



دوره سوم، شماره ۱، تابستان ۱۴۰۵

مروری بر روش‌های جبران‌سازی فرکانس در تقویت‌کننده عملیاتی چندطبقه برای کاربردهای توان پایین با بهره بالا ۱
(محسن روشنائی، اکبر اصغرزاده)

روش نوین حذف نویز در سیگنال راداری LFM براساس تبدیل موجک چند مقیاسی و آستانه‌گذاری تطبیقی ۲۲
(جواد شیرین، مهدی محمدزاده لاجوردی، محمدرضا متدین)

ارائه روشی نوین در آزمون الگوی تشعشعی آنتن با فرآیند میدان نزدیک با استفاده از دو سطح اسکن استوانه‌ای و بدون اندازه‌گیری فاز ۳۷
(مجتبی میقانی، حسین جاورتنی)

طراحی و ساخت آنتن پچ میکرواستریپ با ضریب کوچک‌سازی $3/2$ با استفاده از متامتریال فراکتالی مبتنی بر مارپیچ‌های دایروی در زیرلایه ۴۶
(مسعود عدالتی‌پور، مرتضی قمشی)

کشف اطلاعات در تصاویر نهان‌نگاری شده با بهره‌گیری از ویژگی‌های GLCM و شبکه عصبی ۵۲
(سید مهدی ختمی تاجانی)

ردیابی بهینه با تأخیر کم و پایداری بالای خودرو در تصاویر هوایی پرنده‌های هدایت‌پذیر از راه دور (پهپادها) ۵۹
(محمد جواد رضائی)



اعضاء هیئت تحریریه (به ترتیب حروف الفبا)

دکتر فرامرز حسین بابائی

دکتر میثم بیات

دکتر حمید رضا دلیلی اسکوئی

دکتر سید محمدرضا موسوی میرکلائی

دکتر علیرضا ملکی جوان

دکتر حمید رادمش

دکتر گوهر ورامینی

دکتر کیورک باباملک قره‌پتیان



فصلنامه علمی-پژوهشی

پژوهش‌های نوین در مهندسی برق و الکترونیک هوایی

دوره سوم/شماره ۱/تابستان ۱۴۰۵

صاحب امتیاز: دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری

مدیر مسئول: دکتر بهرنگ هادیان سیاهکل محله

سر دبیر: دکتر جلیل مظلوم

مدیر اجرایی: دکتر غلامرضا سرلک

ویراستار فنی: مهندس علیرضا مشایخ

چاپ و صحافی: انتشارات دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری

نشانی: تهران-میدان آزادی-مهرآباد جنوبی-انتهای خیابان شمشیری

کد پستی: ۱۳۸۴۶-۶۳۱۱۳

تلفکس: ۰۲۱-۶۶۱۹۳۵۳۹

نشانی تارنما: www.mreea.ir

نشانی پست الکترونیک mreea.editorial@ssau.ac.ir

دبیرخانه‌ی نشریه در ویرایش ادبی مطالب آزاد است.
مطالب ارائه شده لزوماً نظر اعضای هیئت تحریریه را منعکس نمی‌کند.

این نشریه در تارنماهای زیر نمایه می‌شود:

سخن سردبیر

به نام خدا

خوانندگان محترم؛

با افتخار و خرسندی، شماره جدید نشریه «پژوهش‌های نوین در مهندسی برق و الکترونیک هوایی» را به شما تقدیم می‌کنیم. این نشریه به عنوان یک منبع معتبر علمی، هدف خود را ترویج و انتشار دستاوردهای نوین و کاربردی در زمینه مهندسی برق و الکترونیک هوایی قرار داده است.

در این نشریه، مقالات منتخب از محققان و پژوهشگران برجسته ارائه شده است که به بررسی چالش‌ها و نوآوری‌های اخیر در این حوزه می‌پردازند. موضوعاتی از جمله طراحی و تحلیل سیستم‌های الکترونیکی و مخابراتی پیشرفته، فناوری‌های نوین در ناوبری هوایی و کاربردهای هوش مصنوعی در بهینه‌سازی عملکرد سیستم‌های الکترونیک هوایی به تفصیل مورد بررسی قرار می‌گیرند.

ما بر این باوریم که تبادل دانش و تجربیات میان پژوهشگران، کلید پیشرفت علمی و تکنولوژیکی است. لذا از شما دعوت می‌کنیم تا با ارائه نظرات و پیشنهادات خود، ما را در بهبود کیفیت نشریه یاری کنید.

امیدواریم مقالات این شماره، الهام‌بخش پژوهشگران و دانشجویان بوده و به ارتقاء سطح علمی و عملی در حوزه مهندسی برق و الکترونیک هوایی کمک نماید.

با احترام،

جلیل مظلوم

سردبیر نشریه «پژوهش‌های نوین در مهندسی برق و الکترونیک هوایی»

فهرست مقالات

- مروری بر روش‌های جبران‌سازی فرکانس در تقویت‌کننده عملیاتی چندطبقه برای کاربردهای توان پایین با بهره بالا ۱
- روش نوین حذف نویز در سیگنال راداری LFM براساس تبدیل موجک چندمقیاسی و آستانه‌گذاری تطبیقی ۲۲
- ارائه روشی نوین در آزمون الگوی تشعشعی آنتن با فرآیند میدان نزدیک با استفاده از دو سطح اسکن استوانه‌ای و بدون اندازه‌گیری فاز ۳۷
- طراحی و ساخت آنتن پچ میکرواستریپ با ضریب کوچک‌سازی $3/2$ با استفاده از متامتریال فراکتالی مبتنی بر مارپیچ‌های دایروی در زیرلایه ۴۶
- کشف اطلاعات در تصاویر نهان‌نگاری شده با بهره‌گیری از ویژگی‌های GLCM و شبکه عصبی ۵۲
- ردیابی بهینه با تأخیر کم و پایداری بالای خودرو در تصاویر هوایی پرنده‌های هدایت‌پذیر از راه دور (پهپادها) ۵۹



A Review of Frequency Compensation Techniques in Multi-Stage Operational Amplifiers for Low-Power High-Gain Applications

Mohsen Roshanaei^{*1}, Akbar Asgharzadeh²

1. M.Sc. Electrical Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran

2. Assistant Prof., Department of Telecommunications, Faculty of Electrical Engineering, Dafoos AJA University, Tehran, Iran

Key words:

Wide range
capacitive load
Three-stage
amplifier The
Low power
Miller
compensation

Abstract

In this review article, frequency compensation techniques for three-stage amplifiers from 2001 to 2023 are examined. Through the analysis of 16 key papers, advancements in this field from simple techniques such as NMCFNR focusing on the elimination of right-half-plane zeros to advanced methods such as double pole-zero cancellation and cross-coupled cascode feedback are evaluated. The main objectives include improving parameters such as gain-bandwidth product (GBW), phase margin (PM), slew rate (SR), power supply rejection ratio (PSRR), common-mode rejection ratio (CMRR), power consumption, and the capability to drive large capacitive loads. The findings indicate that initial methods emphasized simplicity and stability, while recent techniques such as subthreshold and bulk-driven operations have reduced power consumption to nanowatts and enhanced efficiency under low-voltage conditions. Finally, recommendations for method selection based on priorities are provided: for low power, subthreshold and bulk-driven methods; for heavy loads, single-Miller and CFCC techniques; for high speed, FGRMIC and class AB RNMC; and for area reduction, IRNMC with current reuse. This review demonstrates a growing balance between power, speed, and stability in OTA design and offers guidance for applications in biomedical, IoT, and RF fields.

* Corresponding author's E-mail: roshanaiemohsen@gmail.com



مروری بر روش‌های جبران‌سازی فرکانس در تقویت‌کننده عملیاتی چندطبقه برای کاربردهای توان پایین با بهره بالا

محسن روشنایی^{۱*}، اکبر اصغرزاده^۲

۱- کارشناس ارشد مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

۲- استادیار گروه مخابرات دانشکده مهندسی برق دانشگاه دافوس آجا، تهران، ایران

واژگان کلیدی

بار خازنی گسترده

تقویت‌کننده سه‌طبقه

توان پایین

جبران‌سازی میلی

چکیده

در این مقاله مروری، روش‌های جبران‌سازی فرکانسی برای تقویت‌کننده‌های سه‌طبقه از سال ۲۰۰۱ تا ۲۰۲۳ بررسی شده است. با تحلیل ۱۶ مقاله کلیدی، پیشرفت‌های این حوزه از تکنیک‌های ساده مانند NMCFNR با تمرکز بر حذف صفر نیم‌صفحه راست تا روش‌های پیشرفته مانند لغو دوگانه pole-zero و فیدبک متقاطع کسکود، مورد ارزیابی قرار گرفته است. اهداف اصلی شامل بهبود پارامترهایی مانند پهنای باند (GBW)، حاشیه فاز (PM)، آهنگ چرخش (SR)، نسبت رد منبع تغذیه (PSRR)، نسبت رد مد مشترک (CMRR)، مصرف توان و قابلیت درایو بارهای خازنی بزرگ است. یافته‌ها نشان می‌دهد که روش‌های اولیه بر سادگی و پایداری تأکید داشتند، در حالی که تکنیک‌های اخیر مانند زیر آستانه و bulk-driven، مصرف توان رابه نانووات کاهش داده و کارایی را در شرایط کم ولتاژ افزایش می‌دهند. در نهایت، پیشنهادهایی برای انتخاب روش بر اساس اولویت‌ها ارائه شده است: برای توان پایین، روش‌های زیر آستانه و bulk-driven؛ برای بارهای سنگین، تکنیک‌های single-Miller و CFCC؛ برای سرعت بالا، FGRMIC و کلاس AB RNMC؛ و برای کاهش مساحت، IRNMC با استفاده مجدد از جریان. این بررسی نشان‌دهنده تعادل رو به رشد بین توان، سرعت و پایداری در طراحی OTAها است و راهنمایی برای کاربردهای IoT، biomedical، RF و ارائه می‌دهد.

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، با وجود تبدیل گسترده سیستم‌های آنالوگ به دیجیتال، مدارهای آنالوگ همچنان بخش بنیادینی از معماری‌های الکترونیکی به شمار می‌روند و نقش غیرقابل‌انکاری در زیرساخت طراحی سیستم‌های دیجیتال ایفا می‌کنند [۱] تا [۴]. در این میان، تقویت‌کننده‌های عملیاتی به‌عنوان بلوک‌های اصلی و حیاتی در مدارهای آنالوگ و ترکیبی شناخته می‌شوند و در عملکرد صحیح بسیاری از سامانه‌های پیچیده نقش کلیدی

دارند [۵] و [۶]. از دیدگاه طراحی در فناوری VLSI، هدف اصلی توسعه این تقویت‌کننده‌ها، دستیابی به عملکرد بهینه با کمترین سطح اشغال، حداقل مصرف توان، نرخ نشست سریع، نرخ چرخش بالا، پهنای باند بهره واحد و بهره ثابت بالا است [۷]. تقویت‌کننده‌های یک طبقه که به‌طور معمول از نوع تفاضلی هستند، بهره محدودی دارند و برای بهبود آن، غالباً یک طبقه بهره به آن‌ها اضافه می‌شود. در ادامه، طبقه انتقال سطح DC ولتاژ خروجی را به محدوده نزدیک به زمین انتقال می‌دهد و با استفاده از طبقه خروجی نامتقارن این هدف محقق می‌گردد. همچنین، استفاده از مسیر دنبال کننده

توانسته‌اند استخراج روابط مربوط به قطب‌ها و صف‌های سیستم را ساده‌تر کنند و ابزار مناسبی برای تحلیل و طراحی دستی فراهم آورند، هرچند که قضاوت دقیقی در خصوص مزایا و معایب نسبی هر یک از ساختارهای جبران‌سازی ارائه نمی‌دهند.

۲- روش‌های جبران‌سازی مورد استفاده جهت بهینه‌سازی عملکرد تقویت‌کننده‌های عملیاتی

در راستای توسعه تقویت‌کننده‌های ترانسلفانی عملیاتی سه‌طبقه، پژوهش‌های متعددی از اوایل دهه ۲۰۰۰ تاکنون صورت گرفته‌اند که تمرکز اصلی آن‌ها بر روی بهبود پایداری، کاهش مصرف توان، افزایش نرخ چرخش و کاهش ابعاد خازن‌های جبران‌سازی بوده است. در ادامه به بررسی این مطالعات پرداخته خواهد شد.

۲-۱- روش جبران‌سازی NMC^۱

این مقاله به‌عنوان یکی از نخستین پژوهش‌های کلیدی در زمینه جبران‌سازی فرکانسی Nested Miller در ساختار کم‌توان، ابتدا شرایط پایداری دقیق‌تری برای ساختار NMC معمولی در شرایطی که هدایت انتقالی طبقه خروجی (g_{m3}) به‌طور قابل‌توجهی بزرگ‌تر از g_{m1} و g_{m2} نیست، ارائه می‌دهد و سپس ساختار پیشنهادی NMCFNR را معرفی می‌نماید که با افزودن یک مسیر فیدفوروارد و یک مقاومت نولینگ (که بلوک دیگرام آن در شکل ۱ نشان داده شده است)، صفر نیم‌صفحه راست (RHP zero) را حذف نموده و هم‌زمان پهنای باند (GBW) را تا سه برابر، حاشیه فاز را حدود ۸ درجه بیشتر، آهنگ چرخش (slew rate) و زمان نشست را بیش از سه برابر و نسبت رد منبع تغذیه (PSRR) را بیش از ۵۴ دسی‌بل نسبت به ساختار NMC معمولی بهبود می‌بخشد [۳۰]. این بهبودها بدون افزایش مصرف توان و با استفاده از خازن‌های جبران‌سازی تقریباً نصف حاصل می‌شود که منجر به کاهش مساحت مدار تا حدود ۵۰ درصد می‌گردد، پایداری ساختار نسبت به تغییرات پارامترهای فرآیند بالا است زیرا وابستگی به نسبت هدایت انتقالی هر طبقه و خازن‌ها دارد و پیاده‌سازی آن بسیار ساده (تنها یک ترانزیستور فیدفوروارد به همراه یک مقاومت پلی) است، این روش به دلیل سادگی و کارایی بالا همچنان یکی از پر استنادترین تکنیک‌ها در طراحی تقویت‌کننده‌های سه‌طبقه کم‌توان و کم‌ولتاژ به شمار می‌رود و الگویی برای روش‌های بعدی (مانند SMFFC، RNMC، CFCC و غیره) محسوب می‌شود و به‌عنوان یک راه‌حل کم‌هزینه و بسیار مؤثر برای حل

منبع به‌منظور ایجاد جداسازی DC میان ورودی و خروجی، منجر به کاهش اثر بارگذاری می‌شود [۸].

طراحی تقویت‌کننده‌های عملیاتی مستلزم مواجهه با چالش‌های متعدد و انجام مصالحه میان پارامترهای عملکردی متعددی همچون نرخ چرخش، امپدانس ورودی و خروجی، پهنای باند فرکانسی، بهره حلقه باز، ولتاژ آفست، نسبت رد حالت مشترک، نسبت رد منبع تغذیه، حاشیه فاز و زمان نشست است. این نوع تقویت‌کننده‌ها در قالب انواع مختلف مانند ساختارهای یک‌طبقه، دوطبقه، سه‌طبقه، تاشده و کسکود دسته‌بندی می‌شوند. ساختارهای تفاضلی به‌طورمعمول به‌عنوان تقویت‌کننده‌های یک‌طبقه در نظر گرفته می‌شوند، چراکه طبقه اول آن‌ها یک جفت تفاضلی ورودی با خروجی تفاضلی است [۹].

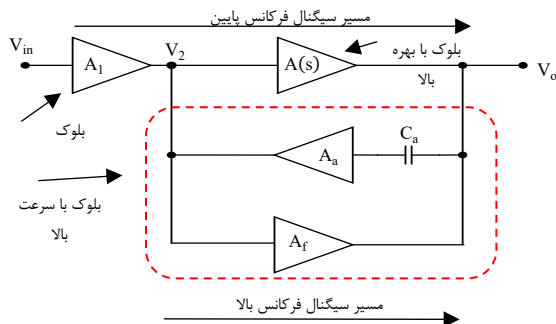
پیشرفت فناوری CMOS و کوچک‌سازی ابعاد ترانزیستورها باعث کاهش توان مصرفی و افزایش سرعت شده است، ولیکن این دستاوردها با کاهش بهره ذاتی ترانزیستورها همراه بوده و کارایی مدارهای آنالوگ را با چالش مواجه کرده‌اند [۱۰]. در این زمینه، ساختار OTA های با بهره بالا نقش مؤثری ایفا می‌کنند. طراحی‌های مبتنی بر کسکود عمودی که به‌صورت سنتی جهت افزایش بهره و پاسخ مرتبه اول مورد استفاده قرار می‌گیرند، با کاهش تدریجی ولتاژ تغذیه در فرایندهای پیشرفته، دچار ناپایداری می‌شوند [۱۱] و [۱۲]. از این‌رو، برای جبران این کاستی، طراحان به استفاده از ساختارهای چندطبقه روی آورده‌اند. اگرچه طراحی تقویت‌کننده‌های چهارطبقه در برخی منابع با موفقیت گزارش شده است [۱۳] تا [۱۵] و حتی ساختارهای n طبقه نیز موردبررسی قرار گرفته‌اند [۱۲] تا [۱۴] و [۱۶] تا [۱۸]. ولیکن ساختار سه‌طبقه به دلیل ارائه مصالحه مطلوب میان پیچیدگی و کارایی، بیشتر موردتوجه قرار گرفته و موضوع تحقیقات گسترده‌ای بوده است. این نوع تقویت‌کننده‌ها در کاربردهایی مانند حسگرهای خازنی MEMS، تنظیم‌کننده‌های ولتاژ با افت کم، درایورهای LCD و تقویت‌کننده‌های هدفون مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱۱] و [۱۹] تا [۲۲].

در برخی کاربردها، نیاز به پشتیبانی از بارهای خازنی با ظرفیت بسیار متنوع و حتی بارهای با ظرفیت بسیار بالا وجود دارد که طراحی OTA را با چالش مواجه می‌کند [۱۱] تا [۲۴]. در این میان، جبران‌سازی فرکانسی برای چنین ساختار سه‌قطبی‌ای یکی از پیچیده‌ترین بخش‌های طراحی محسوب می‌شود. مطالعات متعددی در راستای مدل‌سازی ریاضی شهودی برای تابع انتقال تقویت‌کننده‌های سه‌طبقه انجام شده است، ولیکن با افزایش پیچیدگی روش‌های جبران‌سازی پیشرفته، تحلیل دقیق و شهودی عملکرد تقویت‌کننده دشوارتر شده است [۲۵] تا [۲۹]. با این حال، برخی از این آثار

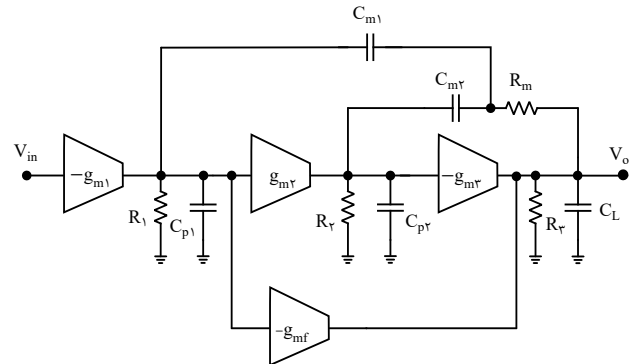
^۱ Nested Miller Compensation

۲-۲- روش جبران‌سازی AFFC^۲

این مقاله به‌عنوان یکی از نخستین پژوهش‌های کلیدی در زمینه جبران‌سازی فرکانسی فعال برای تقویت‌کننده‌های چندطبقه کم‌توان، تکنیک AFFC را معرفی می‌نماید که با استفاده از یک شبکه فیدبک فعال-خازنی مطابق شکل ۲، سیگنال‌های فرکانس بالا را از طبقات بهره بالا اما کند عبور می‌دهد و هم‌زمان اندازه خازن جبران‌سازی را کاهش می‌دهد، منجر به افزایش پهنای باند تا ۱۱ برابر (۴/۵ MHz)، حاشیه فاز تا ۶۵ درجه، آهنگ چرخش متوسط تا ۱/۵ V/Sec و کاهش مساحت مدار تا ۲/۳ برابر در مقایسه با NMC می‌شود [۳۱]؛ این بهبودها بدون افزایش قابل توجه مصرف توان (۴۰۰ μW در ۲ V) حاصل می‌گردد، پایداری ساختار نسبت به تغییرات بار بالا است زیرا وابستگی به نسبت هدایت انتقالی‌ها و خازن‌ها دارد و ایجاد صفر نیم‌صفحه چپ اضافی حاشیه فاز را بهبود می‌بخشد، این روش به دلیل جداسازی مسیرهای فرکانس پایین و بالا و کاهش وابستگی به هدایت انتقالی خروجی بزرگ، مناسب طراحی کم‌توان است و الگویی برای تکنیک‌های بعدی (مانند روش‌های مبتنی بر فیدبک فعال) محسوب می‌شود و به‌عنوان یک راه‌حل کارآمد برای دستیابی به بهره بالا و پهنای باند وسیع هم‌زمان شناخته می‌شود؛ باین‌حال، نیاز به طبقه دوم غیرمعکوس‌کننده که مصرف توان بیشتری دارد (هرچند با هدایت انتقالی کوچک مدیریت می‌شود)، حساسیت به تنظیم دقیق نسبت هدایت انتقالی‌ها برای دستیابی به شرایط بهینه (هرچند صفر نیم‌صفحه چپ جبران می‌کند)، تحلیل عمده‌تاً محدود به تقویت‌کننده‌های سه‌طبقه است و تعمیم به تعداد طبقات بیشتر نیازمند تحقیقات اضافی می‌باشد و در مقایسه با روش‌های نوین‌تر (مانند تکنیک‌های مبتنی بر کنترل ضریب میرایی پیشرفته که بعدها معرفی شدند)



مسئله صفر RHP در NMC شناخته می‌شود؛ باین‌حال، حذف کامل صفر RHP نیازمند تنظیم دقیق مقدار $R_m = \frac{1}{g_{m1r} + g_{m2r}}$ است و تغییرات فرآیند ممکن است منجر به حذف ناقص آن گردد (هرچند نویسندگان نشان داده‌اند که حتی در این حالت نیز صفر به فرکانس بسیار بالایی منتقل می‌شود و تأثیری بر پایداری ندارد)، عملکرد در بارهای بسیار سبک (C_L) بسیار کوچک) به‌طور خاص موردبررسی قرار نگرفته است، تحلیل عمده‌تاً محدود به تقویت‌کننده‌های سه‌طبقه است و تعمیم آن به تعداد طبقات بیشتر نیازمند تحقیقات اضافی می‌باشد و در مقایسه با روش‌های نوین‌تر همچنان به خازن‌های جبران‌سازی نسبتاً بزرگ‌تری نیاز دارد.

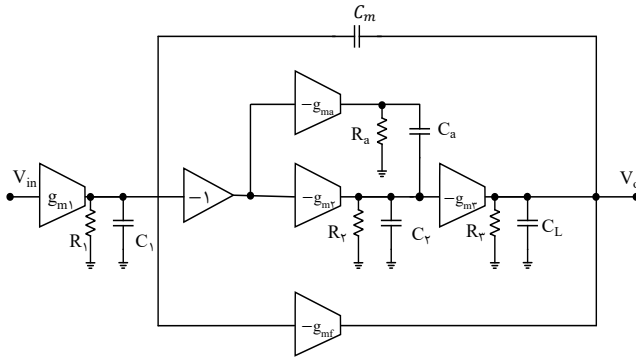


شکل (۱): بلوک دیاگرام تقویت‌کننده پیشنهادی [۳۰].

تابع تبدیل ساختار معمولی دارای یک صفر RHP و یک صفر نیم‌صفحه چپ است و در شرایطی که g_{m1r} به‌طور قابل‌توجهی بزرگ‌تر از g_{m2r} و g_{m2r} نیست، صفر RHP به فرکانس پایین‌تری منتقل شده و منجر به کاهش شدید حاشیه فاز می‌گردد؛ در مقابل، تابع تبدیل پیشنهادی NMCFNR (که در رابطه ۱ نشان داده شده است) در شرایط $g_{m1r} > g_{m2r}$ و $R_m = \frac{1}{g_{m1r} + g_{m2r}}$ تنها یک صفر LHP را حفظ نموده و صفر RHP را کاملاً حذف می‌کند، قطب‌های غالب شامل یک قطب غالب در فرکانس پایین به همراه یک جفت قطب مختلط با ضریب میرایی $\frac{1}{\sqrt{2}}$ است، GBW جدید $\approx \frac{(g_{m1r} + g_{m2r} - g_{m2r})}{4C_L}$ که تقریباً دو تا سه برابر بزرگ‌تر از NMC معمولی است و صفر LHP باقی‌مانده حتی یک افزایش اضافی در حاشیه فاز ایجاد می‌نماید.

$$A_v(s) = \frac{g_{m1} g_{m2r} g_{m2} R_{o1} R_{o2} R_{o3} \left(1 - s \frac{C_{m1r}}{g_{m1r}} - s^2 \frac{C_{m1} C_{m2r}}{g_{m2r} g_{m2}} \right)}{\left(1 + s C_{m1} g_{m2r} g_{m2} R_{o1} R_{o2} R_{o3} \right) \left[1 + s \frac{(g_{m2r} - g_{m2r}) C_{m2r}}{g_{m2r} g_{m2}} + s^2 \frac{C_L C_{m2r}}{g_{m2r} g_{m2}} \right]} \quad (1)$$

^۲ Active Feedback Frequency Compensation



شکل (۳): بلوک‌دیگرام ساختار پیشنهادی [۳۲].

تابع تبدیل طرح ACBC مطابق رابطه ۳ شامل یک صفر نیم‌صفحه چپ مؤثر است که پایداری را تقویت می‌کند و فاقد صفر نیم‌صفحه راست است، قطب‌های اصلی عبارتند از یک قطب غالب در فرکانس پایین همراه با قطب‌های غیرغالب که با افزایش g_{ma} به فرکانس‌های بالاتر منتقل می‌شوند، پهنای بلند جدید $\approx \frac{g_{m1}g_{m2}C_m}{C_L}$ که با ضریب تقویت $\left(\frac{g_{ma}}{g_{m2}}\right)$ تا چندین برابر بیش از NMC معمولی است و صفر نیم‌صفحه چپ اضافی حتی به افزایش حاشیه فاز کمک می‌نماید.

$$A_v(s) = \frac{A_{dc} \left(1 + \frac{s}{\omega_\phi} + \frac{s^2}{\omega_\phi \omega_\Delta} + \frac{s^3}{\omega_\phi \omega_\Delta \omega_\phi} \right)}{\left(1 + \frac{s}{p_{-3dB}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_1} + \frac{s^2}{\omega_1 \omega_2} + \frac{s^3}{\omega_1 \omega_2 \omega_3} \right)} \quad (3)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\left(A_{rh} + \frac{g_{mf}}{g_{m2}} \right) C_a} \quad (4)$$

$$\omega_2 = \left(A_{rh} + \frac{g_{mf}}{g_{m2}} \right) \frac{g_{m2}}{C_L} \quad (5)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{R_a C_r} \quad (6)$$

$$\omega_\phi = \frac{1}{\left(A_{rh} + \frac{g_{mf}}{g_{m2}} \right) C_a} \frac{g_{m2}}{C_a} \quad (7)$$

$$\omega_\Delta = - \left(A_{rh} + \frac{g_{mf}}{g_{m2}} \right) \frac{g_{m2}}{C_m} \quad (8)$$

$$\omega_\phi = \frac{1}{R_a C_r} \quad (9)$$

$$A_{rh} = (g_{m2} + g_{ma}) R_a \quad (10)$$

همچنان ممکن است در بارهای بسیار بزرگ به خازن‌های جبران‌سازی نسبتاً بزرگ‌تری نیاز داشته باشد.

شکل (۲): نمای شماتیک تقویت‌کننده ارائه شده [۳۱].

تابع تبدیل ساختار AFFC که در رابطه ۲ نشان داده شده است، دارای یک صفر نیم‌صفحه چپ است که حاشیه فاز را افزایش می‌دهد و هیچ صفر نیم‌صفحه راست ندارد، قطب‌های غالب شامل یک قطب غالب در فرکانس پایین به همراه یک جفت قطب مختلط غیرغالب با ضریب کنترل‌شده توسط بلوک با سرعت بالا است، پهنای باند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{4C_a}$ که با افزایش نسبت $\frac{g_{ma}}{g_{m2}}$ تا چندین برابر بزرگ‌تر از NMC معمولی است و صفر نیم‌صفحه چپ باقی‌مانده حتی یک افزایش اضافی در حاشیه فاز ایجاد می‌نماید.

$$A_{v(AFFC)} = \frac{A_{dc} \left(1 + s \frac{C_a}{g_{ma}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{p_{-3dB}} \right) \left(1 + s \frac{C_1 C_L}{C_a (g_{mf} - g_{m2})} + s^2 \frac{C_1 C_L}{g_{ma} (g_{mf} - g_{m2})} \right)} \quad (2)$$

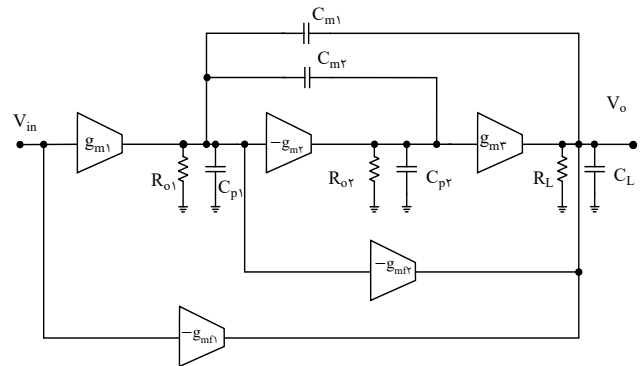
۲-۳- روش جبران‌سازی ACBC^۲

این پژوهش به عنوان یکی از ابتکارات برجسته در حوزه جبران‌سازی فرکانسی برای تقویت‌کننده‌های چند طبقه کم‌مصرف، طرح ACBC را مطابق شکل ۳ پیشنهاد می‌دهد که با گنجانیدن یک مسیر تقویت AC موازی با طبقه میانی، کاهش بهره در فرکانس‌های بالا را جبران نموده و پهنای باند را تا ۱۷ برابر (۱/۹ MHz)، نرخ شیب را به طور قابل ملاحظه‌ای افزایش داده و مصرف توان را در سطح پایین (۰/۳ mW در ۲ V) حفظ می‌کند [۳۲]؛ این پیشرفت‌ها با بار خازنی ۵۰۰ pF حاصل می‌شود، ساختار نسبت به تغییرات بار مقاوم است زیرا بر پایه نسبت هدایت انتقالی‌ها و خازن‌ها بنا شده و افزودن مسیر فیدفوروارد اختیاری عملکرد گذرا را بهبود می‌بخشد، این رویکرد به سبب کارایی بالا و سادگی نسبی، پایه‌ای برای طرح‌های بعدی (همچون روش‌های تقویت AC پیشرفته) فراهم آورده و به عنوان یک استراتژی مؤثر برای غلبه بر محدودیت‌های بهره فرکانسی در طراحی کم‌مصرف شناخته می‌شود؛ با وجود این، افزودن مسیر AC ممکن است پیچیدگی طبق میانی را افزایش دهد و حساسیت به خازن‌های پارازیتیک را بیشتر کند (هرچند تحلیل نشان می‌دهد پایداری حتی در این شرایط حفظ می‌شود)، بررسی عملکرد در بارهای بسیار سنگین (C_L بیش از ۵۰۰ pF) به طور ویژه انجام نشده است، تمرکز تحلیل بر تقویت‌کننده‌های سه طبقه است و گسترش به مراحل بیشتر مستلزم مطالعات تکمیلی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های پیشرفته‌تر ممکن است به خازن‌های جبرانی حجیم‌تری وابسته باشد.

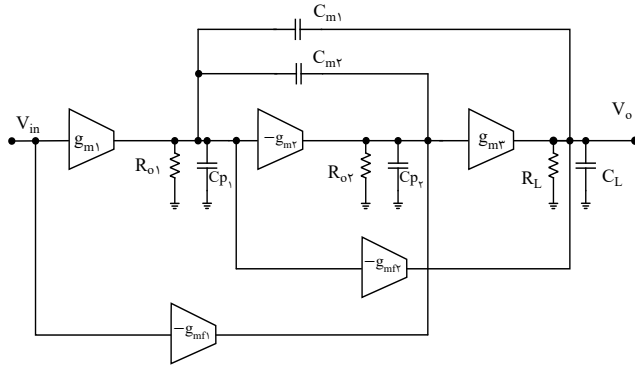
^۲ AC Boosting Compensation

۲-۴- روش جبران‌سازی CFRNMC و NFRNMC

این مطالعه به عنوان یکی از نوآوری‌های پیشرو در عرصه جبران‌سازی فرکانسی معکوس برای تقویت‌کننده‌های سه طبقه کم‌ولتاژ، دو تکنیک CFRNMC و NFRNMC را عرضه می‌دارد که با بهره‌گیری از مسیرهای فیدفوروارد دوگانه مطابق شکل‌های ۴ و ۵، صفر نیم‌صفحه راست را حذف کرده و CFRNMC با ایجاد صفر نیم‌صفحه چپ اضافی، حاشیه فاز را بیش از ۱۵ درجه (برای NFRNMC) و ۲۰ درجه (برای CFRNMC) نسبت به RNMC سنتی ارتقا می‌دهد؛ این دستاوردها با محصول پهنای باند-بهره یکسان و مصرف توان کمتر از ۰/۴ mW در منبع ۱± ولت محقق می‌شود، ساختارها نسبت به تغییرات فرآیند مقاوم هستند زیرا بر پایه نسبت هدایت انتقالی استوارند و CFRNMC پایداری بیشتری در شرایط کم‌توان فراهم می‌آورد، این راهکارها به دلیل معماری ساده و صرفه‌جویی در فضای سیلیکون، مبنایی برای توسعه تکنیک‌های بعدی (از جمله روش‌های فیدفوروارد پیشرفته) شده و به عنوان رویکردی کارآمد برای حل چالش‌های پایداری در محیط‌های کم‌ولتاژ تلقی می‌شوند [۳۳]؛ با این وجود، حذف صفر نیم‌صفحه راست مستلزم تنظیم دقیق $g_{m1} = g_{m2} - g_{m3}$ و $g_{m1} = g_{m2}$ است و تغییرات پارازیتیک ممکن است کارایی را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند شبیه‌سازی‌ها پایداری را حتی در این وضعیت تأیید می‌کنند)، ارزیابی در بارهای بسیار سنگین به طور خاص صورت نپذیرفته است، تمرکز بر تقویت‌کننده‌های سه طبقه است و بسط به طبقات بالاتر نیازمند بررسی‌های بیشتر می‌باشد و در قیاس با تکنیک‌های معاصر ممکن است به تنظیمات پیچیده‌تری وابسته باشد.



شکل (۴): طرح کلی تقویت‌کننده NFRNMC [۳۳].



شکل (۵): طرح کلی تقویت‌کننده CFRNMC [۳۳].

تابع تبدیل تکنیک‌های FRNMC (که در رابطه ۱۱ نشان داده شده است) فاقد صفر نیم‌صفحه راست است و CFRNMC (که در رابطه ۱۲ نشان داده شده است) با ایجاد صفر نیم‌صفحه چپ اضافی پایداری را تقویت می‌نماید، قطب‌های کلیدی شامل قطب غالب در فرکانس پایین همراه با قطب‌های غیرغالب که با مسیرهای فیدفوروارد به فرکانس‌های بالاتر جابه‌جا می‌شوند، پهنای باند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{C_{m1}}$ که با عامل فیدفوروارد تا دو برابر بیش از RNMC سنتی است و صفر نیم‌صفحه چپ اضافی حتی به بهبود حاشیه فاز کمک می‌کند.

$$A_{NFRNMC}(s) = \frac{A_v}{\left(1 + \frac{s}{p_{-rdB}}\right) \left(1 + s \frac{C_{m2}C_L}{C_{m1}g_{m3}} + s^2 \frac{C_{m2}C_L}{g_{m2}g_{m3}}\right)}$$

$$\approx A_v \cdot \frac{1}{1 + s \frac{C_{m1}}{g_{m1}} + s^2 \frac{C_{m2}C_L}{g_{m1}g_{m3}} + s^3 \frac{C_{m1}C_{m2}C_L}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}} \quad (11)$$

$$A_{CFRNMC}(s) = \frac{A_v \cdot \left(1 + s \frac{C_{m1}}{g_{m2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_{-rdB}}\right) \left(1 + s \frac{C_{m2}(C_{m1} + C_L)}{C_{m1}g_{m3}} + s^2 \frac{C_{m2}C_L}{g_{m2}g_{m3}}\right)}$$

$$\approx A_v \cdot \frac{1 + s \frac{C_{m1}}{g_{m2}}}{1 + s \frac{C_{m1}}{g_{m1}} + s^2 \frac{C_{m2}(C_{m1} + C_L)}{g_{m1}g_{m3}} + s^3 \frac{C_{m1}C_{m2}C_L}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}} \quad (12)$$

۲-۵- روش جبران‌سازی RAFFC

این تحقیق به عنوان یکی از پیشرفت‌های مهم در حوزه جبران‌سازی فرکانسی معکوس برای تقویت‌کننده‌های سه طبقه، روش RAFFC را ارائه می‌دهد که با بهره‌برداری از اصل RNMC پایه [۳۴] (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۶ نمایش داده شده است)، بدون افزودن ترانزیستور اضافی و تنها با اجزای پس‌یو، عملکرد کوچک‌سیگنال و بزرگ‌سیگنال را ارتقا می‌بخشد و

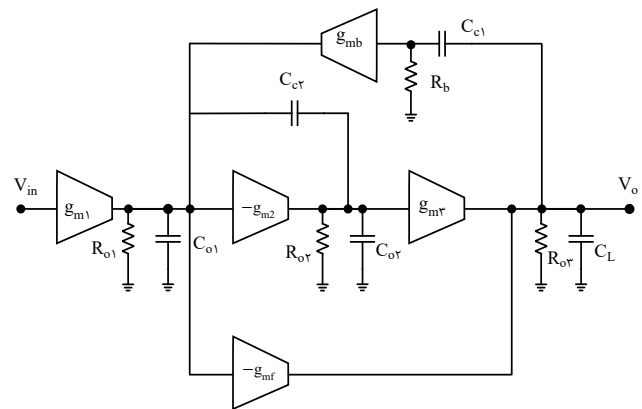
پایین فرکانس همراه با قطب های غیر غالب که با مقاومت نولینگ یا فیدبک فعال به فرکانس های بالاتر منتقل می شوند، پهنای بلند جدید $\approx \frac{g_m}{C_{c1}}$ که با عامل معکوس تا چندین برابر بیش از RNMC پایه است و صفر نیم صفحه چپ اضافی حتی به تقویت پایداری کمک می نماید.

$$A_v(s) = A \cdot \frac{1+s \left[C_{c1} R_b + \left(\frac{g_{mf}}{g_{m2} g_{m3}} - \frac{1}{g_{m2}} \right) C_{c2} \right] + s^2 \frac{g_{mf} - g_{m2}}{g_{m2} g_{m3}} R_b C_{c1} C_{c2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left[1 + s \frac{(g_{m2} + g_{mf} - g_{m3}) C_{c1} + g_{m2} C_L}{g_{m2} g_{m3} C_{c1}} C_{c2} + s^2 \frac{C_{c2} C_L}{g_{m2} g_{m3}} \right]} \quad (13)$$

۲-۶- استفاده از کلاس AB در تقویت کننده

این بررسی به عنوان یکی از دستاوردهای برجسته در زمینه روش شناسی طراحی برای OTA های سه طبقه CMOS، روش طراحی ساده و مبتنی بر معادلات بسته را برای ساختار NMC پیشنهاد می کند که با تعیین ابعاد ترانزیستورها و جریان های بایاس (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۷ به تصویر کشیده شده است)، عملکرد Class-A را بهینه سازی کرده و سپس با تبدیل آسان خروجی به Class-AB، swing ولتاژ، آهنگ چرخش و قابلیت جریان دهی را ارتقا می بخشد [۳۶]؛ این فرآیندها بدون محدودیت های اضافی مدار و با دقت بالا عمل می کنند و مناسب طراحی دستی هستند، ساختارها نسبت به تغییرات فناوری مقاوم اند زیرا بر روابط تحلیلی مستقیم تکیه دارند و نسخه Class-AB کارایی توان را در کاربردهای کم ولتاژ بهبود می بخشد، این راهبردها به سبب سادگی و تطبیق پذیری، بنیانی برای روش های طراحی آینده فراهم آورده و به عنوان روشی کارآمد برای دستیابی به بهره بالا و swing وسیع در شرایط ولتاژ پایین شناخته می شوند؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر حذف صفر RHP با فیدفوردارد و مقاومت تمرکز داشت اما روش طراحی جامعی ارائه نمی داد، این کار رویه های طراحی کامل تری عرضه می کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه های فعال برای افزایش پهنای باند استفاده می کردند اما پیچیدگی بیشتری داشتند، اینجا تأکید بر سادگی و تبدیل Class-AB کارایی را بدون عناصر اضافی افزایش می دهد، همچنین در برابر بارهای سنگین تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به تنظیمات نشان می دادند، این روش برای OTA های سه طبقه با NMC سنتی مقاوم تر و آسان تر در پیاده سازی است؛ با این وجود، نسخه Class-A ممکن است در آهنگ چرخش محدود تر باشد و تغییرات پارامتریک عملکرد را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند اندازه گیری ها دقت را حتی در این شرایط تأیید می کنند)، ارزیابی در بارهای بسیار سنگین به طور خاص انجام نشده است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و گسترش به ساختارهای پیچیده تر نیازمند بررسی های بیشتر می باشد و نسبت به تکنیک های پیشرفته تر (مانند

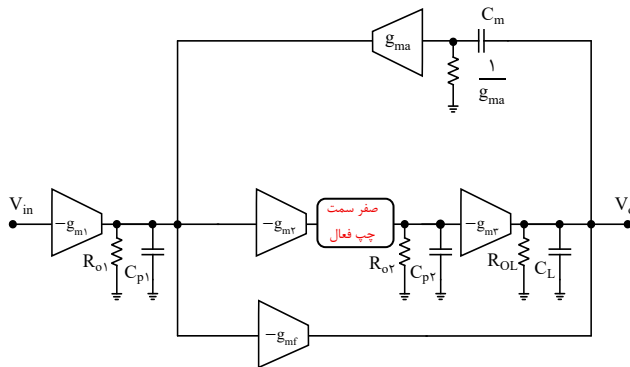
حاشیه فاز را به عنوان پارامتر طراحی اصلی در نظر می گیرد، منجر به بهبود پهنای باند و نرخ شیب در بارهای سنگین (صدها پیکوفارد) می شود [۳۵]؛ این راهکارها مصرف توان را پایین نگه می دارند و پیچیدگی مدار را کاهش می دهند، ساختارها نسبت به تغییرات فرآیند پایدار هستند زیرا بر اساس روابط تحلیلی دقیق استوارند و RAFFC با فیدبک فعال پایداری بیشتری در شرایط کم ولتاژ فراهم می آورد، این رویکردها به دلیل تمرکز بر بارهای سنگین و سادگی پیاده سازی، پایه ای برای طرح های آتی ایجاد کرده و به عنوان روش هایی برتر برای کاربردهای باتری محور شناخته می شوند؛ در مقایسه با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر ترکیب فیدفوردارد و مقاومت نولینگ تکیه داشت اما برای بارهای سنگین کمتر بهینه بود، این تکنیک ها پایداری بالاتری بدون عناصر اضافی ارائه می دهند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه های فعال برای تقویت بهره استفاده می کردند اما مصرف توان بیشتری داشتند، اینجا تمرکز بر اجزای پسینو کارایی توان را افزایش می دهد، همچنین در قیاس با NFRNMC و CFRNMC (۲۰۰۵) که بر مسیرهای فیدفوردارد معکوس تأکید داشتند و حساسیت بیشتری به تنظیمات نشان می دادند، این روش ها برای بارهای خازنی بزرگ مقاوم تر و ساده تر هستند؛ با این وجود، RNMCNR حساسیت به مقدار دقیق مقاومت نولینگ دارد و تغییرات فرآیند ممکن است صفرها را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند اندازه گیری ها پایداری را حتی در این حالت تأیید می کنند)، ارزیابی در بارهای بسیار سبک به طور ویژه انجام نشده است، تمرکز بر تقویت کننده های سه طبقه است و گسترش به طبقات بیشتر مستلزم تحلیل های اضافی می باشد و نسبت به تکنیک های پیشرفته تر ممکن است به تنظیمات دستی بیشتری نیاز داشته باشد.



شکل (۶): ساختار بلوکی معماری پیشنهادی [۳۵].

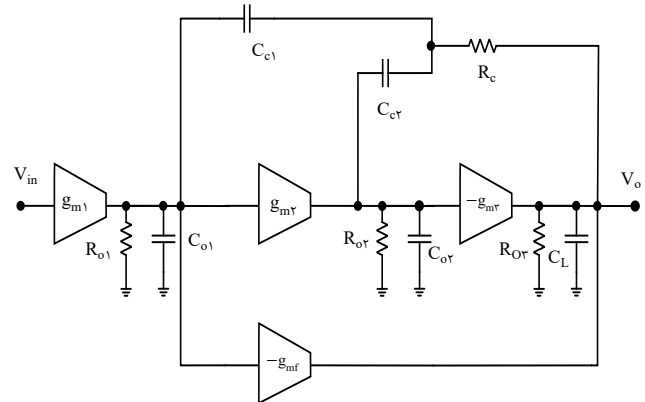
تابع تبدیل ساختار RAFFC مطابق رابطه ۱۳، فاقد صفر نیم صفحه راست مشکل ساز است و RAFFC با ایجاد صفر نیم صفحه چپ اضافی حاشیه فاز را بهبود می بخشد، قطب های اساسی شامل قطب غالب

CFCC بهترین نسبت بار خازنی به خازن جبران‌سازی را ارائه می‌دهد، این استراتژی به دلیل صرفه‌جویی در مساحت و کارایی بالا در بارهای سنگین، الگویی برای طرح‌های آینده (همچون تکنیک‌های جبران کسکود پیشرفته) فراهم آورده و به عنوان یک راهکار برتر برای کاربردهای نانومقیاس کم‌توان شناخته می‌شود؛ در مقایسه با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر حذف صفر RHP با فیدفوروارد و مقاومت تأکید داشت اما مساحت بیشتری برای بارهای بزرگ نیاز داشت، این تکنیک صرفه‌جویی مساحتی بیشتری بدون عناصر اضافی عرضه می‌کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه‌های فعال برای پهنای باند استفاده می‌کردند اما توان بالاتری مصرف داشتند، اینجا تمرکز بر جبران‌سازی کسکود توان را برای بارهای سنگین کاهش می‌دهد، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به بارهای مقاومتی نشان می‌دادند، این روش برای بارهای خازنی بزرگ در نانومتر مقاوم‌تر و بهینه‌تر است و در قیاس با NMC طراحی (۲۰۰۷) که رویه‌های Class-AB ارائه داد اما برای بارهای سنگین کمتر مناسب بود، این کار FOM بالاتری در فناوری پیشرفته فراهم می‌آورد؛ با این وجود، CFCC برای جریان‌های سنگین یا بارهای مقاومتی مناسب نیست و تغییرات فرآیند ممکن است مکان قطب‌ها را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند شبیه‌سازی‌ها پایداری را حتی در این وضعیت تأیید می‌کنند)، بررسی در بارهای بسیار سبک به طور خاص صورت نپذیرفته است، تمرکز بر تقویت‌کننده‌های سه طبقه است و بسط به ساختارهای بیشتر نیازمند مطالعات تکمیلی می‌باشد و نسبت به روش‌های جدیدتر ممکن است به تنظیمات دقیق‌تری وابسته باشد.



شکل (۸): نمای کلی از سیستم طراحی شده [۳۷].

روش‌های مبتنی بر بهینه‌سازی هوشمند که پس از آن پدید آمدند) ممکن است به تنظیمات دستی وابسته‌تر باشد.



شکل (۷): دیاگرام مفهومی تقویت‌کننده سه طبقه معرفی شده [۳۶].

تابع تبدیل رویه‌های NMC (که در رابطه ۱۴ نشان داده شده است) شامل حذف صفر نیم‌صفحه راست با مقاومت نولینگ است و Class-AB با مسیر فیدفوروارد اضافی حاشیه فاز را تقویت می‌کند، قطب‌های اصلی عبارتند از قطب غالب پایین‌فرکانس به همراه قطب‌های غیرغالب که با جبران میلر به فرکانس‌های بالاتر جابه‌جا می‌شوند، پهنای باند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{C_{C1}}$ که با تبدیل Class-AB تا چندین برابر بیش از ساختار Class-A پایه است و مسیر فیدفوروارد اضافی حتی به بهبود پایداری کمک می‌نماید.

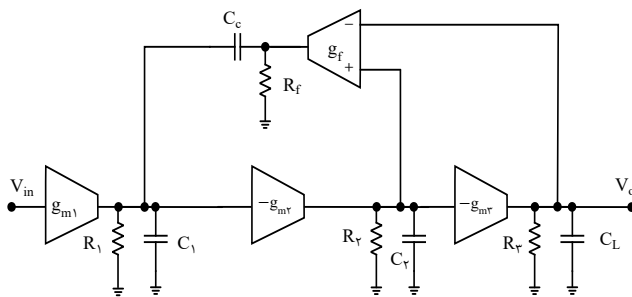
$$A_v(s) = A \cdot \frac{1 + s \left[(C_{C1} + C_{C2}) R_C + \frac{g_{mf} - g_{mr}}{g_{mr} g_{mr}} C_{C2} \right] + s^2 \frac{(g_{mf} + g_{mr}) R_C - 1}{g_{mr} g_{mr}} C_{C1} C_{C2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left[1 + s \frac{(g_{mr} + g_{mf} - g_{mr})}{g_{mr} g_{mr}} C_{C2} + s^2 \frac{1 - R_C g_{mr}}{g_{mr} g_{mr}} C_{C2} C_{L1} \right]} \quad (14)$$

۷-۲ روش جبران‌سازی CFCC^۴

این پژوهش به عنوان یکی از پیشرفت‌های کلیدی در عرصه جبران‌سازی فرکانسی برای تقویت‌کننده‌های سه طبقه کم‌مصرف، روش CFCC را معرفی می‌نماید که با استفاده از مسیرهای فیدفوروارد متقاطع و جبران‌سازی کسکود مطابق شکل ۸، قطب‌های غیرغالب پیچیده را به فرکانس‌های بالاتر منتقل کرده و پهنای باند را گسترش می‌دهد، منجر به پایداری با خازن کسکود کوچک ۱۵ pF برای بار ۵۰۰ pF، پهنای باند ۲ MHz و مصرف توان تنها ۲۰/۴ μW در منبع ۱/۲ V می‌شود؛ این رویکرد دو صفر نیم‌صفحه چپ ایجاد می‌کند تا حاشیه فاز را بهبود بخشد و معیارهای پایداری را تسهیل نماید، ساختارها نسبت به فناوری نانومتر مقاوم هستند زیرا بر پایه روابط کوچک‌سیگنال و بزرگ‌سیگنال دقیق بنا شده‌اند و

^۴ Cross Feedforward Cascode Compensation

C_c بیشتری بدون عناصر اضافی ارائه می‌دهد، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه‌های فعال برای GBW استفاده می‌کردند اما توان بالاتری مصرف داشتند، اینجا تأکید بر دیفرانسیل تک توان را برای بارهای متوسط بهینه می‌کند، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تمرکز داشتند و حساسیت بیشتری به تنظیمات نشان می‌دادند، این روش با C_c کوچکتر برای on-chip مقاوم‌تر است و در مقایسه با CFCC (۲۰۱۲) که کسکود برای بارهای سنگین نانومتر داشت، این کار ساده‌تر و با GBW بالاتر در فناوری $0.18 \mu m$ عمل می‌نماید؛ با این وجود، افزودن طبقه دیفرانسیل ممکن است مصرف توان را اندکی افزایش دهد و حساسیت به تغییرات g_f عملکرد را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند تحلیل نشان می‌دهد پایداری حتی در این حالت حفظ می‌شود)، بررسی در بارهای بسیار سنگین به طور ویژه انجام نشده است، تمرکز بر OTAهای سه طبقه است و تعمیم به ساختارهای بیشتر مستلزم تحقیقات اضافی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های نوین (مانند روش‌های مبتنی بر لغو هوشمند که پس از آن توسعه یافتند) ممکن است به تنظیمات دستی وابسته‌تر باشد.



شکل (۹): طرح ساختاری تقویت کننده پیشنهادی [۳۸].

تابع تبدیل تکنیک DFP (که در رابطه ۲۰ نشان داده شده است) فاقد صفر نیم‌صفحه راست ناخواسته است و با صفر نیم‌صفحه چپ اضافی PM را ارتقا می‌دهد، قطب‌های اساسی شامل قطب غالب پایین فرکانس به همراه قطب‌های غیرغالب که با فیدبک دیفرانسیل به فرکانس‌های بالاتر منتقل می‌شوند، پهنای باند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{C_c g_f R_f}$ که با عامل دیفرانسیل تا ۴۰ برابر بیش از NMC پایه است و صفر نیم‌صفحه چپ اضافی حتی به لغو قطب دوم کمک می‌نماید.

$$A_v(s) = A_{dc} \frac{b_1 s + 1}{a_1 s^2 + a_1 s + 1} \quad (20)$$

$$b_1 = C_c R_f \quad (21)$$

$$a_1 = C_c g_{m2} g_{m1} g_f R_f R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 R_9 R_{10} R_{11} R_{12} R_{13} R_{14} R_{15} R_{16} R_{17} R_{18} R_{19} R_{20} R_{21} R_{22} R_{23} R_{24} R_{25} R_{26} R_{27} R_{28} R_{29} R_{30} R_{31} R_{32} R_{33} R_{34} R_{35} R_{36} R_{37} R_{38} R_{39} R_{40} R_{41} R_{42} R_{43} R_{44} R_{45} R_{46} R_{47} R_{48} R_{49} R_{50} R_{51} R_{52} R_{53} R_{54} R_{55} R_{56} R_{57} R_{58} R_{59} R_{60} R_{61} R_{62} R_{63} R_{64} R_{65} R_{66} R_{67} R_{68} R_{69} R_{70} R_{71} R_{72} R_{73} R_{74} R_{75} R_{76} R_{77} R_{78} R_{79} R_{80} R_{81} R_{82} R_{83} R_{84} R_{85} R_{86} R_{87} R_{88} R_{89} R_{90} R_{91} R_{92} R_{93} R_{94} R_{95} R_{96} R_{97} R_{98} R_{99} R_{100} \quad (22)$$

تابع تبدیل تکنیک CFCC در رابطه ۱۵ نشان داده شده است، فاقد صفر نیم‌صفحه راست مزاحم بوده و با دو صفر نیم‌صفحه چپ حاشیه فاز را تقویت می‌نماید، قطب‌های کلیدی شامل قطب غالب در فرکانس پایین به همراه قطب‌های غیرغالب پیچیده که با فیدفوروارد متقاطع به فرکانس‌های بالاتر منتقل می‌شوند، پهنای باند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{C_c}$ که با عامل کسکود تا چندین برابر بیش از NMC سنتی است و صفرهای نیم‌صفحه چپ اضافی حتی به تسهیل پایداری کمک می‌کنند.

$$A_v(s) \approx \frac{A_{DC} \left(1 + \frac{s}{A_f P_1} + \frac{s^2}{A_f P_1 P_2} \right) \left(1 + \frac{s}{P_r} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pd}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_\mu} + \frac{s^2}{\omega_\mu P_1} + \frac{s^3}{\omega_\mu P_1 P_2} + \frac{s^4}{\omega_\mu P_1 P_2 P_3} \right)} \quad (15)$$

$$P_1 = \frac{G_{mb1}}{C_z} \quad (16)$$

$$P_r = \frac{1}{R_z C_{pb}} \quad (17)$$

$$P_r = \frac{G_{ma}}{C_m} \quad (18)$$

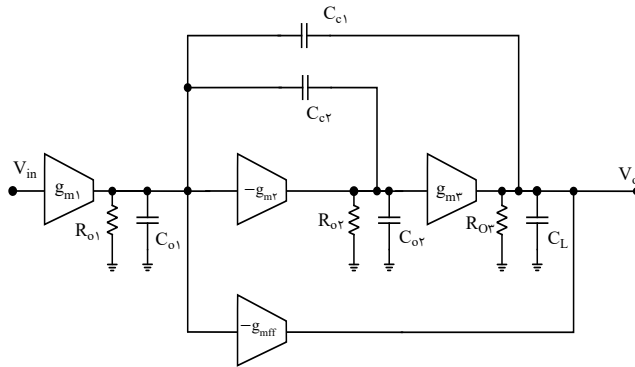
$$\omega_\mu = \frac{G_{M1} R_z C_m C_z G_{mL}}{C_{p1} C_{p2} C_L} \quad (19)$$

۲-۸- روش جبران سازی DFP^۵

این مطالعه به عنوان یکی از ابتکارات قابل توجه در زمینه جبران سازی فرکانسی برای OTAهای سه طبقه، روش DFP را پیشنهاد می‌دهد که با ادغام یک طبقه دیفرانسیل در مسیر فیدبک مطابق شکل ۹، اثر میلر را تقویت کرده و صفر RHP را حذف می‌نماید، منجر به افزایش GBW تا ۴۰ برابر (۹ MHz) و PM تا ۸۳ درجه با خازن جبران سازی کمتر از ۰/۲ پیکوفاراد ($C_c < 0.2 \text{ pF}$ برای $C_L = 100 \text{ pF}$) می‌شود؛ این پیشرفت‌ها مصرف توان را کنترل شده نگه می‌دارند و مساحت مدار را به طور چشمگیری کاهش می‌دهند [۳۸]. ساختارها نسبت به تغییرات فناوری پایدار هستند زیرا بر پایه روابط کوچک سیگنال و بزرگ سیگنال دقیق استوارند و DFP با لغو قطب-صفر LHP پایداری را در بارهای متوسط بهبود می‌بخشد، این استراتژی به دلیل تمرکز بر جبران سازی on-chip و سادگی مدار، مبنایی برای رویکردهای پیشرفته‌تر ایجاد کرده و به عنوان یک روش کارآمد برای غلبه بر محدودیت‌های خازنی در فناوری‌های زیرمیکرون تلقی می‌شود؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر مقاومت نولینگ و فیدفوروارد تکیه داشت اما خازن بزرگ‌تری نیاز داشت، این تکنیک کاهش

^۵ Differential Feedback Path

energy-harvesting که پس از آن پدید آمدند) ممکن است به تنظیمات دستی وابسته تر باشد.



شکل (۱۰): نمودار بلوکی طراحی پیشنهادی [۳۹].

تابع تبدیل روش زیرآستانه (که در رابطه ۲۴ نشان داده شده است) شامل بهره DC وابسته به پارامترهای فناوری است و SRE با ایجاد مسیر دینامیک SR را تقویت می‌نماید، قطب‌های کلیدی شامل قطب غالب پایین‌فرکانس به همراه قطب‌های غیرغالب که با جبران‌سازی NMC به فرکانس‌های بالاتر منتقل می‌شوند، پهنای بلند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{C_{c1}}$ که با عملکرد زیرآستانه تا چندین برابر بیش از ساختارهای اشباع است و درایو بالک اضافی حتی به بهبود swing کمک می‌کند.

$$A_v(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)} \frac{N(s)}{D(s)} \quad (24)$$

$$N(s) = 1 + \left[\frac{C_{c2}}{g_{m2}} \left(\frac{g_{mFF}}{g_{m3}} - 1 \right) + \frac{C_{c1}}{g_{m2}g_{m3}R_{o2}} \right] s - \frac{C_{c1}C_{c2}}{g_{m2}g_{m3}} s^2 \quad (25)$$

$$D(s) = 1 + \left[\frac{C_{c2}}{g_{m2}} \left(\frac{g_{mFF}}{g_{m3}} - 1 \right) + \frac{C_{c2}}{g_{m3}} \left(\frac{C_L}{C_{c1}} + 1 \right) \right] s + \frac{C_L C_{c2}}{g_{m2}g_{m3}} s^2 \quad (26)$$

۲-۱۰- طراحی تقویت‌کننده با استفاده از شیفتهنده

سطح خازنی^۸

این بررسی به عنوان یکی از نوآوری‌های برجسته در عرصه OTA های سه طبقه برای مدارهای SC^۹، ساختار کلاس AB را پیشنهاد می‌دهد که با

$$a_v = C_c C_L g_{m2} g_{m3} R_{o1} R_{o2} R_{o3} R_{o4} \quad (23)$$

۲-۹- طراحی تقویت‌کننده برای عملکرد در ولتاژ زیرآستانه^۶

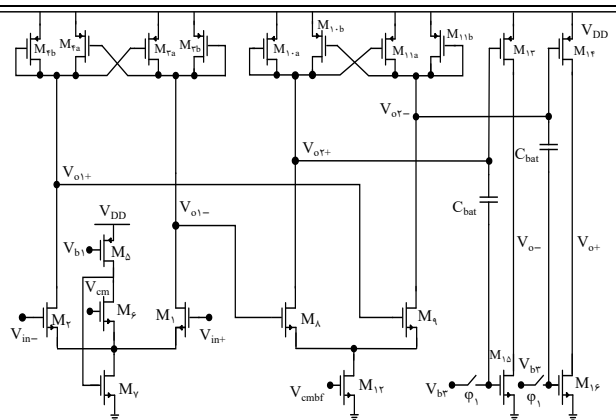
این تحقیق به عنوان یکی از دستاوردهای پیشگام در حوزه روش‌شناسی طراحی برای OTA های سه طبقه CMOS در عملکرد زیرآستانه، رویه‌ای سیستماتیک ارائه می‌دهد که با تعیین ابعاد ترانزیستورها و جریان‌های بایاس پایین (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱۰ ترسیم شده است)، مصرف توان را به حداقل رسانده و مساحت مدار را کاهش می‌دهد، منجر به بهره ۱۲۰ DC دسی‌بل، ۲۰ GBW کیلوهرتز، مصرف ۱۹۵ nW در منبع ۱ V و قابلیت درایو بار خازنی تا ۲۰۰ pF با SR بیش از ۵ V/μs می‌شود [۳۹]؛ ساختارها نسبت به تغییرات فناوری مقاوم هستند زیرا بر روابط تحلیلی زیرآستانه تکیه دارند و مدار بهبوددهنده آهنگ چرخش، عملکرد گذرا را در کاربردهای باتری‌محور بهبود می‌بخشد، این رویکرد به سبب تمرکز بر ULP^۷ و بارهای بالا، الگویی برای طرح‌های بعدی (مانند OTA های زیرآستانه پیشرفته) فراهم آورده و به عنوان یک استراتژی برتر برای میکروسیستم‌های biomedical و sensor nodes شناخته می‌شود؛ در مقایسه با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر حذف RHP zero در حالت اشباع تمرکز داشت اما توان بالاتری مصرف می‌کرد، این تکنیک ULP بیشتری با درایو بالک عرضه می‌کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه‌های فعال برای پهنای باند استفاده می‌کردند اما مساحت بیشتری نیاز داشتند، اینجا تأکید بر زیرآستانه مساحت را برای بارهای سنگین کاهش می‌دهد، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به ولتاژ نشان می‌دادند، این روش با SRE مقاوم‌تر در شرایط کم‌ولتاژ است و در قیاس با CFCC (۲۰۱۲) و DFP (۲۰۱۴) که برای بارهای نانومتر و on-chip طراحی شدند، این کار FOM بالاتری در فناوری ۰/۳۵ μm فراهم می‌آورد؛ با این وجود، عملکرد زیرآستانه ممکن است پهنای باند را محدود کند و تغییرات mismatch جریان را افزایش دهد (هرچند اندازه‌گیری‌ها دقت را حتی در این وضعیت تأیید می‌کنند)، ارزیابی در بارهای بسیار سنگین به طور خاص صورت نپذیرفته است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و بسط به ساختارهای بیشتر نیازمند بررسی‌های اضافی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های نوظهور (مانند روش‌های مبتنی بر

^۸ Capacitive Level Shifter

^۹ Switched Capacitor

^۶ Subthreshold

^۷ Ultra Low Power



شکل (۱۱): سطح ترانزیستوری ساختار پیشنهادی [۴۰].

۲-۱۱- طراحی تقویت کننده جهت عملکرد در زیر استانه و با کلاس AB

این پژوهش به عنوان یکی از پیشرفت‌های کلیدی در طراحی OTA های کم‌ولتاژ، معماری ساده bulk-driven سه طبقه کلاس AB را عرضه می‌دارد که با استفاده از درایو بالک (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱۲ نشان داده شده است)، عملکرد کلاس AB ذاتی با کنترل جریان standby دقیق فراهم می‌کند، منجر به بهره دی‌سی ۵۷ dB، فرکانس بهره واحد ۳ MHz، مصرف ۳۶ μA در منبع ۰/۷ V و مساحت $19/8 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$ برای بار ۲۰ pF می‌شود [۴۱]؛ این ویژگی‌ها پاسخ سیگنال‌بزرگ و سیگنال‌کوچک را به طور همزمان بهینه می‌سازند. ساختارها نسبت به فناوری‌های استاندارد مقاوم هستند زیرا بر پایه روابط $g_{mb} = \eta g_m$ استوارند و کلاس AB جریان‌دهی را بدون عناصر اضافی افزایش می‌دهد، این رویکرد به دلیل تمرکز بر مساحت کم، مبنایی برای طرح‌های آینده (مانند OTAs bulk-driven پیشرفته) فراهم آورده و به عنوان یک راه‌حل رقابتی برای کاربردهای low-power شناخته می‌شود؛ در مقایسه با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر فیدفورارد در حالت اشباع تکیه داشت اما ولتاژ بالاتری نیاز داشت، این روش عملکرد بهتری در bulk-driving عرضه می‌کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از فیدبک فعال برای پهنای باند استفاده می‌کردند اما مساحت و توان بیشتری مصرف می‌کردند، اینجا تأکید بر درایو بالک، مساحت را برای بارهای متوسط کاهش می‌دهد و همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر

ترکیب VVF^۱ و شیفتهنده SC (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱۱ به تصویر کشیده شده است)، SR را تا ۳۰۶ درصد نسبت به NMC افزایش داده و زمان نشست را به ۷/۵ ns (با دقت ۰/۲۰ درصد) می‌رساند، بدون افزایش قابل توجه توان و با بهره DC بالا در فناوری ۹۰ nm [۴۰]؛ این دستاوردها عملکرد گذرا را در A/D converters بهینه می‌کنند، ساختارها نسبت به تغییرات فرآیند پایدار هستند زیرا بر پایه روابط بزرگ‌سیگنال و کوچک‌سیگنال دقیق بنا شده‌اند و شیفتهنده SC کلاس AB خروجی را بدون پیچیدگی اضافی فراهم می‌آورد، این راهکار به دلیل تمرکز بر زمان نشست سریع و SC applications، پایه‌ای برای تکنیک‌های بعدی (مانند OTA های کلاس AB پیشرفته) ایجاد کرده و به عنوان یک رویکرد کارآمد برای غلبه بر محدودیت‌های swing در nano-CMOS تلقی می‌شود؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر حذف RHP zero در کلاس A تمرکز داشت اما SR کمتری داشت، این تکنیک بهبود FOM بیشتری با کلاس AB عرضه می‌کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از فیدبک فعال برای پهنای باند استفاده می‌کردند اما زمان نشست کندتری داشتند، اینجا تأکید بر FVF settling را برای SC افزایش می‌دهد، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به بار نشان می‌دادند، این روش با شیفتهنده SC مقاوم‌تر در شرایط high-speed است و در مقایسه با CFCC (۲۰۱۲)، DFP (۲۰۱۴) و زیرآستانه FOM (۲۰۱۵) که برای بارهای سنگین یا ULP طراحی شدند، این کار بالاتری در SC با SR بهبودیافته فراهم می‌آورد؛ با این وجود، شیفتهنده SC ممکن است در فرکانس‌های بسیار بالا محدود شود و تغییرات فرآیند عملکرد را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند شبیه‌سازی‌ها دقت را حتی در این حالت تأیید می‌کنند)، ارزیابی در بارهای بسیار سنگین به طور ویژه انجام نشده است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و تعمیم به ساختارهای بیشتر مستلزم مطالعات اضافی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های جدیدتر ممکن است به تنظیمات دسته وابسته‌تر باشد.

1. Flipped Voltage Follower

$$z_1 = \frac{g_{m\delta} g_{mr}}{2C_{C1} g_{m\delta} - C_{C2} g_{mr}} \quad (28)$$

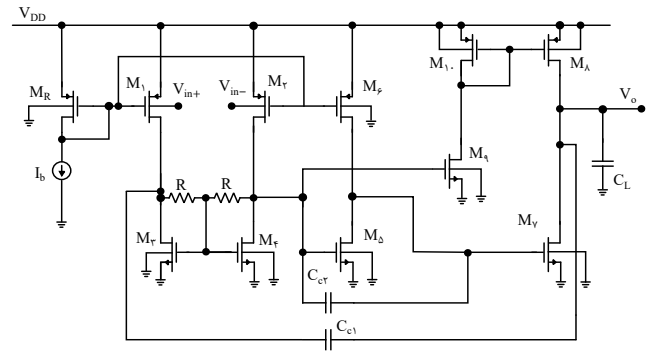
$$a = \frac{C_{C2} C_L (2g_{m\delta} + g_{mr})}{g_{mr} g_{m\delta} g_{mv}} \quad (29)$$

$$b = \frac{C_{C1} C_L + C_{C2} C_L g_{m\delta} r_{o2}}{C_{C1} g_{m\delta} g_{mv} r_{o2}} \quad (30)$$

۲-۱۲- جبران‌سازی با استفاده از یک خازن میلر منفرد و یک بافر جریان

این مطالعه به عنوان یکی از ابتکارات پیشرو در حوزه OTA های سه طبقه کم‌مساحت، معماری ساده‌ای پیشنهاد می‌دهد که با بهره‌گیری از بافر جریان معکوس و خازن میلر منفرد (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱۳ نمایش داده شده است)، بدون محدودیت بالای C_L پایداری را تضمین کرده و بهره DC بیش از ۱۱۰dB، مصرف جریان ساکن $6/36 \mu A$ در منبع $1/4 V$ و مساحت $0.027 mm^2$ برای C_L بیش از ۵ nF فراهم می‌آورد [۴۲]؛ این پیشرفت‌ها رفتار سیگنال‌کوچک و سیگنال‌بزرگ را بدون افزایش پیچیدگی بهینه می‌سازند. ساختارها نسبت به فناوری‌های استاندارد مقاوم هستند زیرا بر پایه روابط تحلیلی ساده استوارند و SRE عملکرد گذرا را در کاربردهای LDO و MEMS بهبود می‌بخشد، این استراتژی به دلیل حذف محدودیت C_L و سادگی، الگویی برای رویکردهای بعدی (مانند OTAs میلر منفرد پیشرفته) ایجاد کرده و به عنوان یک راه‌حل برتر برای بارهای سنگین کم‌توان تلقی می‌شود؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر مقاومت نولینگ برای حذف RHP zero تمرکز داشت اما محدودیت C_L داشت، این تکنیک پایداری نامحدود بدون عناصر اضافی عرضه می‌کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از فیدبک فعال برای GBW استفاده می‌کردند اما مساحت بیشتری نیاز داشتند، اینجا تأکید بر میلر منفرد مساحت را برای بارهای نانوفاراد کاهش می‌دهد، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به C_L نشان می‌دادند، این روش با SRE مقاوم‌تر در شرایط wide-range است و در مقایسه با CFCC (۲۰۱۲)، DFP (۲۰۱۴) و زیرآستانه (۲۰۱۵) و کلاس AB RNMC (۲۰۱۵) و bulk-driven (۲۰۱۶) که برای بارهای سنگین طراحی شدند، این کار FOM بهتری در فناوری $0.35 \mu m$ فراهم می‌آورد؛ با این وجود، ورودی folded-cascode ممکن است نویز را افزایش دهد و

مسیرهای معکوس برای پایداری تمرکز داشتند و حساسیت بیشتری به ولتاژ نشان می‌دادند، این روش با کلاس AB ذاتی مقاوم‌تر در شرایط کم‌ولتاژ است، و در قیاس با CFCC (۲۰۱۲)، DFP (۲۰۱۴) و زیرآستانه (۲۰۱۵) و کلاس AB RNMC (۲۰۱۵) که برای بارهای سنگین یا SC طراحی شدند، این کار FOM رقابتی‌تری در فناوری ۱۸۰ nm با بهره از bulk-driving فراهم می‌آورد؛ با این حال، g_{mb} پایین‌تر از g_m ممکن است بهره و GBW را محدود کند و تغییرات η عملکرد را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند اندازه‌گیری‌ها دقت را حتی در این حالت تأیید می‌کنند)، ارزیابی در بارهای بسیار سنگین به طور خاص انجام نشده است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و تعمیم به ساختارهای پیچیده‌تر نیازمند تحقیقات اضافی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های نوین (مانند روش‌های مبتنی بر hybrid sub/bulk که پس از آن توسعه یافتند) ممکن است به تنظیمات دستی وابسته تر باشد.



شکل (۱۲): سطح ترانزیستوری پیکربندی مورد استفاده در [۴۱].

تابع تبدیل این ساختار (که در رابطه ۲۷ نشان داده شده است) بهره DC را بر پایه g_{mb} هر طبقه تعیین می‌کند و کلاس AB با افزایش جریان دینامیک SR را بهبود می‌بخشد، قطب‌های اصلی شامل قطب غالب پایین‌فرکانس به همراه قطب‌های غیرغالب که با جبران سه طبقه به فرکانس‌های بالاتر منتقل می‌شوند، محصول پهنای باند-بهره جدید $\approx \frac{g_{mb1}}{C_c}$ که با ضریب η تا چندین برابر بیش از gate-driven پایه است و درایو بالک اضافی حتی به افزایش swing کمک می‌نماید.

$$A_v(s) = A. \frac{1 + \frac{s}{Z_1}}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) (as^2 + bs + 1)} \quad (27)$$

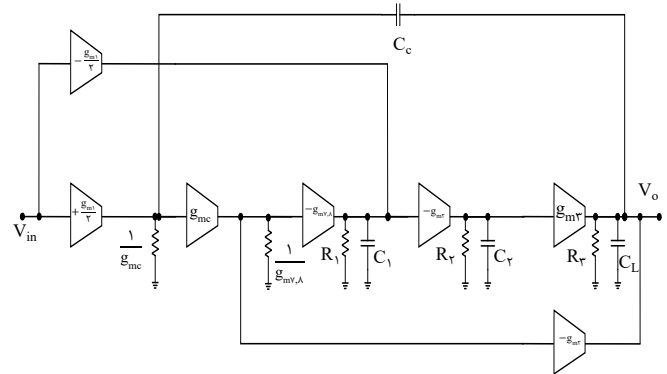
$$a_p = \frac{C_L \left[\left(\frac{r_1 C_1}{g_{mc}} \right) + r_1 r_p c_1 c_p \right]}{C_L + g_{m2} g_{m3} r_1 r_p C_C} \quad (35)$$

$$p_f = \frac{(r_1 c_1 + r_p c_p) C_C + g_{mc} r_1 c_1 r_p c_p}{r_1 c_1 r_p c_p C_C} \quad (36)$$

۱۳-۲- روش جبران سازی FGRMIC

این تحقیق به عنوان یکی از دستاوردهای برجسته در عرصه جبران سازی فرکانسی برای OTA های سه طبقه، روش FGRMIC را معرفی می نماید که با ترکیب سه بخش مجزا (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱۴ به نمایش درآمده است)، پایداری را تضمین کرده و GBW را به ۲/۴۱ GHz، PM را به ۸۲/۶ درجه، زمان نشست را به ۱/۴۱ ns (با خطای ۱ درصد) و حساسیت را به حداقل می رساند، با مصرف ۱۲/۶ mW در منبع ۱/۲ V و بار ۲ pF [۴۳]؛ این ویژگی ها رفتار سیگنال کوچک و سیگنال بزرگ را به طور چشمگیری ارتقا می دهند، ساختارها نسبت به فناوری های نانومتر مقاوم هستند زیرا بر پایه روابط تحلیلی دقیق برای قطب های غالب استوارند و FGRMIC عملکرد را بدون افزایش مساحت بهینه می سازد، این رویکرد به دلیل تمرکز بر high-speed و low-voltage، پایه ای برای طرح های آتی (مانند جبران سازی های هیبریدی پیشرفته) فراهم آورده و به عنوان یک روش رقابتی برای mixed-signal circuits شناخته می شود؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر حذف RHP zero با فیدفوروارد تمرکز داشت اما GBW پایینی (چند مگاهرتز) ارائه داد، این تکنیک GBW را هزار برابر افزایش می دهد، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از فیدبک فعال برای پهنای باند استفاده می کردند اما زمان نشست کندتری داشتند، اینجا تأکید بر indirect-compensation زمان نشست را برای high-speed بهینه می کند، همچنین در برابر پایداری تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به بار نشان می دادند، این روش با FGRMIC مقاوم تر در شرایط نانومتر است و در مقایسه با CFCC (۲۰۱۲)، DFP (۲۰۱۴)، زیرآستانه (۲۰۱۵)، کلاس AB RNMC (۲۰۱۵)، bulk-driven (۲۰۱۶) و Single-Miller (۲۰۱۷) که برای بارهای سنگین یا low-power طراحی شدند، این کار GBW بی سابقه ای در فناوری ۶۵ نانومتر با FOM برتر فراهم می آورد؛ با این حال، FGRMIC برای بارهای بزرگ تر از ۲ pF بهینه نشده و تغییرات فرآیند مقاومت ها را تحت تأثیر قرار می دهد (هرچند شبیه سازی ها دقت را حتی در این حالت تأیید می کنند).

تغییرات فرآیند مکان قطب ها را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند اندازه گیری ها دقت را حتی در این وضعیت تأیید می کنند)، بررسی در بارهای بسیار سبک به طور ویژه انجام نشده است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و گسترش به ساختارهای بیشتر مستلزم مطالعات تکمیلی می باشد و نسبت به تکنیک های نوظهور ممکن است به تنظیمات دستی وابسته تر باشد.



شکل (۱۳): بلوک دیاگرام ساختار پیشنهادی [۴۲].

تابع تبدیل OTA میلر منفرد (که در رابطه ۳۱ نشان داده شده است) بهره DC را بر پایه g_m هر طبقه تعیین می کند و بافر جریان معکوس با حذف RHP zero پایداری را تقویت می نماید، قطب های اساسی شامل قطب غالب پایین فرکانس به همراه قطب های غیرغالب که با فیدفوروارد به فرکانس های بالاتر جلبه جا می شوند. پهنای بلند جدید $\approx \frac{g_m}{C_m}$ که با عامل معکوس تا چندین برابر بیش از NMC پایه است و SRE اضافی حتی به بهبود SR کمک می نماید.

$$A_v(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) (a_1 s^2 + a_2 s + 1) \left(1 + \frac{s}{p_f}\right)} \quad (31)$$

$$z_1 = \frac{2g_{mc}}{C_C} \quad (32)$$

$$p_1 = \frac{1}{g_{m2} g_{m3} r_1 r_p C_C + r_p C_L} \quad (33)$$

$$a_1 = \frac{C_L \left(\frac{C_C}{g_{mc}} + r_1 c_1 + r_p c_p \right)}{C_L + g_{m2} g_{m3} r_1 r_p C_C} \quad (34)$$

$$b_r = C_{m1} C_{m2} \left(R_{c2} R_{m1} + \frac{g_{mf}}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \right) \quad (44)$$

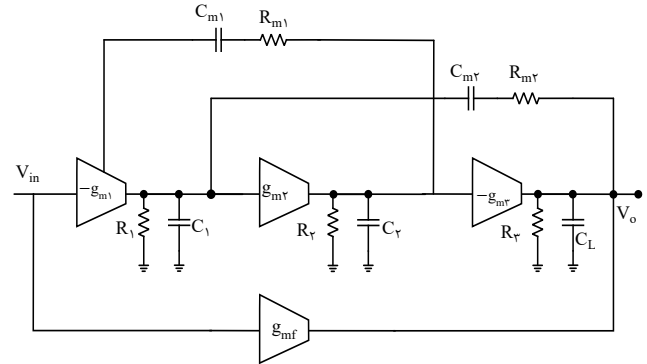
$$b_r = \frac{R_{c2} C_{m2} C_r [g_{mf} C_1 + (g_{m1} + g_{mf}) C_{m1}]}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (45)$$

$$b_f = \frac{g_{mf} R_{m1} C_{m1} R_{c2} C_{m2} C_1 C_r}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (46)$$

۲-۱۴- جبران‌سازی فرکانسی با روش مقایسه‌گر جریان

این بررسی به عنوان یکی از دستاوردهای مهم در بهبود جبران‌سازی فرکانسی OTA های سه طبقه، ساختار IRNMC^{۱۱} را پیشنهاد می‌دهد که با قرار دادن مقایسه‌گر جریان در مسیر فیدبک (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱۵ ترسیم شده است)، RHP zero را حذف کرده و GBW را به ۱۴ MHz، PM را به ۸۶ درجه و مصرف توان را به ۲۸۵ μW در منبع ۱/۸ V برای بار ۱۰۰ pF می‌رساند؛ در مطالعه‌ای که توسط مهدی ظاهر فکر در سال ۲۰۱۹ انجام شد، یک رویکرد اصلاح‌شده جدید با هدف بهبود جبران‌سازی فرکانسی برای تقویت‌کننده‌های ترانسانا عملیاتی سه طبقه معرفی شد و در معماری جبران‌سازی فرکانسی جدید، حذف صفر نیم‌صفحه راست منجر به حذف گره مشترک خازن‌های جبران‌ساز می‌گردد که به طور معمول به عنوان مسیر فید فوروارد شناخته می‌شود [۴۴]، علاوه بر این، یک مقایسه‌گر جریان در مدار فیدبک گنجانده شده است و این ساختار، بهبودهای قابل توجهی در پهنای باند بهره، پایداری و حاشیه فاز را نشان می‌دهد و روش پیشنهادی به طور موثری معیارهای عملکرد را بهبود می‌بخشد و توان مصرفی را به حداقل می‌رساند، در حالی که اندازه خازن‌ها را در شبکه جبران‌سازی در مقایسه با رویکردهای جایگزین جبران‌سازی فرکانسی موجود، به طور قابل توجهی کاهش می‌دهد [۴۵]؛ ساختارها نسبت به فناوری‌های زیرمیکرون پایدار هستند زیرا بر پایه روابط کوچک‌سیگنال دقیق بنا شده‌اند و مقایسه‌گر جریان FOM را بدون افزایش پیچیدگی ارتقا می‌دهد، این راهبرد به سبب تمرکز بر low-power و کاهش خازن‌ها، بنیانی برای روش‌های بعدی (مانند RNMC های پیشرفته) فراهم آورده و به عنوان یک رویکرد کارآمد برای غلبه بر ناپایداری در بارهای متوسط تلقی می‌شود؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر مقاومت نولینگ برای حذف RHP zero تکیه داشت اما خازن بزرگ‌تری نیاز داشت، این تکنیک کاهش خازن بیشتری با مقایسه‌گر عرضه می‌کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه‌های فعال برای GBW استفاده می‌کردند اما توان بالاتری مصرف داشتند، اینجا تأکید بر

ارزیابی در بارهای سنگین به طور خاص صورت نپذیرفته است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و بسط به ساختارهای بیشتر نیازمند بررسی‌های اضافی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های نوظهور ممکن است به تنظیمات دقیق‌تری وابسته باشد.



شکل (۱۴): نمای کلی از سیستم طراحی شده [۴۳].

تابع تبدیل FGRMIC (که در رابطه ۳۸ نشان داده شده است) شامل سه قطب غالب و صفرهای LHP است که PM را افزایش می‌دهد، قطب‌های غیرغالب با indirect-compensation به فرکانس‌های بالاتر منتقل می‌شوند، پهنای بلند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{\pi C_c}$ که با فیدفوروارد g_{mf} تا ۲/۴۱ GHz است و مقاومت‌های اضافی حتی به کاهش حساسیت کمک می‌نماید.

$$A_{v(s)} \approx \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)} \frac{(1 + b_1 s) \left(1 + \frac{b_r}{b_1} s + \frac{b_r}{b_1} s^2\right) \left(1 + \frac{b_f}{b_r} s\right)}{(1 + a_1 s) \left(1 + \frac{a_r}{a_1} s + \frac{a_f}{a_1} s^2\right) \left(1 + \frac{a_\Delta}{a_f} s\right)} \quad (37)$$

$$a_1 = g_{m2} R_2 R_1 (g_{m3} R_3 C_{m1} + C_{m2}) \quad (38)$$

$$a_r = g_{m2} R_1 R_2 R_3 C_{m2} (C_L + g_{m3} R_{c2} C_{m1} + C_{m1}) \quad (39)$$

$$a_f = C_{m2} R_2 C_L R_3 [(C_{m1} + C_1) R_1 + C_2 R_{c2}] \quad (40)$$

$$a_\Delta = R_1 R_{c2} C_{m2} R_2 C_r C_L (C_{m1} + C_1) \quad (41)$$

$$a_\Delta = R_1 R_2 R_3 C_1 C_r C_L C_{m1} C_{m2} R_{m1} R_{c2} \quad (42)$$

$$b_1 = R_{c2} C_{m2} + \frac{g_{mf} C_{m2}}{g_{m1} g_{m3}} \quad (43)$$

^{۱۱} Improved Reversed Nested Miller Compensation

$$D_5 = C_1 C_2 C_3 C_{c1} C_{c2} R_1 R_2 R_3 R_n R_p \quad (51)$$

$$D_4 = C_1 C_2 C_3 C_{c1} C_{c2} R_1 R_2 R_3 R_n \quad (52)$$

$$D_3 = C_3 C_{c1} C_{c2} G_{m2} R_1 R_2 R_3 R_n \quad (53)$$

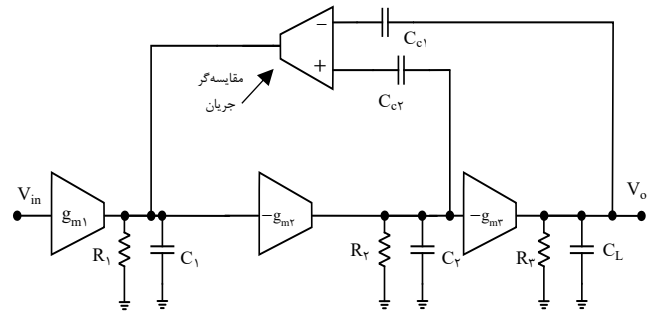
$$D_2 = C_{c1} C_{c2} G_{m2} G_{m3} R_1 R_2 R_3 R_p \quad (54)$$

$$D_1 = C_{c1} G_{m2} G_{m3} R_1 R_2 R_3 \quad (55)$$

۲-۱۵- جبران سازی با استفاده از حذف دو قطب به واسطه تولید صفر

این پژوهش به عنوان یکی از پیشرفت های قابل توجه در حوزه جبران سازی معکوس برای OTA های سه طبقه CMOS. حذف دو قطب را ارائه می دهد که با افزودن یک طبقه فیدفوروارد (که بلوک دیگرام آن در شکل ۱۶ به تصویر کشیده شده است)، لغو دوگانه pole-zero را محقق کرده و پاسخ فرکانسی تقریباً تک قطبی با بهره DC بیش از ۱۲۰ dB، کارایی پهنای باند نزدیک ۱۰۰ درصد و مقاومت در برابر تغییرات PVT در فناوری ۱۳۰ nm فراهم می آورد [۴۶]؛ این دستاوردها معادلات طراحی برای تنظیم فرکانس رزونانس قطب های پیچیده و Q-factor را معرفی می کنند، ساختارها نسبت به فرآیندهای استاندارد پایدار هستند زیرا بر پایه روابط تحلیلی دقیق استوارند و مصرف توان را بدون کاهش بهره به حداقل می رسلند، این استراتژی به دلیل تمرکز بر low-power و لغو pole-zero، الگویی برای روش های آینده (مانند جبران های تک قطبی پیشرفته) ایجاد کرده و به عنوان یک راهکار برتر برای کاربردهای biomedical و IoT شناخته می شود؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر حذف RHP zero با فیدفوروارد تمرکز داشت اما لغو دوگانه نداشت، این تکنیک کارایی بالاتری با رفتار تک قطبی عرضه می کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه های فعال برای پهنای باند استفاده می کردند اما نسبت به PVT مقاومت کمتری داشتند، اینجا تأکید بر لغو دوگانه پایدار بودن را برای بارهای متوسط افزایش می دهد، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به mismatch نشان می دادند، این روش در کاربردهای توان پایین مقاوم تر است و در مقایسه با CFCC (۲۰۱۲)، DFP (۲۰۱۴)، زیرآستانه (۲۰۱۵)، کلاس AB RNMC (۲۰۱۵)، single-Miller (۲۰۱۷)، FGRMIC (۲۰۱۸) و IRNMC (۲۰۱۹) که برای بارهای سنگین یا high-speed طراحی شدند، این کار FOM بهتری با لغو دوگانه و کارایی نزدیک ۱۰۰

مقایسه گر جریان، توان را برای بارهای متوسط بهینه می سازد، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تمرکز داشتند و حساسیت بیشتری به تنظیمات نشان می دادند، این روش با حذف گره مشترک مقاوم تر است و در مقایسه با CFCC (۲۰۱۲)، DFP (۲۰۱۴)، زیرآستانه (۲۰۱۵)، کلاس AB RNMC (۲۰۱۵)، bulk-driven (۲۰۱۶)، single-Miller (۲۰۱۷) و FGRMIC (۲۰۱۸) که برای بارهای سنگین یا high-speed طراحی شدند، این کار FOM بهتری در فناوری ۱۸۰ nm با کاهش توان فراهم می آورد؛ با این وجود، مقایسه گر جریان ممکن است نویز را اندکی افزایش دهد و تغییرات فرآیند عملکرد را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند شبیه سازی ها دقت را حتی در این وضعیت تأیید می کنند)، بررسی در بارهای بسیار سنگین به طور خاص انجام نشده است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و بسط به ساختارهای بیشتر نیازمند بررسی های اضافی می باشد و نسبت به تکنیک های معاصر ممکن است به تنظیمات دستی وابسته تر باشد.



شکل (۱۵): ساختار مفهومی مدار مورد بررسی [۴۵].

تابع تبدیل IRNMC (که در رابطه ۴۸ نشان داده شده است) فاقد صفر نیم صفحه راست ناخواسته است و با حذف گره مشترک PM را بهبود می بخشد، قطب های اصلی شامل قطب غالب در فرکانس پایین به همراه قطب های غیر غالب که با مقایسه گر جریان به فرکانس های بالاتر منتقل می شوند، پهنای باند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{C_{c1}}$ که با عامل معکوس تا چندین برابر بیش از RNMC پایه است و حذف فیدفوروارد اضافی حتی به افزایش پایداری کمک می نماید

$$A_v(s) = \frac{N_2 s^2 + N_1 s + N_0}{D_5 s^5 + D_4 s^4 + D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + 1} \quad (47)$$

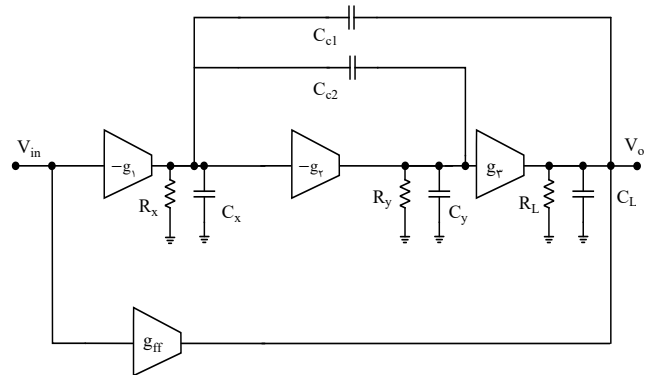
$$N_2 = C_{c1} C_{c2} G_{m1} G_{m2} G_{m3} R_1 R_2 R_3 R_n R_p \quad (48)$$

$$N_1 = C_{c1} G_{m1} G_{m2} G_{m3} R_1 R_2 R_3 R_n \quad (49)$$

$$N_0 = G_{m1} G_{m2} G_{m3} R_1 R_2 R_3 \quad (50)$$

پیشنهاد می‌دهد که با بهره‌برداری از ساختار متقاطع (که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱۷ به نمایش درآمده است)، PSRR را به ۹۳ dB (DC) و CMRR را به ۴۱/۴۱ dB (DC) با خازن‌های جبرانی کوچک ۰/۱ pF برای بار ۴۰۰ pF موازی با ۲/۲ kΩ می‌رساند، با بهره دی‌سی ۴۳/۲۱ dB UGF، ۲۷ MHz، ۴۸/۵ PPM درجه و مصرف توان ۳/۱۷ mW در فناوری ۱۸۰ نانومتر [۴۷]؛ این پیشرفت‌ها رد نویز و سیگنال‌های مشترک را به طور همزمان ارتقا می‌دهند، ساختارها نسبت به فرآیندهای استاندارد مقاوم هستند زیرا بر پایه روابط کسکود متقاطع استوارند و خازن‌های کوچک مساحت را به ۰/۱۴ mm² کاهش می‌دهند، این راهبرد به دلیل تمرکز بر low-area, high-PSRR، مبنایی برای رویکردهای بعدی (مانند OTAs متقاطع پیشرفته) فراهم آورده و به عنوان یک روش مناسب برای کاربردهای RF و biomedical تلقی می‌شود؛ در قیاس با مقالات پیشین مانند NMCFNR (۲۰۰۱) که بر حذف RHP zero با فیدفوروارد تمرکز داشت اما PSRR کمتری داشت، این روش رد توان بالاتری بدون افزایش خازن عرضه می‌کند، نسبت به AFFC (۲۰۰۳) و ACBC (۲۰۰۴) که از شبکه‌های فعال برای پهنای باند استفاده می‌کردند اما مساحت بیشتری نیاز داشتند، اینجا تأکید بر کسکود متقاطع مساحت را برای بارهای بزرگ بهینه می‌سازد، همچنین در برابر FRNMC (۲۰۰۵) و RAFFC (۲۰۰۷) که بر مسیرهای معکوس برای پایداری تکیه داشتند و حساسیت بیشتری به نویز نشان می‌دادند، این روش با فیدبک متقاطع مقاوم‌تر در شرایط با نویز زیاد است و در مقایسه با CFCC (۲۰۱۲)، DFP (۲۰۱۴)، زیرآستانه (۲۰۱۵)، کلاس AB RNMC (۲۰۱۵)، bulk-driven (۲۰۱۶)، single-Miller (۲۰۱۷)، FGRMIC (۲۰۱۸)، IRNMC (۲۰۱۹) و حذف دو قطب (۲۰۲۰) که برای بارهای سنگین یا high-speed طراحی شدند، این کار FOM بهتری با PSRR قابل توجه در فناوری قدیمی‌تر فراهم می‌آورد؛ با این وجود، SR منفی پایین‌تر ممکن است در برنامه‌های سریع محدود شود و تغییرات فرآیند عملکرد را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند شبیه‌سازی‌های post-layout دقت را حتی در این حالت تأیید می‌کنند)، بررسی در بارهای بسیار سبک به طور خاص انجام نشده است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و تعمیم به ساختارهای پیچیده‌تر مستلزم تحقیقات اضافی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های نوظهور (مانند روش‌های مبتنی بر adaptive-PSRR که پس از آن توسعه یافتند) ممکن است به تنظیمات دقیق‌تری وابسته باشد.

درصد در فناوری قدیمی‌تر فراهم می‌آورد؛ با این حال، لغو دوگانه ممکن است در فرکانس‌های بسیار بالا محدود شود و تغییرات mismatch عملکرد را تحت تأثیر قرار دهد (هرچند Monte Carlo ها دقت را حتی در این حالت تأیید می‌کنند)، ارزیابی در بارهای بسیار سبک به طور ویژه انجام نشده است، تمرکز بر OTA های سه طبقه است و گسترش به ساختارهای پیچیده‌تر نیازمند مطالعات اضافی می‌باشد و نسبت به تکنیک‌های نوظهور (مانند روش‌های مبتنی بر adaptive-cancellation که پس از آن توسعه یافتند) ممکن است به تنظیمات دقیق‌تری وابسته باشد.



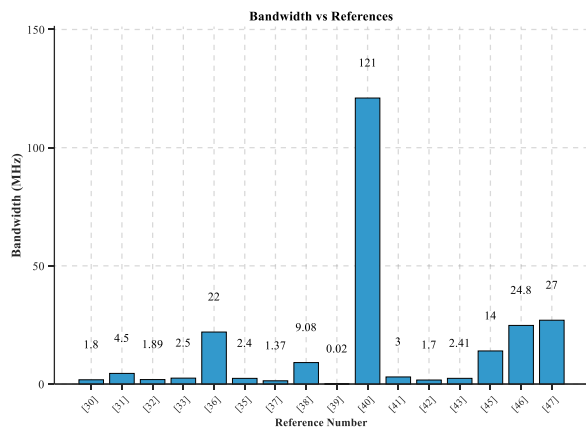
شکل (۱۶): بلوک دیاگرام تقویت‌کننده پیشنهادی [۴۶].

تابع تبدیل این روش (که در رابطه ۵۷ نشان داده شده است) بهره DC را بر پایه gm هر طبقه تعیین می‌کند و با لغو دوگانه pole-zero پاسخ تک‌قطبی را محقق می‌نماید، قطب‌های کلیدی شامل قطب غالب پایین‌فرکانس به همراه صفر و قطب دوگانه که با فیدفوروارد اضافی لغو می‌شوند، پهنای بلند جدید $\approx \frac{g_m}{C_{c1}}$ که با عامل لغو تا چندین برابر بیش از RNMC سنتی است و استفاده مجدد از جریان اضافی حتی به کاهش مصرف کمک می‌کند.

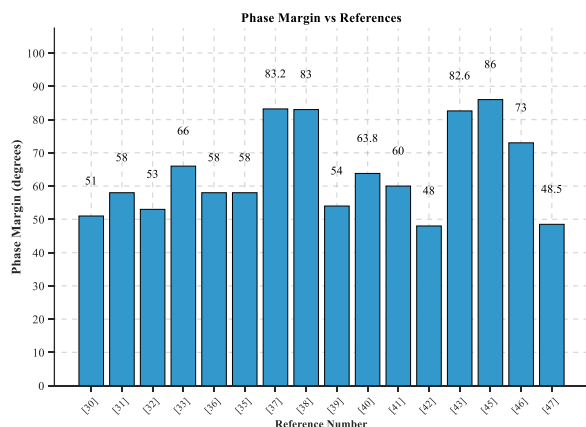
$$A_v(s) = \frac{g_1}{sC_{c1}} \frac{1 + s \frac{C_{c2}(g_2g_{FF} - g_1g_3)}{g_1g_2g_3} + s^2 C_{c1} C_{c2} \frac{g_{FF} - g_1}{g_1g_2g_3}}{1 + s \frac{C_{c1}g_2 - C_{c1}g_3 + C_Lg_2}{C_{c1}g_2g_3} C_{c2} + \frac{s^2 C_{c2}C_L}{g_2g_3}} \quad (56)$$

۲-۱۶- استفاده از ساختار Cross Coupled در طراحی تقویت‌کننده

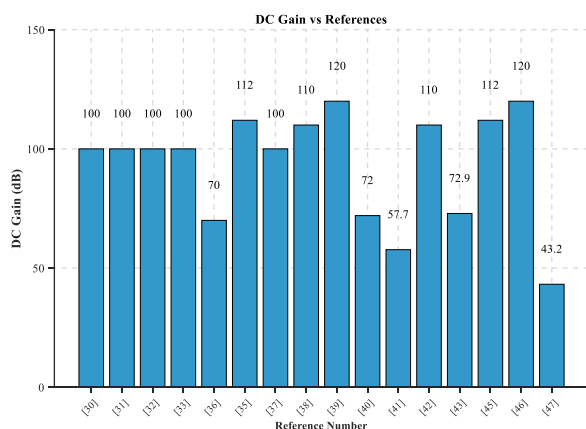
این مطالعه به عنوان یکی از ابتکارات برجسته در طراحی OTA ها جبران‌شده فرکانسی کم‌مساحت، معماری متقاطع کسکود فیدبک را



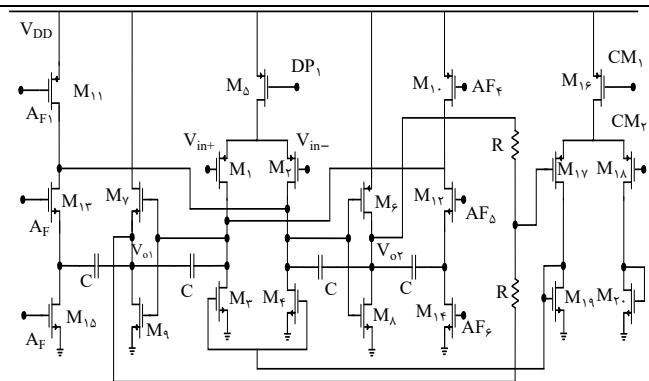
شکل (۱۸): مقایسه مقدار فرکانس بهره واحد (UGF).



شکل (۱۹): مقایسه مقدار حاشیه فاز (PM).



شکل (۲۰): مقایسه مقدار بهره ثابت (DC Gain).



شکل (۱۷): نمایی از ساختار داخلی تقویت کننده پیشنهادی [۴۷].

تابع تبدیل OTA متقاطع کسکود (که در رابطه ۵۷ نشان داده شده است) بهره DC را بر پایه g_m کسکود تعیین می کند و فیدبک متقاطع با بهبود PSRR پایداری را تقویت می نماید، قطب های اساسی شامل قطب غالب پایین فرکانس به همراه قطب های غیرغالب که با جبران خازنی کوچک به فرکانس های بالاتر جابه جا می شوند، پهنای باند جدید $\approx \frac{g_{m1}}{C_c}$ که با عامل متقاطع تا چندین برابر بیش از کسکود سنتی است و مدار بهبود دهنده نرخ چرخش اضافی حتی به بهبود پاسخ گذارا کمک می کند.

$$A_v(s) = \frac{(1 + C_{p1})g_{m1}g_{m2}Cs + \gamma g_{m1}g_{m2}g_{m1}}{g_{m1}g_{m1}.Cs + C^2G_{o1}s^2 + s^2C^2C_{p1} + (sC + sC_L + G_L)(sC + \gamma g_{m10} + sC_{p1})(G_{o1} + sC_{p1})} \quad (57)$$

۳- مقایسه عملکرد طرح های بررسی شده

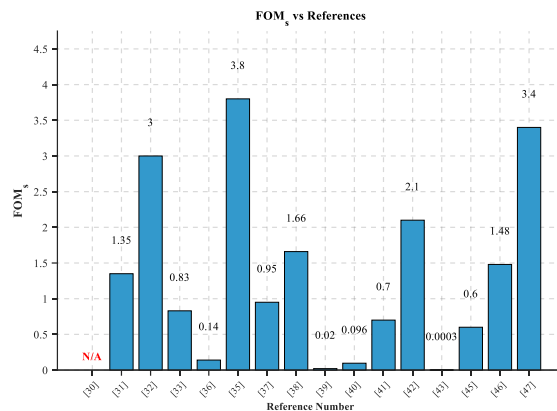
به منظور مقایسه نظام مند عملکرد طرح های بررسی شده، در این بخش شاخص های کلیدی حاشیه فاز، فرکانس بهره واحد و بهره ثابت در قالب سه نمودار مجزا تحلیل شده اند. نمودارهای ارائه شده امکان سنجی دقیق مصالحه میان پایداری، سرعت و دقت را در هر یک از طرح ها فراهم می کنند و در ادامه، جدول مقایسه ای جامعی برای درک بهتر مزایا، معایب و کاربردهای هر روش در اختیار قرار می گیرد تا مبنایی علمی برای انتخاب طرح بهینه بر اساس الزامات خاص هر سیستم فراهم شود.

جدول (۱): بررسی عملکرد کلی تقویت‌کننده‌های بررسی شده.

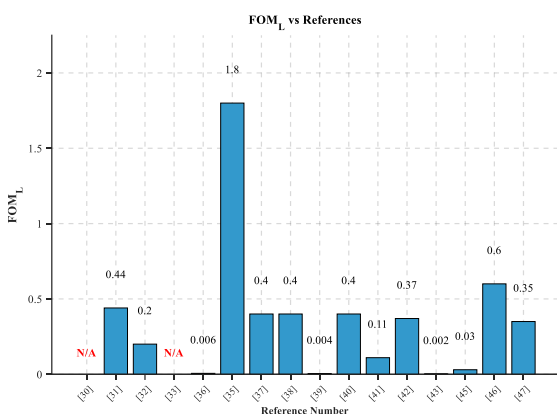
	Tech (μm)	V_{DD} (V)	I_{DD} (μA)	DC Gain (dB)	Power (μW)	GBW (MHz)	SR ($\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$)	PM ($^\circ$)	C_L (pF)	t_s (μs)	FOM_s ($\frac{\text{MHz.pF}}{\mu\text{W}}$)	FOM_L ($\frac{\text{V.pF}}{\text{s.}\mu\text{W}}$)	FOM_t ($\frac{\text{MHz.pF}}{\mu\text{W.}\mu\text{m}}$)
[۳۰]	۰/۵	۱	۴۰۶	۱۰۰	۴۰۶	۱/۸	۱/۰۹	۵۱	-	۰/۸۷۵	-	-	-
[۳۱]	۰/۸	۲	۲۰۰	۱۰۰	۴۰۰	۴/۵	۱/۴۹	۵۸	۱۲۰	-	۱/۳۵	۰/۴۴	۱/۶۸
[۳۲]	۰/۳۵	۲	۱۵۸	۱۰۰	۳۱۶	۱/۸۹	۰/۱۶	۵۳	۵۰۰	۵/۷۵	۳	۰/۲	۸/۵۷
[۳۳]	۰/۵	۱	۳۶۰	۱۰۰	۳۶۰	۲/۵	-	۶۶	۱۲۰	-	۰/۸۳	-	۱/۶۶
[۳۶]	۰/۳۵	۳	۴۹۱	۷۰	۱۴۷۳	۲۲	۰/۸۷	۵۸	۱۰	۰/۶۸	۰/۱۴	۰/۰۰۶	۰/۴
[۳۵]	۰/۵	۳	۱۰۵	۱۱۲	۳۱۵	۲/۴	۱/۱۶	۵۸	۵۰۰	۰/۸۸	۳/۸	۱/۸	۷/۶
[۳۷]	۰/۳۵	۲	۷۲	۱۰۰	۱۴۴	۱/۳۷	۰/۵۹	۸۳/۲	۱۰۰	۱/۲۸	۰/۹۵	۰/۴	۲/۷
[۳۸]	۰/۱۸	-	-	۱۱۰	۵۴۴	۹/۰۸	۲/۲۳	۸۳	۱۰۰	-	۱/۶۶	۰/۴	۹/۲
[۳۹]	۰/۳۵	۱	۱۹۵	۱۲۰	۱۹۵	۰/۰۲	۰/۰۰۴	۵۴	۲۰۰	-	۰/۰۲	۰/۰۰۴	۰/۰۵
[۴۰]	۰/۰۹	۱/۲	۲۰۸۳	۷۲	۲۵۰۰	۱۲۱	۴۸۷/۹	۶۳/۸	۲	۷۵	۰/۰۹۶	۰/۴	۱/۰۶
[۴۱]	۰/۱۸	۰/۷	۰/۰۰۱	۵۷/۷	۸۵/۴	۳	۰/۴۷	۶۰	۲۰	۱/۳	۰/۷	۰/۱۱	۳/۸
[۴۲]	۰/۳	۱/۴	۶/۳	۱۱۰	۸۰۹۴	۱/۷	۰/۳	۴۸	۱۰۰۰۰	۲	۲/۱	۰/۳۷	۷
[۴۳]	۰/۰۶۵	۱/۲	۱۰۶۰۰	۷۲/۹	۱۲۷۲۰	۲/۴۱	۱۷/۲۵	۸۲/۶	۲	۰/۰۰۱۴	۰/۰۰۰۳	۰/۰۰۲	۰/۰۰۴
[۴۵]	۰/۱۸	۱/۸	۱۲۷۰	۱۱۲	۲۲۸۵	۱۴	۰/۸	۸۶	۱۰۰	-	۰/۶	۰/۰۳	۳/۳
[۴۶]	۰/۱۳	۱	۱۶/۷	۱۲۰	۱۶/۷	۲۴/۸	۱۰	۷۳	۱	۰/۰۰۱	۱/۴۸	۰/۶	۱۱/۳۸
[۴۷]	۰/۱۸	۱/۵	۲۱۱۴	۴۳/۲	۳۱۷۰	۲۷	۲/۸۲	۴۸/۵	۴۰۰	-	۳/۴	۰/۳۵	۱۸/۹

۴- نتیجه گیری

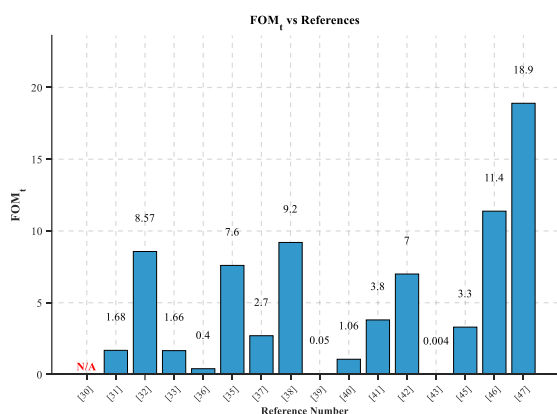
پس از بررسی دقیق ۱۶ مقاله کلیدی در حوزه جبران سازی فرکانسی برای تقویت کننده های سه طبقه، می توان گفت که این روش ها از اوایل دهه ۲۰۰۰ تا سال ۲۰۲۳، پیشرفت های چشمگیری در بهبود پارامترهایی مانند GBW، PM، SR، PSRR، CMRR، مصرف توان، مساحت مدار و قابلیت درایو بارهای بزرگ داشته اند. این مقالات عمدتاً بر حل چالش هایی مانند حذف RHP zero، افزایش پایداری بدون افزایش پیچیدگی، کاهش مصرف توان در کاربردهای low-voltage یا زیرآستانه و بهینه سازی برای بارهای خازنی سنگین تمرکز کرده اند. به طور کلی، روش های اولیه مانند NMCFNR (۲۰۰۱) بر سادگی و حذف RHP zero تأکید داشتند، اما با پیشرفت فناوری های نانومتر، تکنیک های پیشرفته تری مانند لغو دوگانه صفر و قطب (۲۰۲۰) و فیدبک متقاطع کسکود (۲۰۲۳) معرفی شدند که کارایی بالاتری در شرایط عملی ارائه می دهند. با این حال، هیچ روشی کامل نیست و انتخاب مناسب بستگی به اولویت های طراحی مانند توان، سرعت، بار خازنی، ولتاژ تغذیه یا مساحت دارد. برای مثال، اگر اولویت مصرف توان پایین (کمتر از ۱ mW) باشد، روش های زیرآستانه (۲۰۱۵) و bulk-driven (۲۰۱۶) ایده آل هستند زیرا در کاربردهای low-power عمل کرده و توان را به نانوات کاهش می دهند، اما سرعت را فدا می کنند؛ در حالی که اگر بار خازنی سنگین (بالای ۱۰۰ پیکوفاراد تا نانوفاراد) مد نظر باشد، تکنیک های single-Miller (۲۰۱۷)، CFCC (۲۰۱۲) و DFP (۲۰۱۴) برتر هستند زیرا بدون محدودیت بالای C_L پایداری را تضمین می کنند و برای کاربردهایی مانند LDO یا MEMS مناسب اند. برای سرعت بالا (GBW بالای ۱ GHz) و settling سریع، روش های FGRMIC (۲۰۱۸) و کلاس AB RNMC (۲۰۱۵) توصیه می شوند که با فیدفورارد و کلاس AB، پاسخ حالت گذرا را بهبود می بخشند اما ممکن است توان بیشتری مصرف کنند؛ اگر ولتاژ تغذیه پایین (زیر ۱ V) اولویت باشد، bulk-driven (۲۰۱۶) و زیرآستانه (۲۰۱۵) گزینه های اصلی هستند که swing را افزایش می دهند اما GBW را محدود می کنند. در نهایت، برای کاهش مساحت مدار (کمتر از ۰/۱ mm²) و کارایی بالا، تکنیک های IRNMC (۲۰۱۹ و ۲۰۲۰) با لغو pole-zero و استفاده بهینه از جریان و فیدبک متقاطع کسکود (۲۰۲۳) با خازن های کوچک، بهترین انتخاب ها هستند که مقاوم بودن به تغییرات PVT را نیز ارائه می دهند، اما ممکن است در بارهای بسیار سبک یا فرکانس های فوق العاده بالا نیاز به تنظیمات اضافی داشته باشند. به طور خلاصه، پیشرفت از روش های ساده به تکنیک های hybrid مانند لغو دوگانه نشان دهنده تعادل بهتر بین توان، سرعت و پایداری است، اما طراحان باید بر



شکل (۲۱): مقایسه مقالات بررسی شده با معیار شایستگی سیگنال کوچک (FOM_s)



شکل (۲۲): مقایسه مقالات بررسی شده با معیار شایستگی سیگنال بزرگ (FOM_L)



شکل (۲۱): مقایسه مقالات با معیار شایستگی نرمال شده بر اساس تکنولوژی ساخت (FOM_t)

- [16] Chong, S. S., & Chan, P. K. (2012). Cross feedforward cascode compensation for low-power three-stage amplifier with large capacitive load. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 47(9), 2227-2234.
- [17] Fan, X., Mishra, C., & Sánchez-Sinencio, E. (2005). Single Miller capacitor frequency compensation technique for low-power multistage amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(3), 584-592.
- [18] Qin, C., Zhang, L., Zhou, C., Zhang, L., Wang, Y., & Yu, Z. (2016). Dual AC boosting compensation scheme for multistage amplifiers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 64(8), 882-886.
- [19] Tan, Min, and Wing-Hung Ki. "A cascode Miller-compensated three-stage amplifier with local impedance attenuation for optimized complex-pole control." *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 50.2 (2014): 440-449.
- [20] Dong, S., & Zhu, Z. (2018). A transconductance-enhancement cascode Miller compensation for low-power multistage amplifiers. *Microelectronics Journal*, 73, 94-100.
- [21] Xiao, F., & Chan, P. K. (2016). A performance-aware low-quiescent headphone amplifier in 65-nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 52(2), 505-516.
- [22] Sung, E. T., Park, S., & Baek, D. (2018). A fast-transient output capacitor-less low-dropout regulator using active-feedback and current-reuse feedforward compensation. *Energies*, 11(3), 688.
- [23] Marano, D., Grasso, A. D., Palumbo, G., & Pennisi, S. (2016). Optimized active single-Miller capacitor compensation with inner half-feedforward stage for very high-load three-stage OTAs. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 63(9), 1349-1359.
- [24] Dhanasekaran, V., Silva-Martinez, J., & Sanchez-Sinencio, E. (2009). Design of Three-Stage Class-AB 16- Ω Headphone Driver Capable of Handling Wide Range of Load Capacitance. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 44(6), 1734-1744.
- [25] Ochoa, A. (2002). A systematic approach to the analysis of general and feedback circuits and systems using signal flow graphs and driving-point impedance. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 45(2), 187-195.
- [26] Lundberg, K. H. (2004, June). Internal and external op-amp compensation: a control-centric tutorial. In *Proceedings of the 2004 American Control Conference* (Vol. 6, pp. 5197-5211). IEEE.
- [27] Grasso, A. D., Marano, D., Pennisi, S., & Vazzana, G. (2016). Symbolic factorization methodology for multistage amplifier transfer functions. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 44(1), 38-59.
- [28] Aminzadeh, H. (2017). Evaluation of the pole expressions of nano-scale multistage amplifiers based on equivalent output impedance. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 72, 243-251.
- [29] Shi, G. (2017). Topological approach to symbolic pole-zero extraction incorporating design knowledge. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 36(11), 1765-1778.
- [30] Leung, K. N., & Mok, P. K. (2001). Nested Miller compensation in low-power CMOS design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 48(2), 527-540.
- اساس کاربرد خاص (مانند biomedical برای low-power یا RF برای high-speed) انتخاب کنند تا از مزایای هر روش حداکثر استفاده را ببرند.

مراجع

- [1] Razavi, B. (2005). *Design of Analog CMOS integrated circuits*.
- [2] Baker, R. J. (2019). *CMOS: circuit design, layout, and simulation*. John Wiley & Sons
- [3] Allen, P. E., & Holberg, D. R. (2011). *CMOS analog circuit design*. Elsevier.
- [4] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2004). *Transparency Acetates for Sedra/Smith Microelectronic Circuits*. Oxford University Press.
- [5] Gray, P. R., Hurst, P. J., Lewis, S. H., & Meyer, R. G. (2009). *Analysis and design of analog integrated circuits*. John Wiley & Sons.
- [6] Pude, M., Macchietto, C., Singh, P., Burleson, J., & Mukund, P. R. (2007, December). Maximum intrinsic gain degradation in technology scaling. In *2007 International Semiconductor Device Research Symposium* (pp. 1-2). IEEE.
- [7] Palumbo, G., & Pennisi, S. (2002). Design methodology and advances in nested-Miller compensation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 49(7), 893-903.
- [8] Yan, W., Kolm, R., & Zimmermann, H. (2008, May). Efficient four-stage frequency compensation for low-voltage amplifiers. In *2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)* (pp. 2278-2281). IEEE.
- [9] Grasso, A. D., Palumbo, G., Pennisi, S., & Di Cataldo, G. (2014, December). High-performance frequency compensation topology for four-stage OTAs. In *2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)* (pp. 211-214). IEEE.
- [10] Grasso, A. D., Palumbo, G., & Pennisi, S. (2017). High-performance four-stage CMOS OTA suitable for large capacitive loads. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 62(10), 2476-2484.
- [11] You, F., Embabi, S. H., & Sanchez-Sinencio, E. (2002). Multistage amplifier topologies with nested G/sub m/-C compensation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 32(12), 2000-2011.
- [12] Thandri, B. K., & Silva-Martínez, J. (2003). A robust feedforward compensation scheme for multistage operational transconductance amplifiers with no Miller capacitors. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(2), 237-243.
- [13] Biabanifard, S., Hosseini, S. M., Biabanifard, M., Asadi, S., & Yagoub, M. C. (2018). Multi stage OTA design: From matrix description to circuit realization. *Microelectronics journal*, 77, 49-65.
- [14] Mohan, C., & Furth, P. M. (2012). A 16- Ω Audio Amplifier With 93.8-mW Peak Load Power and 1.43-mW Quiescent Power Consumption. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 59(3), 133-137.
- [15] Yan, Z., Mak, P. I., Law, M. K., & Martins, R. P. (2013). A 0.016-mm² 144- μ W Three-Stage Amplifier Capable of Driving 1-to-15 nF Capacitive Load With > 0.95 -MHz GBW. *IEEE journal of solid-state circuits*, 48(2), 527-540.

- comparator for three-stage amplifiers. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 98(3), 633-642.
- [46] Centurelli, F., Monsurrò, P., Scotti, G., Tommasino, P., & Trifiletti, A. (2020). An improved reversed miller compensation technique for three-stage CMOS OTAs with double pole-zero cancellation and almost single-pole frequency response. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 48(11), 1990-2005.
- [47] Kumar, S., & Sharma, R. K. (2024). A cross-coupled cascode feedback design of an area-efficient frequency compensated OTA. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 49(5), 6305-6317.
- Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 48(4), 388-394.
- [31] Lee, H., & Mok, P. K. (2003). Active-feedback frequency-compensation technique for low-power multistage amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(3), 511-520.
- [32] Grasso, A. D., Palumbo, G., & Pennisi, S. (2007). Advances in reversed nested Miller compensation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 54(7), 1459-1470.
- [33] Zhu, F., Yan, S., Hu, J., & Sánchez-Sinencio, E. (2005, May). Feedforward reversed nested Miller compensation techniques for three-stage amplifiers. In *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)* (pp. 2575-2578). IEEE.
- [34] Grasso, A. D., Palumbo, G., & Pennisi, S. (2006). Three-stage CMOS OTA for large capacitive loads with efficient frequency compensation scheme. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 53(10), 1044-1048.
- [35] Peng, X., & Sansen, W. (2004). AC boosting compensation scheme for low-power multistage amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 39(11), 2074-2079.
- [36] Cannizzaro, S. O., Grasso, A. D., Mita, R., Palumbo, G., & Pennisi, S. (2007). Design procedures for three-stage CMOS OTAs with nested-Miller compensation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 54(5), 933-940.
- [37] Yan, Z., Mak, P. I., Law, M. K., & Martins, R. P. (2013). A 0.016-mm² 144- μ W Three-Stage Amplifier Capable of Driving 1-to-15 nF Capacitive Load With > 0.95-MHz GBW. *IEEE journal of solid-state circuits*, 48(2), 527-540.
- [38] Hosseini Largani, S. M., Shahsavari, S., Biabanifard, S., & Jalali, A. (2015). A new frequency compensation technique for three stages OTA by differential feedback path. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 28(4), 381-388.
- [39] Grasso, A. D., Marano, D., Palumbo, G., & Pennisi, S. (2015). Design methodology of subthreshold three-stage CMOS OTAs suitable for ultra-low-power low-area and high driving capability. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 62(6), 1453-1462.
- [40] Golabi, S., & Yavari, M. (2015). A three-stage class AB operational amplifier with enhanced slew rate for switched-capacitor circuits. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 83(1), 111-118.
- [41] Cabrera-Bernal, E., Pennisi, S., Grasso, A. D., Torralba, A., & Carvajal, R. G. (2016). 0.7-V three-stage class-AB CMOS operational transconductance amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 63(11), 1807-1815.
- [42] Grasso, A. D., Marano, D., Palumbo, G., & Pennisi, S. (2017). High-performance three-stage single-Miller CMOS OTA with no upper limit of C_L . *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 65(11), 1529-1533.
- [43] Liu, S., Zhu, Z., Wang, J., Liu, L., & Yang, Y. (2018). A 1.2-V 2.41-GHz three-stage CMOS OTA with efficient frequency compensation technique. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 66(1), 20-30.
- [44] Biabanifard, S., Hosseini, S. M., Biabanifard, M., Asadi, S., & Yagoub, M. C. (2018). Multi stage OTA design: From matrix description to circuit realization. *Microelectronics journal*, 77, 49-65.
- [45] Zaherfekar, M., & Biabanifard, A. (2019). Improved reversed nested miller frequency compensation technique based on current



A Novel Noise Reduction Method for LFM Radar Signal Based on Multi-scale WT and Adaptive Thresholding

Javad Shirin¹, Mahdi Mohammadzadeh Lajavardi², Mohammad Reza Motadayyen^{3*}

1. M.Sc. Electrical Engineering - Radar, Khatam al-Anbia Air Defense University, Tehran, Iran

2. Assistant Professor at Khatam al-Anbia Air Defense University, Tehran, Iran

3. Faculty Member at Khatam al-Anbia Air Defense University, Tehran, Iran

Key words:

Wavelet transform
Signal-to-noise
ratio
enhancement
Linear frequency
modulation
Time-frequency
analysis
Denoising
Uniform linear
array antenna

Abstract

Processing linear frequency modulation (LFM) radar signals to reduce noise and improve the signal-to-noise ratio (SNR) is of great importance. This study proposes a novel method based on a discrete multi-scale wavelet transform and uniform linear array (ULA) sensors for denoising LFM signals in the presence of additive white Gaussian noise. The proposed approach involves receiving the signal through the sensor array, applying the multi-scale wavelet transform, selecting high-energy points in the time-frequency domain using adaptive thresholding, and applying a mask. This process enables effective noise removal while preserving signal details, thus ensuring an optimal balance between noise reduction and signal reconstruction accuracy through multi-scale analysis. Simulation results demonstrate that, with proper parameter tuning, including wavelet types (db4 and sym4) and sample numbers, the normalized root mean square error (RMS) decreased to less than 0.0007. Furthermore, the method performs satisfactorily even at low SNR levels, as low as approximately -15 dB, and outperforms conventional techniques in both noise reduction and signal reconstruction.

* Corresponding author's E-mail: DrMotedayen@ssau.ac.ir



روش نوین حذف نویز در سیگنال راداری LFM براساس تبدیل موجک چندمقیاسی و آستانه گذاری تطبیقی

جواد شیرین^۱، مهدی محمدزاده لاجوردی^۲، محمدرضا متدین^{۳*}

۱- کارشناسی ارشد مهندسی برق - رادار دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء

۲- استادیار دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء

۳- مدرس دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء

چکیده

پردازش سیگنال‌های راداری مدولاسیون فرکانس خطی (LFM) برای کاهش نویز و بهبود نسبت سیگنال به نویز (SNR) اهمیت بالایی دارد. در این پژوهش، یک روش نوین مبتنی بر تبدیل موجک چندمقیاسی گسسته و آرایه حسگرهای خطی یکنواخت (ULA) برای حذف نویز سیگنال LFM در حضور نویز سفید گاوسی ارائه شده است. روش پیشنهادی شامل دریافت سیگنال توسط آرایه حسگر، اعمال تبدیل موجک چندمقیاسی و انتخاب نقاط پرنرزی در حوزه زمان-فرکانس با استفاده از آستانه گذاری تطبیقی و اعمال ماسک است. این فرآیند امکان حذف مؤثر نویز و حفظ جزئیات سیگنال را فراهم می‌کند و با تحلیل مقیاس‌های مختلف تعادل بهینه‌ای بین حذف نویز و دقت بازسازی سیگنال ایجاد می‌نماید. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که با تنظیم مناسب پارامترها از جمله نوع موجک (۴db و ۴sym) و تعداد نمونه‌ها، خطای جذر میانگین مربعات (RMS) نرئالیزه به کمتر از ۰/۰۰۰۷ کاهش یافته است. همچنین عملکرد روش در SNR منفی (تا حدود ۱۵ dB-) نیز رضایت بخش بوده و نسبت به روش‌های منداول عملکرد بهتری در حذف نویز و بازسازی سیگنال ارائه داده است.

واژگان کلیدی

تبدیل موجک
بهبود سیگنال به نویز
مدولاسیون فرکانس خطی
تحلیل زمان فرکانس
نویز زدایی
آنتن آرایه خطی یکنواخت

۱- مقدمه

این وجود، نویز موجود در سیگنال دریافتی، به ویژه نویز گاوسی سفید، عملکرد سیستم‌های راداری را تحت تأثیر قرار می‌دهد و به همین دلیل نیازمند استفاده از روش‌های مؤثر برای بهبود نسبت سیگنال به نویز^{۱۳} (SNR) می‌باشد. روش‌های متعددی برای کاهش نویز در سیگنال‌های LFM توسعه یافته‌اند که می‌توان آن‌ها را به چند دسته کلی تقسیم کرد: دسته نخست،

مدولاسیون فرکانس خطی^{۱۴} به عنوان یکی از رایج‌ترین روش‌های مدولاسیون در رادارهای مدرن، به دلیل ویژگی‌های منحصر به فرد خود، امکان اندازه‌گیری دقیق تر فاصله و تفکیک بهتر اهداف نزدیک را فراهم می‌کند. با

^{۱۳} Signal to Noise Ratio (SNR)

^{۱۴} Linear Frequency Modulation (LFM)

وابسته بوده و در شرایط نویز بسیار پیچیده کارایی آن ها کاهش می یابد [۱۳]. دسته پنجم، روش های مبتنی بر تبدیل های ریاضی از جمله تبدیل موجک که با تحلیل دقیق سیگنال در حوزه زمان-فرکانس، امکان حذف نویز با حفظ اطلاعات سیگنال را فراهم می کنند؛ اگرچه انتخاب نادرست پارامترها می تواند به از دست رفتن اطلاعات منجر شود [۱۴]. دسته ششم، روش های پردازش چندکاناله که با استفاده از داده های دریافتی از چندین کانال، دقت کاهش نویز را افزایش می دهند، اما نیازمند تجهیزات پیچیده و هزینه بالا هستند [۱۵]. بنابراین، اشکال کلی روش های مرسوم حذف نویز این است که هیچ کدام به تنهایی قادر به حذف مؤثر نویز سیگنال های غیرایستا (غیرساکن) پیچیده مانند سیگنال LFM بدون از دست رفتن اطلاعات مهم نیستند. از طرفی، WT به دلیل قابلیت تحلیل همزمان در حوزه زمان و فرکانس، انعطاف پذیری بالا و توانایی حذف نویزهای پیچیده، به عنوان روشی مؤثر برای کاهش نویز سیگنال های LFM مورد توجه قرار گرفته است. در مرجع [۱۶]، تبدیل موجک در ترکیب با تحلیل چندمقیاسی پویا و کمینه سازی خطای تطبیقی سعی نموده نویز را در سیگنال گفتار کاهش دهد اما پیچیدگی محاسباتی بالا و وابستگی زیاد به تنظیم پارامترها از جمله معایب آن است. در مرجع [۱۷]، تبدیل موجک (WT) برای تشخیص سیگنال های ضعیف با SNR پایین و کاهش نویز به کار رفته است. به طور کلی، برخی از اشکالات مقالات حاضر مرتبط با روش های کاهش نویز مبتنی بر تبدیل موجک می توان به، پیچیدگی محاسباتی بالا که منجر به نیاز به منابع سخت افزاری قوی و زمان پردازش طولانی می شود، وابستگی به تنظیم دقیق پارامترها که ممکن است عملکرد روش را تحت تأثیر قرار دهد، و حساسیت محدود به نوع خاصی از نویز (مانند نویز گاوسی) که کارایی روش را در نویزهای پیچیده کاهش می دهد. همچنین، این روش ها معمولاً برای کاربردهای بلادرنگ مناسب نیستند و در بسیاری از موارد، ارزیابی جامعی با تکنیک های جدیدتر مانند یادگیری عمیق انجام نشده است. در نهایت، آزمایش های عملی و واقعی روی داده های نویزی پیچیده کمتر انجام شده است. این مقاله، به کاهش نویز سیگنال LFM با استفاده از تبدیل موجک چندمقیاسی گسسته و آرایه حسگرهای خطی یکنواخت می پردازد. در بخش دوم، مدل سیگنال برای دریافت تک سیگنال توسط

روش های زمانی که به دلیل سادگی و سرعت بالا، برای حذف نویزهای ساده کاربرد دارند، ولی در مواجهه با نویزهای پیچیده و غیرساکن محدودیت هایی دارند [۱]. دسته دوم، روش های زمان فرکانس^{۱۴} (TF) که با تحلیل همزمان سیگنال در دو حوزه، توانایی بهتری در شناسایی و حذف نویزهای غیرساکن دارند. این دسته شامل تکنیک هایی مانند تبدیل ویگنر-ویل و تبدیل موجک است که هر یک دارای مزایا و معایب خاص خود می باشند [۲]. تحلیل TF خود به دو بخش تحلیل خطی و مرتبه دوم تقسیم می شود. تحلیل خطی TF عمدتاً شامل تبدیل فوریه زمان کوتاه^{۱۵} (STFT)، تبدیل گابور و تبدیل موجک^{۱۶} (WT) است [۳]. در تبدیل STFT، پنجره به کار رفته تابع مستطیلی با عرض ثابت است که منجر به وضوح فرکانسی زمانی ضعیف می شود [۴]. در مقابل، تبدیل گابور از پنجره تابع گاوسی استفاده می کند. در میان این تبدیل ها، تبدیل موجک به عنوان ابزاری مؤثر در تحلیل TF شناخته می شود، زیرا در مواجهه با سیگنال های دارای ناپیوستگی تند، تقریب مناسبی ارائه می دهد، هرچند که نیازمند دانش پیشین درباره سیگنال مورد نظر است [۳]، [۵]. ابزارهای اصلی تحلیل TF عبارتند از: تحلیل STFT که پیچیدگی محاسباتی کمتری دارد اما خطای تخمین آن کمی بالاتر است [۳]؛ توزیع اسپکتروگرام^{۱۷} (SPEC) که یکی از ساده ترین روش های تحلیل TF مرتبه دوم است و وضعیت انرژی سیگنال را نمایش می دهد [۷]؛ تحلیل بر اساس توزیع ویگنر-ویل^{۱۸} (WVD) که وضوح بهتری دارد ولی موجب ایجاد مؤلفه های تداخلی متقابل می شود [۳]؛ توزیع شبه ویگنر-ویل هموارشده^{۱۹} (SPWVD) که این مؤلفه های متقابل را کاهش می دهد اما هزینه محاسباتی بالاتر و کاهش عملکرد در شرایط SNR پایین دارد [۷]، [۸-۹] و توزیع شبه ویگنر-ویل هموارشده مجدد^{۲۰} (RSPWVD) که بر تداخل متقابل غلبه می کند ولی پیچیدگی محاسباتی را بیشتر می سازد [۱۱]. دسته سوم، روش های مبتنی بر هوش مصنوعی که با بهره گیری از شبکه های عصبی عمیق، توانایی یادگیری و حذف نویزهای پیچیده را دارند، اگرچه نیاز به داده های آموزشی فراوان و زمان بر بودن فرآیند آموزش از چالش های اصلی آنهاست [۱۲]. دسته چهارم، فیلترهای تطبیقی که با سازگاری به تغییرات محیطی در حذف نویزهای غیرساکن مؤثرند، اما به تنظیم دقیق پارامترها

^{۱۸} Wigner-Ville Distribution (WVD)

^{۱۹} Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution (SPWVD)

^{۲۰} Reassigned Smoothed Pseudo Wigner-Ville distribution (RSPWVD)

^{۱۴} Time-Frequency (TF)

^{۱۵} Short-Time Fourier Transform (STFT)

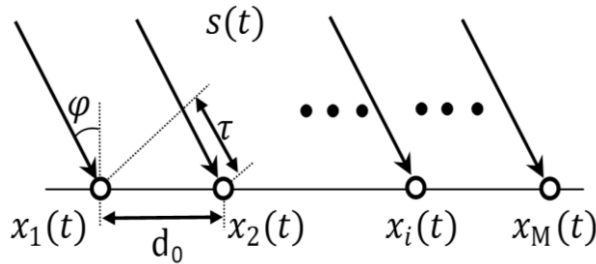
^{۱۶} Wavelet Transform (WT)

^{۱۷} Spectrogram (SPEC)

که در آن، τ_i ، تأخیر زمانی رسیده به المان i ام و $n_i(t)$ نویز گوسی اضافه شده به سیگنال با میانگین صفر ($E[n_i(t)] = 0$) و واریانس σ^2 (یعنی $\text{Var}[n_i(t)] = E[n_i(t)]^2 = \sigma^2$) تأخیر زمانی τ_i با فرض میدان دور به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tau_i = \frac{(i-1)d \cdot \sin(\varphi)}{c} \quad (5)$$

که در آن، d ، فاصله بین المان‌های آرایه، φ زاویه ورود سیگنال نسبت به آرایه، $c = 3 \times 10^8 \frac{m}{\text{Sec}}$ سرعت نور (یا سرعت انتشار موج) است.



شکل (۱): ساختار ULA با M آرایه، با فاصله d بین دو آرایه مجاور

۲-۳- تقریب سیگنال در حالت باندباریک

بافرض باندباریک بودن سیگنال LFM و ثابت بودن دامنه در تأخیرهای بسیار کوچک، رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$s(t+\tau_i) = s(t) \cdot e^{j2\pi f(t)\tau_i} \quad (6)$$

این تقریب نشان می‌دهد که تأخیر زمانی باعث ایجاد یک چرخش فازی در سیگنال دریافتی می‌شود که وابسته به فرکانس لحظه‌ای $f(t)$ و تأخیر τ_i است.

۲-۴- مدل برداری سیگنال دریافتی

با نوشتن معادله برای تمام المان‌های آرایه به صورت برداری:

$$X(t) = \mathbf{a}(\varphi)s(t) + \mathbf{N}(t) \quad (7)$$

که در آن، $X(t) \in C^{M \times 1}$ ، بردار سیگنال دریافتی (بردار مشاهدات)، $s(t) \in C^{1 \times 1}$ سیگنال منبع، $\mathbf{N}(t) \in C^{M \times 1}$ بردار نویز، $\mathbf{a}(\varphi) \in C^{M \times 1}$ است پاسخ آرایه به شکل زیر خواهد بود:

ULA مورد بررسی قرار می‌گیرد. در بخش سوم، روابط ریاضی پایه مرتبط با روش پیشنهادی شامل تبدیل موجک چندمقیاسی، آستانه‌گذاری تطبیقی ارائه می‌گردد. در بخش چهارم، روش پیشنهادی (شامل انتخاب پایه موجک مناسب، انتخاب نقاط پرانرژی درحوزه TF با استفاده از آستانه‌گذاری تطبیقی، بازسازی سیگنال و وزن‌دهی به‌عنوان بخش‌های اصلی) برای حل مسئله بیان می‌شود. در بخش پنجم، نتایج حاصل از شبیه‌سازی برای ارزیابی عملکرد روش ارائه شده مورد بررسی قرار می‌گیرد. در نهایت، در بخش ششم، نتیجه‌گیری کلی از انجام پژوهش بیان می‌شود.

۲- مدل سیگنال

سیگنال LFM متغیر با زمان و غیرایستا به‌صورت زیر تعریف شود:

$$s(t) = A \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \cdot \cos\left(2\pi\left(f_s t + \frac{\alpha t^2}{2}\right)\right) \quad (1)$$

که در آن، A دامنه سیگنال، f_s فرکانس شروع^{۲۱}، α نرخ تغییر فرکانس^{۲۲}، T مدت زمان مشاهده سیگنال و تابع $\text{rect}(\cdot)$ در بازه $[0, T]$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) = \begin{cases} 1 & t < \frac{T}{2} \\ 0 & t > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (2)$$

۲-۱- نمایش تحلیلی سیگنال

برای تحلیل دقیق‌تر، از نمایش تحلیلی سیگنال استفاده می‌شود:

$$s(t) = a(t)e^{j2\pi\left(f_s t + \frac{\alpha t^2}{2}\right)} \quad (3)$$

که در آن، $A \approx a(t)$ پوش سیگنال (دامنه) ثابت، فاز لحظه‌ای $\phi(t) = 2\pi\left(f_s t + \frac{\alpha t^2}{2}\right)$ و فرکانس لحظه‌ای برابر $f(t) = f_s + \alpha t$ است.

۲-۲- دریافت سیگنال توسط آرایه ULA

مطابق شکل (۱)، اگر فرض شود سیگنال $s(t)$ توسط یک ULA با M المان دریافت شود. فاصله بین المان‌های مجاور برابر d و جهت ورود سیگنال نسبت به محور عمود بر آرایه برابر φ است. سیگنال دریافتی در المان i ام به صورت زیر است:

$$x_i(t) = s(t+\tau_i) + n_i(t) \quad (4)$$

^{۲۲} Chirp Rate

^{۲۱} Starting Frequency

با استفاده از ماتریس کوواریانس ورودی، وزن هایی را تعیین می کند که توان خروجی را به حداقل رسانده ولی پاسخ سیگنال هدف را حفظ می کند. این کار باعث بهبود SNR و کاهش تداخل می شود. بردار وزن MVDR به صورت زیر تعریف می شود:

$$\mathbf{w}_{MVDR} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\varphi)}{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\varphi)} \quad (10)$$

که در آن، $\mathbf{R}$ ماتریس کوواریانس سیگنال ورودی آرایه، $\mathbf{a}(\varphi)$ بردار پاسخ آرایه در جهت زاویه φ و $(\cdot)^H$ عملگر ترانپوز مزدوج^{۲۵} است. برای سیگنال دریافتی برداری $\mathbf{X}(t) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ، سیگنال هم محور سازی شده با ضرب وزن MVDR به شکل زیر به دست می آید:

$$\mathbf{X}_{coh}(t) = \mathbf{w}_{MVDR}^H(t) \mathbf{X}(t) \quad (11)$$

که در آن، $\mathbf{X}_{coh}(t) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ سیگنال هم محور سازی شده خروجی است. به طور کلی، هم محور سازی بخشی اختیاری اما بسیار مهم برای بهبود کیفیت سیگنال دریافتی است. می تواند به عنوان پیش پردازش قبل از تبدیل موجک استفاده شود تا سیگنال ورودی با SNR بهتر وارد مرحله تبدیل شود. همچنین پس از تبدیل موجک معکوس برای بازیابی دقیق تر سیگنال تک منبع کاربرد دارد.

۳-۲- تبدیل موجک گسسته^{۲۶}

در DWT چند مقیاسی، سیگنال به سطوح (باند های فرکانسی) مختلف تجزیه می شود و در هر سطح، اطلاعات فرکانسی-زمانی خاصی استخراج می شود. تبدیل موجک گسسته سیگنال $y_{total}[n]$ را در چند سطح J به ضرایب تقریب و جزئیات تجزیه می کند:

$$\{a_j[k], d_j[k]\}_{j=1}^J = \text{DWT}(y_{total}[n]) \quad (12)$$

در آن، $a_j[k]$ ضرایب تقریب (فرکانس های پایین) و $d_j[k]$ ضرایب جزئیات (فرکانس های بالا در سطح j) است. فرمول WT پیوسته در حالت گسسته به صورت زیر است:

$$W[s, k] = \frac{1}{\sqrt{s}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{total}[n] \cdot \psi^*\left(\frac{n-k}{s}\right) \quad (13)$$

که $\psi(t)$ موجک پایه و s, k پارامترهای مقیاس و جابجایی هستند. برخی موجک های پایه رایج گسسته عبارتند از: Symlets, Daubechies (dbN)

$$\mathbf{a}(\varphi) = \begin{bmatrix} e^{j\pi f(t)\tau_1} \\ e^{j\pi f(t)\tau_2} \\ \vdots \\ e^{j\pi f(t)\tau_M} \end{bmatrix} \quad (8)$$

۲-۵- فرضیات اصلی مدل

اگر فرض شود فقط یک سیگنال LFM از منبع دور دریافت می شود. زاویه ورود φ در طول مدت مشاهده T ثابت و سیگنال و نویز غیر همبسته هستند در آن صورت:

$$R_{s,n}(\tau) = E[s(t) \cdot n(t+\tau)] = 0, \forall \tau \quad (9)$$

نویز در المان های مختلف آرایه مستقل و گوسی سفید است. سیگنال باند باریک در نظر گرفته و تغییر دامنه و فاز با تاخیرهای کوچک قابل صرف نظر و فاصله بین المان ها کوچکتر از نصف طول موج است. بنابراین در این بخش، مدل ریاضی سیگنال دریافتی LFM توسط آرایه ULA ارائه شد. این مدل پایه ریاضی لازم برای مراحل بعدی از جمله کاهش نویز با استفاده از WT، تحلیل TF و تکنیک های پردازش آرایه ای را فراهم می نماید.

۳-۳- روابط پایه حل مسئله

قبل از اعمال WT روی داده های خروجی ULA، بهتر است پیش پردازشی روی سیگنال LFM که تغییرات فرکانسی خطی و سریعی دارد انجام شود تا SNR بهبود یافته و نویز کاهش یابد. این مرحله اختیاری است اما تأثیر مثبتی دارد.

۳-۱- هم محور سازی^{۲۳}

فرآیندی است که با جبران تأخیرهای زمانی، سیگنال های دریافتی از آرایه ULA را هم فاز کرده و جمع می کند تا SNR و کیفیت سیگنال برای پردازش های بعدی افزایش یابد. هم محور سازی می تواند بر مبنای وزن دهی ساده و یا از نوع^{۲۴} MVDR تقسیم بندی شود:

۳-۱-۱- وزن دهی ساده

به صورت یکسان یا فقط با جبران تأخیر زمانی انجام می شود و کاربری آسان و محاسبات کم هزینه ای دارد، اما در حضور نویز و تداخل محدودیت هایی دارد.

۳-۱-۲- وزن دهی MVDR

^{۲۵} Hermitian transpose

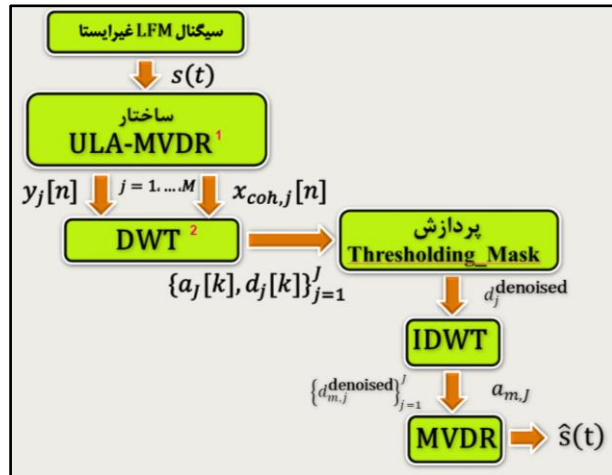
^{۲۶} Discrete Wavelet Transform (DWT)

^{۲۳} Coherent Beamforming

^{۲۴} Minimum Variance Distortionless Response (MVDR)

۴-۱- دریافت سیگنال توسط ULA

مطابق شکل (۱)، سیگنال LFM توسط ULA دریافت می‌شود. سیگنال دریافتی $\mathbf{X}(t)$ از تمام المان‌های آرایه با استفاده از فرم برداری به صورت رابطه (۷) مدل‌سازی شده است. در این مدل، هر المان آرایه سیگنال را با اختلاف



شکل (۲): نمایش ساختار مفهومی روش پیشنهادی

زمانی (فازی) متناسب با زاویه ورود φ دریافت می‌کند که امکان تحلیل فضایی و پردازش سیگنال را فراهم می‌آورد. سیگنال دریافتی با زاویه ورود φ به هر آنتن آرایه با تأخیر فازی متفاوت می‌رسد چون مسیر حرکت موج به هر آنتن کمی متفاوت است. با وزن‌دهی و جابجایی فازهای مناسب، سیگنال از این زاویه ورود در تمام آنتن‌ها هم‌فاز می‌شود و وقتی جمع‌زده شود، تقویت می‌شود. از طرفی، نویز و تداخل از زاویه‌های دیگر این هماهنگی را ندارند و بنابراین وقتی جمع می‌شوند، «هم‌افزایی» ندارند و کاهش می‌یابند. بنابراین، پردازش آرایه جایگزین مناسبی برای تک‌آرایه در تقویت SNR محسوب می‌گردد.

۴-۲- پیش‌پردازش (وزن‌دهی MVDR)

برای بهبود کیفیت سیگنال و کاهش نویز، داده‌ها با روش هم‌محورسازی^{۲۸} و فیلتر MVDR وزن‌دهی می‌شوند تا نویزهای جهت‌دار حذف و سیگنال تقویت شود. اجرای این مرحله اگرچه اختیاری است، اما می‌تواند دقت نتایج را به‌طور محسوسی افزایش دهد. سیگنال هم‌محورسازی شده در زمان t از حاصل ضرب داخلی وزن $\mathbf{w}^H(t)$ در بردار مشاهده $\mathbf{X}(t)$ مطابق رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\mathbf{X}_{coh}(t) = \mathbf{w}^H(t)\mathbf{X}(t) \quad (14)$$

(symN) و Coiflets. این موجک‌ها از طریق ضرب‌های فیلتر پایین‌گذر $h[n]$ و ضرب‌های فیلتر بالاگذر $g[n]$ تعریف می‌شوند. بخش فرکانس پایین و بخش فرکانس بالا را استخراج می‌کند. عمل نویززدایی با پردازش ضرایب خروجی تبدیل موجک انجام می‌شود. به این صورت که با انتخاب نقاط ماکزیمم و اعمال آستانه‌گذاری (عبور ضرایب از سطح آستانه)، ضرایب مربوط به نویز حذف یا کاهش می‌یابند و ضرایب سیگنال اصلی حفظ می‌شوند. این روش باعث بهبود کیفیت سیگنال و کاهش نویز می‌شود.

۳-۳- تبدیل موجک گسسته معکوس^{۲۷}

پس از آستانه‌گذاری و اصلاح ضرایب موجک، با استفاده از IDWT سیگنال بازسازی می‌شود. در این مرحله، ضرایب تقریب $a_j[k]$ و ضرایب جزئیات آستانه‌گذاری شده $\hat{d}_j[k]$ برای بازسازی سیگنال نویززدایی شده $\hat{y}_{total}[n]$ استفاده می‌شوند.

۴- روش پیشنهادی

در این مقاله، روشی نوین برای حذف نویز و بازیابی سیگنال LFM در محیط نویزی، با هدف افزایش SNR و کاهش خطای بازسازی، ارائه شده است. مطابق شکل (۲) روش پیشنهادی شامل دریافت سیگنال توسط آرایه حسگر، اعمال WT چندمقیاسی و انتخاب نقاط پراترزی در حوزه TF با استفاده از آستانه‌گذاری تطبیقی است. این ساختار، امکان جداسازی مؤثر نویز از اجزای مفید سیگنال را فراهم کرده و تعادل مناسبی میان حفظ ساختار سیگنال و حذف نویز تصادفی ایجاد می‌کند. برخی از ویژگی‌های روش پیشنهادی عبارتند از:

۱- انتخاب بهینه موجک مادر (مانند db4 و sym4) و تنظیم دقیق پارامترها نظیر سطح تجزیه و آستانه‌گذاری، موجب بهبود SNR و حفظ اطلاعات سیگنال می‌شود.

۲- تحلیل TF دقیق با تبدیل موجک، امکان شناسایی همزمان تغییرات زمانی و فرکانسی سیگنال LFM و کاهش مؤثر نویز را فراهم می‌کند.

۳- روش پیشنهادی علاوه بر انعطاف‌پذیری در تنظیم پارامترها، از قابلیت بالایی در هماهنگی با سایر بخش‌های پردازش سیگنال مانند پردازش آرایه و تحلیل TF برخوردار است، که اجرای هماهنگ و مؤثری را در سیستم‌های پیچیده فراهم می‌سازد.

^{۲۸} Coherent integration

^{۲۷} Inverse Discrete Wavelet Transform (IDWT)

که در آن طول بردار ضرایب $L_j = N/2^j$ است. در این صورت، انرژی هر ضریب جزئی به صورت مربع قدر مطلق آن تعریف می شود:

$$E_j(k) = |d_j(k)|^2, k = 1, 2, \dots, L_j \quad (17)$$

رابطه (۱۷) یک معیار ساده، مؤثر و همواره مثبت برای سنجش «اهمیت» هر ضریب در تجزیه موجکی است. این ویژگی آن را به ابزاری مناسب برای شناسایی نواحی مهم سیگنال، تنظیم آستانه ها و تصمیم گیری در فرآیندهایی مانند فشرده سازی، حذف نویز یا استخراج ویژگی تبدیل می کند.

۴-۵- تعیین آستانه انرژی T_j

آستانه انرژی T_j به صورت ترکیبی از میانگین و انحراف معیار انرژی ضرایب سطح j تعریف می شود:

$$T_j = \bar{E}_j + \alpha \cdot \sigma_j \quad (18)$$

که در آن، $\bar{E}_j = \frac{1}{L_j} \sum_{k=1}^{L_j} E_j(k)$ میانگین انرژی ضرایب است، $\sigma_j = \left(\frac{1}{L_j} \sum_{k=1}^{L_j} (E_j(k) - \bar{E}_j)^2 \right)^{1/2}$ انحراف معیار انرژی و α ضریب وزنی آستانه ($0.5 < \alpha < 1$) است.

۴-۶- استخراج نقاط پرانرژی

مجموعه اندیس های (موقعیت) نقاط پرانرژی در سطح j به صورت زیر تعریف می شود:

$$I_j = \{k \mid E_j(k) > T_j\} \quad (19)$$

که در آن، k اندیس نمونه (موقعیت) ضریب جزئی در سطح j ، $E_j(k)$ انرژی ضریب جزئی در موقعیت k و سطح j و T_j آستانه انرژی برای سطح j است، در رابطه (۱۷)، هر $k \in I_j$ اندیس نمونه ای است که انرژی ضریب جزئی در آن بالاتر از آستانه است. در این صورت، برای هر حسگر m و سطح j ، نقاط پرانرژی برابر می گردد با:

$$E_{\text{high}}(m, j) = \begin{bmatrix} k_1 & E_j(k_1) \\ k_2 & E_j(k_2) \\ \vdots & \vdots \\ k_p & E_j(k_p) \end{bmatrix} \quad (20)$$

ستون اول ماتریس $E_{\text{high}}(m, j)$ شامل اندیس های (موقعیت های) نقاطی است که انرژی در آن ها از آستانه مشخصی فراتر رفته است. ستون دوم ماتریس $E_{\text{high}}(m, j)$ ، انرژی مربوط به هر اندیس را نشان می دهد. در حالت کلی، با تعریف آستانه انرژی T_j به صورت ترکیبی از میانگین و انحراف معیار انرژی

با جایگزینی رابطه (۷) در (۱۴) و به ازای $\sum_{i=1}^M 1 = M$ سیگنال هم محور سازی شده برابر است با:

$$\mathbf{X}_{\text{coh}}(t) = M\mathbf{s}(t) + \tilde{\mathbf{n}}(t) \quad (15)$$

که در آن، $\tilde{\mathbf{n}}(t)$ نویز مؤثر پس از هم محور سازی. این نویز حاصل ترکیب نویزهای تصادفی همه آنتن ها پس از اعمال وزن های فازی است. در رابطه (۱۵)، $\mathbf{X}_{\text{coh}}(t)$ این سیگنال حاصل جمع و هم فاز سازی سیگنال های دریافتی از M آنتن است. به طور خلاصه، مرحله اختیاری هم محور سازی باعث تقویت سیگنال، کاهش نویز و افزایش SNR با جمع سیگنال های هم فاز شده از تمام آنتن ها می شود.

۴-۳- تبدیل موجک گسسته

مطابق رابطه (۱۱)، سیگنال پیش پردازش شده $x_{\text{coh}}(t)$ تحت DWT قرار می گیرد و ضرایب $\{a_j[k], d_j[k]\}_{j=1}^J$ حاصل می شوند که در آن، $a_j[k]$ ضرایب تقریب در سطح J (اطلاعات کلی و کم فرکانس سیگنال)؛ $d_j[k]$ ضرایب جزئیات در سطوح مختلف $j=1$ تا J (اطلاعات پر جزئیات، لبه ها، و نویز احتمالی)، طول هر سطح $L_j = N/2^j$ است. به ازای $J=5$ ، L_j برابر خواهد بود با:

$$L_j|_{j=1}^5 = \{N/2, N/4, N/8, N/16, N/32\}$$

فرکانس نمونه برداری f_s قبل از DWT صورت می گیرد اما فرکانس نمونه برداری در هر سطح $f_s/2^j$ است. یعنی:

$$f_{s,j}|_{j=1}^5 = \{f_s/2, f_s/4, f_s/8, f_s/16, f_s/32\}$$

۴-۴- شناسایی نقاط پرانرژی و اعمال ماسک

در پردازش سیگنال های موجکی، شناسایی نقاط با انرژی بالا در ضرایب جزئی $d_j[k]$ به تشخیص و جداسازی بخش های مهم و پر قدرت سیگنال از نویز و اطلاعات کم اهمیت کمک می کند. این کار با تعیین آستانه ای مبتنی بر آمار انرژی ضرایب انجام می شود تا فقط نمونه هایی که نشان دهنده ویژگی های برجسته سیگنال هستند انتخاب شوند. فرض کنیم در سطح j بردار ضرایب جزئی به صورت زیر تعریف شده باشد:

$$d_j = [d_j(1), d_j(2), \dots, d_j(L_j)] \quad (16)$$

$$E_{\text{original}} = \sum_k |d_j(k)|^2 \quad (24)$$

انرژی بعد از حذف نویز:

$$E_{\text{preserved}} = \sum_k |d_j^{\text{denoised}}(k)|^2 \quad (25)$$

درصد نسبت انرژی حفظ شده برابر است با:

$$\text{Energy Ratio} = \frac{E_{\text{preserved}}}{E_{\text{original}}} \times 100 \quad (26)$$

این نسبت نشان می‌دهد چه درصدی از انرژی اصلی ضرایب جزئی بعد از اعمال ماسک حفظ شده است.

۴-۱۰- اعمال تبدیل معکوس موجک

تبدیل معکوس موجک (IDWT) برای بازسازی سیگنال اصلی از ضرایب تقریبی و جزئی موجک در سطوح مختلف طبق رابطه زیر تعریف می‌گردد:

$$x_m^{\text{denoised}} = \text{IDWT} \left(a_{m,j}, \{d_{m,j}^{\text{denoised}}\}_{j=1}^J; wname \right) \quad (27)$$

که در آن، a_m ، ضرایب تقریبی در سطح آخر J است (حاوی اطلاعات فرکانس پایین سیگنال)؛ $\{d_{m,j}^{\text{denoised}}\}_{j=1}^J$ ، مجموعه ضرایب جزئی در سطوح $J, \dots, 1$ است (حاوی اطلاعات فرکانس بالا و جزئیات سیگنال)، $wname$ ، نام موجک مادر است (برای مثال «db4»). این مرحله برای تمام حسگرها تکرار می‌شود و در نهایت یک ماتریس داده به صورت $X_{\text{denoised}} \in \mathbb{R}^{M \times N}$ ، شکل می‌گیرد که در آن هر ردیف، سیگنال بازسازی شده نویززدایی شده از یک حسگر است. بنابراین، با اعمال ماسک و حذف نویز بر ضرایب جزئی، نویزهای فرکانس بالا به‌طور موثری کاهش می‌یابند. همچنین، استفاده همزمان از ضرایب تقریبی اصلی و ضرایب جزئی نویززدایی شده باعث می‌شود که سیگنال بازسازی شده حاوی اطلاعات کلیدی باشد و در عین حال نویزهای ناخواسته حذف گردند. در این فرآیند، با حفظ ضرایب تقریبی a_m که بخش اصلی و مهم سیگنال را در بر دارند و اعمال ماسک نویززدایی بر ضرایب جزئی $\{d_{m,j}^{\text{denoised}}\}_{j=1}^J$ ، تبدیل موجک معکوس قادر است سیگنال اولیه را با کمترین میزان اتلاف اطلاعات بازسازی کند. انتخاب مناسب نوع موجک نیز نقش مهمی در بهبود کیفیت بازسازی و حفظ شکل اصلی سیگنال ایفا می‌کند.

ضرایب جزئی، نقاطی که انرژی آن‌ها به طور قابل توجهی از متوسط انرژی سطح فراتر است، به عنوان نقاط پرانرژی شناخته می‌شوند. خروجی این بخش، مجموعه نقاط پرانرژی به همراه انرژی متناظر آن‌ها است که برای تحلیل‌های بعدی بسیار مفید می‌باشد.

۴-۷- ایجاد ماسک برای نگه‌داشتن نقاط پرانرژی و حذف نویز

ماسک مشخص می‌کند کدام ضرایب (نقاط) باید نگه داشته شوند و کدام‌ها حذف شوند. به عبارتی، این ماسک مانند فیلتر انتخابی عمل می‌کند که فقط بخش‌های پرانرژی سیگنال را عبور می‌دهد و بخش‌های کم‌انرژی (معمولاً نویز) را مسدود می‌کند. ماسک معمولاً یک بردار بولی^{۲۹} است که در هر موقعیت به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\text{mask}[k] = \begin{cases} \text{true} & \text{if } k \in I_j \\ \text{false} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

یا با استفاده از نمایش شاخصی (نماد تابع نشانگر):

$$\text{mask}(k) = 1_{k \in I_j} = \begin{cases} 1, & \text{if } E_j(k) > T_j \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (22)$$

این ماسک مشخص می‌کند که کدام ضرایب باید نگه داشته شوند (با مقدار یک) و کدام‌ها باید حذف شوند (با مقدار صفر). نماد متداول برای تابع نشانگر معمولاً «۱» (عدد یک) است که نشان می‌دهد شرط برقرار است (True) و «۰» وقتی شرط برقرار نیست.

۴-۸- اعمال ماسک روی ضرایب جزئی

رابطه اعمال ماسک به ضرایب برابر با:

$$d_j^{\text{denoised}}(k) = d_j(k) \times \text{mask}(k) \quad (23)$$

که در آن، $d_j(k)$ ضریب جزئی اصلی در موقعیت k و سطح j ، $d_j^{\text{denoised}}(k)$ ضریب جزئی پس از حذف نویز و علامت ضرب ($\times$)، ضرب عنصر به عنصر (عنصر در ماسک) می‌باشد. فقط ضرایبی که ماسک‌شان ۱ باشد باقی می‌مانند، بقیه صفر می‌شوند و حذف می‌شوند.

۴-۹- محاسبه نسبت انرژی حفظ شده

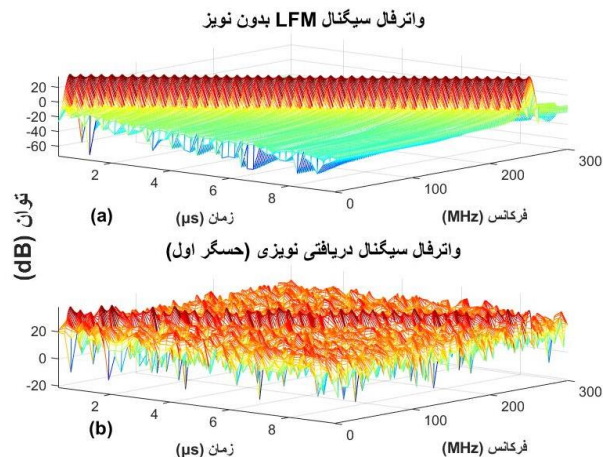
انرژی کل ضرایب سطح J قبل از حذف نویز:

^{۲۹} Boolean vector

مشخصات اصلی در جدول (۱) آمده است. طبق جدول (۱)، سیگنال LFM استفاده شده در این روش به دلیل پهنای باند وسیع و پالس های کوتاه، امکان تفکیک دقیق در حوزه های زمان و فرکانس را فراهم می کند. آرایه ی ULA با سه المان و فاصله گذاری بهینه بین آن ها، دقت تعیین زاویه ی ورود سیگنال را افزایش می دهد. همچنین، افزایش تعداد المان های آرایه و بهبود SNR می تواند موجب ارتقاء عملکرد و پایداری بیشتر سیستم شود.

شکل ۳، نمودار آبشار سه بعدی تحلیل سیگنال LFM را در دو حالت بدون نویز و نویز نمایش می دهد. در این نمودار، توان سیگنال در طول زمان و فرکانس به صورت واضح و منظم دیده می شود. شیب خط مورب نمایانگر تغییر خطی فرکانس سیگنال در طول زمان است که مشخصه اصلی سیگنال LFM است. این نمایش نشان می دهد که سیگنال چگونه طی زمان فرکانس خود را تغییر می دهد و قدرت آن چقدر است.

در شکل ۳- b، علاوه بر خط مورب مشخص LFM، نویز باعث شده سیگنال در برخی نقاط دچار تغییرات پراکنده و افزایش نویز در توان شود.



شکل (۳): نمایش نمودار واترفال سه بعدی سیگنال LFM در حالت (a) بدون نویز (b) نویزی

۴-۱۱- ترکیب سیگنال های حسگر با وزن دهی MVDR

برای افزایش SNR و حذف تداخلات جهت دار، از فیلتر MVDR استفاده می شود. این مرحله مشابه پیش پردازش هم محور سازی شده طبق روابط (۱۳) و (۱۴) است، اما در اینجا روی داده های نویز زدایی شده اجرا می شود:

$$\mathbf{x}_{\text{recovered}}(t) = \mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{x}_{\text{denoised}}(t) \quad (28)$$

که در آن $\mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H$ همان وزن محاسبه شده قبلی است که از ماتریس کوواریانس و بردار جهت دهنده به دست آمده است. بنابراین، مرحله IDWT داده های نویز زدایی شده هر حسگر را بازبازی می کند. مرحله MVDR داده ها را ترکیب می کند تا سیگنال نهایی از زاویه مورد نظر استخراج شود. این فرآیند ترکیبی، بهبود قابل توجهی در SNR نهایی و کیفیت بازسازی سیگنال LFM به همراه دارد.

به طور خلاصه، روش پیشنهادی شامل دریافت سیگنال توسط آرایه حسگر، حذف نویز با تبدیل موجک و آستانه گذاری تطبیقی برای انتخاب نقاط پرانرژی، بازسازی سیگنال با تبدیل معکوس موجک و در نهایت وزندهی داده های بازسازی شده با فیلتر MVDR است که منجر به افزایش SNR و بهبود کیفیت سیگنال می شود. با به کارگیری روش مذکور، دو ویژگی متمایز روش پیشنهادی عبارتند از:

۱. جداسازی نویز به صورت مؤثر با استفاده از آستانه گذاری تطبیقی در حوزه تبدیل موجک.
۲. تقویت سیگنال و کاهش نویز جهت دار با وزندهی MVDR پس از بازسازی سیگنال.

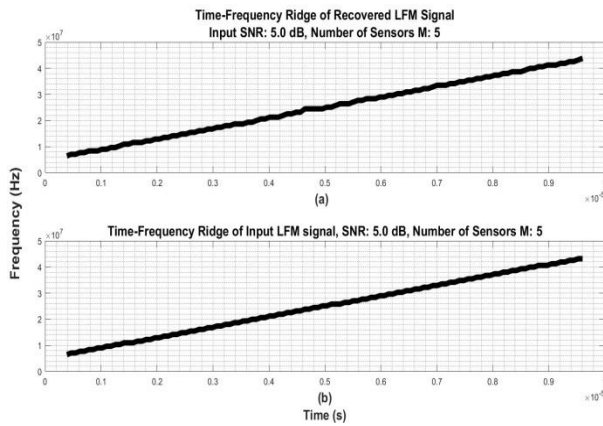
۵- ارزیابی روش پیشنهادی

سیگنال LFM غیرایستا با پهنای باند $B < 45 \text{ MHz}$ ، تغییر خطی فرکانس از f_0 تا $f_0 + B$ در بازه زمانی $T = [3, 10 - 6, 10 - 1]$ s و نمونه برداری

جدول (۱): خلاصه مشخصات اصلی سیگنال LFM

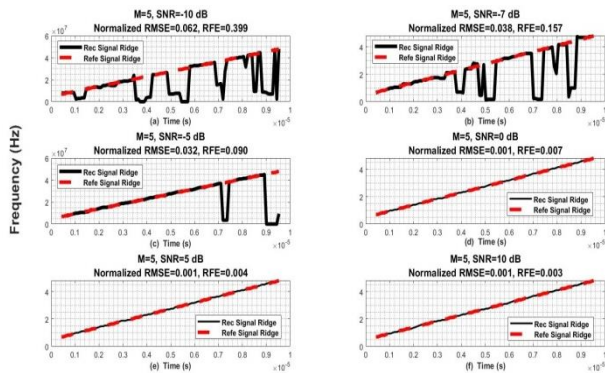
پارامتر سیگنال	مقدار	پارامتر سیگنال	مقدار
محدوده مدت زمان پالس T	میلی - میکرو ثانیه	تعداد حسگرهای M	حد اقل یک حسگر
پهنای باند B	$B < 45 \text{ MHz}$	فاصله بین حسگرها	0.5 متر
فرکانس شروع f_0	حد اقل 5 MHz	زاویه ورود سیگنال	30 درجه
فرکانس نمونه برداری f_s	حد اقل 100 MHz	نویز محیطی	AWG

با نرخ $f_s > 100 \text{ MHz}$ (شرط نایکوئیست) با نویز AWG و آرایه ULA با فاصله بین المان ها $d_0 = 0.5 \lambda$ در نظر بگیرید. ضمن این که تعداد آنتن حداقل یکی بوده و زاویه ورود سیگنال $\varphi = 30^\circ$ فرض گردیده است.

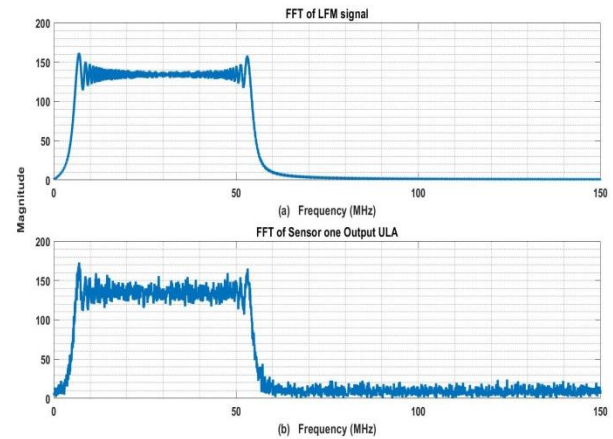


شکل (۵): نمایش لبه‌های سیگنال LFM نویزی در حوزه زمان فرکانس سیگنال (a) بازبازی شده (b) مرجع

به‌طور خلاصه، روش پیشنهادی در بازبازی لبه‌های فرکانسی سیگنال LFM در شرایط گفته شده به خوبی عمل می‌کند. لبه فرکانسی بازبازی شده بسیار نزدیک به لبه فرکانسی سیگنال اصلی است که نشان‌دهنده موفقیت الگوریتم در حذف نویز و حفظ ساختار سیگنال است. این نتیجه تأیید می‌کند که استفاده از DWT و تکنیک‌های حذف نویز مبتنی بر انرژی در حوزه موجک می‌تواند به‌طور مؤثری کیفیت بازبازی سیگنال‌های LFM را در سیستم‌های چندحسگری بهبود دهد. ضمن اینکه انتخاب پارامترهایی مانند تعداد سطوح ویولت ($J=7$)، نوع موجک مادر $\{db4\}$ و آستانه (0.9) مناسب بوده و باعث حفظ جزئیات سیگنال در فرکانس-زمان شده است. شکل ۶ خطای RMS نرمالیزه شده لبه‌های فرکانسی سیگنال بازبازی شده را به‌ازای $SNR=[-10, -5, 0, 5, 10]$ و $-7, -5, 0, 5, 10$ در مقایسه با سیگنال مرجع نشان می‌دهد.



شکل (۶): نمایش تأثیر افزایش SNR بر بهبود تخمین لبه‌های سیگنال LFM نویزی



شکل (۴): نمایش FFT سیگنال LFM در حالت (a) ارسالی (b) دریافتی آغشته به نویز توسط حسگر اول ULA

در کل، این دو نمودار نشان می‌دهند چگونه حضور نویز می‌تواند ساختار زمانی-فرکانسی سیگنال LFM را تحت تأثیر قرار دهد و اهمیت فیلترسازی و پردازش سیگنال در بهبود SNR و آشکارسازی سیگنال را در محیط نویزی، برای استخراج اطلاعات دقیق‌تر را برجسته می‌کند. شکل ۴، FFT سیگنال LFM ارسالی به همراه سیگنال نویزی دریافت شده توسط حسگر اول ULA را نشان می‌دهد. شکل ۴ (a)، FFT سیگنال ارسالی را نشان می‌دهد که یک نمودار تقریباً پیوسته و صاف است که از فرکانس شروع $f_0=5$ MHz تا پهنای باند ۵۰ MHz گسترش دارد (تقریباً از ۵ تا ۵۵ MHz). شکل ۴ (b)، FFT سیگنال دریافت شده توسط حسگر اول ULA را که آغشته به نویز AWG شده و در محدوده تقریبی قبلی نشان می‌دهد. شکل ۵، نمودار مربوط به لبه‌های فرکانسی سیگنال LFM بازبازی شده به همراه سیگنال مرجع را در حوزه زمان فرکانس نشان می‌دهد. شکل ۵، به‌ازای تعداد نمونه‌های $N=3300$ ، تعداد حسگر $M=5$ ، تعداد سطوح تبدیل موجک $J=7$ ، موجک مادر $\{db4\}$ و در $SNR=5$ dB ثبت گردیده است. شکل ۵ (a) مربوط است به لبه‌های فرکانسی سیگنال LFM بازبازی شده و شکل ۵ (b) مربوط است به لبه‌های فرکانسی سیگنال LFM اصلی فرستنده بدون نویز در حوزه TF است. تشابه در دو شکل نشان‌دهنده این است که بازبازی سیگنال و فرآیند پردازشی آن به خوبی انجام گرفته است. البته کاهش SNR منجر به کاهش وضوح سیگنال بازبازی شده و افزایش خطا می‌گردد. از طرفی افزایش تعداد حسگرها به افزایش کیفیت تخمین کمک می‌کند.

جدول (۲): نقاط پرنرزی سطوح مختلف تبدیل موجک

سطح موجک (J)	میانگین نقاط کل	میانگین نقاط پرنرزی	درصد میانگین
۱	۱۶۵۳	۲۱۷.۶	۱۳.۱۶۴
۲	۸۳۰	۱۱۱.۴	۱۳.۴۲۲
۳	۴۱۸	۷۹.۶	۱۹.۴۳
۴	۲۱۲	۳۲.۴	۱۵.۲۸۳
۵	۱۰۹	۱۰.۸	۹.۹۰۸
۶	۵۸	۳.۸	۶.۵۵۲

به طور کلی، سیگنال در سطوح میانی تجزیه (سطح ۳ و ۴) بیشترین تمرکز انرژی را دارد که می تواند نشان دهنده ویژگی های اصلی سیگنال باشد که در این مقیاس های زمانی-فرکانسی بروز می کنند. کاهش تعداد نقاط و درصد انرژی در سطوح بالاتر (جزئیات دقیق تر) ممکن است به دلیل نویز کمتر یا حذف اجزای کم اهمیت تر باشد. این الگو می تواند برای بازیابی سیگنال و یا استخراج ویژگی های مهم آن در داده های دریافتی از حسگرها مفید باشد. از سویی، افزایش سطوح تبدیل موجک تا حد منطقی باعث بهبود تفکیک زمانی-فرکانسی، افزایش دقت بازیابی سیگنال و حذف بهتر نویز می شود، اما افزایش بیش از حد سطوح ممکن است باعث از دست رفتن جزئیات مهم و افزایش هزینه محاسباتی شود. برای سیگنال LFM راداری معمولاً استفاده از سطوح میانی بهینه است تا تعادل خوبی بین دقت بازیابی و پیچیدگی محاسباتی برقرار شود.

۵-۲- تخمین RMSE و RFE پارامترها

در ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، دقت بازیابی سیگنال با استفاده از دو معیار RMSE^{۳۰} و RFE^{۳۱} اندازه گیری شده است. خطای تخمین سیگنال با استفاده از رابطه زیر تعریف می شود:

$$RMSE_x = \sqrt{\frac{1}{R_c} \sum_{u=1}^{R_c} (s - \hat{s}_u)^2} \quad (29)$$

مطابق شکل ۶، با افزایش SNR خطای RMS نرمالیزه شده سیگنال بازیابی شده کاهش یافته است. خطای RMS مقدار متوسط تفاوت بین فرکانس های لبه سیگنال بازیابی شده و فرکانس های لبه واقعی مرجع را نشان می دهد. نرمالیزه کردن یعنی تقسیم بر نرم سیگنال مرجع که باعث می شود خطا قابل مقایسه بین سیگنال های مختلف باشد و به مقیاس سیگنال بستگی نداشته باشد. مقدار خطای RMS نرمالیزه ۰/۰۶۲ به این معنی است که تخمین فرکانس سیگنال به طور متوسط فقط ۶/۲ درصد با مقدار واقعی اختلاف دارد. این مقدار نسبتاً کوچک و نشان دهنده دقت خوب بازیابی سیگنال است.

۵-۱- تخمین نقاط پرنرزی

جدول (۲)، تحلیل نقاط پرنرزی در سطوح مختلف تبدیل موجک (با موجک مادر «db4») را نشان می دهد. تبدیل موجک از داده های خروجی حسگرهای ULA گرفته شده است. برخی از ویژگی های جدول (۲) عبارتند از:

- (۱) تعداد کل نقاط در هر سطح با افزایش سطح کاهش پیدا می کند. به طوری که از حدود ۱۶۵۳ نقطه در سطح ۱ به ۵۸ نقطه در سطح ۶ می رسد.
- (۲) تعداد نقاط پرنرزی نیز به طور کلی کاهش می یابد، اما نسبت درصد نقاط پرنرزی به کل نقاط در برخی سطوح افزایش دارد.
- (۳) درصد نقاط پرنرزی در سطح ۳ و ۴ بالاترین مقدار را دارند (حدود ۲۰٪ و ۱۵٪) که نشان می دهد در این سطوح تمرکز بیشتری از انرژی سیگنال وجود دارد.
- (۴) در سطوح بالاتر (سطح ۵ و ۶)، هم تعداد کل نقاط و هم نقاط پرنرزی کاهش قابل توجهی دارند، به خصوص در سطح ۶ که درصد نقاط پرنرزی به ۳/۸٪ می رسد.

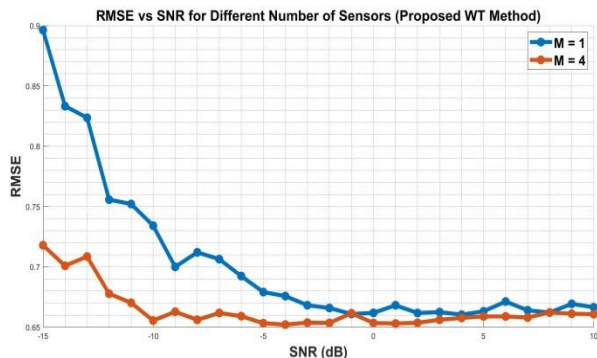
^{۳۰} Root Mean Square Error (RMSE)

^{۳۱} Relative Frequency Error (RFE)

در این رابطه، $\hat{s}_u$ نمایانگر سیگنال بازیابی زده شده، s سیگنال اصلی و R_e تعداد کل تکرارهای اجرای آزمایش است. همچنین، معیار RFE به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$RFE_x = \frac{1}{R_e} \sum_{u=1}^{R_e} \frac{|s - \hat{s}_u|}{s} \quad (30)$$

در این پژوهش، SNR در بخش گیرنده مطابق رابطه (۴) و متناسب با سیگنال دریافتی بر روی آرایه‌ی حسگرهای ULA فرض شده است.



شکل (۸): نمایش RMSE سیگنال بازیابی شده با دو حسگر مختلف

۴-۵- تأثیر افزایش تعداد حسگرها

شکل ۸، نمودار خطی RMS سیگنال بازیابی شده را در محدوده SNR برای دو حسگر مختلف ترسیم نموده است. در نواحی SNR پایین (حدود -۱۵ dB تا -۵ dB)، RMSE به‌طور قابل توجهی برای $M=4$ کمتر از $M=1$ است، یعنی افزایش تعداد حسگرها موجب پایداری بیشتر و کاهش خطا در شرایط نویزی می‌شود. برای $M=1$ در محدوده SNR پایین نوسان خطا زیاد است، اما برای $M=4$ منحنی رفتاری پایدارتر و یکنواخت‌تر دارد. در بازه SNR بالا (۰ تا ۱۰ dB) هر دو روش به محدوده خطای کم همگرا می‌شوند، ولی $M=4$ همچنان کمی عملکرد بهتر دارد. بنابراین، مزیت استفاده از چند حسگر در بازه SNR متوسط و پایین بیشترین نمود را دارد، جایی که نویز غالب است. ضمن اینکه، افزایش تعداد حسگرها موجب کاهش RMSE و بهبود بازیابی سیگنال در WT، به‌ویژه در بازه SNR پایین می‌شود.

۵-۵- تأثیر ضریب آستانه موجک

شکل ۹، خطای RMS سیگنال بازیابی شده را برای سه ضریب آستانه $[0.1, 0.5, 0.9]$ و در محدوده SNR $[-15, 10]$ dB ترسیم نموده است. مطابق شکل ۹ با افزایش SNR اندازه خطای RMS به‌ازای تمامی ضرایب فوق به‌صورت پیوسته کاهش می‌یابد. برای مقادیر بالاتر SNR، خطای RMS به حداقل مقدار خود و مقدار ثابت میل می‌کند (به‌طوری که به‌ازای ضریب آستانه ۰/۱ برای $SNR > -4$ dB خطای RMS به سمت مقدار کمتر از ۰/۵۲ میل می‌کند). شکل ۹، براساس تبدیل موجک پیوسته با

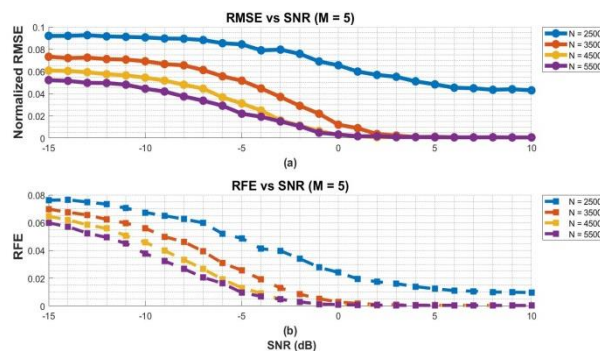
در این رابطه، $\hat{s}_u$ نمایانگر سیگنال بازیابی زده شده، s سیگنال اصلی و R_e تعداد کل تکرارهای اجرای آزمایش است. همچنین، معیار RFE به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$RFE_x = \frac{1}{R_e} \sum_{u=1}^{R_e} \frac{|s - \hat{s}_u|}{s} \quad (30)$$

در این پژوهش، SNR در بخش گیرنده مطابق رابطه (۴) و متناسب با سیگنال دریافتی بر روی آرایه‌ی حسگرهای ULA فرض شده است.

۵-۳- تأثیر افزایش نمونه‌برداری سیگنال

شکل ۷، نمودار خطی RMS نرمالیزه شده و RFE سیگنال بازیابی شده را در محدوده SNR $[-15, 10]$ dB برای تعداد نمونه‌های مختلف سیگنال، در شرایطی که تعداد نمونه‌های سیگنال دریافتی مختلف است و دیگر متغیرها

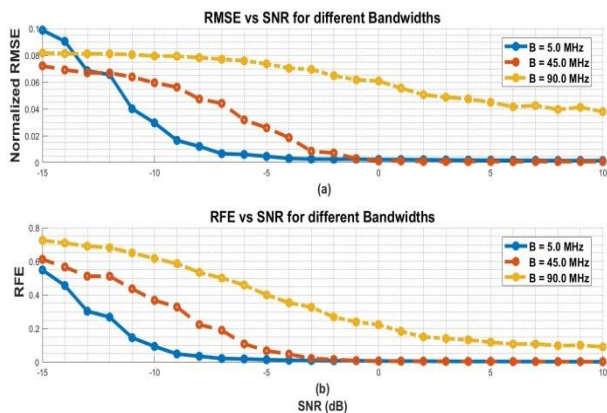


شکل (۷): نمایش خطای سیگنال بازیابی شده LFM با نمونه‌های مختلف

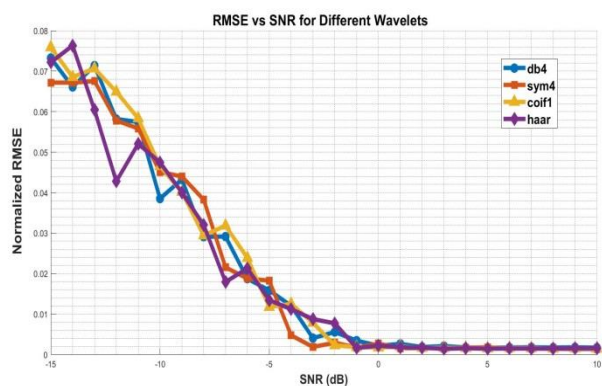
سیگنال (a) RMS (b) RF

ثابت نگهداشته شده، ترسیم نموده است. شکل ۷ (a)، نمودار خطی RMS نرمالیزه شده را برحسب SNR به‌ازای چهار N مختلف نشان می‌دهد. متناسب با متغیرهای در نظر گرفته شده، شکل فوق بیان می‌کند که تعداد نمونه‌های کمتر از ۲۵۰۰ منجر به خطای بزرگ در تخمین سیگنال LFM بازیابی شده می‌گردد. هرچند بزرگ در نظر گرفتن N (و افزایش فرکانس نمونه‌برداری) هم منجر به افزایش حجم داده و محاسبات می‌گردد و میزان بهبود عملکرد (شیب منحنی) ممکن است کاهش یابد و تأثیر چندانی در افزایش دقت تخمین و کاهش خطای محاسبات نمی‌کند. ضمن این که مطابق شکل ۷ (a) منحنی به‌ازای $N=5500$ کمترین خطای RMS را ثبت نموده است.

شکل ۷ (b)، نمودار خطی RF را ثبت نموده و نتایج آن مشابه شکل ۷ (a) است. با این تفاوت که مقدار خطای RMS نرمالیزه شده در تمامی محدوده



شکل (۱۰): نمایش خطای سیگنال بازبازی شده LFM با پهنا باند های مختلف (a) RMS RF (b)



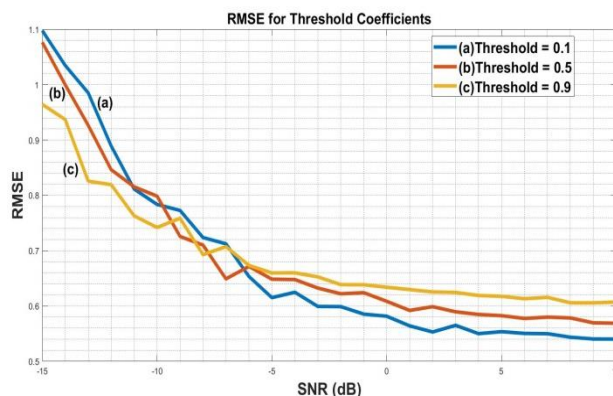
شکل (۱۱): نمایش خطای RMS سیگنال بازبازی شده LFM به ازای چهار موجک پایه

مطابق شکل ۱۱، با تغییر موجک مادر تبدیل موجک گسسته و افزایش SNR، تغییرات خطا به روند کاهشی فوق ادامه می دهند و همگی برای $SNR > +1$ dB مقدار خطای RMS نرمالیزه شده به سمت مقدار کمتر از 0.002 میل می کند. هرچند که تبدیل موجک مادر 'sym4' در محدوده $SNR < 0$ عملکرد بهتری برخوردار است.

۵-۸- تأثیر سطوح مختلف WT سیگنال

شکل ۱۲، نمودار خطای RMS نرمالیزه شده سیگنال بازبازی شده را به ازای سطوح مختلف تبدیل موجک سیگنال LFM در محدوده SNR به ازای ۵۰ بار اجرای برنامه ترسیم نموده است. مطابق شکل ۱۲، با افزایش سطوح تبدیل موجک گسسته و افزایش SNR، تغییرات خطا به روند کاهشی فوق ادامه

ضرایب آستانه متفاوت موجک پایه مورش و برای سیگنالی با پهنای باند $B = 5$ MHz و تعداد حسگر $M = 4$ ترسیم شده است.



شکل (۹): نمایش خطای سیگنال بازبازی شده LFM

۵-۶- تأثیر افزایش پهنای باند سیگنال

شکل ۱۰، نمودار RMSE نرمالیزه شده و RFE سیگنال بازبازی شده را برای سه مقدار مختلف پهنای باند سیگنال $B = [5, 45, 90]$ MHz و در بازه $SNR \in [-15, 10]$ dB ترسیم نموده است. مطابق شکل ۱۰ (a)، به ازای تمامی پهنای باندی در نظر گرفته شده، با افزایش SNR، خطای RMS نرمالیزه شده کاهشی است. مطابق شکل، برای مقادیر بالاتر SNR، خطای RMS به حداقل مقدار خود و مقدار ثابت میل می کند (به طوری که به ازای $BW = 5$ MHz برای $SNR > -7$ dB مقدار خطای RMS نرمالیزه شده به سمت مقدار کمتر از 0.005 میل می کند). ضمن اینکه بین سه مقدار BW، مقدار پهنای باند ۵ MHz دارای خطای RMS کمتر است و سیگنال LFM شیب کاهشی سریعتر را ثبت نموده است. نتایج شکل ۱۰ (b)، مشابه حالت (a) با خطای بیشتر ثبت گردیده است. به طور کلی، در شرایط حاکم برای شکل ۱۰، کمترین خطای RMS نرمالیزه و RF ثبت شده به ازای $B = 45/0$ MHz و $SNR = 10$ dB، $R_e = 50$ ، $T = 10 \mu s$ ، $J = 4$ ، و 'db4' و ضریب آستانه 0.5 ، به ترتیب 0.007 و 0.035 بوده است.

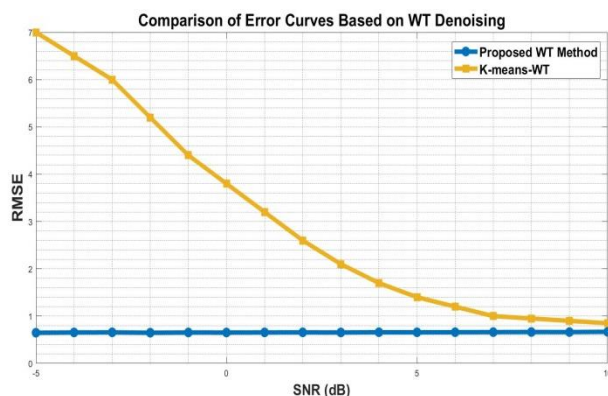
۵-۷- تأثیر موجک پایه WT سیگنال

شکل ۱۱، نمودار خطای RMS نرمالیزه شده سیگنال بازبازی شده را به ازای چهار موجک مادر {'db4', 'sym4', 'coif1', 'haar'} سازگار با سیگنال LFM غیریستا و با تغییرات سریع فرکانسی در محدوده $SNR \in [-15, 10]$ dB ترسیم نموده است.

تکرار اجرای برنامه تأثیر محدودی دارد اما باعث افزایش پایداری نتایج می‌شود.

۶- مقایسه روش پیشنهادی با دیگر روش‌ها

شکل ۱۳ منحنی اندازه RMSE بازبازی سیگنال LFM روش پیشنهادی WT-Thresholding-MVDR با روش WT-Kmeans مرجع [۱۸]، در بازه $SNRE[-5, 10]$ dB، به‌طور هم‌زمان مقایسه نموده است. مطابق شکل ۱۳، خطای RMS سیگنال بازبازی شده در روش پیشنهادی که به‌طور واضح در شکل ۸ به ازای $M=4$ نمایش داده شده، همواره در کل بازه SNR از خطای تخمین مرجع [۱۸] کمتر است که نشان‌دهنده موفقیت روش ارائه شده در نویزدایی از سیگنال می‌باشد. ضمن اینکه صاف بودن خطای روش پیشنهادی در مقایسه با روش WT-Kmeans به دلیل کاهش شدید خطای روش پیشنهادی به خصوص در بازه پایین SNR است.

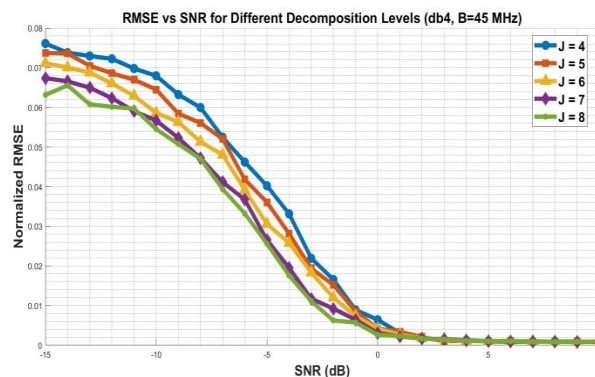


شکل (۱۳): نمایش مقایسه اندازه RMSE بازبازی سیگنال LFM با روش تبدیل موجک - خوشه‌بندی

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، روشی نوین و ترکیبی برای نویزدایی و بهبود بازسازی سیگنال LFM در محیط نویزی ارائه شده است که با بهره‌گیری از تبدیل موجک گسسته چندمقیاسی، آستانه‌گذاری تطبیقی و وزن‌دهی فضایی MVDR طراحی گردیده است. در ساختار پیشنهادی، ابتدا سیگنال دریافتی توسط آرایه حسگر دریافت می‌شود. سپس با اعمال تبدیل موجک، ضرایب سیگنال در سطوح مختلف استخراج شده و نقاط پرانرژی در ضرایب جزئیات با استفاده از آستانه‌گذاری آماری شناسایی می‌شوند. این نقاط، نشان‌دهنده ویژگی‌های مهم سیگنال هستند که از میان نویز جداسازی می‌گردند. پس از حذف نویز

می‌دهند و همگی برای $SNR > +3$ dB مقدار خطای RMS نرمالیزه شده به سمت مقدار کمتر از 0.002 میل می‌کند.



شکل (۱۲): نمایش خطای RMS سیگنال بازبازی شده LFM به‌ازای سطوح مختلف WT

در این حالت، کمترین خطای RMS در $SNR=10$ dB بوده و برای سطوح مختلف $J=6, 7, 8$ مقدار 0.0009 ثبت گردیده است. به‌طور کلی، تأثیر تعداد سطوح تبدیل موجک (J) بر خطای RMS در بازبازی سیگنال LFM عبارتند از:

- (۱) سطوح پایین (J کم) وضوح زمانی بالاتری دارند و تغییرات سریع فرکانس را بهتر دنبال می‌کنند، اما نویز فرکانسی را کمتر حذف می‌کنند.
- (۲) سطوح بالا (J زیاد) وضوح فرکانسی بیشتری دارند ولی وضوح زمانی کاهش می‌یابد و ممکن است اجزای مهم سیگنال حذف شوند.
- (۳) در SNR پایین، سطوح متوسط تا بالا کمک به کاهش نویز می‌کنند ولی اگر خیلی زیاد شود خطا افزایش می‌یابد.
- (۴) در SNR بالا، سطوح پایین بهتر عمل می‌کنند چون نویز کمتر است و وضوح زمانی مهم‌تر است.

بنابراین، انتخاب بهینه J معمولاً در محدوده متوسط (۴ تا ۷) است که تعادل خوبی بین وضوح زمانی و فرکانسی ایجاد می‌کند.

در حالت کلی، با انتخاب بهینه پارامترهایی مانند تعداد نمونه، ضریب آستانه مناسب برای موجک، پهنای باند کمتر و موجک پایه مناسب (مثل «sym4» برای SNR پایین)، می‌توان در محدوده SNR متوسط تا بالا به‌طور چشمگیری خطای بازبازی سیگنال LFM را کاهش داد و نویزدایی را بهبود بخشید. همچنین، تنظیم سطح تبدیل موجک به گونه‌ای که تعادل بین وضوح زمانی و فرکانسی حفظ شود (سطوح پایین‌تر برای SNR بالا و سطوح متوسط برای SNR پایین) عملکرد بهینه‌ای ارائه می‌دهد. افزایش تعداد حسگرها و

- با استفاده از ماسک سازی و حفظ ضرایب پراثری، بازسازی سیگنال با تبدیل معکوس موجک انجام می شود. در نهایت، با اعمال مجدد وزن دهی MVDR روی سیگنال های بازسازی شده حسگرها، تداخلات جهت دار حذف و کیفیت نهایی سیگنال تقویت می شود. از نظر عملکرد، روش پیشنهادی در بازسازی سیگنال LFM در شرایط نویزی با SNR نه چندان بالا، عملکرد مطلوبی نشان داده است. نتایج کمی شامل ثبت کمترین خطای RMS نرمالیزه شده در حدود ۰/۰۰۷ و بهبود محسوس SNR، با انتخاب صحیح پارامترهایی چون موجک مادر (مثلاً ۴db یا ۴sym)، سطح تبدیل، ضریب آستانه (بیشتر از ۰/۱) و تعداد مناسب نمونه ها (کمتر از ۵۵۰۰) حاصل شده است. ترکیب دقیق پردازش موجکی با انتخاب نقاط پراثری و اعمال ماسک بر آنها به همراه وزن دهی فضایی، این روش را به ابزاری کارآمد در حذف نویز و بازیابی مؤثر سیگنال LFM تبدیل کرده است.
- مراجع**
- [1] Abdelfattah, T., Maher, A., Youssef, A. and Driessen, P.F. *Seamless Optimization of Wavelet Parameters for Denoising LFM Radar Signals: An AI-Based Approach*. Remote Sensing, Vol. 16, No.22, pp. 4211, 2024.
 - [2] Liu, Yuke, Chao Ma, Chaobo Chen, Lin Li, and Siarhei Melnikau. "Noise Suppression of Linear Frequency Modulated Signals Based on Fractional Fourier Transform." In 2024 4th International Conference on Electronics, Circuits and Information Engineering (ECIE), pp. 388-392. IEEE, 2024.
 - [3] B. Boashash, "Time-Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Review", 2nd ed.: Elsevier Science, eBook, 2015.
 - [4] R.G. Stockwell, L. Mansinha, R.P. Lowe, "Localization of the complex spectrum: the S transform", IEEE Trans. Signal Process, vol. 44, no. 4, pp. 998-1001, 1996.
 - [5] Q. Zhang, Y. Liu, X. Zhang, "Parameter Estimation of Non-modulated or Modulated Frequency-Hopping Signals", IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing. IEEE, pp. 1-4, 2016.
 - [6] L. Deng, T. Zhang, J. Jin, "Application of Rearrangement Spectrogram in Parameter Estimation of Frequency-Hopping Signal", Computer Engineering and Design, Vol. 34, No. 10, pp. 3422-3426, 2013.
 - [7] Su, H., Pan, J., Bao, Q. and Chen, Z., *Parameter estimation of linear frequency modulated signals based on a Wigner-Ville distribution complex-valued convolutional neural network*. Journal of Applied Remote Sensing, Vol. 14, No. 3, pp.036512-036512, 2020.
 - [8] Lin, Meiyang, Ye Tian, Xiaoxu Zhang, and Yonghui Huang, "Parameter estimation of frequency-hopping signal in uca based on deep learning and spatial time-frequency distribution." IEEE Sensors Journal, Vol. 23, No.7, pp. 7460-7474, 2023.
 - [9] Yongjiang, L.U.O., Luhao, B.I. and Dong, Z.H.A.O., *Adaptive digital self-interference cancellation based on fractional order LMS in LFM radar*. Journal of Systems Engineering and Electronics, Vol. 32, No. 3, pp.573-583, 2021.
 - [10] Zhang, H., Xu, D. and Wang, N., *Explicit bounds for joint range and direction-of-arrival estimation in MIMO radar*. Signal Processing, Vol. 211, p.109-123, 2023.
 - [11] Wei, Z., Fu, N., Jiang, S., Li, X. and Qiao, L., *Parameter measurement of LFM signal with FRI sampling and nuclear norm denoising*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 71, pp.1-17, 2022.
 - [12] Guo, Z., Li, X. and Zhang, Y., "Optimal speech signal processing based on dynamic multi-scale analysis (IEEE Access 2024). 2025
 - [13] Zhang, Zhiyuan, Shengyan Li, and Jingjing Yao, "Detection of Low SNR Random Noise Signal Based on Wavelet Transform", In 2023 IEEE 6th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC), vol. 6, pp. 1087-1091. IEEE, 2023.
 - [14] Ni J, Zhao J, Wu X, Wu P, "Enhanced Symplectic Geometric Mode Decomposition via K-means Clustering for LFM Signal Denoising", In 2024 IEEE 7th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT) 2024 Jul 31 (pp. 91-94).2024.



A Novel Antenna Radiation Pattern Measurement Method Using Dual Cylindrical Near-Field Scanning Without Phase Measurement

Mojtaba Mighani^{1*}, Hossein Javartani²

1. Associate Prof., Department of Electrical Engineering, Shahid Sattari Aeronautical University, Tehran, Iran

2. M.Sc. Student, Department of Electrical Engineering, Shahid Sattari Aeronautical University, Tehran, Iran

Key words:

*Antenna Testing
Near-Field
Measurement
Phase-Less
Measurement
Cylindrical
Scanning*

Abstract

In this paper, a novel method for far-field reconstruction based solely on near-field amplitude measurements is presented. The proposed approach combines interferometric techniques with functional reconstruction methods to retrieve the radiation pattern of the antenna without requiring phase information. Using this technique, the far-field radiation pattern of a conical horn antenna at 10 GHz has been successfully reconstructed from amplitude-only near-field data. The near-field measurements were performed on two cylindrical scanning surfaces using an amplitude-only acquisition scheme. A cylindrical sampling grid consisting of 22×6 points was employed, and all measurements were carried out inside an antenna test chamber using two open-ended waveguide probes. Eliminating the need for phase measurements significantly reduces both the cost and the complexity of the measurement setup. To validate the proposed method, the far-field radiation pattern of the antenna under test was also measured directly. A comparison between the direct measurement and the reconstructed pattern shows good agreement, demonstrating the accuracy and effectiveness of the proposed amplitude-only near-field to far-field transformation technique.

* Corresponding author's E-mail: microwave@ssau.ac.ir



ارائه روشی نوین در آزمون الگوی تشعشعی آنتن با فرآیند میدان نزدیک با استفاده از دو سطح اسکن استوانه‌ای و بدون اندازه‌گیری فاز

مجتبی میقانی^{۱*}، حسین جاورتنی^۲

۱- استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری، تهران، ایران

۲- کارشناسی ارشد، دانشکده تحصیلات تکمیلی، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری، تهران، ایران

چکیده

واژگان کلیدی

آزمون آنتن

اندازه‌گیری میدان نزدیک

اندازه‌گیری بدون فاز

پویش استوانه‌ای

در این مقاله، یک روش نوین برای بازسازی میدان دور از اندازه‌گیری دامنه میدان نزدیک ارائه شده است. بوسیله این روش، که شامل تداخل سنجی و روش‌های عملکردی می‌باشد، و با استفاده از اطلاعات دامنه میدان نزدیک، الگوی تشعشعی یک نمونه آنتن اندازه‌گیری گردیده است. در این آزمون از پویش دو سطح استوانه‌ای در ناحیه نزدیک آنتن بدون اندازه‌گیری فاز، الگوی تشعشعی میدان دور یک آنتن شیپوری مخروطی بدست آمده است. این الگو در فرکانس ۱۰ GHz استخراج شده و اندازه‌گیری‌های میدان نزدیک بدون فاز در یک شبکه استوانه‌ای با تعداد نقاط 22×6 انجام گردیده است. آزمون در اتاق آنتن و بوسیله دو پروب مجبوری با دهانه باز انجام گردیده است. عدم اندازه‌گیری فاز هزینه و پیچیدگی آزمون را به شدت کاهش خواهد داد. به منظور اعتبارسنجی روش پیشنهادی، الگوی تشعشعی میدان دور آنتن نمونه بطور مستقیم اندازه‌گیری گردیده و با نتایج روش ارائه شده مقایسه شده است. این مقایسه تطابق خوبی را نشان می‌دهد.

۱- مقدمه

و هوا و همچنین هزینه‌های بسیار بالای پیاده‌سازی، نمی‌تواند انتخاب نخست باشد [۲-۳].

یکی از روش‌های که چالش‌های اشاره شده در بالا را تا حدی مرتفع می‌سازد، روش اندازه‌گیری میدان نزدیک/میدان دور می‌باشد [۴-۱۴]. از طرفی با پیشرفت‌های زیادی که در ساخت انواع آنتن‌های فرکانس بالا، آنتن‌های با کاربردهای خاص در صنایع نظامی و علوم فضایی، آنتن‌های با ساختار خاص و غیرهم‌پاسخ صورت گرفته نیاز به استفاده از روش میدان نزدیک/میدان دور بیشتر احساس شده است به طوری که در سال‌های اخیر اقدامات زیادی جهت بهبود روش‌های اندازه‌گیری میدان نزدیک و تجهیزات این حوزه صورت گرفته است. ولی یک مشکل اساسی که در اندازه‌گیری میدان‌ها وجود دارد این است که تولید علاوه بر دامنه، فاز میدان مختلط اندازه‌گیری

در چند دهه اخیر روش‌های اندازه‌گیری آنتن‌ها شاهد تحولات زیادی بوده است. ساده‌ترین روش آزمون آنتن که در آزمایشگاه انجام می‌گردد، آزمون‌های میدان دور آنتن است که می‌تواند [۱] در محفظه‌های آنتن فضای داخلی و یا خارجی انجام شود. اندازه‌گیری به روش میدان دور دارای مشکلاتی از قبیل بزرگی شعاع میدان دور در برخی از فرکانس‌ها و ابعاد خاص آنتن است که عملاً انجام این آزمون‌ها را در برخی حالت‌ها غیر ممکن یا بسیار هزینه‌بر می‌نماید. همچنین انجام آزمون‌ها در روش‌های اندازه‌گیری بیرونی، به دلیل کنترل نشده بودن محیط، عدم وجود قابلیت کار در هر آب

محدود است. موریس و فشباه نشان می دهند [۱] که استخراج میدان برداری ناحیه دور از میدان نزدیک به توابع موج برداری بستگی دارد که بر آن سطح عمود است.

در این مقاله با ایده گرفتن از روش تداخل سنجی و روش های عملکردی با استفاده از اطلاعات دامنه میدان نزدیک [۱۸]، طراحی یک مدار ریزنویاری و استفاده از دو پروب موجبری، یک راه حل مناسب برای مسئله بازیابی فاز میدان نزدیک و بازسازی میدان دور از اندازه گیری دامنه میدان نزدیک ارائه شده است. این روش اندازه گیری بر روی یک نمونه آنتن شیبوری مخروطی پیاده سازی شده است. پویش روی دو سطح استوانه ای در ناحیه نزدیک آنتن بدون اندازه گیری فاز الگوی تشعشعی میدان دور در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز بوسیله دو پروب موجبری با دهانه باز انجام شده و با اندازه گیری میدان دور استاندارد مقایسه گردیده است. این مقایسه تطابق بسیار خوبی را نشان داده و عدم اندازه گیری فاز، هزینه و پیچیدگی آزمون را کاهش خواهد داد.

۲- انتخاب سطوح پویش

یک مجموعه کامل از اندازه گیری های میدان نزدیک روی یک سطح استوانه ای شامل اطلاعات مورد نیاز برای محاسبه الگوهای افقی کامل برای تمام زوایای عمودی به جز نواحی مخروطی در بالا و پایین محور استوانه است. از آنجایی که انتگرال های عددی را می توان با روش تبدیل فوریه انجام داد، تبدیل استوانه ای، بازدهی عددی و زمان محاسباتی نسبی مشابه با تبدیل صفحه ای را نتیجه می دهد. اگرچه بسط مدی زاویه ای بر حسب توابع هنکل نوشته می شود که محاسبه آن به ویژه برای مرتبه های بالاتر دشوارتر است. بیشترین فاصله نمونه برداری زاویه ای و عمودی برابر است با:

$$\Delta\phi = \frac{\lambda}{2(a+\lambda)} \quad (1)$$

$$\Delta z = \lambda/2 \quad (2)$$

که λ طول موج و a شعاع کوچکترین استوانه ای است که آنتن را احاطه می کند. یک سیستم پویش استوانه ای معمولی در [۲] ارائه داده شده است. مکان افقی آنتن ثابت نگه داشته می شود در حالی که پروب در محل های گسسته در جهت عمودی و در یک فاصله ثابت از آنتن حرکت داده می شود. بعد از تکمیل هر پویش عمودی، آنتن آزمون در جهت موقعیت زاویه ای بعدی چرخانده می شود.

جهت گیری پروب بعد از تکمیل هر پویش عمودی، آنتن آزمون در جهت موقعیت زاویه ای بعدی چرخانده می شود. جهت گیری پروب متناسب با آنتن آزمون تغییر می کند همچنان که موقعیت عمودی پروب تغییر می کند. از این رو مانند حالت صفحه ای، معمولاً یک تصحیح پروب نیاز است. علاوه بر آنتن های جهتی، الگوهای تشعشعی آنتن های پارتی باریک در امتداد

شود. گرچه اندازه گیری دامنه می تواند بسیار دقیق صورت بگیرد، ولی اندازه گیری فاز میدان بسیار مشکل است [۱۵-۱۸]. مسلماً وجود میزان زیادی خطا در فاز میدان نزدیک، باعث ایجاد خطای زیادی در محاسبه میدان دور خواهد شد و صحت نتایج را به طور اساسی زیر سوال خواهد برد.

بنابراین باید به دنبال روش هایی باشیم که بدون داشتن فاز میدان نزدیک و تنها با استفاده از اطلاعات دامنه آن، میدان دور را به طور کامل مشخص کنیم. با توجه به اینکه اغلب از توزیع مختلط میدان نزدیک تنها دامنه در دسترس است، مسئله ای که با آن روبرو هستیم در واقع یافتن توزیع فاز متناظر با دامنه میدان نزدیک اندازه گیری شده است. از این دیدگاه مسئله را به نام مسئله بازیابی فاز می شناسند که در زمینه های مختلفی از جمله اپتیک، نجوم، میکروسکپ الکترونی و سنجش از راه دور مطرح بوده و کوشش های مختلفی برای حل آن صورت گرفته است [۱۰].

اما روش های که برای بازیابی فاز در زمینه های فوق پیشنهاد شده اند، با توجه به شرایط موجود در هر زمینه خاص مطرح گردیده اند و لذا ممکن است که برای مسائل مربوط به اندازه گیری میدان در آنتن ها مناسب نباشند. با توجه به اینکه از توزیع مختلط میدان نزدیک تنها دامنه در دسترس است، مسئله ای که با آن روبرو هستیم در واقع یافتن توزیع فاز متناظر با دامنه میدان نزدیک اندازه گیری شده است. از این دیدگاه موضوع را به نام مسئله بازیابی فاز می شناسند. روش های تفرق بین دو صفحه پویش [۱۴]، تداخل سنجی [۱۰] و هلوگرافی [۱۵] از جمله روش های مناسب برای مسائل آنتنی می باشند.

داده های اندازه گیری شده میدان نزدیک (به طور معمول توزیع دامنه و فاز) توسط یک پروب پویش کننده میدان روی یک سطح از پیش انتخاب شده که می تواند یک صفحه، یک استوانه یا یک کره باشد، اندازه گیری می شوند. سپس داده اندازه گیری شده با استفاده از تبدیل فوریه به داده میدان دور تبدیل می شود. برای بسیاری از آنتن ها، تجهیزات اندازه گیری، موقعیت یابی و پروب اندازه گیری استوانه ای ساده تر و ارزان تر است. به طور کلی، پیاده سازی روش های تبدیل میدان نزدیک به دور با اندازه گیری دامنه و فاز مولفه های میدان الکترومغناطیسی که توسط آنتن تحت آزمایش در فواصل زمانی منظم روی یک قطعه مشخص در میدان نزدیک تشعشع می گردد، شروع می شود. با استفاده اصل بسط مدی داده های میدان نمونه برداری شده، برای تعیین دامنه و فاز یک طیف زاویه ای امواج صفحه ای، استوانه ای یا کروی استفاده می شود. نوشتن میدان کل بر حسب بسط مدی، محاسبه میدان در هر فاصله ای از آنتن را میسر می کند. حل میدان ها در یک فاصله نامحدود، الگوی میدان دور را نتیجه می دهد. بررسی یک حالت عمومی پویش با پروب ایده آل روی یک صفحه دلخواه نشان می دهد که انتخاب سطوح پویش

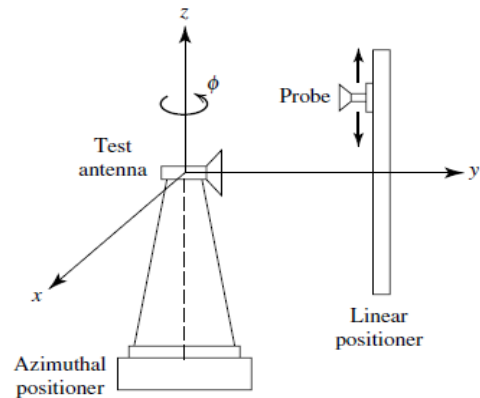
در این حالت، تعیین میدان دور آنتن در عمل به یک مسئله تخمین غیرخطی ساده می‌شود. روش های تداخل سنجی بر اساس الگوریتمی است که برای اولین بار توسط گابور [۱۷] پیشنهاد شده و نیاز به یک آنتن مرجع [۱۶] برای انتقال مرجع فاز به آنتن گیرنده دارد.

در این روش یک رویکرد اساسا تداخل سنجی اتخاذ شده است، اما از آنتن مرجع، مانند تداخل سنجی استاندارد استفاده نشده است. مرجع فاز مستقیما از میدان تابش شده توسط آنتن تحت آزمون بدست می‌آید که توسط دو پروب در دو نقطه مختلف در امتداد منحنی پوشش جمع‌آوری می‌شود تا با استفاده از یک مدار ریز نوار ساده تداخل ایجاد کند. روش پیشنهادی در اصل منجر به ارزیابی فاز میدان نزدیک در سطح پوشش جدا از یک ثابت غیر ضروری می‌شود. اما برخی مشکلات در کاربرد عملی این روش به وجود می‌آید. در واقع هنگام تثبیت فاصله بین دو نقطه تداخل در امتداد منحنی اندازه‌گیری با مشکلاتی مواجه می‌شویم. الزامات شرط نایکویست فاصله را برابر با $\lambda/2$ در نظر می‌گیرد. فاصله بزرگتر یا مساوی λ یا $\frac{3\lambda}{4}$ در عمل برای کاهش اثرات تزویج متقابل بین پروب‌ها در سطح پوشش نیاز است. این دلالت بر تعداد معینی از مجموعه فاز میدان نزدیک ارزیابی شده دارد، که نتیجه روش تداخل سنجی پیشنهادی می‌باشد.

جدا از یک تغییر فاز ثابت که باید تعیین شود، هر مجموعه شامل مقادیر فاز در نقاط اندازه‌گیری مختلف است. اتحاد این مجموعه ها تمام اطلاعات فاز میدان نزدیک را در طول منحنی پوشش را می‌دهد. به طور خاص، یک نمایندگی غیر زائد اتخاذ شده است که بر اساس معرفی میدان کاهش یافته [۱۵] که از میدان اصلی پس از استخراج تابع فاز مناسب و معرفی پارامترسازی مناسب در امتداد منحنی مشاهده به دست می‌آید. این روش در امتداد تعداد مناسبی از منحنی‌های مشاهده برای پوشش کل سطح اندازه‌گیری تکرار می‌شود. ارزیابی این تغییر ناشناخته برای برخی از هندسه‌های پوشش، مانند هندسه‌ی قطبی - صفحه [۱۵]، که در آن یک نقطه اندازه‌گیری مشترک برای همه خطوط شعاعی وجود دارد، ساده است. هنگام در نظر گرفتن سایر هندسه‌ها، مانند هندسه استوانه‌ای، که در این مقاله برای اعتبارسنجی تجربی اتخاذ شده است، جابه‌جایی‌های فاز را می‌توان با استفاده از روش پیشنهادی به منحنی متقاطع با سایر منحنی‌ها بازسازی کرد. روش کار به صورت مراحل زیر می‌باشد:

مرحله اول: جمع‌آوری تعداد معینی از داده‌های دامنه میدان نزدیک آنتن و محاسبه تغییر فازهای ثابت.
مرحله دوم: نمایش غیر زائد بر اساس معرفی میدان کاهش یافته برای ارزیابی تغییرات با همگرایی دقیق و سریع.

محور عمودی (برای مثال آنتن‌هایی با پرتو بادبزن افقی و دوقطبی‌های عمودی) را نیز می‌توان با روش تبدیل میدان نزدیک به دور استوانه‌ای محاسبه کرد. در شکل ۱ شماتیک سیستم‌های پوشش استوانه‌ای متعارف نمایش داده شده است.



شکل (۱): نمای شماتیک سیستم‌های پوشش استوانه‌ای متعارف [۱].

انتخاب پروب به ساختار هندسی روش میدان نزدیک بستگی دارد. بهترین دقت با استفاده از یک پروب که قطبش با مولفه هم قطبی شده، و یک پروب دوم که با قطبش متعامد مطابقت دارد، به دست می‌آید. پروب دوم می‌تواند همان پروب اول باشد که ۹۰ درجه چرخیده (برای یک پروب با قطبش خطی) یا یک پروب دو قطبشی باشد. یک پروب فیزیکی کوچک اختلال کمتری در میدان دور آنتن تحت آزمون، ایجاد می‌کند. در این مقله از دو عدد پروب موجبر WR-۹۰ استفاده شده است.

در واقع، اندازه‌گیری دقیق فاز در محدوده فرکانس میلیمتری و زیر میلیمتری بسیار دشوار است، مگر اینکه از امکانات گران قیمت مانند تحلیلگر شبکه برداری استفاده شود. برای غلبه بر این مشکل، اخیرا روش‌های پیشرفته جدیدی توسعه یافته‌اند که الگوی میدان دور را از دانش دامنه میدان نزدیک در یک یا چند سطح آزمایشی ارزیابی می‌کنند. در این روش به دلیل اندازه‌گیری نکردن دقیق فاز توسط پروب، در فرکانس‌های میکروویو، می‌توان از کابل‌های ارزان و گیرنده‌های ساده استفاده نمود. به طور کلی، دو دسته از روش‌های بدون فاز را می‌توان متمایز کرد، یکی بر اساس یک رابطه عملکردی در یک مجموعه مناسب از داده‌های فقط دامنه، و دیگری مبتنی بر روش‌های تداخل سنجی.

در مورد اولین دسته از روش‌ها، متداول‌ترین مجموعه داده‌ها توسط دامنه ولتاژ در خروجی پروب جمع‌آوری شده روی دو سطح ارائه می‌شود. اما مجموعه‌های دیگری نیز امکان‌پذیر است، مانند مجموعه‌هایی که شامل ولتاژ اندازه‌گیری شده توسط دو پروب مختلف روی یک سطح آزمایش می‌شوند.

۴- بازیابی فاز میدان نزدیک

معادله زیر میدان تابش شده توسط آنتن تحت آزمون در منحنی اندازه گیری داده ها می باشد، که در آن پارامتر S نشان دهنده طول افقی منحنی در امتداد C است [۱۸].

$$E(s) = |E(s)| \cdot e^{j\phi(s)} \quad (۸)$$

برای سادگی، تنها یک مولفه برای میدان تابشی در نظر گرفته می شود، اما به راحتی می توان به مولفه های بیشتری دست یافت. اگر فرض کنیم $2N+1$ نقطه اندازه گیری (N عدد زوج) پویش می شوند. در این صورت:

$$E(s_1) \quad (۹)$$

$$E(s_2) = E(s_1) \cdot e^{j\Delta\phi_1}$$

$$E(s_3) = E(s_2) \cdot e^{j\Delta\phi_2}$$

$$E(s_i) = E(s_{i-1}) \cdot e^{j\Delta\phi_{i-1}}$$

که در آن

$$\begin{aligned} S_{(1)} &= \left[-N\frac{\lambda}{\varphi}, (-N+i)\frac{\lambda}{\varphi}, (-N+2i)\frac{\lambda}{\varphi}, \dots \right] \\ S_{(2)} &= \left[(-N+1)\frac{\lambda}{\varphi}, (-N+1+i)\frac{\lambda}{\varphi}, (-N+1+2i)\frac{\lambda}{\varphi}, \dots \right] \\ S_{(i)} &= \left[(-N+i-1)\frac{\lambda}{\varphi}, (-N+2i-1)\frac{\lambda}{\varphi}, (-N+3i-1)\frac{\lambda}{\varphi}, \dots \right] \end{aligned} \quad (۱۰)$$

$\varepsilon[(s_1)], \varepsilon[(s_2)], \dots, \varepsilon[(s_i)]$ کمیت های معلوم و شیفیت فازهای $\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_i$ مجهولاتی هستند که باید تعیین شوند.

به عنوان نمونه $\Delta\Phi_1 = \varphi(s_1') - \varphi(s_1'')$ و $\Delta\Phi_2 = \varphi(s_2') - \varphi(s_2'')$ جایی که $\varphi(s_i')$ به مقدار فاز در موقعیت داده شده توسط عنصر j مجموعه s_i اشاره دارد. میدان برداری معادله (۹) در نقاط نمونه برداری با فرض ایده آل بودن پروب ها نوشته شده است که باعث می شود میدان متناسب با ولتاژ خروجی در پروب ها باشد.

اگر $\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_{i-1} \in [-\pi, \pi]$ تغییر دهیم، از معادله (۱۰) مجموعه S_m که در همه زمینه ها با داده های اندازه گیری شده سازگار می باشد، بدست می آید.

$$S_m = \{r_m(\Delta\phi_1, \dots, \Delta\phi_{i-1}); \Delta\phi_1, \dots, \Delta\phi_{i-1} \in [-\pi, \pi]\} \quad (۱۱)$$

r_m داده های اندازه گیری شده ممکن را نشان می دهند.

به منظور حل معادله (۸) با توجه به تغییر فاز $\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_i$ که مجهول می باشد، مدلی بر اساس یک نمایش میدان غیرزائد در نظر گرفته شده است. این رویکرد میدان اصلی معادله (۸) را با میدان تغییر یافته زیر جایگزین می کند.

$$F(\xi) = E(\xi) \cdot e^{j\psi(\xi)} \quad (۱۲)$$

که معادله (۱۲) بعد از استخراج تابع فاز مناسب $\psi(\xi(s))$ و معرفی پارامتر مناسب $\xi(s)$ در امتداد منحنی مشاهده بدست می آید. این میدان کاهش

مرحله سوم: اعتبار سنجی روش پیشنهادی با آزمایش یک نمونه آنتن باند X توسط دو پروب موجبری WR-۹۰ در سطح پویش استوانه ای.

۳- اندازه گیری داده های میدان و فرمول تداخل سنجی

اجازه دهید یک منحنی مشاهده C را روی یک هندسه پویش دلخواه (در این مقاله پویش استوانه ای) با فاصله نمونه برداری $\Delta S = \lambda/2$ و فاصله جداسازی $d = i\lambda/2$ بین دو نقطه تداخل مجاور که i یک عدد صحیح بزرگتر از یک می باشد را در نظر بگیریم. دو پروب یکسان که به طور همزمان در امتداد منحنی اندازه گیری حرکت می کنند برای به دست آوردن چهار اطلاعات دامنه استفاده می شوند [۱۸].

$$|V_1|^2, |V_2|^2, |V_1+V_2|^2, |V_1+jV_2|^2 \quad (۳)$$

که به ترتیب با اندازه گیری توان میدان نزدیک توسط دو پروب WR-۹۰ مشابه، توان خروجی قطعه ترکیب کننده توان دو پروب و ترکیب کننده توان مربعی دو پروب با اختلاف فاز ۹۰ درجه پروب دوم در هر مرحله به دست می آید. این داده ها با تغییر ارتفاع پروب ها، z، در نقاط پویش و چرخش میز موقعیت دهنده چرخان اتاق آنتن، به منظور تغییر زاویه φ تکرار می گردد.

$$V_1 = |V_1| \cdot e^{j\varphi_1} \quad (۴)$$

$$V_2 = |V_2| \cdot e^{j\varphi_2} \quad (۵)$$

که سیگنال های مختلط روی یک جفت نقطه تداخل در امتداد مسیر پویش هستند. داده های اندازه گیری شده در معادله (۳) برای محاسبه تغییر فاز بکار می روند.

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 \quad (۶)$$

با استفاده از فرمول تداخل سنجی [۱۸] که به شکل زیر است:

$$\Delta\varphi = \tan^{-1} \left[\frac{|V_1+jV_2|^2 - |V_1|^2 - |V_2|^2}{|V_1+V_2|^2 - |V_1|^2 - |V_2|^2} \right] \quad (۷)$$

شکل ۲ نحوه اندازه گیری داده های میدان نزدیک را نشان می دهد و با استفاده از اطلاعات دامنه میدان نزدیک که توسط پروب جمع آوری شده است، مقادیر اختلاف فازهای $\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \Delta\Phi_3, \dots$ محاسبه می شوند.



شکل (۲): نحوه اندازه گیری داده های میدان نزدیک.

که $\underline{S} = [E(\xi_n)] \in C^{N'}$ و $1 \leq n \leq N'$ آرایه‌ای از مقادیر میدان در موقعیت‌های نمونه برداری غیرزائد می‌باشد، $\underline{r} = [E(\xi_m)] \in C^{M'}$ و $1 \leq m \leq M'$ آرایه‌ای از مقادیر میدان در نقاط اندازه‌گیری و $\underline{A} \in C^{M \times N'}$ ماتریسی است که عناصر A_{mn} آن بصورت زیر تعریف می‌شوند.

$$A_{mn} = \Phi[\omega(\xi_m - \xi_n)] \cdot e^{j[\psi(\xi_n) - \psi(\xi_m)]} \quad (15)$$

رنج $\underline{A}$ در مجموعه $S_A^{N'}$ می‌باشد، که مجموعه‌ای از مقادیر تمام میدان کاهش یافته است که می‌تواند توسط منبعی با ابعاد کلی تابش شود و در نقاط اندازه‌گیری M ارزیابی می‌شوند. به دلیل خطای نمایش و وجود نویز که معمولاً اندازه‌گیری‌ها را خراب می‌کند، داده‌ها بطور کلی به محدوده ماتریس $\underline{A}$ یا بطور معادل به اشتراک $S_m \cap S_A^{N'}$ تعلق ندارند. در نتیجه راه حل کلی زیر باید اتخاذ شود.

$$\inf_{\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_{i-1}} d(S_m, S_A^{N'})$$

اصطلاح «inf» به عنوان مخفف بزرگترین کران پایین^{۳۲} استفاده شده است. و $d(S_m, S_A^{N'})$ فاصله بین دو مجموعه است. راه حل پیشنهادی تقریب حداقل مربعات است که با وارد کردن پروژکتور به مجموعه $S_A^{N'}$ به راحتی قابل ارزیابی است. یک راه متداول برای محاسبه محدوده ماتریس $\underline{A}$ استفاده از روش تجزیه مقادیر منفرد ماتریس (SVD) است. بطور خلاصه می‌توان گفت که روش تجزیه مقادیر منفرد یک ماتریس را به سه ماتریس دیگر تجزیه می‌کند. برای مثال: ماتریس A را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$\underline{A} = \underline{U} \underline{\Sigma} \underline{V}^H \quad (16)$$

$m \times n$ یک ماتریس	A
$m \times m$ یک ماتریس متعامد	U
$m \times n$ یک ماتریس قطری	Σ
$n \times n$ یک ماتریس متعامد	V

پروژکتور $P \in C^{M \times N'}$ بر روی محدوده A به صورت زیر تعریف شده است.

$$P = AA^+ \quad (17)$$

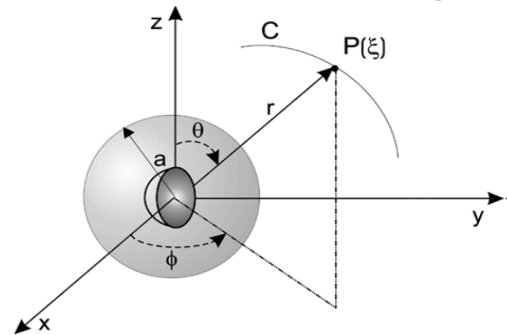
و مقدار $A^+ = V \Sigma^{-1} U^H$ شبه معکوس A است و Σ^{-1} معکوس ماتریس Σ است که عناصر غیر صفر آن مقادیر زیر هستند.

به عنوان یک نتیجه از روش مشخص شده، بازیابی فاز میدان نزدیک شامل یافتن مقدار زیر است.

$$\min_{\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_{i-1}} \left| r_m(\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_{i-1}) - \Pr_m(\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_{i-1}) \right|^2 \quad (18)$$

که به راحتی روی رایانه قابل اجراست.

یافته یک میدان باند محدود است که دارای پهنای باند $\omega = \chi \cdot W$ می‌باشد. W پهنای باند میدان موثر و ضریب χ کمی بزرگتر از یک در نظر گرفته می‌شود، خطای نمایش را بر طرف می‌کند. انتخاب مناسب پارامتر منجر به تقریب میدان کاهش یافته توسط یک تابع ساده $\sin(x)/x$ که اساس امتداد منحنی باز و یا تابع دریکله که اساس منحنی بسته است با انتخاب کمترین مقدار نمونه‌ها (N')، می‌شود. شکل ۳ منحنی مشاهده C برای منبعی در کره‌ای به شعاع a را نشان می‌دهد. در نتیجه مجموعه تمام میدان‌های ممکن تابش شده توسط آنتن تحت آزمون را می‌توان با یک مجموعه ابعاد محدود تقریب زد. $S_A^{N'}$ اجازه می‌دهد بعد N' تقریباً برابر با بعد مینا باشد. به عنوان مثال، پایه دارای حداقل تعداد ابعاد با خطا نمایش داده شده است. پارامترهای تضمین کننده حداقل نمایش اضافی در [۱۵] برای رایج ترین سطوح پوشش و هندسه منبع گزارش شده است. منبع توسط کره‌ای به شعاع a محدود شده است، اما سطوح محدب عمومی تری که آنتن تحت آزمون را در بر می‌گیرند می‌توانند در نظر گرفته شوند [۱۵].



شکل (۳): منحنی مشاهده C برای منبعی در کره‌ای به شعاع a .

میدان کاهش یافته معادله (۱۲) را می‌توان در امتداد منحنی مشاهده C با یک سری اصلی از نوع زیر نشان داد.

$$F(\xi) = \sum_{n=1}^{N'} F(\xi_n) \Phi[\omega(\xi - \xi_n)] = F(\xi) = \quad (13)$$

$\Phi(x)$ یک تابع $\sin(x)/x$ یا تابع دریکله می‌باشد.

$(\xi_n) = (n\pi)/(\chi \cdot W)$, $1 \leq n \leq N'$ نقاط نمونه برداری غیرزائد هستند و N' تعداد نقاط نمونه برداری غیر زائد را که در فاصله اندازه‌گیری قرار دارد نشان می‌دهد. رابطه بالا به صورت گسسته شده در $M = 2N + 1$ نقطه اندازه‌گیری نشان می‌دهد که می‌توان (ξ_m) به شکل ماتریسی زیر نوشت ($1 \leq m \leq M$).

$$\underline{r} = \underline{A} \cdot \underline{s} \quad (14)$$

^{۳۲} Infimum

۵- اعتبار سنجی روش پیشنهادی

به منظور اعتبار سنجی روش پیشنهادی، یک نمونه اولیه که شامل دو موجبر WR-۹۰ باند X است در فاصله $d = 3\lambda/2$ در امتداد هر خط پویش اندازه گیری میدان نزدیک قرار گرفته اند. فاصله فوق بین پروب ها حداقل فاصله ای است که تزویج متقابل را در یک سطح ناچیز کاهش می دهد، در حالی که تعداد محدودی از مجهولات را در طرح کمینه سازی معرفی می کند. یک آنتن شیپوری باند X با مشخصات معلوم بر روی یک پایه متحرک در مرکز استوانه ای به شعاع R قرار گرفته است. آنتن توسط استپ موتور با ولتاژ مستقیم در جهت زاویه ای Φ با آزادی 360° درجه به وسیله برد آردیونو و یک کلید از بیرون لثاق آنتن کنترل می شود. محل قرار گرفتن پروب ها بر روی محور Z بعد از هر جاروب داده های اندازه گیری در جهت Φ به اندازه $\frac{\lambda}{2}$ در جهت +Z بصورت دستی جابجا می گردد. برای تغذیه آنتن از یک منبع سیگنال مدل R&S-SFM1004 استفاده شده است. شکل ۴ نشان دهنده ست آپ اندازه گیری در داخل اتاق آنتن می باشد.

به دلیل محدودیت مکانیکی فلنج ها، از استفاده فاصله های کوتاه تر جلوگیری شده است. در مرحله اول خروجی های موجبر مستقیماً توسط وات متر دیجیتال اندازه گیری می شوند. سپس مقادیر خروجی هر دو پروب توسط یک مدار جمع کننده توان HP ۱۱۶۶VA با پهنای باند ۱۸-۲ GHz رفته و بعد اندازه آن توسط وات متر نشان داده می شود. در مرحله آخر خروجی پروب دوم از یک برد ریزنواری با زیرلایه FR4 با ثابت دی الکتریک $\epsilon_r = 4/6$ و با ضخامت $t = 1/6$ میلی متر با اختلاف فاز 90° درجه مشخص شده است، عبور کرده و سپس به داخل مدار جمع کننده توان رفته و با مقدار اندازه دامنه میدان پروب اول جمع و نمایش داده می شود. شکل ۵ ست آپ اندازه گیری داده های دامنه میدان نزدیک را نشان می دهد.



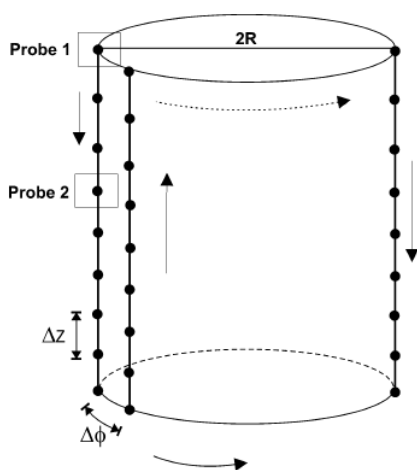
شکل (۴): ست آپ اندازه گیری داخل اتاق آنتن.



شکل (۵): نحوه اندازه گیری دامنه میدان نزدیک.

۶- نتایج اندازه گیری

این آزمایش بر روی یک آنتن شیپوری بلند X به عنوان آنتن تحت آزمون صورت گرفته است. از دو موجبر مستطیلی با ابعاد $2/286 \text{ cm} \times 1/016 \text{ cm}$ به عنوان پروب پویش کمک گرفته شده است. فقط اندازه گیری های دامنه میدان نزدیک بر روی یک سطح استوانه ای به شعاع $R = 15 \text{ cm}$ به دنبال حرکات پویش در امتداد محور Z و ϕ که در شکل ۶ نشان داده شده اند، انجام گردیده است.



شکل (۶): حرکات پویش در امتداد محور Z و ϕ .

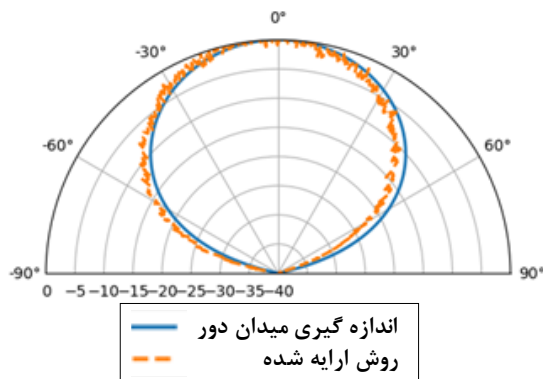
برای این هندسه پویش، تابع فاز $\psi(\xi)$ پارامتر ξ و پهنای باند موثر W میدان کاهش یافته در امتداد منحنی مشاهده (یک استوانه) به صورت زیر ارائه شده است [۱۵].

$$\xi = \theta, \quad -\frac{\pi}{4} < \theta < \frac{\pi}{4} \quad (19)$$

$$\psi(\xi) = \beta \sqrt{r^2 - a^2} - \beta a \cos^{-1} \left(\frac{a}{r} \right) \quad (20)$$

$$w = \beta a \quad (21)$$

بهره‌گیری از داده‌های حاصل از پویش دو سطح استوانه‌ای پیرامون آنتن و بدون نیاز به اندازه‌گیری فاز، الگوی تشعشعی میدان دور یک شیپوری مخروطی در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز استخراج شد. حذف مرحله اندازه‌گیری فاز، به‌طور قابل توجهی موجب کاهش هزینه‌ها، ساده‌سازی فرایند آزمون و افزایش سرعت انجام آزمایش‌ها می‌شود. برای ارزیابی دقت و کارایی الگوریتم ارائه‌شده، الگوی میدان دور آنتن نمونه به‌صورت مستقیم اندازه‌گیری و با نتایج بازسازی‌شده مقایسه شد. نتایج این مقایسه تطابق خوبی را نشان می‌دهد که بیانگر صحت، قابلیت اعتماد و کارآمدی روش پیشنهادی در بازسازی میدان دور بدون اطلاعات فازی است.



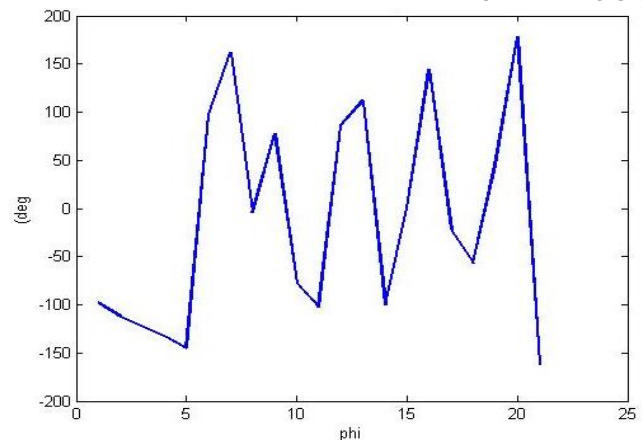
شکل (۸): نمودار الگوی تشعشعی اندازه‌گیری شده با روش ارایه شده و میدان دور.

مراجع

- [1] C. A. Balanis, *Antenna theory analysis and design*, 2005.
- [2] C. A. Balanis, *Modern antenna handbook*, 2008.
- [3] A. Ghorbani, "Antenna chamber, quiet zone," in Amirkabir University of Technology, Tehran.
- [4] "Antenna measurements—1978," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 4, p. 483–507, Apr. 1978.A.
- [5] D. Yaghjw, "An overview of near-field antenna measurements," *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vols. AP-34, no. 1, January 1986.
- [6] م. ج. منشادی، "شبیه سازی میدان ناحیه نزدیک آنتن به میدان ناحیه دور در دستگاه استوانه‌ای"، ۱۳۷۵.
- [7] D. Yaghjian, *Near-field antenna measurements on a cylindrical surface*, 1977.
- [8] D. Yaghjian, "Near-field antenna measurement on a cylindrical surface: A source scattering matrix formulation," *National Bureau of Standards Technical Note* 696, Sept. 1977 .
- [9] Leach, W. M., and Paris, D. T., "Probe compensated near-field measurements on a cylinder," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 21, no. 4, p. 435–445, July, 1973.
- [10] S. COSTANZO, G. DI MASSA, "Wideband phase retrieval technique from amplitude-only near-field data," *Radioengineering*, vol. 17, no. 4, December 2008.

که در آن r فاصله شعاعی نقطه مشاهده P در یک سیستم مختصات کروی با مرکز کره شعاع a و β ثابت انتشار فضای آزاد است. کره‌ای که آنتن تحت آزمون را در بر می‌گیرد به $a = 2/7 \text{ cm}$ ثابت فرض شده و یک ضریب بزرگ شدن $\chi = 1/15$ در نظر گرفته شده است. فاصله $d = 3\lambda/2$ بین دو پروب در نظر گرفته شده و مقدار $i = 3$ می‌باشد. مطابق رابطه (۷) شیفت فازهای $\Delta\Phi_1$ و $\Delta\Phi_2$ تعیین خواهد شد.

به منظور اعتبارسنجی، آزمون در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز انجام شده است. اندازه‌گیری‌های میدان نزدیک بدون فاز در این فرکانس و در یک شبکه استوانه‌ای با تعداد نقاط 22×6 در امتداد z و ϕ با فاصله $\Delta z = \left(\frac{\lambda}{2}\right) = 1/5 \text{ cm}$ و $\Delta\phi = 4/23^\circ$ انجام شده است. از رابطه تداخل سنجی (۷) و روش کمینه‌سازی دو متغیر برای بدست آوردن فاز میدان نزدیک استفاده شده است. در شکل ۷ فاز استخراج شده برای سطح استوانه در برش $z = 0$ نشان داده شده است.



شکل (۷): فاز بازیابی شده سطح استوانه برحسب زاویه در $z = 0$.

پس از بازیابی اطلاعات فاز میدان نزدیک، داده‌های مختلط برای به دست آوردن میدان دور تابشی پردازش شده است. روش تبدیل استوانه‌ای میدان نزدیک به دور بر اساس گسترش موج استوانه‌ای با استفاده روش کارآمد تبدیل فوریه سریع اجرا شده است. نتایج نرمالیز شده در محدوده زاویه عمودی 90° درجه از بیم اصلی متقارن در شکل ۸ نشان داده شده است. همچنین در این شکل الگوی تشعشعی استخراج شده با الگوهای تشعشعی آنتن تحت آزمون در یک اتاق آنتن میدان دور مقایسه گردیده است. این مقایسه نشان می‌دهد که نتایج از تطابق خوبی برخوردارند.

۷- نتیجه‌گیری

در این پژوهش، رویکردی نوآورانه برای بازسازی میدان دور بر پایه اندازه‌گیری دامنه در ناحیه میدان نزدیک ارائه گردید. در روش پیشنهادی، با

- [11] "Recommended practice for near-field antenna measurements," IEEE, New York, 2012.
- [12] G.MUR, "Absorbing boundary condition for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field equations," IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 23, pp. 377-382, Nov, 1981.
- [13] W.H. Emerson, "Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers," IEEE transactions on antennas and propagation, Vols. AP-21, pp. 484-490, July 1973.
- [14] T. Isernia, "New approach to antenna testing from near field phaseless data : the cylindrical scanning", IEE proceedings, vol. 139, no. 4, August 1992.
- [15] O. M. Bucci, C. Gennarelli, C. Savarese, "Representation of electromagnetic fields over arbitrary surfaces by a finite and nonredundant number of samples," IEEE transactions Antennas Propagation vol. 46, p. 351-359, 1998.
- [16] J. C. Bennet, A. P. Anderson, P. A. McInnes, A. J. T. Whitaker, "Microwave holographic metrology of large reflector antennas", IEEE transactions Antennas Propagation, vol. 24, p. 295-303, May 1976.
- [17] D. Gabor, "Microscopy by reconstructed wavefronts", in Proc. Royal Soc, vol. 197, p. 454-487, 1949.
- [18] Sandra Costanzo, Giuseppe Di Massa, Marco Donald Migliore, "A novel hybrid approach for far-field characterization from near-field amplitude-only measurements on arbitrary scanning surfaces", IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 53, no. 6, June 2005.



Design and Fabrication of a Patch-Microstrip Antenna with a Miniaturization Factor of 3.2 using Metamaterial Formation Based on Spiral Fractals in the Substrate

Masoud Edalatipour¹, Morteza Ghomshi^{2*}

1. Faculty member, Ferdowsi University of Mashhad

2. M.Sc. Electrical Engineering – Communications

Key words:

*Circular Spiral
Metamaterial
Miniaturization
Fractal*

Abstract

In this article a miniature patch antenna is recommended and its radiation features are analyzed experimentally. In this structure, a new metamaterial fractal configuration is used based on circular spiral elements as the antenna substrate. Not only the recommended antenna has a lighter structure in comparison to the previous samples, but also it provides a better gain. By using the mentioned scheme, a reduction factor of 3.2 is achieved. This smallness in dimension shows the importance of using this scheme in practices with weight and dimension limit.

* Corresponding author's E-mail: mortezaghomeshi@gmail.com



طراحی و ساخت آنتن پچ مایکرواستریپ با ضریب کوچک سازی ۳/۲ با استفاده از

ماتامتریال فراکتالی مبتنی بر مارپیچ های دایروی در زیر لایه

مسعود عدالتی پور^۱، مرتضی قمشی^{۲*}

۱- عضو هیئت علمی دانشگاه فردوسی مشهد

۲- کارشناسی ارشد مهندسی برق - مخابرات

چکیده

در این مقاله یک آنتن پچ مایکرواستریپ مینیاتوری مبتنی بر زیر لایه ماتامتریالی فراکتالی پیشنهاد شده است. سلول واحد ماتامتریال از مارپیچ دایروی با ساختار فراکتالی تشکیل شده است و آرایه ای از این سلول ها به عنوان زیر لایه مغناطیسی مصنوعی آنتن به کار رفته است. در این مقاله با تمرکز بر نوآوری هندسه پیشنهادی، مقایسه آن با هندسه های هیلبرت، CSRR، SRR، مارپیچی و Mushroom/EBG صورت گرفته است. آنتن پیشنهادی در حوالی ۵۹۰ MHz کار می کند، طول آن ۸ cm بوده و ضریب کوچک سازی برابر ۳/۲ دارد. همچنین بهره اندازه گیری شده ۲/۲ dB- و پهنای باند نسبی آن ۱/۷٪ است. مزیت این طرح در ترکیب همزمان قابلیت افزایش طول الکتریکی، فشردگی هندسی، ساختار کاملاً صفحه ای و امکان ایجاد زیر لایه ای با گذردهی الکتریکی و مغناطیسی مؤثر نسبتاً متعادل است که منجر به طراحی آنتنی کوچک و سبک شده است.

واژگان کلیدی

آنتن پچ
کوچک سازی
ماتامتریال
مارپیچ دایروی
فراکتال
زیر لایه مغناطیسی مصنوعی
گذردهی مؤثر

۱- مقدمه

معمولاً برای محقق کردن ویژگیهای الکترومغناطیسی غیرعادی که در طبیعت به راحتی حاصل نمی شود از ماتامتریال استفاده می شود. در واقع ماتامتریال ها ساختارهای مصنوعی مهندسی شده ای هستند که پاسخ الکترومغناطیسی آنها بیش از آنکه به ترکیب شیمیایی ماده وابسته باشد، به هندسه و آرایش سلول های زیر طول موجی آن وابسته است [۱]. در آنتن ها از ماتامتریال عمدتاً به منظور کوچک سازی با حفظ مشخصات تشعشعی و یا بهبود مشخصات تشعشعی بدون افزایش ابعاد آنتن استفاده می شود [۲]. در آنتن ها، ماتامتریال می تواند به عنوان بخشی از ساختار تشعشعی، بارگذاری شده روی زمین، یا به عنوان محیط زیر لایه به کار رود و از طریق تغییر شرایط میدان نزدیک، کنترل پراکندگی و ایجاد پاسخ تشدید، به کوچک سازی یا بهبود بهره و پهنای باند کمک کند. در مقاله Dong و Itoh [۲]، ماتامتریال های استفاده شده به منظور کوچک سازی آنتن ها را به چهار خانواده اصلی شامل آنتن های

رزونانسی مبتنی بر مهندسی منحنی dispersion، آنتن های مبتنی بر ماتامتریال های با ضریب گذردهی منفی الکتریکی و مغناطیسی، آنتن های مبتنی بر متارزوناتورهای SRR/CSRR و در نهایت آنتن های بارگذاری شده با متاسطوح مانند ساختارهای EBG Mushroom دسته بندی می کند. این دسته بندی نشان می دهد که ماتامتریال یک هندسه واحد نیست، بلکه مجموعه ای از سازوکارهای متفاوت برای کنترل امواج است [۳-۴].

برای آنتن پچ، اندازه مؤثر تشعشعی تابع طول موج هدایت شده ($L = \lambda_g/2$) و در نتیجه تابع خواص الکترومغناطیسی محیط زیر لایه است ($\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\mu_{eff}\epsilon_{eff}}$). در مقاله حاضر، ایده اصلی افزایش همزمان گذردهی الکتریکی و مغناطیسی مؤثر است؛ زیرا تغییر نامتوازن یکی از این دو پارامتر می تواند امیدانس موج را ($\eta = \sqrt{\mu_{eff}/\epsilon_{eff}}$) از مقدار مطلوب دور کند. بنابراین هدف فقط افزایش ϵ_{eff} یا μ_{eff} نیست، بلکه دستیابی به محیطی با پاسخ مؤثر

اغلب به کولپینگ / نحوه تغذیه مناسب نیاز دارد و ذاتاً با ϵ/μ زیرلایه متعادل مقاله حاضر یکسان نیست.	کوچک سازی و امکان تحریک مغناطیسی	رزونانس مغناطیسی LC	SRR
بیشتر به صورت شیار در زمین عمل می کند؛ هدف آن با استخراج زیرلایه مؤثر مقاله حاضر متفاوت است.	کوچک سازی و افزایش پهنای باند؛ قابلیت فیلتر/ردباند	رزونانس مکمل با رفتار الکتریکی و DGS	CSRR
نمونه های غیر فراکتالی ممکن است از مزیت چندمقیاسی خودتشابهی بهره نبرند.	هندسه فشرده و افزایش طول الکتریکی	افزایش طول مسیر الکتریکی با LC توزیع شده	Spiral
نیازمند آرایه سلول و معمولاً vias سازوکار اصلی کنترل سطح/بازتاب است نه الزاماً محیط همگن $\epsilon_{eff}-\mu_{eff}$.	افزایش بهره، پهنای باند و کاهش تشعشع عقب	HIS، بازتاب هم فاز و سرکوب موج سطحی	Mushroom/EBG
ساخت یک زیرلایه مؤثر با پاسخ الکتریکی و مغناطیسی متعادل	ترکیب فشرده، ساختار صفحه ای، مسیر الکتریکی طولانی و امکان افزایش هم زمان μ_{eff} و ϵ_{eff}	LC تشدید، مسیر فشرده چندمقیاسی، زیرلایه مؤثر	مارپیچ دایروی فراکتالی پیشنهادی

در هندسه های مارپیچی نیز افزایش طول الکتریکی در فضای محدود یک مزیت شناخته شده است. مقاله [۳] نمونه ای از بارگذاری هم زمان spiral ring resonator و Hilbert line را برای افزایش پهنای باند یک آنتن پچ ذکر می کند و برای آن بهبود ۲۰۷ درصدی پهنای باند در ۳/۵ GHz گزارش شده است. در نتیجه، مزیت مورد انتظار مارپیچ دایروی فراکتالی در این مقاله، دستیابی به مسیر الکتریکی طولانی با ساختار پیوسته و قابل ساخت، در کنار امکان ایجاد پاسخ مؤثر الکتریکی و مغناطیسی مناسب برای استفاده به عنوان زیرلایه است [۳، ۱۲]. مقایسه کیفی بین آنتن پیشنهادی و ساختارهای موجود در مراجع در جدول ۱ آمده است.

این مقایسه با توجه به تفاوت سازوکارهاست و نباید اعداد عملکردی حاصل از فرکانس ها، زیرلایه ها و معیارهای متفاوت مستقیماً با یکدیگر مقایسه شوند. مقالات اخیر تأکید می کنند که بارگذاری متامتریال می تواند پهنای باند و اندازه را بهبود دهد، اما در برخی طرح ها پیچیدگی و حجم ساختار افزایش می یابد [۳، ۴، ۹].

۲- ویژگی های متامتریال پیشنهادی

مناسب و امکان حفظ تطبیق امپدانس است. این منطق با ادبیات متامتریال های آنتنی، که بر مهندسی هم زمان پاسخ الکتریکی/مغناطیسی و شرایط میدان نزدیک برای کوچک سازی تأکید دارد، سازگار است [۴-۲].

در کارهای کلاسیک، منحنی هیلبرت برای ایجاد مسیر الکتریکی طولانی در سطحی فشرده به کار رفته است و در مقاله [۵] یک آنتن کوچک شده با inclusions هیلبرت گزارش شده است. با این حال، ساختار هیلبرت دارای گوشه ها و شکست های متوالی است و پاسخ آن به جزئیات هندسی و جهت میدان می تواند حساس باشد. در مقابل، مارپیچ دایروی پیشنهادی از مسیر پیوسته و انحنای نرم استفاده می کند و در چند مقیاس هندسی، طول مسیر جریان را در یک ناحیه محدود افزایش می دهد. بنابراین نوآوری مقاله حاضر را باید در ترکیب مارپیچ دایروی و ساختار فراکتالی برای ساخت یک زیرلایه مؤثر با پاسخ الکتریکی و مغناطیسی متعادل دانست، نه صرفاً معرفی یک مارپیچ جدید [۵].

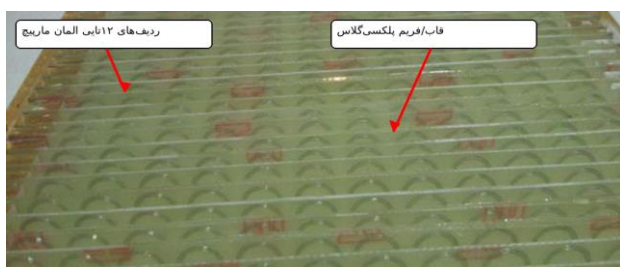
SRR یک متارزوناتور مغناطیسی و CSRR ساختار مکمل آن است که معمولاً رفتار الکتریکی و ویژگی های band-stop را نشان می دهد؛ این دو ساختار برای کوچک سازی ادوات و آنتن ها بسیار استفاده شده اند [۲]. در مقاله [۶]، بارگذاری CSRR در زمین به صورت DGS همراه با فراکتال Minkowski باعث کاهش ۵۶ درصدی اندازه، افزایش ۲۰۷ درصدی پهنای باند و رسیدن به بهره ۴/۴۶ dB و بازده ۸۹/۳٪ شده است. این نتایج نشان می دهد CSRR برای افزایش پهنای باند و کوچک سازی بسیار قدرتمند است، اما سازوکار آن با زیرلایه متامتریالی مقاله حاضر یکسان نیست؛ CSRR در زمین قرار گرفته و یک نقص تشدید ایجاد می کند، در حالی که ساختار پیشنهادی ما به صورت یک زیرلایه متامتریالی مستقل بین پچ و زمین عمل می کند [۸-۷].

ساختارهای Mushroom/EBG نیز رویکرد متفاوتی دارند. این ساختارها با ایجاد سطح با امپدانس بالا، انتشار امواج سطحی را سرکوب کرده و بازتاب هم فاز ایجاد می کنند؛ در نتیجه می توانند بهره، پهنای باند و نسبت تشعشع رو به جلو را بهبود دهند [۹، ۵]. با این حال، Mushroom معمولاً به آرایه ای از patch های فلزی و vias نیاز دارد و هدف اصلی آن کنترل امواج سطحی و شرایط مرزی/بازتابی است، نه الزاماً استخراج یک محیط همگن با ϵ_{eff} و μ_{eff} بزرگ و نسبتاً متعادل [۱۱، ۱۰].

جدول (۱): مقایسه کیفی هندسه های متامتریالی مرتبط با کوچک سازی آنتن.

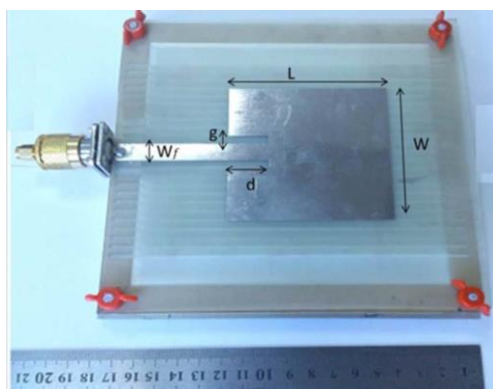
هندسه	سازوکار اصلی	مزیت شاخص	محدودیت/تفاوت با طرح حاضر
Hilbert	افزایش طول مسیر جریان در سطح فشرده	فشرده سازی هندسی و افزایش طول الکتریکی	گوشه های متعدد و حساسیت بیشتر به پارامترهای هندسی

آنتن واحد پیشنهادی دارای هندسه مارپیچ دایروی چنددوره‌ای است که در شکل ۱ نشان داده شده است. برای شبیه سازی سلول واحد از شرایط مرزی PEC و PMC در ساختار موجبر استفاده شده و ضرایب پراکندگی انتقال و بازتاب برای استخراج پارامترهای مؤثر به روش مبتنی بر S پارامترها محاسبه شده‌اند. روش استخراج μ_{eff} و ϵ_{eff} از ضرایب بازتاب و انتقال، یک روش شناخته شده در مشخصه یابی متامتریال است [۱۵-۱۳]. مقادیر حقیقی و موهومی این پارامترها در شکل ۲ نمایش داده شده است.



شکل (۳): نمونه ساخته شده زیرلایه متامتریالی؛ اجزای اصلی شامل ردیف های سلول مارپیچی، لایه های FR۴ و قاب پلکسی گلاس در شکل مشخص شده‌اند.

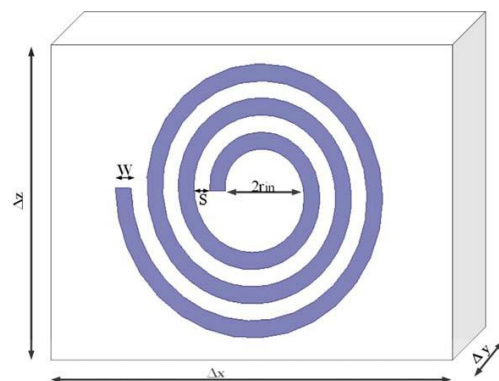
سپس پچ روی یک لایه FR۴ بسیار نازک قرار گرفته و زیرلایه متامتریال بین پچ و صفحه زمین آلومینیومی واقع شده است. ساختار نهایی در شکل ۴ نمایش داده شده است. طبق نمونه ساخته شده، طول آنتن ۸ cm است و نسبت به آنتن مشابه با زیرلایه هوا در حوالی ۵۹۰ MHz، ضریب کوچک سازی ۳/۲ به دست آمده است.



شکل (۴): ساختار آنتن پچ ساخته شده و قرارگیری زیرلایه متامتریال بین پچ و زمین

۴- نتایج شبیه سازی و اندازه گیری

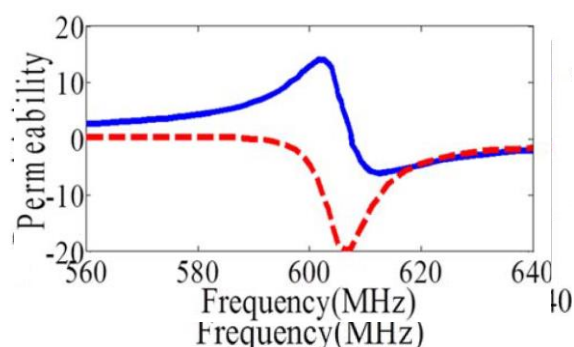
نتایج اندازه گیری و شبیه سازی مربوط به مشخصه امپدانسی آنتن موردنظر در شکل ۵ نمایش داده شده است.



شکل (۱): سلول واحد متامتریال فراکتالی مبتنی بر مارپیچ دایروی.

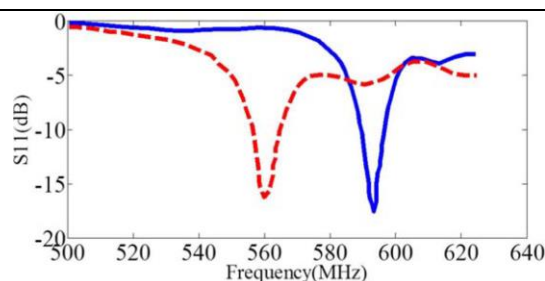
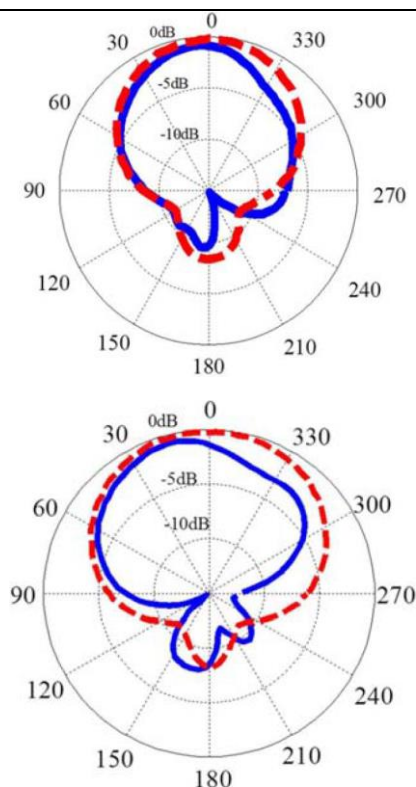
نتایج استخراج شده نشان می‌دهند که در بازه فرکانسی ۵۶۰ MHz تا ۵۹۰ MHz، هر دو پارامتر μ_{eff} و ϵ_{eff} دارای مقادیر حقیقی قابل توجهی هستند. که برای کاربرد زیرلایه در جهت کوچک سازی آنتن استفاده شده است.

شکل (۲): ضریب گذردهی الکتریکی و مغناطیسی مؤثر مدل زیر لایه آنتن پیشنهادی. قسمت موهومی با رنگ قرمز و قسمت حقیقی با رنگ آبی



از دیدگاه فیزیکی، ساختار مارپیچی به واسطه طول مسیر جریان و فاصله های باریک میان بخش های فلزی، اندوکنانس و ظرفیت توزیع شده قابل توجهی ایجاد می کند. خودتشابهی فراکتالی نیز امکان افزایش طول مسیر مؤثر بدون افزایش متناسب ابعاد خارجی را فراهم می سازد. این ویژگی با اصل space-filling در آنتن های فراکتالی سازگار است؛ در ادبیات فراکتال، خودتشابهی بیشتر برای چندبند سازی و space-filling برای کاهش ابعاد مورد استفاده قرار می گیرد [۱۸-۱۶].

۳- طراحی آنتن پچ مبتنی بر متامتریال



شکل (۵): مقایسه پارامتر S_{11} آنتن ساخته شده (رنگ آبی توپر نتیجه ساخت) و شبیه سازی شده (رنگ قرمز خط چین نتیجه حاصل از شبیه سازی).

همانطور که از نتایج مشخص است، بین پاسخ شبیه سازی و اندازه گیری S_{11} جابه جایی فرکانسی حدود ۱۵ MHz مشاهده شده است. محتمل ترین عامل این تفاوت، یک خطای سیستماتیک مدل سازی ناشی از همگن سازی محیط و تفاوت آن با آرایه محدود واقعی است. در محیط واقعی، کوپلینگ بین سلول ها، اثر لبه های آرایه، فاصله واقعی بین پیچ و سلول ها، ناهمگنی فضایی ϵ_{eff} و μ_{eff} ، و پراکندگی فرکانسی پارامترهای مؤثر وجود دارد؛ در حالی که مدل معادل این جزئیات را به صورت کامل بازتولید نمی کند [۹، ۱۳].

در کنار آن، عوامل ساخت و اندازه گیری نیز می توانند سهم داشته باشند؛ از جمله تلرانس ابعادی چاپ و برش، ضخامت واقعی $FR4$ و پلکسی گلاس، مقدار واقعی ϵ_r و $\tan\delta$ ، ضخامت و زبری فلز، هم راستایی لایه ها، کیفیت اتصال تغذیه و اثر کانکتور. در یک نمونه مستقل از آنتن Mushroom نیز اختلاف اندازه گیری و شبیه سازی به تلرانس ساخت و تلفات دی الکتریک نسبت داده شده است [۴]. بنابراین، با توجه به اینکه اختلاف ۱۵ MHz به شکل یک جابه جایی منظم کل پاسخ دیده می شود، در این مقاله آن را عمدتاً یک اختلاف سیستماتیک ناشی از مدل معادل توأم با اثرات ساخت در نظر می گیریم، نه یک خطای تصادفی صرف [۴، ۱۰، ۱۱].

برای کاهش این اختلاف در کار آینده، پیشنهاد می شود آرایه واقعی ۲۴ ردیفی مستقیماً در HFSS مدل شود، ϵ_r و $\tan\delta$ واقعی مواد با اندازه گیری مستقل تعیین شوند و عدم قطعیت ابعادی ساخت در یک sweep پارامتری وارد شبیه سازی شود. این روش امکان تفکیک سهم مدل، ساخت و اندازه گیری را فراهم می کند.

در شکل ۶ نتایج اندازه گیری و شبیه سازی پترن صفحه E و H به ترتیب نشان داده شده است. بهره اندازه گیری شده آنتن برابر $-2/2$ dB حاصل شده است که بهبود قابل توجهی نسبت به مراجع را نشان می دهد. علت اختلاف بین مقادیر شبیه سازی و ساخت نیز مانند اختلاف مشخصات امپدانس ناشی از خطای مدل سازی و دقت ساخت می باشد.

شکل (۶): الگوی تشعشعی نرمالیزه حاصل از شبیه سازی و اندازه گیری، نمودار بالا صفحه E و نمودار پایین صفحه H

مقایسه نتایج آنتن پیشنهادی با موارد موجود در مراجع در جدول ۲ نشان داده شده است.

جدول (۲): مقایسه آنتن پیشنهادی با نمونه های موجود در مراجع

مرجع	ساختار	فرکانس	ابعاد/کاهش اندازه	BW	Gain
این کار	مارپیچ دایروی فراکتالی به عنوان زیرلایه	≈ 590 MHz	۸ cm؛ ضریب کوچک سازی ۳/۲	۱/۷%	-۲/۲ dB
Mookiah & Dandekar (۲۰۰۹) [۶]	ماتریال زیرلایه پیچ/آرایه	۲۵۰ MHz	ضریب کوچک سازی ۶/۴۵	۱%	-۳/۹ dB
Yousefi & Ramahi (۲۰۱۰) [۷]	زیرلایه با inclusions هیلبرت	۶۱۵ MHz	ضریب کوچک سازی ۵/۳	۲/۱%	-۳/۴ dB

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، یک آنتن پیچ مینیاتوری با زیرلایه ماتریالی فراکتالی مبتنی بر مارپیچ دایروی بررسی شد. هندسه پیشنهادی در مقایسه با Hilbert، SRR، CSRR و Mushroom از نظر سازوکار عملکردی تفکیک شد و روشن شد که نمی توان برتری مطلق هیچ هندسه ای را بدون مقایسه در شرایط

- [10] Alibakhshikenari, M.; Khalily, M.; Virdee, B.S.; See, C.H.; Abd-Alhameed, R.A.; Limiti, E. *Mutual coupling suppression between two closely placed microstrip patches using EM-bandgap metamaterial fractal loading*. IEEE Access, 2019, 7, 23606–23614.
- [11] Alibakhshikenari, M.; Khalily, M.; Virdee, B.S.; See, C.H.; Abd-Alhameed, R.A.; Limiti, E. *Mutual-coupling isolation using embedded metamaterial EM bandgap decoupling slab for densely packed array antennas*. IEEE Access, 2019, 7, 51827–51840.
- [12] Cai, T.; Wang, G.-M.; Zhang, X.-F.; Wang, Y.-W.; Zong, B.-F.; Xu, H.-X. *Compact microstrip antenna with enhanced bandwidth by loading magneto-electro-dielectric planar waveguided metamaterials*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63, 2306–2311.
- [13] Smith, D.R.; Schultz, S.; Markos, P.; Soukoulis, C.M. *Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients*. Physical review B & 2002 & 65(19), 195104.
- [14] Murugan, S. *Compact MIMO shorted microstrip antenna for 5G applications*. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2021, 11(1), 22–27. DOI: 10.5815/ijwmt.2021.01.03.
- [15] Mitra, D.; Ghosh, B.; Sarkhel, A. *A miniaturized ring slot antenna design with enhanced radiation characteristics*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(1), 300–306. DOI: 10.1109/TAP.2015.2496628.
- [16] Cao, T.N.; Krzysztofik, W.J. *Hybrid Minkowski Fractal Island Antenna Operating in Two Bands of GPS Satellite System*. 2016 IEEE APS & USNC-URSI, 2016, 211–212.
- [17] Parmar, S.R.S.; Singh, E.H. *Analysis of fractal geometries and its applications in microstrip antenna*. International Journal of Advanced Research in Computer Science, 2017, 8(4), 194–198. DOI: 10.26483/ijarcs.v8i4.3731.
- [18] Mookiah, P.; Dandekar, K.R. *Metamaterial-substrate antenna array for MIMO communication system*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(10), 3283–3292.
- [19] Yousefi, L.; Boybay, M.S.; Ramahi, O.M. *Characterization of metamaterials using a strip line fixture*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(4), 1245–1253. transmission coefficients. Physical Review B, 2002, 65, 195104.
- یکسان ادعا کرد. مزیت مشخص ساختار پیشنهادی در این مقاله، ترکیب مسیر الکتریکی طولانی، فشردگی فضایی، ساختار صفحه‌ای و امکان ایجاد پاسخ مؤثر الکتریکی و مغناطیسی مناسب برای زیرلایه است. اختلاف ۱۵ MHz بین شبیه‌سازی و اندازه‌گیری، سهم اصلی مدل محیط معادل، اثر آرایه محدود و عوامل ساخت/اندازه‌گیری تشریح گردید. نمونه ساخته‌شده دارای طول ۸ cm، ضریب کوچک‌سازی ۳/۲، فرکانس کاری حوالی ۵۹۰ MHz، پهنای باند نسبی ۱/۷٪ و بهره اندازه‌گیری شده ۲/۲ dB – است. در نهایت، مقایسه با مقالات اخیر نشان می‌دهد که روش پیشنهادی از نظر هدف و معماری با Mushroom/EBG و CSRR/DGS متفاوت است و برای قضاوت دقیق‌تر درباره برتری آن باید در یک فرکانس، زیرلایه، حجم، روش تغذیه و معیار عملکرد یکسان انجام شود.
- ### مرجع
- [1] Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser S. C., and S. Schultz, *Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity*. Physical review letters & 2000, 84(18), 4184
- [2] Dong, Y.; Itoh, T. *Metamaterial-Based Antennas*. Proceedings of the IEEE, 2012, 100(7), 2271–2285. DOI: 10.1109/JPROC.2012.2187631.
- [3] Hussain, M.; Awan, W.A.; Alzaidi, M.S.; Hussain, N.; Ali, E.M.; Falcone, F. *Metamaterials and Their Application in the Performance Enhancement of Reconfigurable Antennas: A Review*. Micromachines, 2023, 14, 349. DOI: 10.3390/mi14020349.
- [4] Alibakhshikenari, M.; Virdee, B.S.; Azpilicueta, L.; et al. *A comprehensive survey of metamaterial transmission-line based antennas: Design, challenges, and applications*. IEEE Access, 2020, 8, 144778–144808.
- [5] Yousefi, L.; Ramahi, O.M. *Miniaturized antennas using artificial magnetic materials with fractal Hilbert inclusions*. Electronics Letters, 2010, 46(12), 816–817.
- [6] Cao, T.N.; Nguyen, T.Q.H.; Nguyen, T.N.; Nguyen, N.H.; Le, D.T. *Improved performance for antenna based on a combination of fractal geometry with CSRR*. Journal of Information and Telecommunication, 2023, 7(2), 144–154. DOI: 10.1080/24751839.2023.2174646.
- [7] Phan, D.T.; Phan, H.L.; Nguyen, T.Q.H. *A miniaturization of microstrip antenna using negative permittivity metamaterial based on CSRR loaded ground for WLAN applications*. Journal of Science and Technology, 2016, 54(6), 689–697. DOI: 10.15625/0866-708X/54/6/8375.
- [8] Raval, F.; Kosta, Y.P.; Joshi, H. *Reduced size patch antenna using complementary split ring resonator as defected ground plane*. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2015, 69(8), 1126–1133. DOI: 10.1016/j.aeue.2015.04.013.
- [9] Lima, A.M.; Cunha, N.H.O.; da Silva, J.P. *Effect of metamaterial cells array on a microstrip patch antenna design*. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 2020, 19, 327–342.



Detection of Information Hidden in Steganographic Images Using GLCM Features and Neural Network

Seyyed Mahdi Khatmi Tajani^{1*}

1. M.Sc. Electrical Engineering - Communications and Cryptography

Key words:

Detection
Steganography
Wavelet
Neural Network

Abstract

One of the methods of collecting information is aerial imaging which is carried out by reconnaissance aircraft. In order to send high-security image information, image watermarking is used. In the field, the digital information collected within a host data is usually hidden in a way that the image cannot be detected by the eye. The transparency of the steganography and the hidden information can only be extracted by performing series of processes on the host data. In this paper statistical analysis is performed on the watermarked image using wavelet transform watermarking methods, and image features are extracted through the Gray-level Co-occurrence Matrix and co-occurrence vectors, and then an Algorithm is presented using an MLP neural network to detect watermarked images.

* Corresponding author's E-mail: Mahditajani@yahoo.com



کشف اطلاعات در تصاویر نهان نگاری شده با بهره گیری از ویژگی های GLCM و

شبکه عصبی

سید مهدی ختمی تاجانی^{*}

۱- کارشناسی ارشد مهندسی برق - مخابرات رمز

واژگان کلیدی

شناسایی

نهان نگاری

موجک

شبکه عصبی

چکیده

یکی از روش های جمع آوری اطلاعات، تصویر برداری هوایی می باشد که توسط هواپیماهای عملیات شناسایی انجام می گیرد. به منظور ارسال اطلاعات تصویری با امنیت بالا از نهان نگاری تصویر استفاده می شود. در این حوزه اطلاعات دیجیتال جمع آوری شده درون یک داده میزبان (معمولا تصویر) به طوری که با چشم قابل تشخیص نباشد (شفافیت پنهان نگاری) و فقط با انجام یکسری پردازشها بر روی داده میزبان بتوان اطلاعات پنهان شده را استخراج کرد، پنهان می گردد. در این مقاله با استفاده از روش های نهان نگاری تبدیل موجک، برروی تصویر نهان نگاری شده تحلیل آماری صورت می گیرد واز طریق ماتریس همربخدادی سطح خاکستری و بردار های هم رخدادی ویژگی های تصویر استخراج می شود و سپس با استفاده از شبکه عصبی MLP الگوریتمی جهت تشخیص تصاویر نهان نگاری شده ارائه می گردد.

۱- مقدمه

تصاویر محدود است، تصاویر یکی از مهم ترین رسانه های مورد استفاده در پنهان نگاری، به خصوص در اینترنت می باشد الگوریتم های پنهان نگاری متعددی در حوزه های مکان و فرکانس برای ساختارهای مختلف تصاویر ارائه شده است. یکی از مهم ترین و متداول ترین روش های پنهان نگاری در تصاویر در حوزه مکان روش بیت کم ارزش و در حوزه فرکانس [۱] روش تبدیل موجک است. در کنار گسترش روش های مختلف پنهان نگاری اطلاعات در تصاویر، روش های متنوعی نیز برای مقابله با آن تحت عنوان نهان کاوی ایجاد شده است که هدف آن استفاده از ویژگی های تصاویر و الگوریتم های پردازشی برای کشف اطلاعات پنهان شده می باشد. توانایی کشف پیام در تصویر تحت تأثیر فاکتورهای مختلفی قرار دارد که از جمله می توان به طول پیام پنهان شده، درصد پنهان سازی اطلاعات، نوع پوشانه (صوت، تصویر و متن)، فرمت پوشانه انتخابی، روش جاسازی متن مورد نظر

پنهان نگاری هنر و علم ارتباط پنهانی است که هدف آن پنهان کردن ارتباط به وسیله قراردادن پیام در یک پوشانه (رسانه ای که این قابلیت را دارد تا اطلاعاتی را در آن پنهان کنیم مانند عکس، فیلم، صوت) است به گونه ای که کمترین تغییر قابل کشف را در آن ایجاد نماید و بتوان موجودیت پیام پنهان در رسانه را حتی به صورت احتمالی آشکار ساخت. تفاوت اصلی رمزنگاری و پنهان نگاری آن است که در رمزنگاری هدف اختفای محتویات پیام است و نه به طور کلی وجود پیام، اما در پنهان نگاری هدف مخفی کردن هر گونه نشانه ای از وجود پیام است. در واقع برتری نهان نگاری^{۳۳} در این است که می توان پیغامی را فرستاد بدون این که کسی بفهمد پیغامی فرستاده شده است. به علت آن که درک تصویری انسان از تغییرات در

^۱ Steganography

$$\psi_{\omega,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^\omega}} \psi\left(\frac{t - 2^\omega n}{2^\omega}\right), \quad \omega, n \in \mathbb{Z} \quad (1)$$

در آن صورت ضرایب موجک با ضرب داخلی سیگنال اولیه $x(t)$ بصورت رابطه زیر محاسبه می شود:

$$W(\omega, n) = \langle x(t), \psi_{\omega,n}(t) \rangle \quad (2)$$

آنچه این تبدیل را بسیار کارآمد می سازد، توانایی آن در انجام آنالیزهای محلی و ارائه ویژگیهای محلی با واحدهای اطلاعات کمتر نسبت به خود نمونه ها می باشد. تبدیل موجک با ایجاد طولهای متغییر در آنالیز، دقت های فرکانسی متغییری را ایجاد می نماید، بدین ترتیب که هر گاه اطلاعات دقیق در فرکانسهای کم مطلوب باشد، از فواصل زمانی طولانی استفاده می کند و بالعکس از فواصل کوتاه بهنگام آنالیز دقیق فرکانس در فرکانسهای بالا استفاده می کند. در تبدیل موجک نیز تصویر به باندهای فرکانسی تقریباً مساوی با مقیاس لگاریتمی تقسیم می گردد و به همین خاطر تغییرات ایجاد شده در حوزه تبدیل موجک، برای چشم انسان کمتر قابل تشخیص است. نمودار روش نهان نگاری شده اطلاعات در تصویر در این مقاله در شکل ۱ آورده شده است.



شکل (۱): نمودار روش درج واتر مارک

در این مقاله برای کشف تصویری که اطلاعات در آن نهان نگاری شده است نیاز به تصویر اولیه و تصویر به همراه اطلاعات مخفی شده داریم، بدین منظور از شکل ۲ بعنوان تصویر اصلی و شکل ۳ بعنوان تصویر نهان نگاری شده (واترمارک) و شکل ۴ بعنوان تصویر پوشانه که توسط روش تبدیل موجک پیاده سازی شده است استفاده می شود.

در پوشانه و ... اشاره کرد. طی سالهای گذشته، همزمان با پیشرفت روشهای هوشمند، شاهد بکارگیری این روشها در زمینه های مختلف هستیم. در همین رابطه روش هایی مانند: هوشمند بیزین، منطق فازی، شبکه عصبی و الگوریتم ژنتیک در تحلیل نهان نگاری کاربرد دارند. به علت گستردگی و تنوع روشهای ارائه شده در زمینه نهان نگاری و نهان کاوی در سالهای گذشته، شتاب گرفتن هوشمندسازی در اکثر روشها، امکان پیاده سازی تمامی روشها وجود ندارد [۲].

۲- مرور پیشینه موضوع

Fitzmann و Wesfeld روشی را بر اساس آنالیز آماری جفت های مقادیر مطرح نمودند. این روش هنگامی که محل پیام مشخص است به نتایج خوبی منتهی می شود. Fridrich و همکاران از روش جفت های سریع خام برای آشکار سازی تصاویر که به روش LSB نهان نگاری شده بودند استفاده کردند، که در این روش اگر تعداد رنگ موجود در تصویر پوشانه کمتر از ۳۰ درصد کل پیکسل ها باشد این روش خوب کار می کند.

Zhang و همکاران روشی مبتنی بر کمیت فیزیکی استخراج شده از ضرایب عبور بین اختلاف هیستوگرام های تصویر مطرح کردند که قابلیت آشکار سازی روش LSB را دارد. Sun و همکاران روشی مطرح کردند که مبتنی بر ماتریس همزمانی که اختلاف پیشرو در سه جهت افقی، عمودی و قطری پیکسل های مجاور مطرح می شود این الگوریتم دارای پیچیدگی بالایی است. قنبری و همکاران الگوریتمی بر پایه ماتریس های همزمانی ابداع نمودند که قابلیت تشخیص آشکار سازی تصاویر که به روش LSB نهان نگاری شده بودند را با دقت ۸۰ درصد دارد. تبدیل DWT یک تبدیل جدائی پذیر است، یک DWT دو بعدی را میتوان با اعمال دوبار متوالی DWT یک بعدی، که ابتدا بر روی سطرها و سپس بر روی ستونهای تصویر اعمال شود پیاده نمود. پیاده سازی بانک فیلتر شده را می توان برای استفاده جهت محاسبه DWT دو بعدی بکار برد، که ساختار هرمی را نتیجه می دهد. یکی از علل استفاده از تبدیل موجک در نهان نگاری این است که تحقیقات جدید در مورد بینایی چشم انسان نشان داده است که شبکه چشم انسان تصاویر را به چندین کانال فرکانسی تقسیم می کند که پهنای باند هر یک از این کانالها تقریباً یک اکتاو است و سیگنالهای هر یک از این کانالها در مغز بطور جداگانه پردازش می شوند [۳]. چنانچه می دانیم، تبدیل فوریه مشتمل بر تجزیه سیگنال به شکل موجهای سینوسی با فرکانسهای متفاوت است. بطور مشابه، تبدیل موجک مبتنی بر تجزیه سیگنال به نسخه های انتقال یافته و مقیاس شده از یک تابع موجک مادر است. نسخه های انتقال یافته و مقیاس شده از یک تابع موجک مادر از طریق رابطه زیر بدست می آید:

تصویر با رنگ است که رنگ پیکسل همسایه اش است. بنابراین ماتریسهای هم‌رخدادی یک تصویر بر اساس همبستگی و مقادیر پیکسلهای تصویر ایجاد می شود. تاکنون ماتریسهای هم‌رخدادی جهت استخراج و ویژگی از بافت تصاویر مورد استفاده قرار گرفته اند، شکل ۵ نحوه تشکیل ماتریس هم‌رخدادی از ماتریس یک تصویر فرضی (۵×۵) را نشان می دهد. در این مثال تصویر ما دارای هشت سطح رنگ مختلف است. مقدار درایه (i, j) در ماتریس GLCM بدین مفهوم است که در ماتریس تصویر، چند پیکسل با رنگ i وجود دارد که رنگ پیکسل سمت راست آن مقدار j باشد.

			1	2	3	4	5	6	7	8
1	1	1	5	6	8					
2	3	5	7	1						
4	5	7	1	2						
8	5	1	2	5						

شکل (۵): ماتریس هم‌رخدادی (GLCM)

با توجه به این که پنهان نگاری و جاسازی اطلاعات در تصویر باعث ایجاد تغییرات در مقادیر پیکسل های تصویر و به تبع آن در مقادیر ماتریس GLCM می گردد، ما از این تغییرات برای استخراج ویژگی هایی که در تصاویر پوشانه یا گنجانده متفاوت باشد، استفاده کرده ایم. همبستگی مقادیر میان پیکسل های مجاور در یک تصویر بسیار زیاد است به طوری که اگر لبه ها را در یک تصویر حذف کنیم، تفاوت مقدار یک پیکسل با پیکسل های مجاورش کم و یا صفر می شود. در نتیجه با توجه به همبستگی شدید میان پیکسل های مجاور در تصاویر، ما مقادیر قطر اصلی ماتریس GLCM را مورد بررسی قرار دادیم [۴].

۴- نتایج تجربی

راهبرد اصلی ردیابی در این پژوهش بر تلفیق فرایندهای ردیابی و ناحیه بندی استوار است که چارچوب آن در مرجع [۱۰] ارائه شده است. با در اختیار داشتن مجموعه ای از موقعیت های احتمالی اهداف، ابتدا برای هر پیکسل تصویر، یک تخصیص نرم به یک یا چند هدف و نیز پس زمینه انجام می شود. سپس، نسبت درست نمایی مشاهده هر پیکسل تحت مدل ظاهری هر هدف و مدل پس زمینه محاسبه می گردد. مقادیر حاصل برای تمام پیکسل ها در این مقاله از یک تصویر پوشانه که آن را Image می نامیم، GLCM گرفته



شکل (۲): تصویر اصلی



شکل (۳): تصویر نهان نگاری شده (واترمارک)

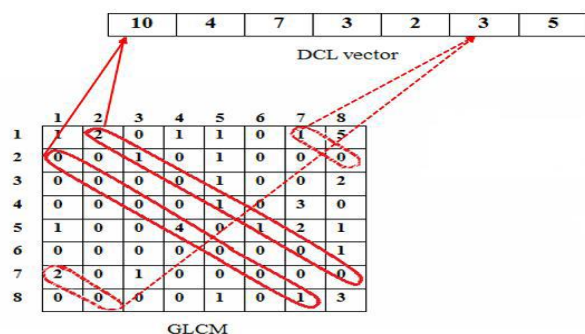


شکل (۴): تصویر استاندارد پنهان (پوشانه) Image

۳- استخراج ویژگی های تصویر

ماتریسهای هم‌رخدادی یکی از روشهای محبوب جهت آنالیز بافت و تخمین ویژگیهای مرتبط با ممانهای دوم آماری است که بر اساس پیکسل های همسایه تصویر تشکیل می شوند و در سال ۱۹۷۳ توسط هارالیک و همکاران معرفی شد. همسایگی در فاصله یک پیکسل و زاویه صفر درجه برای پیکسل های تصویر تعیین شده است. سطر و ستون در ماتریس هم‌رخدادی یکسان است و مقدار درایه در آن به مفهوم تعداد پیکسلی از

برای استخراج ویژگی های بیشتر از بردار هم رخدادی که روش محاسبه درایه های آن در شکل ۸ نشان داده شده است استفاده می کنیم. درایه اول بردار هم رخدادی مربوط به مجموع مقادیر درایه هایی از ماتریس های هم رخدادی است که تفاوت سطر و ستون آنها برابر ۱ است. درایه دوم بردار DCL مربوط به مجموع درایه هایی از ماتریس های هم رخدادی است که قدر مطلق تفاضل سطر و ستون آنها برابر ۲ است. به همین ترتیب ۷ سطح تغییر بین سطر و ستون درایه های ماتریس هم رخدادی دلیل ایجاد درایه هفتم بردار DCL بوده است.



شکل (۸): تشکیل بردار DCL از ماتریس هم رخداد

برای مثال تفاوت سطر و ستون درایه های (۱×۲)، (۵×۴) و (۳×۲) ماتریس GLCM برابر ۱ است، بنابراین مجموع این درایه ها و تمام درایه هایی که تفاوت سطر و ستون آنها برابر ۱ است درایه اول بردار هم رخدادی را می سازند. در معادله ارائه شده زیر نحوه تشکیل بردار DCL به زبان ریاضی آمده است:

$$DCL(k) = \sum_{i,j} GLCM, \text{ if } |i - j| = k \text{ and } k = 1, 2, \dots, 7 \quad (3)$$

در این روش بر خلاف آنچه در مورد چگونگی تشکیل ماتریس های هم رخدادی گفته شد، ارزش عددی هر پیکسل و پیکسل همسایه اش اساس کار نیست، در این روش میزان واحد تغییر بین هر پیکسل و پیکسل همسایه اش حائز اهمیت است. در نتیجه بعد از محاسبه ویژگی های ۱ و ۲ در تصویر پوشانه که آن را Image نامیده بودیم، بردار DCL را محاسبه کرده و مجموع مقادیر بردار را بدست می آوریم [۶]. سپس به روش تبدیل موجک، اطلاعاتی را در Image مخفی می کنیم و این تصویر را imagesteg1 می نامیم. در نهایت مجدداً اطلاعاتی را در imagesteg1 ذخیره می کنیم و تصویر imagesteg2 را بدست می آوریم. در imagesteg2 نیز بردار DCL را بدست آورده و مجموع مقادیر این بردار را محاسبه می کنیم. در مرحله بعد تفاوت مجموع مقادیر دو تصویر Image و imagesteg1 و همچنین دو تصویر imagesteg1

و مجموع مقادیر روی قطر اصلی آن را حساب می نماییم. سپس به روش تبدیل موجک، اطلاعاتی را در Image مخفی می کنیم و این تصویر را imagesteg1 می نامیم. در نهایت مجدداً اطلاعاتی را در imagesteg1 ذخیره می کنیم و تصویر imagesteg2 را بدست می آوریم. از imagesteg2 نیز GLCM گرفته و مجموع مقادیر روی قطر اصلی آن را محاسبه می کنیم. در مرحله بعد تفاوت مجموع مقادیر قطر اصلی دو تصویر Image و imagesteg1 و همچنین دو تصویر imagesteg1 و imagesteg2 را محاسبه می کنیم. برای تصویر پنهان که در شکل ۴ آمده است، این مقادیر محاسبه و در جدول ۱ ذکر شده است.

جدول (۱): نتیجه ویژگی های استخراج شده از ماتریس GLCM تصویر

پنهان	
۳۷۵۲۹	مجموع مقادیر قطر اصلی برای تصویر پنهان Image
۲۲۴۷۵	مجموع مقادیر قطر اصلی برای تصویر imagesteg1
۳۲۰۳۰	مجموع مقادیر قطر اصلی برای تصویر imagesteg2
۵۰۵۴	(ویژگی ۱) تفاوت مجموع مقادیر قطر اصلی در دو تصویر Image و imagesteg1
۴۴۵	(ویژگی ۲) تفاوت مجموع مقادیر قطر اصلی در دو تصویر imagesteg1 و imagesteg2

چون طیف رنگ تصویر در نقاط مختلف تصویر متغییر است، بهتر است تصویر به بخش های کوچکتر تقسیم شود. از این رو هر تصویر را به تصویر هایی با ابعاد ۶۴×۶۴ تقسیم نمودیم (یک تصویر ۲۵۶×۲۵۶ به ۱۶ تصویر ۶۴×۶۴ تبدیل شده و ویژگی های هر تصویر ۶۴×۶۴ استخراج گردید) و در پایان ویژگی های استخراج شده برای هر تصویر میانگین ویژگی های بدست آمده است [۵].

جدول (۲): نتیجه ویژگی های استخراج شده از ماتریس GLCM تصویر

پنهان بعد از میانگین گیری	
۵۷۱/۷۸۱۳	مجموع مقادیر قطر اصلی برای تصویر پنهان Image
۵۱۸/۲۳۸۴	مجموع مقادیر قطر اصلی برای تصویر imagesteg1
۵۱۶/۴۳۸۴	مجموع مقادیر قطر اصلی برای تصویر imagesteg2
۵۳/۵۴۲۹	(ویژگی ۱) تفاوت مجموع مقادیر قطر اصلی در دو تصویر Image و imagesteg1
۱/۸	(ویژگی ۲) تفاوت مجموع مقادیر قطر اصلی در دو تصویر imagesteg1 و imagesteg2

و imagesteg^۲ را بدست می آوریم. برای تصویر استاندارد که در شکل ۴ آمده است، این مقادیر محاسبه و در جدول ۳ ذکر شده است.

جدول (۳): نتیجه ویژگی های استخراج شده از بردار DCL

۵۷۱/۷۸۱۳	مجموع مقادیر بردار DCL برای تصویر Image
۵۱۸/۲۳۸۴	مجموع مقادیر بردار DCL تصویر imagesteg ^۱
۵۱۶/۴۳۸۴	مجموع مقادیر بردار DCL برای تصویر imagesteg ^۲
۵۳/۵۴۲۹	(ویژگی ۳) تفاوت مجموع مقادیر در دو تصویر Image و imagesteg ^۱
۱/۸	(ویژگی ۴) تفاوت مجموع مقادیر در دو تصویر imagesteg ^۱ و imagesteg ^۲

در این مقاله از شبکه عصبی چند لایه (MLP) به عنوان تحلیل کننده استفاده کردیم. همانطور که اشاره شد شبکه عصبی چند لایه یک مولد شبکه عصبی مصنوعی با تغذیه مستقیم است که دسته های داده های ورودی را روی دسته خروجی مناسب ترسیم می کند. با استفاده از نسخه ۷/۸ برنامه ریزی Matlab این آزمایش ها انجام شد، شبکه مورد آزمایش دارای ۴ لایه است که یک لایه ورودی، دو لایه پنهان و یک لایه خروجی دارد. تعداد نرون های لایه ورودی ۴ است که برابر با تعداد ویژگی ها می باشد و تعداد نرون های لایه خروجی ۱ است که مشخص می کند که آیا تصویر stego است یا خیر. الگوریتم خود را برای پایگاه داده ۲۰۰ تصویر استاندارد (casia-aris) آزمایش کرده و ۹۰/۳۳٪ تصاویر stego شدند، بنابراین کارایی الگوریتم مطرح شده برابر ۹۰/۳۳٪ می باشد.

۶- نتیجه گیری

بنابراین با استفاده از این روش می توان تصاویری که توسط سامانه های جمع آوری و تبادل اطلاعات تصویری دریافت می گردد مورد پردازش قرار داد و از تبادل تصاویری که دارای پوشانه می باشد در ترافیک کانال های ارتباطی مطلع گردید و این امر سبب جلوگیری از غافلگیری و کاهش خسارت و تهدیدات محتمل می شود. همچنین با بهره گیری از سایر روش های نهانکاو، مانند نهانکاو مبتنی بر قابلیت های هوش مصنوعی، می توان بعد از تجزیه و تحلیل تصاویر نسبت به کشف اطلاعات پنهان شده اقدام نمود.

مراجع

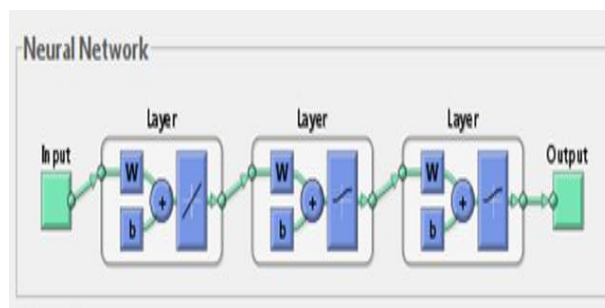
- [1] Stephane Mallate 'AWavelet Tour of Signal processing –The Sparse Way' . 2008 Gozalez , R.c & woods, R.E . Digital Image processing (4th Edition). Pearson,2018. Attention – based Steganalysis :when Attention Meets Steganalysis wang,Y – Expert System With Applications 2023.
- [2] Neuroevolution : Harnessing Creativity in AI Model Design By:Sebastian RiSi, David Ha,Yujin Tang – p: MIT Press , 2024 Visual analytics of training process in classification neural networks By :Martha dais Ferreira – Gabriel d. cantareira – Rodrigo f . demello – p springer 2022.
- [3] Wavelets and Filter Banks Gilbert Strang , Truong Nguyen , 2009 Gozalez , R.c & woods, R.E . Digital Image processing (4th Edition). Pearson,2018. [4] P. Zhu, L. Wen, D. Du, X. Bian, H. Fan, Q. Hu, and H. Ling, "Detection and tracking meet drones challenge," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 44, no. 11, pp. 7380–7399, 2022.
- [4] Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks: Media Independent Handover Services, in IEEE P802.21/D9.0, 2008 Huang "A survey of feature matching methods"-IET Image processing ,2024.

به این ترتیب عامل آشکار سازی از تصویر پوشانه ویژگی ۳ و عامل آشکار سازی از تصویر Stego ویژگی ۴ انتخاب گردید. بنابراین اگر ویژگی ۳ بزرگ باشد آنگاه انتظار داریم که اختلاف بین «تصویر پوشانه و تصویر steg^۱» بزرگ باشد و اگر این عامل کوچک باشد، آنگاه اختلاف بین «تصویر پوشانه و تصویر steg^۱» کوچک خواهد بود.

۵- بحث و تحلیل با استفاده از شبکه عصبی

چند لایه (MLP)

در شبکه عصبی نرون ها به صورت طبیعی به روش خاصی اتصال می یابند تا یک شبکه عصبی را تشکیل دهند نحوه اتصال نرون ها می تواند به گونه ای باشد که شبکه تک لایه یا چند لایه باشد. شبکه های چند لایه از یک لایه ورودی، یک لایه خروجی و یک یا چند لایه بین آنها (لایه پنهان) که مستقیماً به داده های ورودی و نتایج خروجی متصل نیستند تشکیل یافته اند [۷].



شکل (۹): شبکه عصبی چند لایه MLP

- [5] Textural Features for Image Classification: '*IEEE Transaction on systems, Man, Cybernetics*', 2009 Feature Extraction: A Survey of the Types, Techniques, Applications. IEEE Conference Publication.
- [6] Feature Extraction: *A Survey of the Types, Techniques, Applications* . IEEE Conference Publication. Deep lerning – Based Image Steganalysis A comprehensive survey. Zhang,x – IEEE 2022
- [7] Fundamentals of Digital Image processing –Anil K . Jain. 2015 Huang "*A survey of feature matching methods*"-IET Image processing', 2024 Robust Image Steganalysis Against JPEG Compression & Resizing- Chen,h . Huang,j – Signal processing 2024



Optimal, Low-Latency, and Robust Vehicle Tracking in Aerial UAV Videos

Mohammad Javad Rezaei^{1*}

1. Ph.D. Electrical and Electronics Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran,
Iran

Key words:

*Tracking
Aerial Image
Background
Foreground*

Abstract

Object tracking in video plays a fundamental role in intelligent analysis systems, video surveillance, and traffic management. In this context, real-time vehicle tracking in aerial video data acquired by unmanned aerial vehicles (UAVs) involves several technical challenges, including low frame rates, limited resolution, motion blur, and continuous camera motion. Conventional tracking methods are generally based on model updating using previous frames, which may face limitations in hardware implementations. In this study, an agile and robust vehicle-tracking method for aerial videos is proposed, enabling real-time implementation on FPGA hardware through algorithm parallelization. The proposed approach improves both tracking accuracy and stability by employing background modeling and integrating it with the object feature-space representation. Experimental evaluations conducted on the standard CLIF 2007 dataset demonstrate the efficiency and effectiveness of the proposed method under practical operating conditions

* Corresponding author's E-mail: mj_rezaei@ssau.ac.ir



ردیابی بهینه با تأخیر کم و پایداری بالای خودرو در تصاویر هوایی پرنده‌های هدایت‌پذیر از راه دور (پهپادها)

محمدجواد رضائی^{*}

۱. دکتری مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران

چکیده

واژگان کلیدی

ردیابی

تصویر هوایی

پس زمینه

تصویر پیش زمینه

ردیابی اشیاء در ویدئو، نقشی اساسی در سامانه‌های تحلیل هوشمند، نظارت تصویری و مدیریت ترافیک ایفا می‌کند. در این میان، ردیابی بلادرنگ خودرو در داده‌های ویدئویی هوایی (پهپاد-پایه) به دلیل چالش‌های ذاتی نظیر نرخ فریم پایین، رزولوشن محدود، تاری حرکت (Motion Blur) و حرکت مداوم دوربین، با پیچیدگی‌های فنی متعددی همراه است. روش‌های مرسوم ردیابی، عمدتاً بر به‌روزرسانی مدل‌ها بر اساس فریم‌های پیشین استوارند که در پیاده‌سازی‌های سخت‌افزاری با محدودیت مواجه می‌شوند. در این پژوهش، یک روش ردیابی چابک و پایدار برای خودروها در ویدئوهای هوایی ارائه شده است که قابلیت پیاده‌سازی بلادرنگ بر روی سخت‌افزارهای FPGA را از طریق موازی‌سازی الگوریتم فراهم می‌آورد. رویکرد پیشنهادی با بهره‌گیری از مدل‌سازی پس‌زمینه و تلفیق آن با ساختار فضای ویژگی‌های، دقت و پایداری ردیابی را به طور همزمان ارتقا می‌دهد. نتایج ارزیابی الگوریتم بر روی مجموعه داده‌گان استاندارد CLIF ۲۰۰۷، حاکی از کارایی و اثربخشی روش پیشنهادی در شرایط عملیاتی است.

۱- مقدمه

با وجود این، اجرای الگوریتم‌های پردازش تصویر و بینایی ماشین برای شناسایی و ردیابی اهداف متحرک، به حجم محاسباتی قابل توجهی نیاز دارد و می‌تواند موجب افزایش زمان پردازش شود. از سوی دیگر، ارسال تصاویر ویدئویی به یک ایستگاه زمینی برای انجام پردازش، همواره راهکاری عملی و قابل اعتماد نیست؛ زیرا کیفیت ویدئوی دریافت‌شده به عواملی مانند پهنای باند، سرعت، تأخیر و پایداری کانال ارتباطی بی‌سیم وابسته است. این محدودیت‌ها در شرایطی مانند عملیات جست‌وجو و نجات یا مأموریت‌های نظارتی، که تصمیم‌گیری سریع اهمیت زیادی دارد، می‌تواند عملکرد سامانه را تحت تأثیر قرار دهد. در چنین شرایطی، استفاده از پهپادهای خودکار مجهز به قابلیت پردازش روی‌برد، راهکاری مطلوب به شمار می‌رود. چنین سامانه‌ای باید بتواند بدون

هواپیماهای بدون سرنشین، موسوم به UAV یا پهپاد، یکی از مهم‌ترین سامانه‌های تصویربرداری هوایی به شمار می‌روند. قابلیت پرواز، جابه‌جایی سریع و تصویربرداری از نواحی مختلف، این سامانه‌ها را به گزینه‌ای مناسب برای پایش و نظارت بر محیط‌های گوناگون تبدیل کرده است. پردازش تصاویر ویدئویی حاصل از پهپادها می‌تواند کاربردهای متعددی داشته باشد که از جمله آن‌ها می‌توان به شناسایی و ردیابی اشیاء، پایش ترافیک، جست‌وجو و نجات، نظارت بر مناطق آسیب‌دیده و کاربردهای نظامی و امنیتی اشاره کرد.

خودروها ممکن است در کنار خیابان، زیر سایه درختان یا ساختمانها حرکت کنند و بخشی از آنها توسط موانع محیطی پوشانده شود. در چنین شرایطی، ویژگیهای ظاهری خودرو به طور کامل در دسترس نیست و ردیاب ممکن است هدف را از دست بدهد یا آن را با شیء دیگری اشتباه بگیرد.

تمرکز این پژوهش بر ردیابی خودرو در ویدئوهای هوایی با نرخ فریم پایین است؛ به ویژه در شرایطی که تصاویر از ارتفاع زیاد ثبت شده اند و اهداف با انسداد، رزولوشن پایین و تغییرات ظاهری قابل توجه مواجه هستند. در این پژوهش، مجموعه داده CLIF ۲۰۰۷ به عنوان یکی از دادگان رایج در زمینه تحلیل ویدئوهای هوایی مورد بررسی قرار می گیرد [۱]. ریلی و همکاران در پژوهشی، مسئله شناسایی و ردیابی خودرو را با استفاده از مجموعه داده CLIF ۲۰۰۶ بررسی کرده اند. در این مجموعه داده، اهداف مورد نظر بسیار کوچک و در حد چند پیکسل هستند؛ از این رو، مدل سازی ظاهر خودرو دشوار بوده و تمرکز اصلی پژوهش بر اتصال خودروهای شناسایی شده در فریم های متوالی قرار گرفته است [۶]. با توجه به وجود انسدادهای متعدد در مجموعه داده CLIF ۲۰۰۷، روش مذکور لزوماً عملکرد مطلوبی در این مجموعه داده نخواهد داشت.

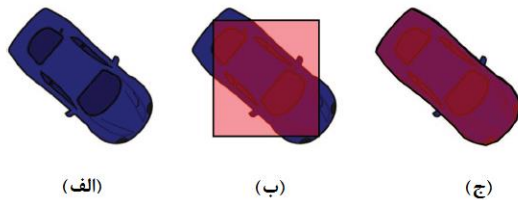
در پژوهشی دیگر، یک ردیاب مبتنی بر شار نوری برای مجموعه داده CLIF ۲۰۰۷ ارائه شده است [۷]. در این روش، ویژگیهای مناسب برای تخمین شار نوری و تطبیق هدف در فریم های متوالی انتخاب می شوند. با این حال، این روش نیز در شرایطی که خودرو دچار انسداد شده یا تنها بخشی از آن قابل مشاهده است، با کاهش عملکرد مواجه می شود و عمدتاً برای ردیابی خودروهای قابل مشاهده در فضاهای باز و بدون انسداد مناسب است. بر این اساس، در این مقاله روشی مبتنی بر ترکیب ردیابی و قطعه بندی برای شناسایی و دنبال کردن خودرو در شرایط چالش برانگیز ارائه می شود. روش پیشنهادی با هدف افزایش پایداری ردیابی در حضور انسداد، تغییرات ظاهری، نرخ فریم پایین و حرکت دوربین طراحی شده است. افزون بر دقت مناسب، ساختار الگوریتم به گونه ای در نظر گرفته شده است که امکان موزایی سازی و پیاده سازی بلادرنگ آن بر روی FPGA وجود داشته باشد. هدف نهایی، طراحی یک سامانه سخت افزاری کارآمد برای شناسایی و ردیابی اهداف متحرک در کاربردهای مبتنی بر پهپاد است. در ادامه، روش پیشنهادی و جزئیات پیاده سازی آن تشریح می شود.

۲- روش کار

اگرچه مسئله اصلی این پژوهش ردیابی خودرو است، مطالعات سال های اخیر نشان داده اند که ترکیب هم زمان **ردیابی و قطعه بندی** می تواند کارایی سامانه های ردیابی را به طور محسوس افزایش دهد. در روش های اولیه،

نیاز به مداخله مستمر انسان، اهداف مورد نظر را شناسایی و ردیابی کند. بنابراین، پهپاد خودکار به یک بستر پردازشی با توان محاسباتی مناسب، مصرف توان پایین، ابعاد کوچک و قابلیت پشتیبانی از وظایف مختلف نیاز دارد. آرایه های دروازه ای قابل برنامه ریزی میدانی یا FPGA، به دلیل برخورداری از قابلیت پردازش موازی، مصرف توان پایین، انعطاف پذیری و امکان مجتمع سازی، بستر مناسبی برای پیاده سازی الگوریتم های بینایی ماشین بلادرنگ در سامانه های متحرک فراهم می کنند. همچنین، ساختار FPGA را می توان متناسب با نوع مأموریت یا الگوریتم مورد استفاده، مجدداً پیکربندی کرد. یکی از مسائل مهم در پیاده سازی الگوریتم های ردیابی بر روی سامانه های سخت افزاری، ایجاد توازن میان سرعت پردازش و دقت ردیابی است. همچنین الزامات محیطی سامانه های هوایی مانند محدوده دمایی، مقاومت در برابر لرزش، قابلیت اطمینان و تأثیر آن بر طراحی الگوریتم نیز باید لحاظ گردد. الگوریتم انتخاب شده باید ضمن برخورداری از پیچیدگی محاسباتی مناسب و قابلیت پیاده سازی سخت افزاری، دقت قابل قبولی در شناسایی و دنبال کردن هدف داشته باشد. در غیر این صورت، افزایش سرعت پردازش ممکن است به قیمت کاهش دقت ردیابی حاصل شود. ردیابی اشیاء در ویدئوهای ثبت شده در محیط های باز و کنترل نشده، به طور کلی مسئله ای چالش برانگیز است. این چالش در تصاویر هوایی، به ویژه تصاویری که از ارتفاع زیاد و با نرخ فریم پایین ثبت می شوند، شدت بیشتری پیدا می کند. در بسیاری از ویدئوهای هوایی، نرخ فریم به یک یا دو فریم بر ثانیه محدود می شود. در نتیجه، هدف ممکن است در فاصله زمانی میان دو فریم جابه جایی قابل توجهی داشته باشد و ظاهر آن از یک فریم به فریم بعد تغییر کند. افزون بر این، رزولوشن پایین، تاری ناشی از حرکت، کوچک بودن اهداف و دشواری جداسازی آنها از پس زمینه، از دیگر محدودیت های مهم این نوع تصاویر هستند. همچنین، به دلیل حرکت مداوم پهپاد، دوربین نیز نسبت به محیط ثابت نیست و پس زمینه تصویر در طول توالی ویدئویی تغییر می کند؛ بنابراین، فرض ثابت بودن پس زمینه که در برخی روش های متداول به کار می رود، در این کاربرد قابل اتکا نیست. ردیابی خودرو در ویدئوهای هوایی ارسال شده از پهپادها، یکی از کاربردهای مهم تحلیل ویدئو در حوزه های نظامی، امنیتی و نظارتی است. با این حال، بخش قابل توجهی از پژوهش های پیشین در زمینه ردیابی ویدئوهای هوایی، بر تصاویر ثبت شده از ارتفاع پایین تمرکز داشته اند. این ویدئوها معمولاً نرخ فریم بالاتر و اهدافی با رزولوشن بیشتر دارند؛ در نتیجه، تغییرات ظاهری خودرو بین فریم های متوالی کمتر بوده و مسئله ردیابی با استفاده از ردیاب های عمومی، از جمله روش های مبتنی بر کرنل، با دشواری کمتری انجام می شود [۱-۵].

با وجود عملکرد مناسب این روش ها در شرایط ساده، بسیاری از آنها در مواجهه با انسداد هدف با محدودیت روبه رو می شوند. در کاربردهای واقعی،



شکل (۱): (الف): تصویر هدف، (ب) قطعه بندی توسط مستطیل محاطی، (ج): قطعه بندی دقیق.

در مجموعه داده استاندارد مورد استفاده در این پژوهش، به منظور ایجاد مدل دقیق‌تر از پس‌زمینه، فرایند کالیبراسیون تصویر با بهره‌گیری از روش‌های متداول انجام می‌شود [۱۲-۲۰].

۳- تولید مدل پس زمینه در توالی ویدئوهای هوایی

بسیاری از الگوریتم‌های ردیابی برای عملکرد صحیح به یک مدل مناسب از پس‌زمینه نیاز دارند. در این بخش، روش تولید مدل پس‌زمینه برای ناحیه‌ای کوچک در اطراف موقعیت موردنظر x_w بررسی می‌شود. برای خودروهایی که با سرعت زیاد در بزرگراه حرکت می‌کنند، می‌توان مدل پس‌زمینه را با استفاده از میانگین‌گیری پیکسلی در سه فریم متوالی تولید کرد [۲۱]. این روش در چنین شرایطی عملکرد مناسبی دارد؛ زیرا خودرو از یک فریم به فریم دیگر جابه‌جا می‌شود و معمولاً حداقل دو فریم از سه فریم انتخاب‌شده، اطلاعاتی از پس‌زمینه در محل هدف در اختیار قرار می‌دهند. باین‌حال، این روش برای خودروهایی که با سرعت پایین حرکت می‌کنند یا برای اهدافی که در تصویر ثابت هستند، کارایی کافی ندارد. برای مثال، ممکن است خودرویی پشت چراغ قرمز متوقف شده باشد. در این حالت، میانگین‌گیری از چند فریم متوالی همچنان شامل پیکسل‌های مربوط به خودرو خواهد بود و مدل حاصل، پس‌زمینه واقعی را نشان نخواهد داد. بنابراین، به روشی نیاز است که بتواند در حضور اهداف ثابت و متحرک، تخمین قابل‌اعتمادی از پس‌زمینه ارائه دهد.

روش پیشنهادی برای تولید مدل پس‌زمینه شامل دو مرحله اصلی است:

۱- استخراج نواحی متناظر از فریم جاری و فریم‌های پیشین، پیش‌بینی موقعیت هدف و ثبت آن

۲- جایگزین کردن پیکسل‌های مربوط به اهداف ثابت و متحرک در فریم جاری با استفاده از اطلاعات پس‌زمینه موجود در فریم جاری

قطعه‌بندی توالی ویدئویی بر مبنای نواحی دارای الگوی حرکتی مشابه انجام می‌شود [۸، ۹]. در مقابل، پژوهش‌های جدیدتر عمدتاً بر قطعه‌بندی مبتنی بر ظاهر و استفاده از مدل پس‌زمینه متمرکز شده‌اند [۱۰، ۱۱].

انجام هم‌زمان ردیابی و قطعه‌بندی دو مزیت اساسی دارد. نخست، استفاده از اطلاعات پس‌زمینه سبب می‌شود سامانه نسبت به تغییرات ظاهری هدف مقاوم‌تر باشد. به بیان دیگر، پیکسل‌هایی که با مدل پس‌زمینه مطابقت ندارند، حتی در صورت تغییر ظاهر هدف، می‌توانند به عنوان بخشی از هدف شناسایی شوند. این ویژگی در شرایطی مانند تغییر روشنایی، وجود سایه یا تغییرات ظاهری ناشی از حرکت هدف اهمیت زیادی دارد. برای مثال، سایه می‌تواند ظاهر خودرو را به طور قابل‌توجهی تغییر دهد و موجب کاهش عملکرد ردیاب‌های متکی بر مدل ظاهری ثابت شود.

دومین مزیت، امکان استخراج دقیق‌تر ناحیه هدف از پس‌زمینه است. در بسیاری از روش‌های رایج، هدف با یک مستطیل محاطی نمایش داده می‌شود. این نوع نمایش، هرچند ساده و مناسب برای پیاده‌سازی است، معمولاً مرز واقعی هدف را به درستی مشخص نمی‌کند. در این حالت، بخشی از پیکسل‌های پس‌زمینه که داخل مستطیل قرار دارند، به اشتباه در مدل هدف وارد می‌شوند؛ در مقابل، ممکن است بخشی از پیکسل‌های متعلق به هدف که خارج از مستطیل قرار گرفته‌اند، نادیده گرفته شوند. استفاده از قطعه‌بندی دقیق‌تر، امکان به‌روزرسانی مناسب‌تر مدل ظاهری هدف را فراهم کرده و دقت ردیابی را افزایش می‌دهد.

شکل ۱ تفاوت میان نمایش هدف با استفاده از مستطیل محاطی و قطعه‌بندی دقیق را نشان می‌دهد. در شکل ۱-الف، تصویر اصلی هدف نمایش داده شده است. شکل ۱-ب نمایش هدف بر اساس مستطیل محاطی و شکل ۱-ج نتیجه قطعه‌بندی دقیق هدف را ارائه می‌کند.

ورود پیکسل‌های پس‌زمینه به مدل هدف، باعث تغییر تدریجی و نامطلوب مدل ظاهری در طول ردیابی می‌شود که از آن با عنوان رانش مدل (Model Drift) یاد می‌شود. این پدیده می‌تواند دقت ردیابی را کاهش داده و حتی به گم‌شدن هدف منجر شود. همچنین، حذف بخشی از پیکسل‌های واقعی هدف از مدل آن، مقاومت ردیاب را در برابر انسدادهای جزئی کاهش می‌دهد. بنابراین، دستیابی به یک قطعه‌بندی دقیق و قابل‌اعتماد، نقشی مهم در حفظ پایداری و افزایش دقت ردیابی دارد.

و فریم های پیشین، بر اساس الگوریتم بازسازی تصویر (Inpainting) [۲۲].

مرحله اول: تعیین پیکسل های نامعتبر پس زمینه

اجرای مرحله نخست نسبتاً ساده است؛ زیرا اشیاء ثابت در تصویر تفاضلی میان دو فریم متوالی ظاهر نمی شوند و عمدتاً اشیاء متحرک در نتیجه تفاضل گیری شناسایی می شوند. برای تعیین پیکسل های مشکوک، ابتدا قدرمطلق اختلاف میان فریم جاری و فریم قبلی محاسبه شده و سپس با اعمال یک آستانه ساده، ماسک اولیه M به دست می آید. از آنجا که ممکن است برخی اهداف در فریم جاری و فریم قبلی تقریباً در یک موقعیت قرار داشته باشند، پیکسل های مربوط به هدف با استفاده از ناحیه بندی هدف در فریم قبلی نیز به ماسک M افزوده می شوند. این مرحله برای شناسایی اهداف ثابت یا اهدافی که با سرعت بسیار کم حرکت می کنند، ضروری است. در واقع، نتایج حاصل از ردیابی و ناحیه بندی هدف برای تکمیل ماسک و تولید مدل دقیق تر از پس زمینه به کار گرفته می شوند. پیکسل هایی که در ماسک M قرار ندارند، به عنوان پیکسل های معتبر پس زمینه در نظر گرفته شده و مقدار آن ها از فریم جاری برای تشکیل مدل پس زمینه استفاده می شود. در مقابل، پیکسل های موجود در M به عنوان پیکسل های مشکوک یا نامعتبر در نظر گرفته می شوند و باید در مرحله بعد طبقه بندی و بازسازی شوند.

مرحله دوم: بازسازی پیکسل های نامعتبر

در مرحله دوم، پیکسل های موجود در ماسک M با استفاده از الگوریتم Inpainting معرفی شده در مرجع [۲۲] طبقه بندی و جایگزین می شوند. در روش اصلی، بازسازی پیکسل ها به صورت تدریجی و بر اساس جهت هموارشدگی و اطلاعات پیکسل های مجاور انجام می شود. این فرایند تا زمانی ادامه می یابد که ناحیه موردنظر به طور کامل با مقادیر تخمینی پس زمینه جایگزین شود. چنین رویکردی، به ویژه در نواحی نسبتاً ثابت مانند سطح جاده، می تواند مدل دقیقی از پس زمینه ایجاد کند. برای هر پیکسل، الگوریتم مقدار تخمینی V_g را محاسبه می کند. این مقدار، تخمینی از مقدار واقعی پیکسل در پس زمینه است و می توان از آن برای تعیین وضعیت پیکسل در فریم جاری و فریم قبلی استفاده کرد. مقادیر V_1 و V_2 به ترتیب نشان دهنده مقدار یک پیکسل متناظر در دو فریم مورد استفاده هستند. با توجه به اطلاعات موجود در این دو فریم، برای هر مختصات پیکسلی چهار حالت ممکن در نظر گرفته می شود:

- ۱- پیکسل متناظر در فریم قبلی متعلق به پس زمینه باشد؛
- ۲- پیکسل متناظر در فریم جاری متعلق به پس زمینه باشد؛

- ۳- هر دو فریم شامل مقدار پس زمینه برای آن پیکسل باشند؛
- ۴- هیچ یک از دو فریم اطلاعات معتبر پس زمینه را در آن مختصات نداشته باشند.

روش پیشنهادی تلاش می کند هر پیکسل موجود در ماسک M را به یکی از این چهار گروه نسبت دهد. سپس، بر اساس گروه تعیین شده و مقایسه مقدار پیکسل با مقدار تخمینی V_g ، مقدار مناسب برای مدل پس زمینه انتخاب می شود. مقدار احتمالی V_i که شامل اطلاعات پس زمینه است، مطابق رابطه (۱) تعریف می شود:

$$p_i = \exp\left\{-\frac{(v_i - v_g)^2}{2\sigma^2}\right\} \times f_i \quad (1)$$

ک در آن f_i یک کسری از پیکسل های اطراف است که به عنوان پیکسل های پس زمینه تعریف شده می باشد و σ یک ثابت است که توسط کاربر تعریف می شود. در این مقاله $\sigma = 20$ در نظر گرفته شده است. بر اساس این مقدار پیکسل های خروجی طبق رابطه ۲ بدست می آیند:

$$v = \begin{cases} v_1, & (p_1 \geq T) \cap (p_2 < T) \\ v_2, & (p_1 < T) \cap (p_2 \geq T) \\ \frac{v_1 p_1 + v_2 p_2}{p_1 + p_2}, & (p_1 \geq T) \cap (p_2 \geq T) \\ v_g, & otherwise \end{cases} \quad (2)$$

که در آن T مقدار آستانه است که احتمال مورد نیاز برای تعلق پیکسل ها به عنوان پیکسل های پس زمینه را کنترل می کند. در این مقاله از $T=1/3$ در پیاده سازی استفاده شده است. به این ترتیب، پیکسل های متعلق به اهداف ثابت یا متحرک از مدل اولیه حذف شده و با مقادیر مناسب پس زمینه جایگزین می شوند. خروجی این فرایند، مدلی استاتیک و قابل اعتماد از ناحیه موردنظر است که می تواند در مراحل بعدی برای بهبود قطعه بندی و افزایش دقت ردیابی به کار گرفته شود. در شکل ۲، روش پیشنهادی در این مقاله با روش ارائه شده در مرجع [۲۲] مقایسه شده است.

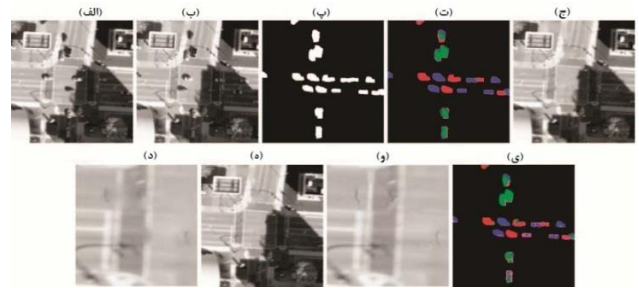
۴- ترکیب ردیابی و ناحیه بندی

راهبرد اصلی ردیابی در این پژوهش بر تلفیق فرایندهای ردیابی و ناحیه‌بندی استوار است که چارچوب آن در مرجع [۱۰] ارائه شده است. با در اختیار داشتن مجموعه‌ای از موقعیت‌های احتمالی اهداف، ابتدا برای هر پیکسل تصویر، یک تخصیص نرم به یک یا چند هدف و نیز پس‌زمینه انجام می‌شود. سپس، نسبت درست‌نمایی مشاهده هر پیکسل تحت مدل ظاهری هر هدف و مدل پس‌زمینه محاسبه می‌گردد. مقادیر حاصل برای تمام پیکسل‌ها ترکیب شده و یک امتیاز کلی برای هر مجموعه از موقعیت‌های احتمالی اهداف به دست می‌آید. این فرایند برای چندین فرضیه از موقعیت اهداف تکرار می‌شود. در نهایت، مجموعه موقعیت‌هایی که بیشترین مقدار درست‌نمایی یا امتیاز کلی را داشته باشد، به‌عنوان پاسخ نهایی ردیابی انتخاب می‌شود. نخستین مزیت تلفیق ردیابی و ناحیه‌بندی، فراهم کردن روشی اصولی برای ادغام هم‌زمان اطلاعات مربوط به هدف، پس‌زمینه و سایر اهداف موجود در صحنه است. برای مثال، سایه‌های ناشی از درختان، ساختمان‌ها یا سایر اجسام می‌توانند ظاهر هدف را به‌طور قابل توجهی تغییر دهند. در چنین شرایطی، مدل ظاهری مناسب برای هدف باید بتواند پیکسل‌های متعلق به پس‌زمینه یا اهداف دیگر را از پیکسل‌های واقعی هدف تفکیک کند. استفاده از اطلاعات ناحیه‌بندی در کنار ردیابی، این قابلیت را فراهم می‌سازد و از ورود اطلاعات نامرتبط به مدل ظاهری هدف جلوگیری می‌کند. مزیت دیگر این رویکرد، انعطاف‌پذیری بیشتر در نمایش شکل هدف نسبت به استفاده از جعبه‌های محاطی مستطیلی استاندارد است. نمایش مستطیلی معمولاً بخشی از پیکسل‌های پس‌زمینه را نیز دربر می‌گیرد و ممکن است تمام پیکسل‌های متعلق به هدف را پوشش ندهد. در مقابل، ناحیه‌بندی امکان تعیین دقیق‌تر مرزهای هدف را فراهم می‌کند. در نتیجه، پیکسل‌های پس‌زمینه با دقت بیشتری از مدل هدف حذف شده، خطای به‌روزرسانی مدل کاهش می‌یابد و پایداری ردیابی افزایش پیدا می‌کند.

از دیدگاه محاسباتی، هدف الگوریتم ردیابی، حل مسئله بهینه‌سازی زیر برای تعیین محتمل‌ترین موقعیت اهداف در هر فریم است:

$$X^{(k)} = \arg \max_{X \in F} P\{I|X\}P\{X|X^{(k-1)}\} \quad (3)$$

که X^k نشان گر موقعیت همه اهداف در فریم k است، I نشانگر تصویر ورودی و F مجموعه موقعیت‌های امکان پذیر هدف است. از F برای تحمیل نمودن راه حل به منظور معنا دار بودن فیزیکی استفاده می شود. یعنی هیچ هدفی نمی تواند با یکدیگر همپوشانی داشته باشند و بازه‌ی هر هدف محدود است.



شکل (۲): نتیجه مدلسازی پس زمینه با روش پیشنهادی در این مقاله و روش ارائه شده در مرجع [۲۲]. (الف) فریم جاری، (ب) فریم قبلی هم‌تراز شده، (پ) نیز ماسک اولیه M ، (ت) طبقه‌بندی نهایی پیکسل‌های جمع‌آوری شده، (ج) نتیجه بازسازی پس‌زمینه با استفاده از الگوریتم Inpainting، (د) جهت مقایسه جزئیات کوچک و بررسی دقت بازسازی در دو روش، (ه) نتیجه مدل پس‌زمینه حاصل از اعمال الگوریتم پیشنهادی، (و) و (ی) کلاس هر یک از پیکسل‌های کاندید در مجموعه T .

شکل ۲(ه) نتیجه مدل پس‌زمینه حاصل از اعمال الگوریتم پیشنهادی با استفاده از فریم جاری و فریم قبلی را نشان می‌دهد. شکل ۲(الف) فریم جاری و شکل ۲(ب) فریم قبلی هم‌تراز شده را نمایش می‌دهند. شکل ۲(پ) نیز ماسک اولیه M را نشان می‌دهد که بر اساس اطلاعات فریم‌های قبلی استخراج شده است. همچنین شکل ۲(ی) کلاس هر یک از پیکسل‌های کاندید در مجموعه T را مطابق رابطه (۲) مشخص می‌کند. در این نمایش، پیکسل‌های قرمز از فریم قبلی کپی شده‌اند، پیکسل‌های آبی از فریم جاری انتخاب شده‌اند، پیکسل‌های سبز مقادیر حفظ‌شده از الگوریتم Inpainting مرجع [۲۲] هستند و پیکسل‌های صورتی از میانگین وزن‌دار مقادیر متناظر در فریم‌های قبلی و جاری به‌دست آمده‌اند. در شکل ۲(ت)، طبقه‌بندی نهایی پیکسل‌های جمع‌آوری شده نمایش داده شده است. این طبقه‌بندی بر مبنای بیشترین میزان تطابق انجام می‌شود و مبنای بازسازی پس‌زمینه در روش پیشنهادی را تشکیل می‌دهد. به این ترتیب، پیکسل‌های متعلق به پس‌زمینه با دقت مناسبی از میان اطلاعات موجود در هر دو فریم شناسایی و انتخاب می‌شوند. برای ارزیابی کیفی عملکرد روش، شکل ۲(ج) نتیجه بازسازی پس‌زمینه با استفاده از الگوریتم Inpainting مرجع [۲۲] را نشان می‌دهد، در حالی که شکل ۲(ه) خروجی روش پیشنهادی را ارائه می‌کند. همچنین شکل‌های ۲(د) و ۲(و) به‌منظور مقایسه جزئیات کوچک و بررسی دقت بازسازی در دو روش آورده شده‌اند.

۵- نتایج تجربی

می گردد. در روش سوم، الگوریتم پایه Inpainting معرفی شده در مرجع [۲۲] ارزیابی می شود و در نهایت، عملکرد روش پیشنهادی با این روش ها مقایسه می گردد. جدول ۱ میانگین خطای مطلق پیکسل ها را بین پس زمینه تولید شده و مرجع ارزیابی، برای هر چهار روش نشان می دهد. در محاسبه این معیار، تنها پیکسل هایی لحاظ شده اند که در فریم جاری یا فریم قبلی به خودرو تعلق دارند؛ زیرا این پیکسل ها نواحی چالش برانگیز برای بازسازی پس زمینه محسوب می شوند. ستون دوم جدول، نتایج مربوط به تمام پیکسل های متعلق به خودرو در فریم جاری و فریم قبلی را ارائه می دهد. در ستون سوم، محدودیت بیشتری اعمال شده است و تنها پیکسل هایی در نظر گرفته می شوند که در یکی از دو فریم، مقدار معتبر پس زمینه برای آن ها در دسترس باشد. این محدودیت، امکان تمرکز بر ارزیابی خودروهای در حال حرکت را فراهم می سازد و اثر خودروهای متوقف را از تحلیل جدا می کند. نتایج در هر دو حالت نشان می دهد که روش پیشنهادی، نسبت به سایر روش ها، کمترین میانگین خطای مطلق را به دست می آورد.

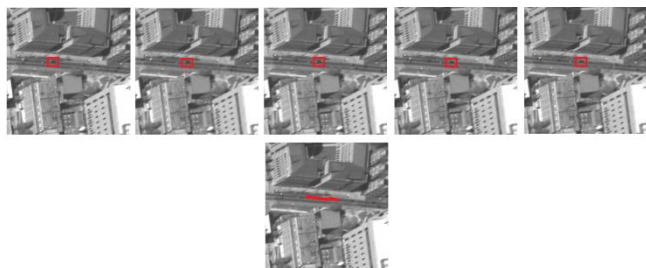
۶- ردیابی

در این بخش، نتایج کیفی و کمی الگوریتم ردیابی ارائه شده در بخش قبل بررسی می شود. شکل ۴ نمونه ای از عملکرد روش پیشنهادی را در ردیابی یک خودرو طی ۱۵۱ فریم، دریافت شده از پنج دوربین متوالی، تا پیش از خروج خودرو از میدان دید نشان می دهد. ردیابی این خودرو با چالش های متعددی همراه است؛ زیرا هدف در بخش هایی از مسیر به وسیله درختان و سایه های ایجاد شده دچار انسداد جزئی می شود. علاوه بر این، خودرو در دو تقاطع تغییر مسیر می دهد که موجب تغییرات قابل توجه در جهت و الگوی حرکت آن می شود. وجود انسداد، سایه و تغییرات ناگهانی جهت حرکت، استفاده از ردیاب های مبتنی بر مدل ظاهری ثلثت را با محدودیت مواجه می سازد. با این حال، روش پیشنهادی با بهره گیری همزمان از اطلاعات ظاهری هدف و اطلاعات پس زمینه، قادر است خودرو را با وجود این شرایط چالش برانگیز به طور پایدار ردیابی کند.

به منظور ارزیابی کمی عملکرد ردیابی، دو معیار متداول برای سنجش کارایی الگوریتم های ردیابی چندهدفه محاسبه شده است. نخستین معیار، نسخه ساده شده ای از معیار دقت ردیابی چندشیئی (Multiple Object Tracking Accuracy یا MOTA) است که مطابق رابطه زیر تعریف می شود:

در این بخش، نتایج حاصل از روش پیشنهادی برای تولید مدل پس زمینه و همچنین تلفیق الگوریتم های ردیابی و ناحیه بندی ارائه شده است. ارزیابی های صورت گرفته بر اساس مجموعه دادگان استاندارد CLIF ۲۰۰۷ گزارش می گردد. ارزیابی دقیق الگوریتم های تولید پس زمینه استاتیک در تصاویر هوایی به دلیل نبود داده های «مرجع صحیح» (Ground Truth) برای پس زمینه، چالش برانگیز است. اگرچه بخش عمده ای از تفاوت میان فریم های متوالی ناشی از حرکت اشیاء (خودروها) است، اما وجود ساختمان های بلند منجر به ایجاد پدیده «اختلاف منظر» (Parallax) می شود؛ این پدیده باعث جابه جایی ظاهری لبه های ساختمان ها تا چندین متر در هر فریم شده و تعیین دقیق پس زمینه واقعی را دشوار می سازد. علاوه بر این، تغییرات در میزان تاری (Blurring) و کنتراست فریم ها، پیچیدگی استخراج مدل پس زمینه را دوچندان می کند. به منظور سنجش عملکرد روش پیشنهادی، ۳۰ قطعه تصویر (Patch) متوالی و هم تراز شده با ابعاد ۵۰۰ در ۴۰۰ پیکسل از یک تقاطع شلوغ استخراج شد. سپس برای ایجاد یک مرجع ارزیابی، خودروهای موجود در مسیرها در هر فریم به صورت دستی ناحیه بندی شدند. در این فرایند، خودروهای پارک شده به عنوان بخشی از پس زمینه در نظر گرفته شدند، اما خودروهایی که به طور موقت (مثلاً پشت چراغ قرمز) متوقف شده بودند، به عنوان هدف علامت گذاری شدند. این نواحی قطعه بندی شده، نشان دهنده بخش هایی از تصویر هستند که نباید در مدل پس زمینه استاتیک ظاهر شوند. با مقایسه مدل پس زمینه تولیدی توسط الگوریتم با این نواحی مرجع، می توان میزان موفقیت روش را در حذف اهداف متحرک و ساکن و بازسازی دقیق پس زمینه زیر آن ها ارزیابی کرد. فرض می شود سایر نواحی تصویر، تخمین مناسبی از پس زمینه واقعی ارائه می دهند. شکل ۳ نمونه ای از تصاویر انتخاب شده به همراه ماسک خودروهای تولید شده به صورت دستی را نشان می دهد. سپس، هر جفت فریم متوالی از مجموعه ۳۰ تایی در نظر گرفته شده و عملکرد روش های مختلف تولید پس زمینه ارزیابی می شود. برای ایجاد مرجع ارزیابی، مقدار صحیح هر پیکسل از میان فریم های اخیر و در شرایطی انتخاب می شود که آن پیکسل در هیچ یک از آن فریم ها به عنوان پیکسل متعلق به خودرو برچسب گذاری نشده باشد. در این ارزیابی، چهار روش مختلف بررسی شده است. روش نخست، استفاده از میانگین دو فریم متوالی به عنوان مدل پس زمینه است. این روش یک راهکار ساده و ابتدایی محسوب می شود و به عنوان خط مبنای مقایسه، بیانگر حالت با عملکرد ضعیف تر است. در روش دوم، الگوریتم ارائه شده در مرجع [۲۱] به کار گرفته می شود که در آن مدل پس زمینه از میانگین گیری سه فریم متوالی، شامل فریم قبلی، تشکیل

نتایج ارزیابی نشان می‌دهد که در صورت حذف ناحیه‌بندی دقیق و استفاده صرف از جعبه محاطی مستطیلی، مقدار معیار دقت ردیابی چندشئی، یعنی MOTA، به ۴۹ درصد کاهش می‌یابد.



شکل (۴): ردیابی یک خودروی مشخص در کناره‌ی خیابان با انسداد و سایه - های قابل توجه.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، چارچوبی جامع برای ردیابی خودروها در ویدئوهای هوایی پوشش‌دهنده نواحی گسترده ارائه شد. روش پیشنهادی بر تلفیق ردیابی و قطعه‌بندی استوار است و با هدف دستیابی به ردیابی مقاوم خودروها در شرایط چالش‌برانگیز طراحی شده است. همچنین، با توجه به قابلیت موازی‌سازی مراحل الگوریتم، این چارچوب می‌تواند برای پیاده‌سازی بلادرنگ روی سخت‌افزار FPGA و طراحی سامانه‌های تشخیص و ردیابی اهداف متحرک در کاربردهای پهپادی مناسب باشد. بیشتر پژوهش‌های پیشین در این حوزه بر ردیابی خودرو در محیط‌های باز و مسیرهای نسبتاً ساده، مانند بزرگراه‌ها، متمرکز بوده‌اند. در مقابل، این پژوهش بر خیابان‌های شهری کوچک‌تر تمرکز دارد که چالش‌های بیشتری از جمله سایه‌های ناشی از ساختمان‌ها، انسداد هدف به وسیله درختان و تغییرات قابل توجه در ظاهر خودرو را در بر می‌گیرند. به منظور مواجهه با این چالش‌ها، روشی برای قطعه‌بندی و ردیابی هم‌زمان خودروها ارائه شد. از آنجا که دقت قطعه‌بندی به وجود یک مدل پس‌زمینه مناسب وابسته است، مدل پس‌زمینه با استفاده از یک روش مبتنی بر الگوریتم Inpainting تولید شد. تلفیق اطلاعات قطعه‌بندی با فرایند ردیابی، امکان تفکیک بهتر هدف از پس‌زمینه و حفظ پایداری ردیابی را، حتی در شرایطی که ظاهر هدف به‌طور محسوسی تغییر می‌کند، فراهم می‌سازد.

جدول (۱): میانگین خطای پیکسل برای کل تصویر در ۴ روش مدل‌سازی پس زمینه

مدل	پیکسل همه خودروها	پیکسل های خودرو محدود
میانگین	۳۲/۴۲	۳۰/۱۸
میان [۲۱]	۱۵/۸۸	۱۰/۲۵
روش [۲۲]	۱۳/۰۷	۱۱/۵۳
روش پیشنهادی	۹/۷۶	۸/۳۱

$$MOTA = 1 - \frac{\sum_{t=1}^n \sum_{i=1}^{N_t} [\text{overlap}(T_{i,t}, G_{i,t}) < 0.25]}{\sum_{t=1}^n N_t} \quad (4)$$

که در آن N تعداد فریم‌ها، N_t تعداد اهداف مشخص شده از توصیفات مرجع برای T امین فریم، $T_{i,t}$ و $G_{i,t}$ جعبه‌های محاط مبتنی بر ردیاب و توصیفات واقعی برای I امین هدف در T امین فریم است. Overlap در واقع همپوشانی بین این جعبه‌های محاط را طبق رابطه زیر محاسبه می‌کند:

$$\text{overlap}(T_{i,t}, G_{i,t}) = \frac{|T_{i,t} \cap G_{i,t}|}{|T_{i,t} \cup G_{i,t}|} \quad (5)$$

برای یک هدف نشان داده شده در شکل ۴، $MOTA$ یک محاسبه شده است چرا که خودروی موردنظر به خوبی در هر فریمی که قلیل مشاهده است، ردیابی می‌شود.

به‌منظور تأیید مزیت تلفیق ناحیه‌بندی و ردیابی، همان خودرو با استفاده از نمایش مستطیلی هدف و بدون بهره‌گیری از ناحیه‌بندی پیکسل‌محور ردیابی شد. این روش در شرایطی که تغییرات ظاهری هدف محدود است، می‌تواند موقعیت خودرو را با دقت قابل‌قبولی تخمین بزند. با این حال، هنگامی که خودرو به سمت حاشیه جاده حرکت کرده و وارد نواحی سایه‌دار ناشی از درختان می‌شود، شباهت ظاهری میان هدف و پس‌زمینه افزایش می‌یابد. در نتیجه، ردیاب قادر به تفکیک صحیح خودرو از پس‌زمینه نبوده و هدف را از دست می‌دهد؛ نمونه‌ای از این وضعیت در شکل ۱ نشان داده شده است.

۸- پیشنهادات برای ادامه پژوهش

کارهای آینده می‌تواند در دو راستای اصلی دنبال شود. نخست، توسعه روش برای تشخیص و آغاز خودکار ردیابی خودروهای متحرک، بدون نیاز به دخلت کاربر یا تعیین دستی موقعیت اولیه هدف است. انتظار می‌رود با اعمال تغییرات مناسب در روش تولید مدل پس‌زمینه و سازوکار ایجاد فرضیه‌های اولیه هدف، بتوان به این قابلیت دست یافت. در این مسیر، باید تدابیر ویژه‌ای برای کاهش اثر اختلاف منظر ناشی از ساختمان‌های بلند و جلوگیری از تشخیص‌های کاذب در نظر گرفته شود. دوم، بهبود کارایی محاسباتی روش پیشنهادی است که برای کاربرد آن در ردیابی هم‌زمان تعداد زیادی خودرو در ویدئوهای هوایی، به‌ویژه در سامانه‌های بلادرنج مبتنی بر FPGA، اهمیت اساسی دارد.

مراجع

- [10] "Feature based remote sensing image registration techniques: A comprehensive and comparative review," International Journal of Remote Sensing, 2022, doi: 10.1080/01431161.2022.2114112.
- [11] "Computational intelligence in remote sensing image registration: A survey," International Journal of Automation and Computing, 2020, doi: 10.1007/s11633-020-1248-x.
- [12] "Self-supervised keypoint detection and cross-fusion matching networks for multimodal remote sensing image registration," Remote Sensing, vol. 14, no. 15, Art. no. 3599, 2022.
- [13] G. Elharrouss, N. Almaadeed, S. Al-Maadeed, and Y. Akbari, "Image inpainting: A review," Neural Processing Letters, vol. 51, pp. 2007–2028, 2020.
- [14] J. Wang, X. Wu, and others, "Deep learning for image inpainting: A survey," Pattern Recognition, vol. 134, Art. no. 109046, 2023, doi: 10.1016/j.patcog.2022.109046.
- [15] "Deep learning-based image and video inpainting: A survey," arXiv preprint arXiv:2401.03395, 2024. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2401.03395>
- [16] "Transformer-based image and video inpainting: Current challenges and future directions," arXiv preprint arXiv:2407.00226, 2024. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2407.00226>.
- [17] Simple Sparse Bundle Adjustment (SSBA). Available: <http://www.inf.ethz.ch/personal/chzach/opensource.html>.
- [18] Bay, H., Tuytelaars, T., and Van Gool, L. Surf: speeded up robust features. Computer Vision–ECCV 2006, (2006), 404–417.
- [19] Hartley, R., and Zisserman, A. Multiple View Geometry in Computer Vision, Vol. 2. Cambridge, United Kingdom: Cambridge Univ. Press, 2000.
- [20] Fischler, M., and Bolles, R. Random sample consensus: a paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography. Communications of the ACM, 24, 6 (1981), 381–395.
- [21] Xiao, J., Cheng, H., Sawhney, H., and Han, F. Vehicle detection and tracking in wide field-of-view aerial video. In Proceedings of the 2010 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), San Francisco, CA, 2010, 679–684.
- [22] Telea, A. An image inpainting technique based on the fast marching method. Journal of Graphics Tools, 9, 1 (2004), 23–34.
- [1] Air Force Research Laboratory, "Columbus Large Image Format (CLIF) 2007 Dataset Overview," 2007. [Online]. Available: <https://www.sdms.af.mil/index.php?collection=clif2007> [Accessed: Aug. 2, 2026].
- [2] X. Wu, W. Li, D. Hong, R. Tao, and Q. Du, "Deep learning for UAV-based object detection and tracking: A survey," IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine, vol. 10, no. 1, pp. 91–124, 2022, doi: 10.1109/MGRS.2021.3119745.
- [3] D. Du, P. Zhu, L. Wen, X. Bian, H. Ling, Q. Hu, T. Peng, J. Zheng, X. Wang, Y. Zhang, and others, "The unmanned aerial vehicle benchmark: Object detection and tracking," in Proc. European Conference on Computer Vision (ECCV), 2018, pp. 370–386.
- [4] P. Zhu, L. Wen, D. Du, X. Bian, H. Fan, Q. Hu, and H. Ling, "Detection and tracking meet drones challenge," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 44, no. 11, pp. 7380–7399, 2022.
- [5] Y. Du et al., "VETRA: A dataset for vehicle tracking in aerial imagery—New challenges for multi-object tracking," in Proc. European Conference on Computer Vision (ECCV), 2024. [Online]. Available: https://www.ecva.net/papers/eccv_2024/papers_ECCV/papers/11352.pdf
- [6] A. Singh, M. V. Joshi, and others, "A survey on moving object detection for wide area motion imagery," IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine, 2016.
- [7] "Wide-area motion imagery vehicle detection in adverse conditions," In Proceedings of the 2023 IEEE Applied Imagery Pattern Recognition Workshop (AIPR), St. Louis MO, 2023. doi: 10.1109/AIPR60534.2023.10440693.
- [8] J. Li et al., "Recent advances for aerial object detection: A survey," ACM Computing Surveys, 2024, doi: 10.1145/3664598.
- [9] Y. Ma, X. Zhang, and others, "Multimodal remote sensing image registration methods and advancements: A survey," Remote Sensing, vol. 13, no. 24, Art. no. 5128, 2021, doi: 10.3390/rs13245128.

In the name of God

**Journal of
Modern Researches In
AVIONIC**

Vol. 3/No. 1/Summer 2026

Belongs to: Shahid Sattari Aeronautical University
of Science and Technology (SSAUT)

Manager in charge Dr. B. Hadian

Editor in chief: Dr. J. Mazloun

Manager: Dr. Gh. Sarlak

Editor: Eng. Ali R.
Mashayekh

Typeset & publish SSAUT Publication

Address: Tehran - Azadi Square - Mehrabad
neighborhood - Shamshiri Blvd.

Postal Code: 13846-63113

Tel/Fax: 0098-21-66193539

Website: www.mreea.ir

E-mail: mreea.editorial@ssau.ac.ir



Editorial Board (In alphabet order)

Dr. Faramarz Hossein Babaei

Dr. Gevorg Babamelk Gharehpetian

Dr. Meysam Bayat

Dr. Hamid Reza Dalili Oskouei

**Dr. Seyed Mohammad Reza Mousavi
Mirkalaei**

Dr. Alireza Maleki Javan

Dr. Hamid Radmanesh

Dr. Gohar Varamini



Vol. 3, No. 1, Summer 2026

- A Review of Frequency Compensation Techniques in Multi-Stage Operational Amplifiers for Low-Power High-Gain Applications 1
(Mohsen Roshanaei, Akbar Asgharzadeh)
- A Novel Noise Reduction Method for LFM Radar Signal Based on Multi-scale WT and Adaptive Thresholding 22
(Javad Shirin, Mahdi Mohammadzadeh Lajavardi, Mohammad Reza Motadayyen)
- A Novel Antenna Radiation Pattern Measurement Method Using Dual Cylindrical Near-Field Scanning Without Phase Measurement 37
(Mojtaba Mighani, Hossein Javartani)
- Design and Fabrication of a Patch-Microstrip Antenna with a Miniaturization Factor of 3.2 using Metamaterial Formation Based on Spiral Fractals in the Substrate 46
(Masoud Edalatipour, Morteza Ghomshi)
- Detection of Information Hidden in Steganographic Images Using GLCM Features and Neural Network 52
(Seyyed Mahdi Khatmi Tajani)
- Optimal, Low-Latency, and Robust Vehicle Tracking in Aerial UAV Videos 59
(Mohammad Javad Rezaei)