

طراحی تقویت کننده کم نویز تفاضلی بدون سلف با افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال برای رادیوشناختی

جواد چقایی<sup>۱</sup>، کارشناسی ارشد؛ علی جلالی<sup>۲</sup>، دانشیار؛ جلیل مظلوم<sup>۳</sup>، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - j.chaghaei.sbu@gmail.com

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - a\_jalali@sbu.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری - تهران - ایران - j\_mazloum@sbu.ac.ir

**چکیده:** انتظارها از رادیوشناختی آن است که بتواند با پوشش بخش وسیعی از طیف فرکانسی با استفاده از حس گری طیفی و شناسایی کانال های موجود، ارتباطی فرصت طلبانه را برقرار سازد. در این مقاله با شروع در مسیر دریافت سیگنال، تقویت کننده کم نویز پهن باند تفاضلی و بدون سلفی پیشنهاد شده است که به جهت استفاده از ساختار اشتراک جریان مکمل و تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال، منجر به افزایش بهره ولتاژ، کاهش توان مصرفی و نویز می شود. از این رو، تقویت کننده کم نویز پیشنهادی دارای پهنای باند  $50 \text{ MHz} - 1.7 \text{ GHz}$  با  $S_{11}$  کم تر از  $-14.26 \text{ dB}$ ، بیشترین بهره ولتاژ  $20.2 \text{ dB}$ ، کمترین عدد نویز  $3.31 \text{ dB}$  با مصرف فقط  $1.82 \text{ mA}$  از ولتاژ تغذیه  $1.8 \text{ V}$  در فناوری  $0.18 \mu\text{m}$  CMOS TSMC می باشد. همچنین شبیه سازی ها با استفاده از شبیه ساز Spectre RF انجام شده است.

**واژه های کلیدی:** رادیوشناختی، تقویت کننده کم نویز پهن باند، بدون سلف، افزایش دهنده  $G_m$  فعال، افزایش دهنده  $G_m$  غیرفعال، اشتراک جریان، مکمل، مصرف توان کم.

## An Inductorless Differential LNA with Active and Passive $G_m$ - Enhancement for Cognitive Radio

J. Chaghaei<sup>1</sup>, MSc; A. Jalali<sup>2</sup>, Associate Professor; J. Mazloum<sup>3</sup>, Assistant Professor

1- Faculty of Electrical Engineering, University of Shahid Beheshti, Tehran, Iran, Email: j.chaghaei.sbu@gmail.com

2- Faculty of Electrical Engineering, University of Shahid Beheshti, Tehran, Iran, Email: a\_jalali@sbu.ac.ir

3- Faculty of Electrical Engineering, University of Shahid Sattari Aeronautical, Tehran, Iran, Email: j\_mazloum@sbu.ac.ir

**Abstract:** Cognitive radios are expected to opportunisticly communicate with covering a wide range of the frequency spectrum by continuously sensing the spectrum and identifying available channels. In this paper, we introduced an inductorless and differential wideband LNA, which uses the complementary current-reuse structure and active and passive  $G_m$  - enhancement technique, which leads to increase voltage gain, reduction in power consumption and noise, in the signal receiving path. Therefore, the proposed LNA is able to achieve  $50 \text{ MHz} - 1.7 \text{ GHz}$  bandwidth with  $S_{11}$  less than  $-14.26 \text{ dB}$ , maximum voltage gain of  $20.2 \text{ dB}$ , minimum NF of  $3.31 \text{ dB}$ , while consuming only  $1.82 \text{ mA}$  from a supply voltage of  $1.8 \text{ V}$  to TSMC  $0.18 \mu\text{m}$  CMOS technology. Also, simulations are performed using Spectre RF simulator.

**Keywords:** cognitive radio, wideband LNA, inductorless, active  $G_m$  - enhancement, passive  $G_m$  - enhancement, current-reuse, complementary, low-power consumption.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۰۷

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۳/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۷/۲۱

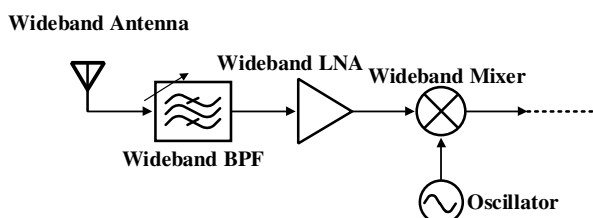
نام نویسنده مسئول: جلیل مظلوم

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تبریز - بلوار ۲۹ بهمن - دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

## ۱- مقدمه

نامیده می شود. این استاندارد، اولین استاندارد بین المللی براساس رادیوشناختی می باشد که در آن محدوده فرکانسی ۵۴ MHz - ۸۶۲ MHz (UHF/VHF) که به منظور کانال های پخش تلویزیونی است، استفاده می شود. اما از رادیوشناختی انتظار می رود که در نهایت از یک طیف فرکانسی گسترده تری بهره برداری کند و بتواند استانداردهای ارتباطی بیش تری را پوشش دهد [۴].

معماری گیرنده ای که در سیستم رادیوشناختی فعالیت می کند را می توان به دو صورت پیاده سازی کرد. نخست به روش سنتی استفاده از گیرنده های چندگانه باند باریک که توسط بخش کلیدزنی (واحد کنترل) به کار می روند. این روش منجر به کاهش نویز و بهبود خطینگی می شود، اما از طرفی فضای زیادی را اشغال کرده و هزینه زیادی را به همراه دارد، همچنین نیاز به سرعت بالای کلیدزنی به جهت حرکت سریع به روی طیف فرکانسی دارد. روش دوم، طراحی تمامی بلوک های گیرنده به صورت پهن باند می باشد (شکل ۱). این روش منجر به کاهش فضای اشغالی و هزینه می شود، اما از طرفی توجه به نویز و خطینگی از اهمیت ویژه ای برخوردار است.



شکل ۱: معماری پهن باند

تقویت کننده کم نویز نخستین بلوک در مسیر تقویت سیگنال در گیرنده می باشد و اخیراً تحقیقاتی در زمینه طراحی تقویت کننده های کم نویز کم توان، کم هزینه و با پوشش پهنای باند وسیع (به عنوان مثال از ده ها مگاهرتز تا چندین گیگاهرتز) انجام شده است. تقویت کننده کم نویز سورس مشترک با فیدبک سلفی [۵] و یا با فیدبک موازی مقاومتی [۶] که پهنای باند وسیعی را به ازای مصرف توان زیاد و تخریب کارایی نویز نمایش می دهند. علاوه بر این، سلف های داخل تراشه، مساحت زیادی از تراشه را اشغال کرده و هزینه زیادی را تحمیل می کند. در نتیجه، این مشکلات کاربرد گسترده از سلف ها را محدود می کند. به این دلیل در طرح پیشنهادی از پیکربندی بدون سلف استفاده شده است.

در این مقاله، یک تقویت کننده کم نویز تفاضلی و بدون سلفی پیشنهاد شده است که با استفاده از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال، افزایش بهره ولتاژ و کاهش نویز را بدون افزایش توان مصرفی به همراه دارد. علاوه بر این، به جهت استفاده از ساختار اشتراک جریان مکمل، توان مصرفی کاهش می یابد.

این مقاله بدین شرح است: در بخش دوم مرور مختصری به روی تقویت کننده های کم نویز گیت مشترک، در بخش سوم به جزئیات و پارامترهای اصلی طرح پیشنهادی، در بخش چهارم نتایج شبیه سازی و سرانجام در بخش پنجم نتیجه گیری از مقاله ارائه شده است.

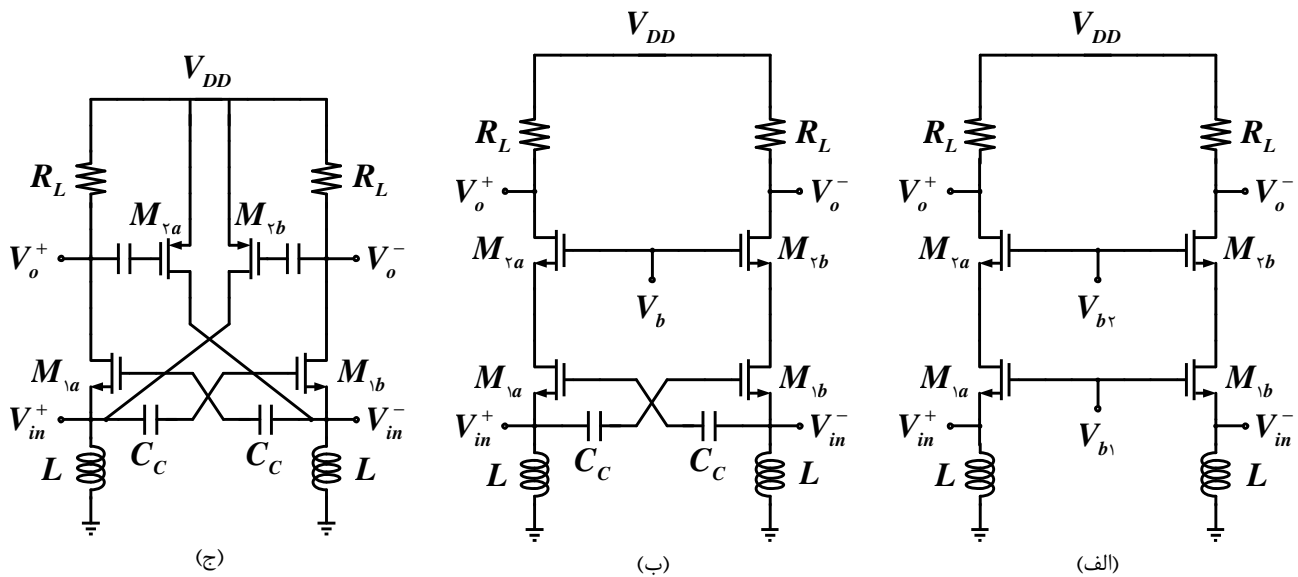
امروزه ارتباطات بی سیم با سرعتی بیش تر از پیش در حال پیشرفت است و بر بسیاری از فعالیت ها در جامعه اثرگذار می باشد؛ نظیر تلفن همراه که روزانه استفاده می شود. از این رو، نیازمند پشتیبانی از استانداردهای مخابراتی مختلف، کاهش توان مصرفی و هزینه است. در نتیجه علاقه فراوانی را به تحقیقات علمی و صنعتی در زمینه های فرستنده - گیرنده های چندمنظوره، رادیو های نرم افزار تعریفی و رادیوشناختی ایجاد کرده است. از طرفی، یکی از مهم ترین اهداف اصلی پیشرفت مخابرات بی سیم، نیاز به کارآمدی انرژی و طیف فرکانسی می باشد. فناوری که نوید سطوح جدیدی از بهره وری مطلوب تر از طیف فرکانسی را ارائه می کند، رادیو شناختی نام دارد. مفهوم رادیو شناختی نخستین بار توسط Joseph Mitola در سال ۱۹۹۸ مطرح شد [۱].

رادیوشناختی سیستمی است که در آن افزاره های بی سیم با آگاهی از محیط پیرامون خود و با استفاده از حس گری محیط، محدوده های فرکانسی اشغال شده و آزاد از کاربر را تشخیص داده و قادر به تصمیم گیری هوشمندانه در مورد چگونگی استفاده مؤثر از طیف و اشتراک گذاری طیفی با دیگر افزاره های شبکه بی سیم را فراهم و همچنین متغیرهای کاری خود از قبیل: توان ارسالی، نوع مدولاسیون، فرکانس حامل و ... را تعیین می کند.

در شبکه های رادیو شناختی دو گروه کاربر تعریف می شوند. گروه اول، کاربرانی هستند که از طریق سازمان های تخصیص باند فرکانسی، بخشی از طیف به آن ها اختصاص داده شده است و مجاز به فعالیت در آن هستند که این کاربران، کاربران اولیه نامیده می شوند که در واقع صاحبان اصلی بخش خاصی از طیف فرکانسی هستند. اما به جهت آن که کاربران اولیه در همه زمان ها و مکان ها از طیف خود استفاده نمی کنند، بخشی از طیف در این زمان ها و مکان ها بلااستفاده باقی می ماند. به محدوده ای از باند فرکانسی تخصیص داده شده که در زمان یا مکان جغرافیایی خاصی استفاده نمی شود، حفره های طیفی گفته می شود. طبق این تعریف، هر یک از این سه بُعد فرکانس، زمان و مکان می توانند در ایجاد حفره های طیفی تاثیرگذار باشند.

البته ابعاد دیگری مانند کد در سیستم های مبتنی بر طیف گسترده یا زاویه در سیستم های شکل دهی موج نیز وجود دارند که در واقع شناسایی حفره های طیفی در هر یک از این ابعاد، روش های مخصوص به خود را دارد. در شبکه های رادیوشناختی گروه دیگری از کاربران هستند که در واقع مجوزی برای استفاده از طیف ندارند ولی می بایست از حفره های طیفی بهره بگیرند. به این دسته از کاربران، کاربران ثانویه یا کاربران رادیوشناختی گفته می شود. برای به اشتراک گذاری طیف میان کاربران اولیه و ثانویه، بایستی چهار عمل سنجش، تصمیم گیری، اشتراک گذاری و جابجایی طیف در یک سیستم رادیو شناختی انجام شود [۳،۲].

تلاش هایی جهت تحقق استاندارد برای رادیوشناختی توسط کارشناسان و متخصصین انجام شده است که استاندارد IEEE802.22



شکل ۲: تقویت کننده های کم نویز گیت مشترک، (الف) تقویت کننده های کم نویز گیت مشترک مرسوم [۷]، (ب) تقویت کننده های کم نویز گیت مشترک با اتصال ضربدری خازن ها [۷]، (ج) تقویت کننده های کم نویز گیت مشترک با فیدبک مثبت [۹]

## ۲- تقویت کننده های کم نویز گیت مشترک

تقویت کننده های کم نویز گیت مشترک، تطبیق امپدانس ورودی پهن باندی را فراهم می کنند که گزینه بسیار جذابی در پیکربندی های بدون سلف می باشند. همچنین دارای خطینگی خوب، مصرف توان و فضای اشغالی کم هستند. شکل ۲-الف) پیکربندی تفاضلی تقویت کننده کم نویز گیت مشترک مرسوم را نشان می دهد که شرایط تطبیق ورودی به وسیله امپدانس ورودی  $M_{1a}$  و  $M_{1b}$  فراهم می شود. به جهت آن که مقاومت ورودی مستقل از فرکانس است، تقویت کننده کم نویز گیت مشترک تطبیق امپدانس پهن باندی را ارائه می کند و مناسب برای کاربردهای چنداستانداردی و چندباندی می باشد. همچنین بهره ولتاژ تفاضلی در این مدار به صورت:

$$A_v = \frac{1}{2} g_m R_L \quad (1)$$

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1a}} + \frac{1}{g_{m1b}} = \frac{2}{g_{m1}} \quad (2)$$

است که  $g_{m1a}$ ،  $g_{m1b}$  و  $g_{m1}$  به ترتیب ترانسسانایی ترانزیستورهای  $M_{1a}$ ،  $M_{1b}$  و به طور کلی  $M_1$  است. در شرایط تطبیق امپدانس ( $R_{in} = R_S = 50 \Omega$ ) و با صرف نظر از نویز ترانزیستورهای کسکود، عدد نویز را می توان به صورت:

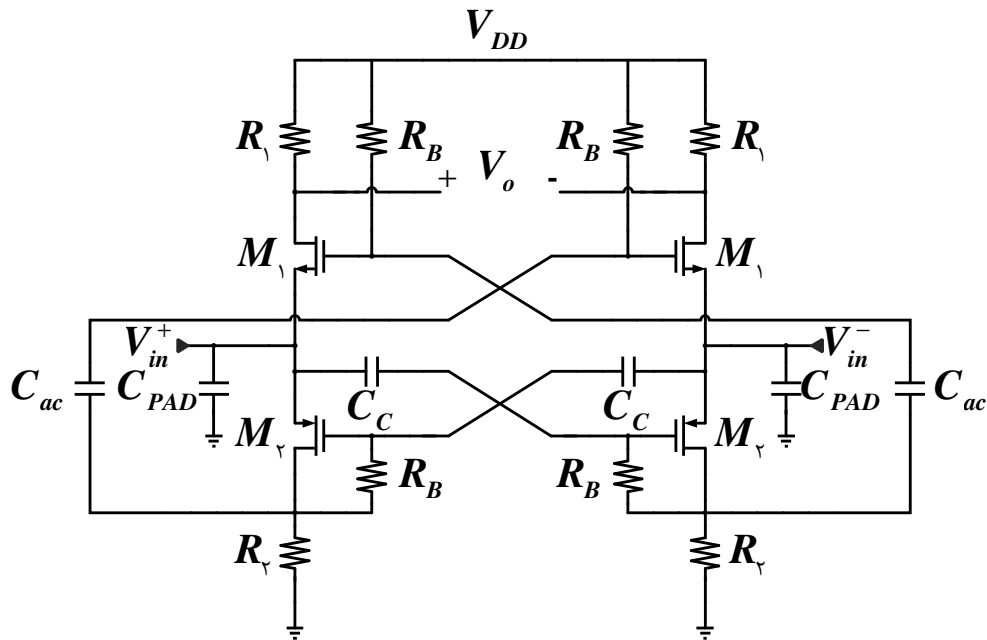
$$NF = 1 + \gamma + \frac{2R_S}{R_L} \quad (3)$$

بیان کرد که  $\gamma$ ، ضریب نویز حرارتی اضافی است. آخرین عبارت در رابطه (۳)، سهم نویز مقاومت بار را نمایش می دهد. در نتیجه تطبیق

امپدانس مورد نیاز محدود به ترانسسانایی ترانزیستورهای ورودی است. از این رو، یک عدد نویز نسبتاً بزرگی (بزرگ تر از ۳ dB) خواهد داشت. به منظور حل این مشکل می توان از تکنیک اتصال ضربدری خازن ها [۸] که در شکل ۲-ب) مشاهده می شود، استفاده کرد. تکنیک اتصال ضربدری خازن ها، ترانسسانایی مؤثر را به وسیله ضریب ۲ افزایش می دهد که به معنی آن است که ترانسسانایی ترانزیستورهای ورودی را می توان نصف حالت مرسوم برگزید. به جهت آن که جریان نویز حرارتی کانال یک ترانزیستور متناسب با ترانسسانایی است، از این رو، سهم نویز ترانزیستورهای ورودی به میزان ضریب ۲ کاهش پیدا می کنند.

اثر کاهش عدد نویز ساختار گیت مشترک با اتصال ضربدری خازن ها را می توان به عنوان خنثی سازی بخشی از نویز دانست. هنگامی را در نظر بگیرید که جریان نویز  $M_{1a}$  در شکل ۲-ب)، دو جریان نویز خروجی هم فاز با دامنه های متفاوت تولید می کند که در نتیجه، بخشی از نویز خنثی می شود.

استفاده از فیدبک منفی اتصال ضربدری خازن ها، عدد نویز را کاهش می دهد اما در این حالت بهره ولتاژ مقدار کمی خواهد داشت، زیرا ارتباط تنگاتنگی بین تطبیق امپدانس و بهره ولتاژ وجود دارد. جهت افزایش بهره ولتاژ، استفاده از یک فیدبک مثبت به همراه فیدبک منفی که در [۹] گزارش شده است این مشکل را برطرف می کند. در حالت ایده آل یک مسیر فیدبک جریان به وسیله  $M_2$  ایجاد می شود که در شکل ۲-ج) نمایش داده شده است. این مسیر فیدبک، امپدانس ورودی تقویت کننده کم نویز را افزایش می دهد. در نتیجه، در این حالت می توان



شکل ۳: تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

همچنین افزایش دهنده  $G_m$  فعال هم به صورت مستقیم (در گره ورودی) و هم به صورت غیرمستقیم (افزایش  $G_m$  هسته اصلی تقویت کننده کم نویز) به تطبیق امپدانس در ورودی کمک می کند و جریان مصرفی را کاهش می دهد. شکل ۳ طرح پیشنهادی را نمایش می دهد، که ترانزیستور  $M_1$  هسته اصلی تقویت کننده کم نویز گیت مشترک، ترانزیستور  $M_2$  و مقاومت  $R_P$  افزایش دهنده  $G_m$  فعال و ایجاد درجه آزادی در تطبیق امپدانس، مقاومت  $R_1$  نقش بار، خازن  $C_C$  ایجاد تکنیک اتصال ضربدری خازن ها، خازن  $C_{ac}$  اتصال دهنده AC و سرانجام خازن  $C_{PAD}$  نقش خازن بالشتک را ایفا می کند.

استفاده از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  در رویکرد پهن باندی، کاهش نویز و کاهش توان مصرفی، گزینه ای مطلوب به نظر می آید. از این رو، ابتدا به بررسی این تکنیک پرداخته شده است. همان طور که در [۸] گزارش شده است، ایده اصلی افزایش دهنده  $G_m$  بدین صورت می باشد که سیگنال ورودی را با فاز مخالف و یا یک بهره مخالف به گیت ترانزیستور رسانده و تغییرات  $V_{gs}$  را افزایش می دهد که منجر به افزایش ترانسسانیی می شود. می توان این تکنیک را با استفاده از ترویج سلفی در پیکربندی گیت مشترک به کار برد که علاوه بر بایاس تقویت کننده گیت مشترک، سیگنال با فاز مخالف را به گیت ترانزیستور رساند [۱۰، ۱۱]. اما استفاده از سلف اشغال زیاد فضای تراشه و صرف هزینه زیاد را همراه دارد. از طرفی، اتصال ضربدری خازن ها و استفاده از ترکیب ترانزیستور و مقاومت فضای بسیار کمتری را به خود اختصاص می دهند. شکل ۴-الف) اتصال ضربدری خازن ها و شکل ۴-ب) ترکیب ترانزیستور و مقاومت جهت افزایش ترانسسانیی را نشان می دهند. در شکل ۴-الف) میزان افزایش ترانسسانیی به میزان  $(1+A)$  می باشد، که  $A$  برابر با رابطه (۴) است.

$g_m$  را بزرگتر از حالت اتصال ضربدری خازن ها انتخاب کرد که منجر به افزایش بهره ولتاژ می شود. بنابراین، این حلقه فیدبک مثبت یک درجه آزادی را برای پارامترهای مدار به وجود می آورد اما هزینه آن افزایش توان مصرفی است. در طرح پیشنهادی راه حل دیگری پیشنهاد می شود که آن کاهش جریان مصرفی و به دنبال آن افزایش مقاومت بار و در نتیجه افزایش بهره ولتاژ می باشد. از این رو، استفاده از افزایش دهنده فعال و غیرفعال و همچنین ساختار اشتراک جریان مکمل علاوه بر افزایش بهره ولتاژ و کاهش عدد نویز، توان مصرفی را نیز کاهش می دهد.

### ۳- تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

این مقاله تقویت کننده کم نویز بدون سلفی را پیشنهاد می کند که به جهت استفاده از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  و بهره گیری از ساختار اشتراک جریان مکمل، موجب افزایش بهره ولتاژ، کاهش نویز و توان می شود. از طرفی، به دلیل استفاده هم زمان از هر دو افزایش دهنده  $G_m$  فعال (ترانزیستور و مقاومت) و غیرفعال (اتصال ضربدری خازن ها)، افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال نامیده شده است. همچنین با روی هم قرار گرفتن هسته اصلی تقویت کننده کم نویز و بخش افزایش دهنده  $G_m$  فعال، علاوه بر حل مشکل بایاس تقویت کننده کم نویز گیت مشترک (که غالباً از خاصیت سلفی سیم پیونددهنده یا سلف داخل تراشه ای استفاده می شود)، منجر به اشتراک جریان در هر دو بخش هسته اصلی و افزایش دهنده  $G_m$ ، در نتیجه کاهش توان مصرفی می شود. از طرفی، با استفاده از ترانزیستور NMOS در هسته اصلی و PMOS در بخش افزایش دهنده  $G_m$ ، ساختار مکمل را تشکیل می دهند.

سورس آن‌ها دارای سطح بایاس است، در نتیجه، دارای  $g_{mb1}$  می‌باشند.  $g_{m2}$  ترانساینی ترانزیستور  $M_2$  است و به دلیل آن که ترانزیستورهای PMOS درون n-Well ساخته می‌شوند، در نتیجه، می‌توان بستر و سورس آن‌ها را به یکدیگر متصل کرد که در طرح پیشنهادی از این قابلیت استفاده شده است.

### ۳-۲- بهره ولتاژ

به جهت استفاده از ساختار اشتراک جریان مکمل و تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال، کاهش جریان مصرفی و به دنبال آن افزایش مقاومت بار، در نتیجه بهره ولتاژ افزایش می‌یابد. بهره ولتاژ را با صرف نظر از مدولاسیون طول کانال و با برقراری رابطه  $C_{ac} \gg C_{gs1}$  می‌توان به صورت:

$$A_V = \frac{1}{\gamma} (g_{m1} + g_{mb1}) [1 + (1+A) g_{m2} R_T] R_1 \quad (9)$$

بیان کرد که  $1/2$  به جهت تقسیم ولتاژ ناشی از تطبیق امپدانس می‌باشد و با حفظ رابطه  $C_C \gg C_{gs2}$  بهره ولتاژ به صورت:

$$A_V = \frac{1}{\gamma} (g_{m1} + g_{mb1}) [1 + 2g_{m2} R_T] R_1 \quad (10)$$

خواهد شد.

### ۳-۳- عدد نویز

استفاده از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال، علاوه بر افزایش بهره ولتاژ، منجر به کاهش نویز نیز می‌شود. در واقع به همان میزانی که ترانساینی را افزایش داده و منجر به افزایش بهره ولتاژ می‌شود، به همان میزان نویز را کاهش می‌دهد. شکل ۵-الف اثر افزایش ترانساینی با استفاده از اتصال ضربدری خازن‌ها جهت کاهش نویز ترانزیستور  $M_2$  را با و بدون استفاده از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$ ، در طرح پیشنهادی نمایش می‌دهد. همچنین شکل ۵-ب اثر افزایش ترانساینی با استفاده از افزایش دهنده  $G_m$  فعال جهت کاهش نویز ترانزیستور  $M_1$  را با و بدون استفاده از این تکنیک در طرح پیشنهادی نمایش می‌دهد. علاوه بر این، در تقویت کننده‌های گیت مشترک با افزایش دهنده  $G_m$  فعال مرسوم، نویز هسته اصلی به جهت افزایش دهنده  $G_m$  فعال کاهش می‌یابد اما نویز بخش افزایش دهنده  $G_m$  فعال بر کارایی نویز مدار تحمیل می‌شود. اما در طرح پیشنهادی به جهت استفاده از اتصال ضربدری خازن‌ها در بخش افزایش دهنده  $G_m$  فعال، از تأثیر نویز این بخش کاسته می‌شود. در نتیجه، عدد نویز کل را می‌توان با صرف نظر از مدولاسیون طول کانال و اثر بدنه به صورت:

$$NF = 1 + \frac{2\gamma(1+R_S g_{m2})^2}{R_S g_{m1}(1+2g_{m2} R_T)^2} + \frac{\gamma g_{m2} (2R_T - R_S)^2}{2R_S (1+2g_{m2} R_T)^2} + \frac{\lambda}{R_S R_1 g_{m1}^2 (1+2g_{m2} R_T)^2} + \frac{2R_T (1+R_S g_{m2})^2}{R_S (1+2g_{m2} R_T)^2} \quad (11)$$

$$A = \frac{C_C}{C_C + C_{gs}} = \frac{1}{1 + \frac{C_{gs}}{C_C}} \quad (4)$$

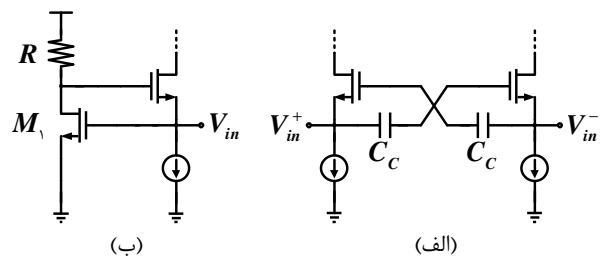
$C_{gs}$  خازن گیت - سورس ترانزیستورها می‌باشد. از این رو، ترانساینی مؤثر برابر:

$$G_{m,eff} = \left( \frac{C_{gs} + 2C_C}{C_{gs} + C_C} \right) g_{mi} \quad (5)$$

است. در نتیجه، در حالتی که  $C_C \gg C_{gs}$  باشد،  $A \approx 1$  شده و ترانساینی مؤثر برابر  $G_{m,eff} \approx 2g_{mi}$  خواهد شد. در شکل ۴-ب نیز ترانساینی مؤثر برابر:

$$G_{m,eff} = (1 + g_{m1} R) \quad (6)$$

است.



شکل ۴: افزایش ترانساینی [۱۰]، الف) با استفاده از اتصال ضربدری خازن‌ها، ب) با استفاده از ترکیب ترانزیستور و مقاومت

### ۳-۱- تطبیق امپدانس ورودی

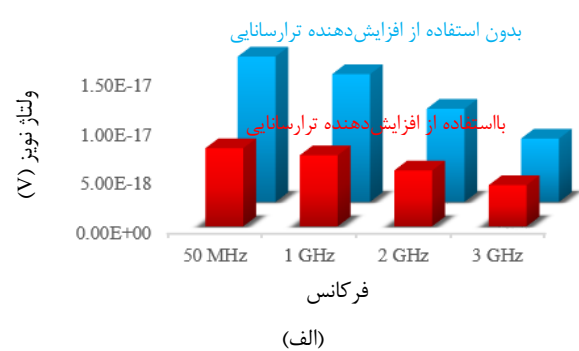
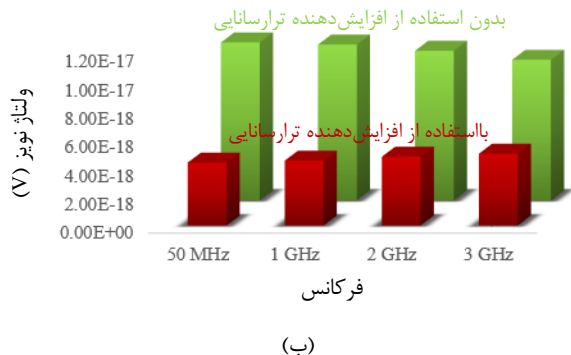
به جهت آن که ساختار تقویت کننده کم نویز پیشنهادی تفاضلی بوده و آنتن المانی تک سر است، در نتیجه، در ورودی نیاز به یک دو به تک سر می‌باشد که در طرح پیشنهادی از دو به تک سر بیرون تراشه‌ای (ترانسفورماتور) استفاده شده است. در این حالت، در هر طرف مدار باید تطبیق امپدانس با مقاومت مرجع  $R_S / 2 = 25 \Omega$  صورت گیرد که نیازمند  $G_m = 40 \text{ ms}$  از هسته اصلی می‌باشد و منجر به افزایش توان مصرفی می‌شود. اما در طرح پیشنهادی به جهت استفاده از تکنیک‌های افزایش دهنده  $G_m$  فعال برای هسته اصلی و اتصال ضربدری خازن‌ها برای بخش افزایش دهنده  $G_m$  فعال و روی هم گذاری بخش افزایش دهنده  $G_m$  فعال و هسته اصلی به راحتی و بدون افزایش جریان می‌توان  $G_m = 40 \text{ ms}$  را فراهم کرد. در نتیجه، تطبیق امپدانس در ورودی با صرف نظر از مدولاسیون طول کانال و با برقراری رابطه  $C_{ac} \gg C_{gs1}$  به صورت:

$$\frac{R_S}{2} = \frac{1}{(1+A) g_{m2} + (g_{m1} + g_{mb1}) [1 + (1+A) g_{m2} R_T]} \quad (7)$$

است و با حفظ رابطه  $C_C \gg C_{gs2}$  به صورت:

$$\frac{R_S}{2} = \frac{1}{2g_{m2} + (g_{m1} + g_{mb1}) [1 + 2g_{m2} R_T]} \quad (8)$$

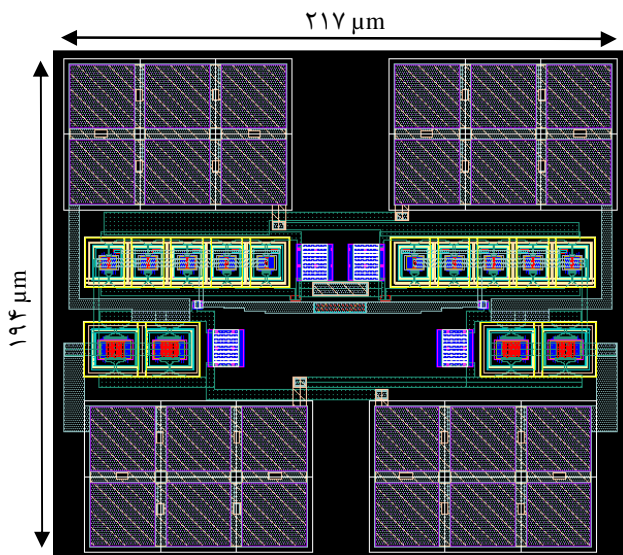
می‌باشد که  $g_{m1}$  ترانساینی هسته اصلی تقویت کننده کم نویز و به جهت آن که بستر (بالک) ترانزیستور  $M_1$  به زمین متصل می‌باشد و



شکل ۵: بررسی تأثیر استفاده از افزایش دهنده  $G_m$  بر کارایی نویز تقویت کننده کم نویز پیشنهادی، (الف) اثر افزایش دهنده  $G_m$  با اتصال ضربدری خازن ها، (ب) اثر افزایش دهنده  $G_m$  فعال

طیف فرکانسی را پوشش داده و می تواند در استانداردهایی نظیر: IEEE802.22، GSM، MICS، MedRadio و ... به کار رود. شکل ۶ جانمایی تقویت کننده کم نویز پیشنهادی را نمایش می دهد که مساحت فعال تقریباً  $194 \mu\text{m} \times 217 \mu\text{m}$  را اشغال می کند.

بیان کرد که عبارت اول، ناشی از مقاومت مرجع آنتن و به ترتیب نویز ناشی از ترانزیستور  $M_1$ ،  $M_2$ ، مقاومت بار  $R_1$  و سرانجام مقاومت  $R_p$  است.



شکل ۶: جانمایی تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

همچنین به جهت آن که به توان مقایسه مطلوبی را بین طرح پیشنهادی با گزارش های پیشین انجام داد، سعی بر آن شده است که علاوه بر ترسیم جانمایی و در نظر گرفتن خازن ها و مقاومت های پارازیتی، ملاحظات ساخت نظیر اثر خازن بالشتک را در نظر گرفته شود. از این رو، دو خازن به میزان  $100 \text{ fF}$  در دو طرف مدار قرار گرفته است تا اثر مخرب بالشتک مدل شود و همچنین از ترانزیستورهای RF و سایر المان های واقعی که در جدول ۱ نوع و میزان آن بیان شده، استفاده شده است. در نتیجه شبیه سازی تطبیق امپدانس در ورودی ( $S_{11}$ ) در شکل ۷ نمایش داده شده است که به جهت استفاده از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال و اشتراک جریان مکمل  $S_{11}$  کم تر از  $-14.26 \text{ dB}$  در کل محدوده فرکانس حاصل شده است. بهره ولتاژ کل در شکل ۸ و عدد نویز تقویت کننده کم نویز پیشنهادی در شکل ۹ نمایش داده شده است.

۳-۴- خطینگی  
در بررسی خطینگی تقویت کننده کم نویز پیشنهادی، همان طور که در [۱۲، ۱۳] بیان شده است، چنانچه جریان درین به صورت سری توانی رابطه (۱۲) بیان شود.

$$i_D(V_{gs}) \approx g_1 V_{gs} + g_2 V_{gs}^2 + g_3 V_{gs}^3 \quad (12)$$

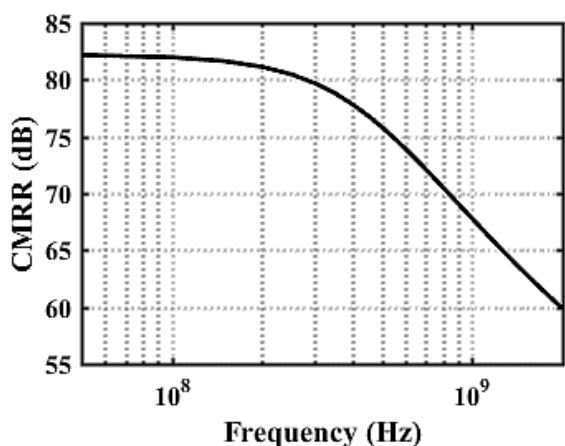
که  $g_{1,2,3}$  به ترتیب ضریب بهره خطی، غیرخطینگی مرتبه دوم و غیرخطینگی مرتبه سوم می باشد. استفاده از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  با استفاده از اتصال ضربدری خازن ها موجب کاهش غیرخطینگی مرتبه دوم می شود، اما از طرفی به دلیل افزایش تغییرات  $V_{gs}$ ، تخریب  $IIP_3$  را به همراه دارد. در نتیجه، در طرح پیشنهادی استفاده از افزایش دهنده  $G_m$  فعال و غیرفعال، به همان میزانی که منجر به افزایش بهره ولتاژ، کاهش نویز و همچنین کاهش توان مصرفی می شود،  $IIP_3$  را تخریب می کند. اما همان طور که در [۱۴] بیان شده است، می توان نقطه ای را برای بایاس ترانزیستور تعیین کرد که این غیرخطینگی مرتبه سوم به صفر نزدیک تر باشد.

#### ۴- نتایج شبیه سازی و جانمایی

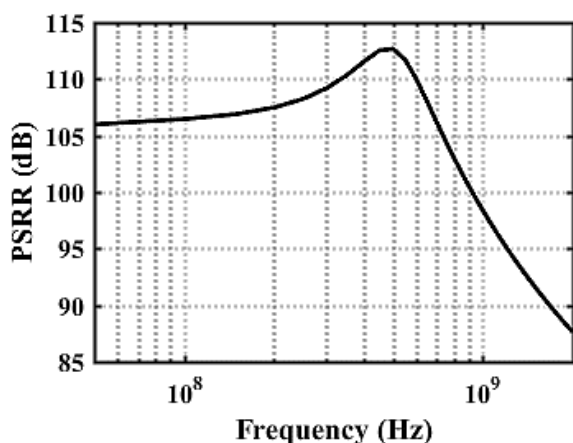
تقویت کننده کم نویز پیشنهادی در فناوری  $0.18 \mu\text{m CMOS}$  TSMC و در محیط Spectre RF شبیه سازی و نتایج شبیه سازی پس از ترسیم جانمایی گزارش شده است. طرح پیشنهادی دارای بایاس سرخود بوده و توسط منبع  $1.8 \text{ V}$  تغذیه می شود. همچنین جهت تأمین معکوس سیگنال ورودی از یک دو به تک سر ایده آل بیرون تراشه ای که غالباً ترانسفورماتور می باشد، استفاده شده است. تقویت کننده کم نویز پیشنهادی می تواند گزینه مناسبی برای سامانه رادوشناختی باشد، زیرا علاوه بر دارا بودن مشخصات مطلوب، محدوده  $50 \text{ MHz} - 1.7 \text{ GHz}$  از

است؛ که  $A_d$  بهره ولتاژ در حالت تفاضلی و  $A_{cm}$  بهره ولتاژ در حالت مشترک می باشد و نتیجه شبیه سازی آن در شکل ۱۰ نمایش داده شده است. علاوه بر این، به دلیل آن که در طرح پیشنهادی منبع تغذیه به خروجی نزدیک می باشد، نسبت حذف تغییرات منبع تغذیه در رابطه (۱۴) بیان و نتیجه شبیه سازی آن در شکل ۱۱ نمایش داده شده است.

$$PSRR = 20 \log_{10} \left( \frac{\Delta V_{supply} A_V}{\Delta V_{out}} \right) \quad (14)$$

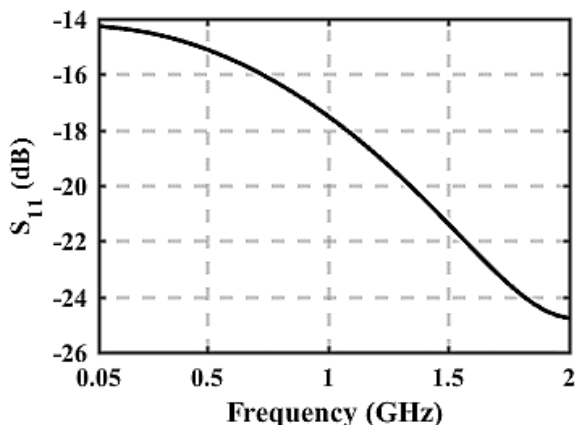


شکل ۱۰: نتیجه شبیه سازی نسبت حذف مؤلفه مشترک تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

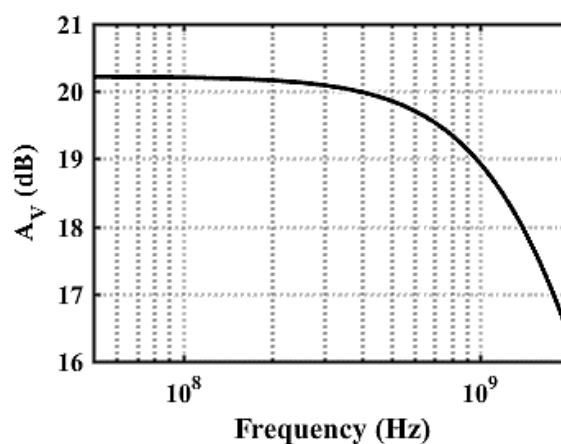


شکل ۱۱: نتیجه شبیه سازی نسبت حذف تغییرات منبع تغذیه تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

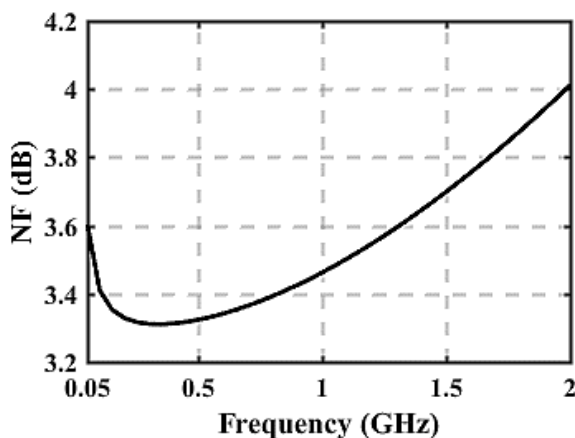
سرانجام، با اعمال دو تُن در فرکانس های ۱٫۶۵ GHz و ۱٫۷ GHz خطینگی مدار با محاسبه  $IIP_3$  بررسی شده است که در شکل ۱۲ مشاهده می شود، علاوه بر این شکل ۱۳،  $IIP_3$  در تمام محدوده فرکانس کاری را نمایش می دهد.



شکل ۷: نتیجه شبیه سازی  $S_{11}$  تقویت کننده کم نویز پیشنهادی



شکل ۸: نتیجه شبیه سازی بهره ولتاژ تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

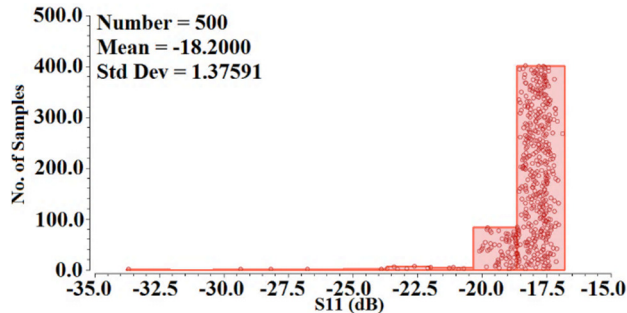


شکل ۹: نتیجه شبیه سازی عدد نویز تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

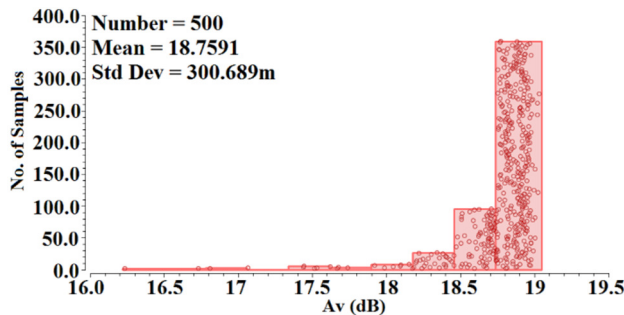
همچنین به جهت استفاده از ساختار تفاضلی در تقویت کننده کم نویز پیشنهادی نسبت حذف مؤلفه مشترک بررسی شده است که به صورت رابطه:

$$CMRR = 20 \log_{10} \left( \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \right) \quad (13)$$

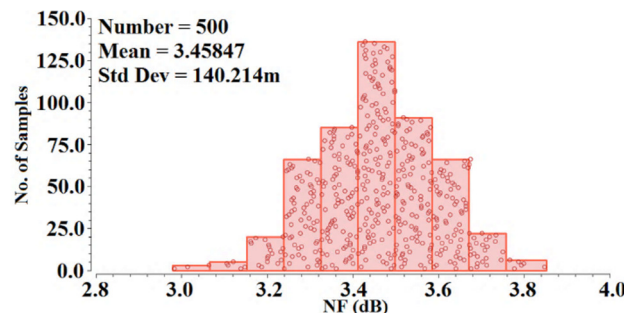
۳٫۴۶ و  $-17.5$  می باشد. مقدار متوسط و انحراف معیار هر پارامتر در شکل های ۱۴، ۱۵ و ۱۶ مشاهده می شود.



شکل ۱۴: نتیجه شبیه سازی مونت کارلو تطبیق امپدانس تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

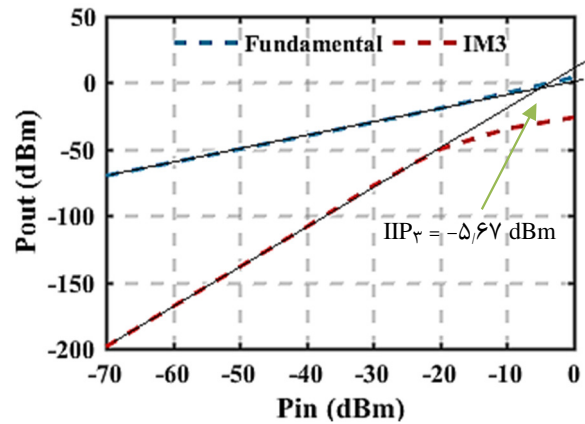


شکل ۱۵: نتیجه شبیه سازی مونت کارلو بهره ولتاژ تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

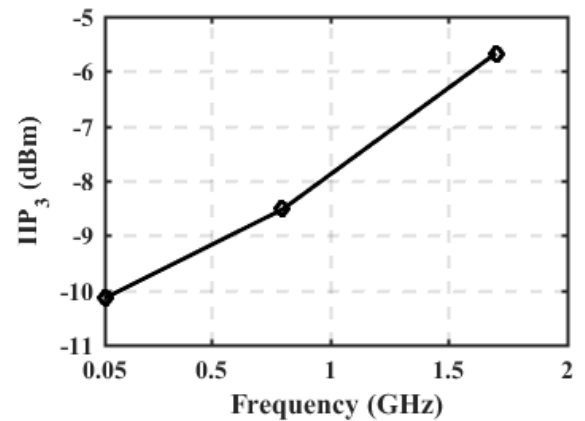


شکل ۱۶: نتیجه شبیه سازی مونت کارلو عدد نویز تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

همچنین رفتار تطبیق امپدانس و عدد نویز در گوشه های فرآیند و با تغییرات دما در کل محدوده فرکانسی به ترتیب در شکل های ۱۷ و ۱۸ نمایش داده شده است و علاوه بر این، رفتار طرح پیشنهادی در گوشه های فرآیند در دماهای  $40^{\circ}C$ ،  $27^{\circ}C$  و  $85^{\circ}C$  به ترتیب در جداول ۲، ۳ و ۴ برای تمامی پارامترهای مدار به تفصیل بیان شده است. در ضمن جهت مقایسه کارایی طرح پیشنهادی با گزارش های پیشین از عدد شایستگی که در [۱۵] استفاده شده و در رابطه (۱۵) بیان شده، استفاده شده است. سرانجام جدول ۵ مقایسه تقویت کننده کم نویز پیشنهادی با دیگر گزارش ها را بیان می کند.



شکل ۱۲: نتیجه شبیه سازی محل برخورد مؤلفه اصلی با مؤلفه اینترمدولاسیون مرتبه سوم در تقویت کننده کم نویز پیشنهادی با اعمال دو ن تَن در فرکانس های  $1.65$  GHz و  $1.7$  GHz در ورودی



شکل ۱۳: نتیجه شبیه سازی  $IIP_3$  بر حسب فرکانس در تمام محدوده فرکانس کاری تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

جدول ۱: نوع و مقادیر المان ها در طرح پیشنهادی

$M_1$ (RF-MOS)	$2 \times 4 \mu m$ ( $m = 5$ ) / $0.18 \mu m$
$M_2$ (RF-MOS)	$10 \times 6 \mu m$ ( $m = 2$ ) / $0.18 \mu m$
$R_1$ (rphpoly)	$581 \Omega$
$R_2$ (rphpoly)	$327 \Omega$
$R_B$ (rphripoly)	$100 k\Omega$
$C_C$ (MIM-cap)	$4 pF$
$C_{ac}$ (MIM-cap)	$4 pF$
$C_{PAD}$	$100 fF$

به جهت بررسی رفتار تطبیق امپدانس، بهره ولتاژ و عدد نویز تقویت کننده کم نویز پیشنهادی به ازای ناهم سانی افزارها و تغییرات فرآیند، آنالیز مونت کارلو در دمای  $27$  درجه سانتی گراد انجام شده است که به ترتیب در شکل های ۱۴، ۱۵ و ۱۶ نمایش داده می شود. در ضمن تمام پارامترها در فرکانس  $1$  GHz پس از ترسیم جانمایی اندازه گیری شده اند. مقدار اصلی بهره ولتاژ، عدد نویز و  $S_{11}$  به ترتیب برابر  $18.92$ ،



جدول ۳: نتایج شبیه سازی در گوشه های فرآیند در دمای ۲۷°C

SS	SF	FS	FF	TT	
۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	پهنای باند (GHz)
۱.۵۵	۱.۷۳	۱.۶۴	۱.۵۱	۱.۶۸	
< -۱۶.۸	< -۱۳.۸	< -۱۶.۹	< -۱۶.۳	< -۱۴.۲۶	S <sub>11</sub> (dB)
۱۹.۲	۲۰.۳	۱۹.۵۸	۱۳.۱	۲۰.۲	بهره ولتاژ (dB)
۱۶.۲	۱۷.۳	۱۶.۵۸	۱۰.۱	۱۷.۲	
۴	۳.۲۲	۳.۳۶	۲.۸۲	۳.۳۱	کمترین عدد نویز (dB)
۱.۱۸	-۳.۶۴	-۸.۶۲	-۳.۳۸	-۵.۶۷	IIP <sub>۲</sub> (dBm)
۲.۳۳	۳.۲۸	۳.۳۴	۴.۲۶	۳.۲۸	توان مصرفی (mW)

جدول ۴: نتایج شبیه سازی در گوشه های فرآیند در دمای ۸۵°C

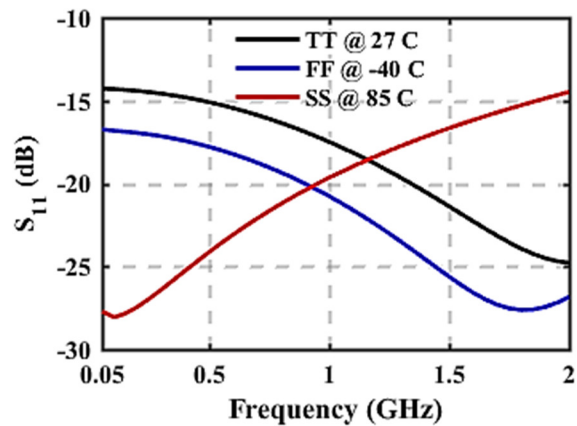
SS	SF	FS	FF	TT	
۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	پهنای باند (GHz)
۱.۵۷	۱.۷	۱.۶	۱.۵۱	۱.۶۶	
< -۱۶.۳	< -۱۶.۶	< -۲۰	< -۱۲.۵	< -۱۸	S <sub>11</sub> (dB)
۱۸.۵۵	۱۹.۳	۱۷.۷۴	۱۰	۱۹	بهره ولتاژ (dB)
۱۵.۵۵	۱۶.۳	۱۴.۷۴	۷	۱۶	
۴.۵۹	۳.۸	۳.۹۵	۳.۴۱	۳.۸۸	کمترین عدد نویز (dB)
۱.۵۱	-۴.۱	-۹.۵۵	-۰.۵۳	-۶.۵۸	IIP <sub>۲</sub> (dBm)
۲.۶۵	۳.۵۸	۳.۶۵	۴.۴۸	۳.۶	توان مصرفی (mW)

### ۵- نتیجه گیری

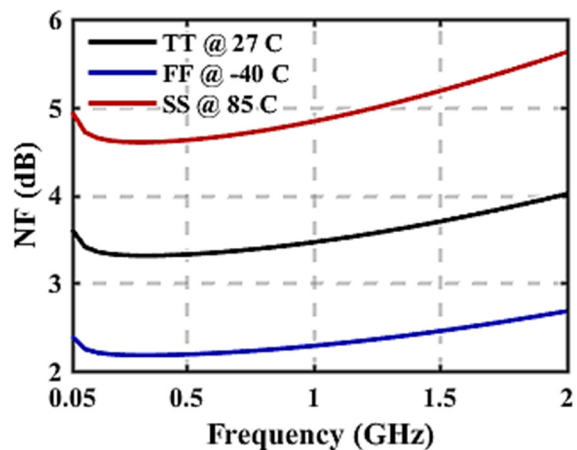
یکی از مهم ترین اهداف پیشرفت مخابرات بی سیم، نیاز به کارآمدی انرژی و طیف فرکانسی و افزاره های قابل حمل کم هزینه می باشد. رادیوشناختی فرصتی را فراهم کرده است تا با استفاده بهینه و فرصت طلبانه از طیف فرکانسی به توان علاوه بر پاسخگویی به کاربردهای آتی، ترافیک باند فرکانسی را کاهش داد. در نتیجه، در پیاده سازی مدارهای سامانه رادیوشناختی در مسیر دریافت سیگنال، نیازمند طراحی تقویت کننده کم نویز به صورت پهن باند می باشد تا علاوه بر پوشش استانداردهای مختلف مخابراتی، دارای مشخصات مطلوب بلوک تقویت کننده کم نویز نظیر: بهره ولتاژ قابل قبول، عدد نویز کم، خطینگی مطلوب و توان مصرفی کم باشد.

در این مقاله، تقویت کننده کم نویز پهن باند بدون سلفی پیشنهاد شد که علاوه بر کاهش جریان مصرفی آن با استفاده از ساختار اشتراک

$$FOM = 2 \cdot \log_1 \left( \frac{BW_{[GHz]} G_{av[lin]} IIP_{2[mW]}}{P_{dc[mW]} (NF_{av[lin]} - 1)} \right) \quad (15)$$



شکل ۱۷: نتیجه شبیه سازی تطبیق امپدانس تقویت کننده کم نویز پیشنهادی در گوشه های فرآیند با تغییرات دما



شکل ۱۸: نتیجه شبیه سازی عدد نویز تقویت کننده کم نویز پیشنهادی در گوشه های فرآیند با تغییرات دما

جدول ۲: نتایج شبیه سازی در گوشه های فرآیند در دمای ۴۰°C

SS	SF	FS	FF	TT	
۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	۰.۰۵	پهنای باند (GHz)
۱.۵۶	۱.۷۳	۱.۷۳	۱.۶۲	۱.۷۳	
< -۱۷.۵	< -۱۱.۲	< -۱۲	< -۱۶.۷	< -۱۱.۱	S <sub>11</sub> (dB)
۱۹.۸	۲۱.۳	۲۱	۱۸.۷۸	۲۱.۳	بهره ولتاژ (dB)
۱۶.۸	۱۸.۳	۱۸	۱۵.۷۸	۱۸.۳	
۳.۲۶	۲.۵۳	۲.۶۳	۲.۱۷	۲.۶	کمترین عدد نویز (dB)
۰.۵۵	-۲.۶۱	-۶.۴۵	-۱۴.۶	-۴.۲۷	IIP <sub>۲</sub> (dBm)
۱.۹۴	۲.۸۹	۲.۹۴	۳.۹۷	۲.۸۸	توان مصرفی (mW)

جدول ۵: مقایسه کارآیی طرح پیشنهادی با گزارش های پیشین

عدد شایستگی	فناوری (nm)	توان مصرفی (mW)	IIP <sub>۳</sub> (dBm)	عدد نویز (dB)	بهره ولتاژ (dB)	S <sub>۱۱</sub> (dB)	پهنای باند (GHz)	
-۷٫۵	۶۵	۲۲	-۱۱٫۲ / -۷	۲٫۹ - ۵٫۹	۲۰ - ۱۸	-۱٫ <sup>†</sup>	۰٫۵ - ۱۰	[۱۲] JSSC ۲۰۱۰
-۱٫۰۸	۱۳۰	۱٫۳۲	-۱۲	۴ <sup>++</sup>	۲۲ - ۱۹*	< -۱۷*	۰٫۱ - ۲٫۷	[۱۰] JSSC ۲۰۱۲
-۷٫۸۱	۶۵	۵٫۶	-۱۱	۳٫۲ <sup>++</sup>	۱۸٫۶ - ۱۵٫۶	< -۱۰. <sup>††</sup>	۰٫۲ - ۴٫۵	[۱۷] ISCAS ۲۰۱۳
-۱٫۲	۱۸۰	۱۴٫۴	-۱	۶٫۳ - ۶٫۸ <sup>†††</sup>	۸ - ۵	< -۱۰	۲٫۵ - ۱۱٫۷	[۱۸] TIE ۲۰۱۴
-۱٫۱	۱۳۰	۰٫۴	-۱۱٫۵ / -۹٫۵	۴٫۹ - ۶	۱۲٫۳ <sup>+</sup>	< -۱۰.*	۰٫۱ - ۲٫۲	[۱۹] TMTT ۲۰۱۶
-۱۷	۱۳۰	۱۴	-۶٫۳	۲٫۲ - ۴*	۱۷	< -۸٫۹	۰٫۵ - ۰٫۸۳	[۲۰] IVLSI ۲۰۱۸
-۵٫۷۸	۹۰	۰٫۴۹	-۵٫۷۴	۶٫۵	۱۴٫۲۷	< -۸*	۰٫۴ - ۰٫۸	[۲۱] ISCAS ۲۰۱۸
-۰٫۶	۱۸۰	۳٫۲۸	-۱۰٫۱۴ / -۵٫۶۷	۳٫۳۱ - ۳٫۸۱	۲۰٫۲ - ۱۷٫۲	< -۱۴٫۲۶	۰٫۵ - ۱٫۷	طرح پیشنهادی <sup>!!</sup>

<sup>†</sup>: برای فرکانس های تا ۹٫۶ GHz؛ <sup>††</sup>: برای فرکانس های تا ۴ GHz؛ <sup>†††</sup>: در ۱۰ GHz - ۳؛ \* از روی نمودار تخمین زده شده؛ <sup>+</sup>: حداکثر؛ <sup>++</sup>: میانگین؛ <sup>-</sup>: دارای سلف؛ <sup>!!</sup>: نتایج شبیه سازی پس از جانمایی

- [5] P. Jamshidi, "An ultra wideband low-power low-noise amplifier using coupled inductors," *In Proceedings of the 23<sup>rd</sup> Iranian Conf. on Elec. Engineering (ICEE)*, pp. 1220-1224, 2015.
- [6] J. H. Zhan and S. S. Taylor, "A 5 GHz resistive-feedback CMOS LNA for low-cost multi-standard applications," *In Proceedings of IEEE Inter. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, pp. 721-730, 2006.
- [7] J. Chen, B. Guo, B. Zhang and G. Wen, "An inductorless wideband common-gate LNA with dual capacitor cross-coupled feedback and negative impedance techniques," *Integration, The VLSI Journal*, vol. 56, pp. 53-60, 2017.
- [8] W. Zhuo, X. Li, S. Shekhar, S. H. K. Embabi, J. P. de Gyvez, D. J. Allstot and E. Sanchez-Sinencio, "A capacitor cross-coupled common-gate low-noise amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 52, no. 12, pp. 875-879, Dec. 2005.
- [9] E. A. Sobhy, A. A. Helmy, S. Hoyos, K. Entesari and E. Sanchez-Sinencio, "A 2.8 mW sub-2-dB noise-figure inductorless wideband CMOS LNA employing multiple feedback," *IEEE Trans. Microw. Theory Techniques*, vol. 59, no. 12, pp. 3154-3161, Dec. 2011.
- [10] F. Belmas, F. Hameau and J. M. Fournier, "A low-power inductorless LNA with double Gm enhancement in 130 nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 5, pp. 1094-1103, May 2012.

[۱۱] پرویز امیری، محمود صیفوری، بابک آفرین، آوا هدایتی پور، «طراحی پیش تقویت کننده RGC کم نویز مدار مجتمع CMOS با پهنای باند ۲۰ GHz و بهره ۶۰ dBΩ»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۶، شماره ۲، صفحه ۱۵-۲۳، ۱۳۹۵.

جریان مکمل هسته اصلی و افزایش دهنده  $G_m$  فعال و بهره گیری از تکنیک افزایش دهنده  $G_m$  غیرفعال با استفاده از اتصال ضربدری خازن ها، دارای بیشترین بهره ولتاژ ۲۰٫۲ dB و کمترین عدد نویز ۳٫۳۱ dB و مصرف توان ۳٫۲۸ mW می باشد. همچنین، علاوه بر در نظر گرفتن ملاحظات ساخت نظیر خازن بالشتک، طرح پیشنهادی رفتار مطلوبی را در گوشه های فرآیند با تغییرات دمایی از خود به نمایش گذاشت. از این رو، طرح پیشنهادی می تواند گزینه مطلوبی برای سامانه های رادیوشناختی باشد.

## مرجع

- [1] J. Mitola III, *Cognitive Radio Architecture: The Engineering Foundations of Radio XML*, Wiley Interscience, 2006.
- [2] J. Mitola III and G. Maguire, "Cognitive radio: making software radio more personal," *IEEE Pers. Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [3] E. Hossain, D. Niyato and Z. Han, *Dynamic Spectrum Access and Management in Cognitive Radio Networks*, Cambridge University Press, 2009.
- [4] T. Yucek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol. 11, no. 1, pp. 116-130, March 2009.

- [17] D. Zeng, C. Qin, L. Zhang, Y. Wang and Z. Yu, "An inductorless wideband low noise amplifier with current reuse and linearity enhancement," *In IEEE Circuits and Syst. Symp. (ISCAS)*, 2013.
- [18] B. Hu, X. P. Yu, W. M. Lim and K. S. Yeo, "Analysis and design of ultra-wideband low-noise amplifier with input/output bandwidth optimization and single-ended/differential-input reconfigurability," *IEEE Trans. On Indu. Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5672-5680, Oct. 2014.
- [19] M. Parvizi, K. Allidina and M. N. El-Gamal, "An ultra-low-power wideband inductorless CMOS LNA with tunable active shunt-feedback," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 6, pp. 1843-1853, May 2016.
- [20] S. Arshad, R. Ramzan, Q. Wahab, "50-830 MHz noise and distortion canceling CMOS low noise amplifier," *Integration, The VLSI Journal*, vol. 60, pp. 63-73, 2018.
- [21] W. Chen, S. Yang, K. Cheng, "A 1.2V 490 $\mu$ W sub-GHz UWB CMOS LNA with current reuse negative feedback," *In IEEE Circuits and Syst. Symp. (ISCAS)*, 2018.
- [12] H. G. Han, D. H. Jung, T. W. Kim, "A 2.88 mW +9.06 dBm IIP3 common-gate LNA with dual cross-coupled capacitive feedback," *IEEE Trans. Microw. Theory Techniques*, vol. 63, no. 3, pp. 1019-1025, March 2015.
- [۱۳] مهرا ن نظری، جواد یاوند حسنی، «طراحی یک تقویت کننده کم نویز کسکود ولتاژ پایین با خطینگی بالا به کمک روش تزویج مغناطیسی در باند ۴۵ GHz»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۷، شماره ۲، صفحه ۷۵۱-۷۶۰، ۱۳۹۶.
- [14] H. Zhang, E. Sanchez-Sinencio, "Linearization techniques for CMOS low noise amplifiers: A tutorial," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 58, no. 1, pp. 22-36, Jan. 2011.
- [15] Z. Pan, C. Qin, Z. Ye, Y. Wang and Z. Yu, "Wideband inductorless low-power LNAs with Gm enhancement and noise-cancellation," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 65, no. 1, pp. 26-38, Aug. 2017.
- [16] B. Razavi, "Cognitive radio design challenges and techniques," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 8, pp. 1542-1553, Aug. 2010.