولاسیون QPSK نیز با استفاده از جعبه ابزار نرم‌افزار MATLAB رسم گردیده است. در این شکل مشاهده می‌شود که به ازای $BER=10^{-5}$، کدینگ BCH+LDPC با نرخ کد 1/2 تقریباً 2.5 dB نسبت به کدینگ Convolutional بهبود در SNR دریافتی ایجاد می‌کند. با تغییر نرخ کدینگ BCH+LDPC از 1/2 به 1/5 مقدار SNR دریافتی به مقدار 3 dB- کاهش یافته و با اعمال طیف گسترده با بهره‌ی پردازشی $G_p = 3$ dB و $G_p = 9$ dB به ترتیب SNR≈-6 dB و SNR≈-12 dB دریافت می‌گردد.



شکل ۱۰: نرخ خطای بیت برای پردازشِ ترکیبی (کدینگ کانال و طیف گسترده) به ازای نرخ‌های مختلف کدینگ و گستردگی.

اثر تخریبی لینک فرصت‌طلبانه‌ی SC-based HRL روی گیرنده‌های تلویزیونی ماهواره‌ی Intelsat-39 در ادامه مورد بررسی قرار می‌گیرد. مسیر رفت و برگشت کانال تلویزیونی در این ماهواره به ترتیب با فرکانس‌های 14355 MHz و

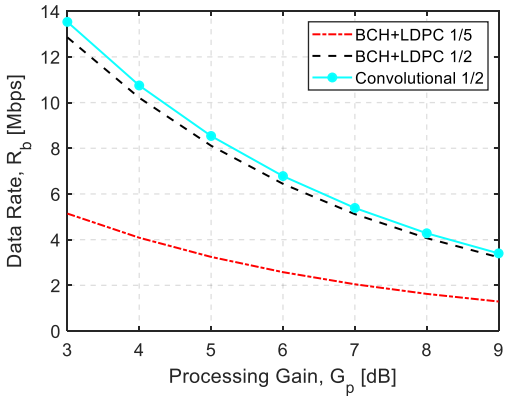
11555 MHz و پهنای باند 36 MHz در دسترس بوده و پوشش آن در محدوده‌ی شهر تهران تقریباً $\text{EIRP}_{sat} \approx 52.3$ dBW و $\left(\frac{G}{T}\right)_{sat} \approx$ 8.2 dB/K می‌باشد. همچنین حساسیت گیرنده $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} \approx 4.4$ dB با توجه به مشخصات لینکِ آن تعیین می‌گردد [۲۱]. فرستنده‌ی کانال تلویزیونی دارای آنتن بشقابی با قطر ۲۴۰ سانتی‌متر، بازدهی 70% (یعنی $G_{t,u} =$ 49.5 dBi) فرض شده و انتشار سیگنال آن با توان ۸ وات و یا بعبارتی $P_{t,u} = 9$ dBW، و تلفات $L_{t,u} = 1$ dB انجام می‌شود. در جدول (۲)، محاسبه‌ی بودجه لینک در دو مسیر رفت و برگشت با مشخصات ذکر شده در بالا انجام شده است. با توجه به این محاسبات، $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} = 1.9$ dB بدست می‌آید. از طرفی اگر مشخصات لینک SC-based HRL بگونه‌ای انتخاب شود که توان آن نسبت به توان نویز 3 dB کم‌تر باشد، یعنی نسبت $\frac{I}{N} = 10^{\frac{-3}{10}} = 0.5$ بوده و در نتیجه $10\log_{10}(1 + I/N) \approx 1.8$ dB محاسبه می‌شود. پیرو (۲۴) می‌توان نتیجه گرفت که لینک SC-based HRL روی گیرنده‌های تلویزیونی اثر تخریبی ندارد.

در شکل (۱۱)، نرخ داده‌ی ارسالی نسبت به بهره‌ی پردازشیِ طیف گسترده در چارچوب SC-based HRL روی کانال ماهواره‌ای 36 MHz و برای سه حالت کدینگ BCH+LDPC 1/5، BCH+LDPC 1/2، و Convolutional 1/2 نشان داده شده است. پیرو این شکل، نرخ‌های بیش‌تر از 1 Mbps با بکارگیری چارچوب SC-based HRL فراهم می‌شود؛ شرایطی که در آن، امکان ارسال تصاویر برخط با کیفیت بالا وجود دارد. نکته‌ی دیگر در شکل (۱۱) این است که حالت BCH+LDPC 1/2 دارای نرخ کدینگ 0.95 برای کدینگ BCH بوده و لذا نسبت به حالت Convolutional 1/2 نرخ کم‌تری خواهد داشت

جدول۲: محاسبات بودجه لینک ماهواره‌ی Intelsat-39.

مسیر برگشت		مسیر رفت	
f_d	11555 MHz	f_u	14355 MHz
EIRP_{sat}	52.3 dBW	EIRP_u	57.5 dBW
$\left(\frac{G}{T}\right)_r$	14.3 dB/K	$\left(\frac{G}{T}\right)_{sat}$	8.2 dB/K
L_d	205.2 dB	L_u	207.1 dB
$\left(\frac{C}{N}\right)_d$	14.4 dB	$\left(\frac{C}{N}\right)_u$	11.6 dB
کل مسیر رفت و برگشت			
$\left(\frac{C}{N}\right)_t$	9.8 dB		
$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t$	6.3 dB		
$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}$	4.4 dB		
$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}$	1.9 dB		

.



شکل ۱۱: تغییرات نرخ داده‌ی ارسالی نسبت به بهره‌ی پردازشی طیف گسترده برای کدینگ‌های BCH+LDPC 1/5، BCH+LDPC 1/2، و Convolutional 1/2.

با پیاده‌سازی SC-based HRL روی بورد FPGA Kintex7 410T و بکمک مبدل AD9361 بعنوان بلوک ADC[25]/Down Convertor و آنتن و همچنین LNB[26] در گیرنده و BUC[27] در فرستنده، سنجش چارچوب SC-based HRL، روی کانال 11555 MHz ماهواره‌ی Intelsat-39 قابل انجام است. همچنین فرض می‌شود که کدینگ BCH+LDPC دارای نرخ 1/5 بوده و بهره‌ی پردازشیِ طیف گسترده $G_p = 9$ dB باشد. در این آزمایش، لینک با نرخ 1.25 Mbps زیر طیف ماهواره برقرار شد در شرایطی که

SNR دریـافتی بعـد از بلـوک De-Spreading (بـدون گستردگی و با وجودِ کدینگ کانال) بـه مقـدار تقریبـاً dB 1.2- رسید. قبلاً در شبیه‌سازی شکل (۱۰) نشـان داده شـد کـه کـدینگ BCH+LDPC بـا نـرخ 1/5 و بدون گستردگی طیف در dB 3-≈SNR به نرخ خطای $BER=10^{-5}$ می‌رسد. دلیل اختلاف سنجش با نتیجه‌ی شبیه‌سازی ناشی از تلفات موجود در بخش RF^{28} مدار و همچنین درست تنظیم نبودن آنتن (تنظیم با دقـت بالا) به سمت ماهواره است.

۴. نتیجه‌گیری

در این مقاله، چارچوب جدیدی با نام SC-based HRL به منظور برقراری لینک ارتباطی نـرخ-بـالا زیـر طیـف کانـالِ مـاهواره‌ای ارائـه گردیـد. ایـن چارچوب متشکل از دو بخش پردازشـیِ اصـلی بـا عناوین: حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره، لینک طیـف گسـترده‌ی زیـر سـطح نـویز مـی‌باشـد. پـردازش حذف‌کننـده‌ی طیـف مـاهواره در گیرنـده پیـاده می‌شود؛ در حالیکه پردازش لینک طیف گسـترده در فرستنده پیاده شده و پـردازش متنـاظر بـا آن نیز در گیرنده پیاده می‌گردد. حذف‌کننده‌ی طیف ماهواره در حقیقت سیگنال ماهواره را بـا اسـتفاده از الگوریتم وفقی QRD-RLS باز-تولیـد نمـوده و سپس از سیگنال دریافتی کسر می‌کنـد. در ادامـه لینک طیف گسترده‌ی زیر سطح نـویز بـا ترکیـب پـــردازش‌هـــای: کـــدینگ کانـــال ترکیبـــی BCH+LDPC، و طیـــف گســـترده‌ی دنبالـــه مستقیم، ارتباطِ نـرخ-بـالای زیـر طیـف مـاهواره برقرار می‌کند. با استفاده از چـارچوب SC-based HRL بـه ازای مقـادیر مختلـف نـرخ کـدینگ و بهره‌ی پردازشیِ طیف گسترده، امکان انتقال داده با نرخ حداقل 1.25 Mbps تا سطح توان دریـافتی dB 12 زیر سطح نویز (dB 27 زیـر سـطح طیـف مـاهواره‌ی MHz 36 در شـرایط دریافـتِ طیـف ماهواره با سطح توان dB 15 نسبت به سطح نویز) وجود دارد. در مراجع گذشته مطرح گردیده است که اگر توان سیگنال تداخلی حـداقل dB 12 زیـر سطح نویز باشد، ناظران طیـف مـاهواره قـادر بـه آشکارسازی سیگنال تـداخلی نخواهنـد بـود. لـذا لینک ارتباطی غیر قابل کشف شـده و از اخـتلال نیز محفوظ باقی می‌ماند. علاوه بر آن، تحلیل‌هـا و آزمایشاتِ ارائه شده در این مقاله نشـان مـی‌دهـد که اگر سیگنال تداخلی حداقل dB 3 زیـر سـطح نویز باشد، روی سیگنال اصلیِ گیرنده‌های خانگیِ کانال‌های ماهواره‌ای اثر تخریبی نخواهد گذاشت.

۵. مراجع

[1] B. F. Beidas, H. E. Gamal, and S. Kay, "Iterative Interference Cancellation for High Spectral Efficiency Satellite Communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 1, pp. 31-36, 2002.

[2] A. S. Karasuwa, J. Eastment, and I. Otung, "Performance Evaluation of Interference Mitigation for High Throughput Satellite Communication Systems," in *21th Ka and Broadband Communications Conference*, Bologna, Italy, 2015.

[3] A.-L. Johansson, and A. Svensson, "Analysis of Successive Interference Cancellation Scheme with M-array QAM in DS/CDMA Systems," in *NRS Seminar on Radio Communications Networks*, Linköping, Sweden, 1994.

[4] P. Patel, and J. Holtzman, "Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, no. 5, pp. 796-807, 1994.

[5] S. F. Yilmaz, C. Karamanlı and D. Gündüz, "Learning to Interfere in Non-Orthogonal Multiple-Access Joint Source-Channel Coding," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 25, pp. 16859-16873, 2026.

[6] T. Van Luong, N. Shlezinger, C. Xu, T. M. Hoang, Y. C. Eldar and L. Hanzo, "Deep Learning Based Successive Interference Cancellation for the Non-Orthogonal Downlink," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 71, no. 11, pp. 11876-11888, 2022.

[7] M. Ghotbi, and M. R. Soleymani, "Multiuser Detection of DS-CDMA Signals Using Partial Parallel Interference

Cancellation in Satellite Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 22, no.3, pp. 584-593, 2004.

[8] M. Baianifar, and S. M. Razavizadeh, "Power Efficiency of Massive MIMO Relay Interference Channels," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 14, No. 2, pp. 11-22, 2017 (in Persian).

[9] J. Zeraatkarmoghadam, H. Farrokhi, and N. Neda, "Interference Management in Cognitive Radio Networks using Cooperative Beamforming with Imperfect CSI," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 14, No. 2, pp. 1-9, 2017 (in Persian).

[10] Z. Taheri, M. Ibrahim and M. R. Soleymani, "Non-Reciprocal RIS-Aided Self-Interference Cancellation in Full-Duplex Communications," *IEEE Internet of Things*, To appear.
https://doi.org/10.1109/JIOT.2026.3722168

[11] H. Hong, K. K. Wong, H. Xu, Y. Wu, S. Xu, C. B. Chae, B. Liu and K. F. Tong, "Fluid Antenna System-Assisted Self-Interference Cancellation for In-Band Full Duplex Communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 25, pp. 7476-7489, 2025.

[12] L. Peng, and L. F. Cajegas, "Fully Compensated Adaptive Interference Cancellation System," U.S. Patent 8781030B2, 2014.

[13] M. Abbasi and M. R. Mosavi, "Reducing Interference Effect on GPS Navigation System Using Evolutionary Notch Filter," *Scientific Journal of Electronical & Cyber Defence*, vol. 8, No. 4, pp. 95-106, 2021 (in Persian).

[14] M. Bayat, M. Moradi and J. Mazloum, "Analysis and Simulation of Adaptive Filters to Reduce Interference in Synthetic Aperture Radar and Providing a Hybrid Improved Algorithm," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 19, No. 3, pp. 37-46, 2022 (in Persian).

[15] H. Alizadeh, M. Babaei, and M. R. K Abadi, "Detection of Interfering Signals and Estimation of Their Carrier Frequency in CNC Satellite Communications using Cyclic Spectrum Density," *Scientific Journal of Electronical & Cyber Defence*, vol. 11, No. 2, pp. 91-101, 2023 (in Persian).

[16] The Newtec Corporation, "BWC0900 Bandwidth Canceller," ST Engineering iDirect, Florida, USA. Accessed Date: Dec. 2024 [Online]. Available: https://digisat.org/newtec-bwc0900-bandwidth-cancellation-system

[17] P. Monsen, and R.H. Cannon, "Method and Apparatus for Demodulation of a Desired Signal by Constellation-Independent Cancellation of Nonlinear-Distorted Interference," U.S. Patent 9608718B2, 2017.

[18] S. M. J. Razavi, "The computation of co-site interference in crowded electromagnetic environments," *Journal of Applied Electromagnetics*, vol. 10, No. 1, pp. 47-54, 2022 (in Persian).

[19] Handbook on Satellite Communications (HSC) – *Appendix 9.3: C/I Calculation for Digital Carriers*, ITU Standards, 2002.

[20] ETSI EN 300 421 v1.1.2 – *Digital Video Broadcasting for 11/12 GHz Satellite Services (DVB-S)*, European Telecommunications Standards Institute, 1997.

[21] ETSI EN 302 307-1 v1.4.1 – *Digital Video Broadcasting for Satellite Services-Second Generation (DVB-S2)*, European Telecommunications Standards Institute, 2014.

[22] ETSI EN 302 307-2 v1.1.1 – *Digital Video Broadcasting for Satellite Services-Second Generation Extensions (DVB-S2X)*, European Telecommunications Standards Institute, 2014.

[23] ETSI EN 302 307-2 v1.2.1– *Digital Video Broadcasting for Satellite Services-Second Generation Extensions (DVB-S2X) - Annex E: Beam Hopping Support*, European Telecommunications Standards Institute, 2018.

[24] L. Laskov, "Convolutional Codes with Different Constraint Lengths and Their Application in DVB-S," in *International Conference on Telecommunications and Remote Sensing*, Barcelona, Spain, 2018, pp. 21-26.

[25] V. A. Ong, and B. W. Welch, "Bit Error Rate and Frame Error Rate Data Processing for Space Communications and Navigation-Related Communication System Analysis Tools," *NASA/TM—2019-220070 Report*, pp. 1-20, 2019.

[26] X. Ding, J. An, Z. Zhao, X. Bu, and K. Yang, "Low-Density Parity-Check Coded Direct Sequence Spread Spectrum Receiver Based on Analog Probabilistic Processing," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 7, pp. 6355-6370, 2021.

[27] P. Savvopoulos, N. Papandreou, and Th. Antonakopoulos, "Architecture and DSP Implementation of a DVB-S2 Baseband Demodulator," in *12th Euromicro Conference on Digital System*

Design/Architectures, Methods and Tools, Patras, Greece, 2009, pp. 441-448.
[28] M. Rice, "Digital Communications: A Discrete-Time Approach," Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2009, pp. 359–393.
[29] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 5th edition Pearson Education: London, UK, 2014.
[30] J. A. Apolinário Jr., *QRD-RLS Adaptive Filters*, Springer Science+Business Media: New York, USA, 2009.
[31] G. Maral, M. Bousquet and Z. Sun, *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*, 6th edition John Wiley & Sons Ltd.: Chichester, UK, 2020.

۶. پی نوشت

1. Satellite Transponders
2. Direct Sequence - Code Division Multiple Access (DS-CDMA)
3. International Telecommunication Union (ITU) Standard
4. Low-Density Parity-Check (LDPC)
5. Very Low Signal-to-Noise Ratio (VL-SNR)
6. High Efficiency Video Coding (HEVC)
7. Spectrum Cancellation-based High Rate Link (SC-based HRL)
8. QR Decomposition-Recursive Least Square (QRD-RLS)
9. Bose, Chaudhuri, and Hocquenghem (BCH) + LDPC
10. Digital Video Broadcasting for Satellite Services (DVB-S)
11. Timing Recovery (TR)
12. Digital Phase Locked Loop (DPLL)
13. Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK)
14. Eight Phase-Shift Keying (8PSK)
15. Direct Digital Synthesizer (DDS)
16. Least Mean Square (LMS)
17. Registers
18. Multiplexers
19. Link Budget
20. Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)
21. Additive White Gaussian Noise (AWGN)
22. Resolution Bandwidth (RBW)
23. Video Bandwidth (VBW)
24. Bit Error Rate (BER)
25. Analog-to-Digital Convertor (ADC)
26. Low-Noise Block (LNB) Down Convertor
27. Block Up Convertor (BUC)
28. Radio Frequency (RF)