

## طراحی و شبیه‌سازی تقویت کننده کم نویز جدید با دو سلف فعال برای رادیوشناختی

مهدی مزیدآبادی فراهانی<sup>۱</sup>، جلیل مظلوم<sup>۲\*</sup>، پیمان ناییبی<sup>۳</sup>

۱- دانشجوی دکتری، گروه مهندسی برق، واحد ساوه، دانشگاه آزاد اسلامی، ساوه، ایران، ۲- دانشیار، دانشکده مهندسی برق، واحد ساوه، دانشگاه آزاد اسلامی، ساوه، ایران و فنون هوایی شهید ستاری، تهران، ایران، ۳- استادیار، گروه فیزیک، واحد ساوه، دانشگاه آزاد اسلامی، ساوه، ایران (دریافت: ۱۳۹۹/۰۳/۰۳، پذیرش: ۱۳۹۹/۰۹/۱۵)

### چکیده

سامانه رادیوشناختی، شبکه ارتباطی فوق پهن باندی است که به طور هوشمند قابلیت استفاده بهینه از طیف فرکانسی موجود را با استفاده از روش پایش طیف پویا دارد. این سامانه می تواند نیازهای سامانه های مخابرات میدانی را به خوبی برآورده سازد و در عمده تجهیزات عملیاتی، مورد استفاده قرار گیرد. در این مقاله برای تحقق این سامانه، با اتصال ضربدری دو سلف فعال متشکل از توپولوژی گیت مشترک و بازخورد، در یک ساختار تفاضلی، یک تقویت کننده کم نویز فوق پهن باند جدید طراحی شده است. به کارگیری سلف فعال، علاوه بر افزایش پهنای باند تقویت کننده و کاهش سطح تراشه، دارای بهره ذاتی بوده و به علت داشتن ضریب کیفیت بالا، قابلیت تنظیم اندوکتانس و فرکانس را نیز دارا می باشد. این ساختار علاوه بر تطبیق ورودی در کل پهنای باند فرکانسی، با ساختار ارائه شده سبب افزایش هدایت انتقالی ترانزیستورها شده و موجب کاهش توان مصرفی و عدد نویز مدار می شود. در این کار، نتایج شبیه سازی با فناوری  $0.18 \mu\text{m}$  CMOS نشان می دهد که در گستره فرکانسی از 50 MHz تا 10 GHz، این ساختار دارای تطبیق ورودی بهتر از  $-10 \text{ dB}$ ، بهره قدرت  $10.4 \text{ dB}$ ، تغییرات عدد نویز از  $3-6.7 \text{ dB}$  و نقطه تقاطع مرتبه سوم  $-4 \text{ dBm}$  را با توان مصرفی  $9.29 \text{ mW}$  و منبع تغذیه  $1.8 \text{ V}$  ارائه می دهد.

کلید واژه ها: رادیوشناختی، سلف فعال، تقویت کننده کم نویز پهن باند، اتصال ضربدری خازنی

## Design and Simulation of a Novel Low Noise Amplifier with Two Active Inductor for Cognitive Radio

M. Mazidabadi Farahani, J. Mazloun\*, P. Nayebi

\*Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Saveh Branch, Islamic Azad University, Saveh, Iran

& Shahid Sattari Aeronautical University of Science and Technology, Tehran, Iran

(Received: 23/05/2020; Accepted: 05/11/2020)

### Abstract

Cognitive radio is well known as an ultra-wideband communication system that intelligently optimizes the available frequency spectrum by implementing the dynamic spectrum monitoring method. This system can meet the needs of field communication systems well and be used in most operational equipment. In this paper, to realize this system, using the cross coupling of two active inductors consisting of common gate topology and feedback, in a differential structure, a novel ultra-wideband low noise amplifier is designed. The use of active inductor, in addition to increasing the amplifier bandwidth and reducing the chip area, due to its high quality factor, it also has the ability to adjust the inductance and frequency. In addition to input matching in the entire frequency bandwidth, this structure increases the transconductance of the transistors with the proposed structure and reduces the power consumption and the noise figure of the circuit. The simulation results show that in the frequency range of 50 MHz to 10 GHz, this structure has a better input matching than  $-10 \text{ dB}$ , power gain of  $10.4 \text{ dB}$ , noise figure variations of  $3-6.7 \text{ dB}$  and a third-order intercept point is  $-4 \text{ dBm}$ . The proposed LNA consumes  $9.29 \text{ mW}$  from a  $1.8 \text{ V}$  power supply.

**Keywords:** Cognitive Radio, Active Inductor, Low Noise Amplifier (LNA), Capacitor Cross Coupled

\* Corresponding Author E-mail: jalil.mazloun@ssau.ac.ir

## ۱- مقدمه

با افزودن شبکه‌های RLC یا LC در ورودی، قابل حل بوده [۸-۱۰]، ولی این شبکه‌ها سبب اشغال سطح وسیعی از تراشه و تولید مولفه‌های پارازیتی می‌شوند. تقویت‌کننده‌های مبتنی بر گیت مشترک به دلیل عدم وجود خازن پارازیتی گیت-درین، از مزیت تطبیق ورودی پهن‌بند و اندازه ضریب انعکاس بالا برخوردار هستند [۱۱، ۱۲]. این توپولوژی‌ها دارای نسبت بهره به نوبز پایین بوده و معمولاً برای بهبود عملکرد نویزی آن‌ها، نیاز به طبقه حذف نویز می‌باشد.

در این مقاله با اتصال ضربدری<sup>۱</sup> دو سلف فعال به یکدیگر، یک تقویت‌کننده کم‌نویز فوق پهن‌بند شبه تفاضلی گیت مشترک پیشنهاد شده است که علاوه بر گسترش پهنای باند فرکانسی و همچنین خنثی نمودن نویز بستر و خطسانی مدار، دارای توان مصرفی پایین و سطح تراشه بسیار کمتری نسبت به مدارهای دارای سلف مارپیچی می‌باشد.

این مقاله دارای اجزایی است که در چهار بخش تنظیم شده است. در بخش دوم، عملکرد سلف فعال تشریح شده و سپس معماری LNA پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش سوم نتایج شبیه‌سازی LNA پیشنهادی ارائه و تحلیل شده است. سرانجام، در بخش چهارم نتیجه‌گیری ارائه شده است.

## ۱-۱- بررسی ساختار مداری گزارش شده پیشین

ساختار مداری تقویت‌کننده‌های کم‌نویز گزارش شده در [۵]، [۸] و [۹]، برای کاربرد رادیوشناختی ارائه شده‌اند. در [۵]، یک تقویت‌کننده متشکل از سه طبقه سورس مشترک (برای بهره بزرگ و استفاده از بازخورد منفی) در فناوری ۶۵ nm و بدون سلف ارائه شده است. در این طرح، حداقل عدد نویز ۲٫۹ dB، تطبیق ورودی برای فرکانس‌های بالای ۹٫۶ GHz، ۱۰ dB-، حداکثر بهره ۱۸ dB، بهترین  $IP_3$  حدود ۷ dBm- و توان مصرفی ۲۲ mW می‌باشد. در LNA گزارش شده در [۸]، دو طبقه سورس مشترک با بهره‌گیری از بازخورد مقاومتی و سلف، در فناوری ۰٫۱۳  $\mu\text{m}$  طراحی شده است. در این مدار از چهار سلف استفاده شده و نتایجی مانند حداقل عدد نویز ۳٫۲۹ dB، تطبیق ورودی بهتر از ۱۰ dB-، حداکثر بهره ۱۳٫۲۸ dB و توان مصرفی بیش از ۳۱ mW حاصل شده است. تطبیق ورودی در این گستره فرکانسی با استفاده از مدار تطبیق  $\pi$  در ورودی حاصل شده است. در مرجع [۹]، نسخه دیگری از [۸]، به صورت دو طبقه سورس مشترک با بهره‌گیری از بازخورد مقاومتی و سلف، در فناوری ۰٫۱۳  $\mu\text{m}$  ارائه شده است. این طرح دارای حداقل عدد نویز ۲٫۴۸ dB، تطبیق ورودی بهتر از ۱۰٫۴ dB-، حداکثر بهره ۱۳ dB، بهترین  $IP_3$  حدود ۲ dBm و توان مصرفی ۳۵٫۴ mW می‌باشد. در

سامانه رادیوشناختی بر اساس دسترسی پویا و با امکان مشاهده کانال‌های ارتباطی، امکان هدایت کاربر به کانال‌های خالی را میسر ساخته، به عبارتی امکان استفاده بهینه از طیف فرکانسی بلااستفاده را فراهم می‌کند [۱، ۲]. توسعه این فناوری در زمینه شبکه‌های ارتباطی مربوط به ماموریت‌های میدانی به اندازه کافی مورد اعتماد بوده و با توجه به ماهیت موقتی تاسیسات شبکه‌ای، قابل استفاده می‌باشد [۳]. یک بخش مهم پیاده‌سازی این فناوری، مربوط به طراحی گیرنده فوق پهن‌بند آن می‌باشد که تقویت‌کننده کم‌نویز آن، بسیار حائز اهمیت بوده و به نوعی عهده‌دار کارآیی نویز مدار، تطبیق امپدانس و بهره کلی می‌باشد. بکارگیری سلف‌ها جهت افزایش پهنای باند مدار اجتناب ناپذیر بوده و پیاده‌سازی سلف‌ها در فناوری‌های مدار مجتمع به صورت سلف‌های مارپیچی، علاوه بر اشغال سطح بزرگی از تراشه، به علت تلفات ناشی از مقاومت‌ها و خازن‌های پارازیتی و در نتیجه کاهش ضریب کیفیت و ثبات فرکانسی، چالش برانگیز می‌باشد. استفاده از مدارهای فعال که رفتار سلفی از خود نشان می‌دهند به عنوان جایگزین سلف‌های مارپیچی، نه تنها سطح کوچکی از تراشه را اشغال می‌کند، بلکه به سبب استفاده از ترانزیستورها، دارای بهره ذاتی بوده و به علت داشتن ضریب کیفیت بالا، قابلیت تنظیم اندوکتانس و فرکانس را نیز دارا بوده و در نتیجه برای بکارگیری در گیرنده‌های چند استاندارد و قابل تنظیم [۴]، و به عبارتی گیرنده‌های پهن‌بند، بسیار مناسب می‌باشد. این خصوصیت با توجه به افزایش تقاضا برای ارتباطات بی‌سیم پهن‌بند، برای پیاده‌سازی سامانه رادیوشناختی مناسب می‌باشد. با توجه به گستردگی پهنای باند، یک گیرنده سامانه رادیوشناختی و بخصوص LNA آن باید دارای مشخصه فوق پهن‌بند باشد. از جمله چالش‌های چنین سامانه‌ای تطبیق ورودی و خروجی مناسب با پهنای باند، بهره مسطح، نویز پایین، خطسانی قابل قبول، سطح تراشه کوچک و مصرف انرژی بهینه می‌باشد [۵].

از توپولوژی‌های مرسوم برای طراحی LNA فوق پهن‌بند می‌توان به تقویت‌کننده‌های توزیع شده، سورس مشترک با بازخورد مقاومتی و گیت مشترک اشاره کرد. تقویت‌کننده‌های توزیع شده معمولاً دارای عدد نویز پایین، تطبیق امپدانس مناسب با پهنای باند بوده [۶، ۷]، ولی دارای توان مصرفی بالا و بهره محدود می‌باشند که به علت استفاده از تعداد زیادی سلف مارپیچی، و به منظور کوچک‌سازی، در فرکانس‌های بسیار بالا کاربرد دارند. تقویت‌کننده‌های مبتنی بر سورس مشترک ذاتا دارای عددنویز پایین بوده و با بهره‌گیری از بازخورد مقاومتی و سلف می‌توانند گزینه مناسبی برای LNA پهن‌بند باشند، مشکل این نوع تقویت‌کننده‌ها، عدم تطبیق ورودی با پهنای باند است که

<sup>۱</sup> CrossCoupled

برای نمایش اثر سلفی  $M_1$  و  $M_2$ ، با توجه به شکل (۲)، و محاسبه ادمیتانس مدار، داریم:

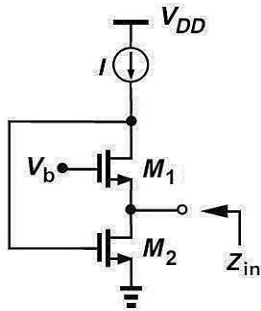
$$I_{in} = V_{in} Y_{in} \quad (۱)$$

$$I_{in} = -SC_{gs1} V_{in} - g_{m1} V_{gs1} + \frac{V_{in} - v_{gs1}}{r_{o1}} + \frac{V_{in}}{r_{o2}} + g_{m2} v_{gs2} \quad (۲)$$

که با استخراج  $v_{gs1}$  و  $v_{gs2}$  و جایگذاری در رابطه (۲) و انجام عملیات ریاضی و ساده‌سازی داریم:

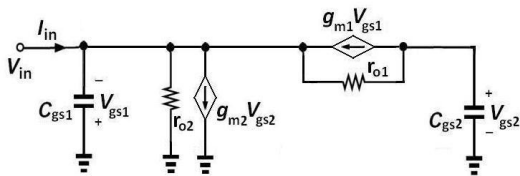
$$I_{in} = V_{in} (SC_{gs1} + g_{m1} + \frac{g_{m2} + g_{m1}}{SC_{gs2} + g_{o1}}) \quad (۳)$$

عبارت حاصل در پرانتز، مبین ادمیتانس بوده و سه مسیر موازی خازنی، عبارت حاصل در پرانتز، مبین ادمیتانس بوده و سه مسیر موازی خازنی، مقاومتی و یک شبکه سری سلف و مقاومت را به نمایش می‌گذارد.



شکل ۱. مدار سلف فعال.

با توجه به شکل (۳) که معماری LNA پیشنهادی را نشان می‌دهد و توجه به اتصال ضربدری خازنی بین دو سلف فعال، و لحاظ شرط  $C_{gs1,2} \gg C_{1,2}$ ، همزمان سیگنال ورودی به سورس و عکس آن به گیت ترانزیستورهای اصلی اعمال می‌شود، در نتیجه هدایت انتقالی  $M_1$  دو برابر ظاهر خواهد شد و مولفه‌های شکل (۱) به صورت معادلات (۴ - ۷) ظاهر می‌شوند.



شکل ۲. مدار معادل ساده شده سلف فعال.

$$R_p = \frac{1}{2g_{m1}} \quad (۴)$$

$$C_p = C_{gs1} \quad (۵)$$

$$L = \frac{C_{gs2}}{(2g_{m1} + g_{m2})} \quad (۶)$$

$$R_s = \frac{g_{o1}}{(2g_{m1} + g_{m2})} \quad (۷)$$

گزارش‌های [۱۷ - ۱۰]، تقویت‌کننده‌های کم‌نویز فوق‌پهن‌بند یا UWB-LNA به روش‌های مختلف از جمله با سلف مارپیچی، بدون سلف یا سلف فعال و تکنیک‌هایی مانند بازخورد مقاومتی و استفاده مجدد از جریان ارائه شده‌اند، که البته حداکثر پهنای باند آنها نهایتاً گستره فرکانسی از ۳.۱ GHz تا ۱۰.۶ GHz می‌باشد (بعضی مراجع به باند بالا و یا باند پایین UWB پرداخته‌اند). در مرجع [۱۸]، یک UWB-LNA باند پایین (گستره فرکانسی ۳-۵ GHz) با استفاده از ترکیب سلف مارپیچی و سلف فعال، و تکنیک اتصال ضربدری خازنی در یک ساختار تفاضلی ارائه شده است. در مرجع [۱۹]، گیرنده پهن‌بند با توان مصرفی کم و با فیلترهای چند مسیره مطرح شده است. در مجموع همه این طرح‌ها به دنبال تطبیق در فرکانس کاری، کاهش نویز افزوده، کاهش توان مصرفی و خطسانی مناسب مدار هستند. البته این طرح‌ها برای کاربرد رادیوشناختی، یا محدودیت فرکانسی دارند، یا تعداد سلف‌های مارپیچی آنها زیاد و سبب افزایش اندازه تراشه و در نتیجه اثرات پارازیتی می‌شود، و یا بعضاً توان مصرفی بالایی را می‌طلبند. همچنین لازم به ذکر است که طرح‌های [۵ و ۸ و ۹]، به ترتیب در فناوری ۶۵ nm و ۱۳۰ nm طراحی شده‌اند.

## ۲- معماری LNA پیشنهادی

برای تحقق یک تقویت‌کننده کم‌نویز فوق‌پهن‌بند برای کاربرد رادیوشناختی، و طراحی آن با فناوری ۱۸۰ nm (داشتن گستره فرکانسی مورد نیاز این سامانه، عدم استفاده از سلف مارپیچی، کوچک شدن اندازه تراشه و حذف اثرات پارازیتی، و کاهش توان مصرفی)، و در نتیجه تبدیل شدن مدار به یک LNA عملیاتی برای تقویت سیگنال رادیویی در کاربردهایی نظیر: Military network، GSM، MedRadio، ZigBee، Bluetooth، WiFi و غیره، طرح جدیدی با اتصال دو سلف فعال به صورت اتصال ضربدری خازنی، و در یک ساختار تفاضلی، بدون استفاده از سلف مارپیچی ارائه شد. در ابتدا به بررسی عملکرد سلف فعال می‌پردازیم.

### ۱-۲- بررسی عملکرد سلف فعال

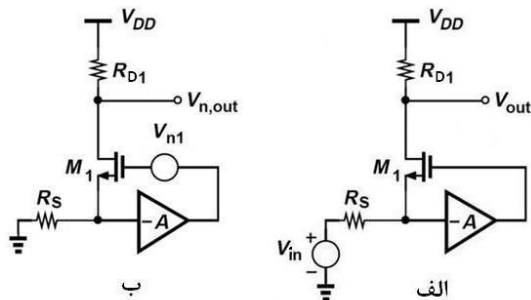
در شکل (۱)، زوج ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  ترکیب ژبراتور-خازن را به عنوان سلف فعال تولید می‌کنند. به طوری که ترانزیستور  $M_1$  دارای ترکیب CG و دارای هدایت انتقالی مثبت و ترانزیستور  $M_2$  دارای ترکیب CS و دارای هدایت انتقالی منفی بوده و خازن گیت-سورس  $M_1$  نیز خازن مورد نیاز می‌باشد. حلقه شامل این دو ترانزیستور بازخورد منفی را نشان می‌دهد. سلف‌های فعال دارای قابلیت‌هایی مانند کاهش اندازه سلف و کوچک شدن سطح تراشه، قابلیت تنظیم اندوکتانس و کارایی در مدارهای پهن‌بند می‌باشند [۶].

(1+A) افزایش یافته و این مبین کاهش توان مصرفی مدار است. بهره ولتاژ کل مدار تفاضلی یعنی نسبت خروجی تفاضلی به ورودی تفاضلی با فرض جایگزین کردن منابع جریان با مقاومت‌های بار  $R_D$  و حضور  $R_S$  به صورت معادله (۹) خواهد شد:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_s} \approx g_m R_{D1} (1+A) \quad (8)$$

$$A_{v,tot} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \left(\frac{1}{2}\right) 4g_m R_D = 2g_m R_D \quad (9)$$

ضریب  $\frac{1}{2}$  مربوط به حضور  $R_S$  و با فرض تطبیق ورودی ظاهر شده است.



شکل ۴. الف) نیم‌مدار ساده شده برای محاسبه بهره ولتاژ، ب) نیم‌مدار ساده شده برای بررسی نویز  $M_1$  در خروجی.

#### ۲-۴- تحلیل نویز

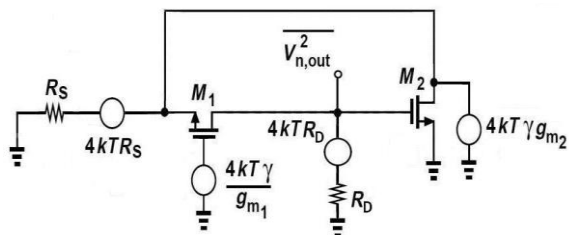
با استفاده از شکل (۴-ب) برای محاسبه نویز کانال  $M_1$  که در خروجی ظاهر می‌شود، از ضرب جریان نویز درین ترانزیستور  $M_1$  در  $R_D$  استفاده کرده، نویز خروجی به صورت معادله (۱۰) خواهد شد:

$$v_{n,out} = \frac{-g_m R_D v_{n1}}{(1+A)g_m R_S + 1} \quad (10)$$

که با فرض تطبیق ورودی و جایگذاری توان نویز  $v_{n1}$ ، توان نویز ترانزیستور  $M_1$  به صورت معادله (۱۱) به دست می‌آید:

$$\overline{V_{(n,M_1)}^2} = \overline{V_{(n,out,M_1)}^2} = \left(\frac{-g_m R_D}{2}\right)^2 \overline{V_{n1}^2} = g_m R_D^2 kT \gamma \quad (11)$$

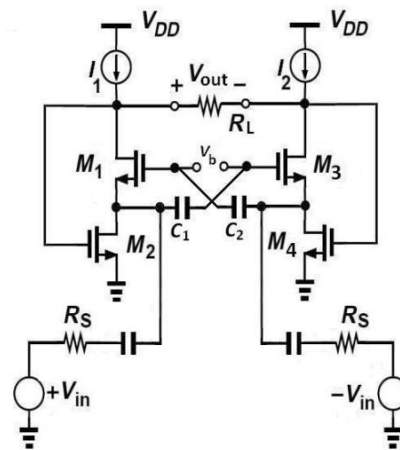
با توجه به مدار پیشنهادی و شکل (۵)، نویز سایر المان‌های مدار را بدست آورده و نهایتاً عدد نویز کل مدار به صورت معادله (۱۲) خواهد شد.



شکل ۵. مدار معادل کلی نویز نیم‌مدار.

#### ۲-۲- بررسی معماری LNA پیشنهادی

در شکل (۳) معماری LNA پیشنهادی ارائه شده است. همان‌طور که در بخش ۱-۲ تحلیل شد، ترکیب ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  (و همچنین ترکیب  $M_3$  و  $M_4$ )، از خود خاصیت سلفی بروز داده و علاوه بر تقویت سیگنال، سبب افزایش پهنای باند فرکانسی می‌شوند. در این مدار، سیگنال تفاضلی  $RF$  به‌طور مستقیم وارد ورودی‌ها می‌شود. ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_3$ ، ترانزیستورهای اصلی مدار بوده و برای دستیابی به گسترده‌گی پهنای باند فرکانسی با توپولوژی گیت مشترک و به صورت شبه تفاضلی پیکربندی شده‌اند. سیگنال ورودی تفاضلی از طریق خازن‌های اتصال  $C_1$  و  $C_2$  که به صورت اتصال ضربدری دو سلف فعال را به یکدیگر متصل می‌کنند، موجب انتقال سیگنال ورودی با علامت منفی به گیت  $M_1$  و  $M_3$  شده (این در حالی است که سیگنال با علامت مخالف به سورس آنها می‌رسد) و در نتیجه در بین سورس-گیت هر ترانزیستور  $(i_{ds} = g_m(2V_{in}) = 2g_m V_{in})$  خواهد بود و از این‌رو بدون افزایش جریان، هدایت انتقالی دو برابر خواهد شد ( $i_{ds} = g_m(2V_{in}) = 2g_m V_{in}$ ). منابع جریان ضمن تامین جریان نقطه کار ترانزیستورها، سبب بهبود بهره مدار می‌شوند. در این طرح به دلیل استفاده از تکنیک‌های سلف فعال، اتصال ضربدری خازنی و بازخورد بایاس، بترتیب افزایش پهنای باند فرکانسی، افزایش هدایت انتقالی و کاهش توان مصرفی و سطح تراشه نسبت به سایر مدارهای پهن‌بند با سلف مارپیچی، محقق شده است.



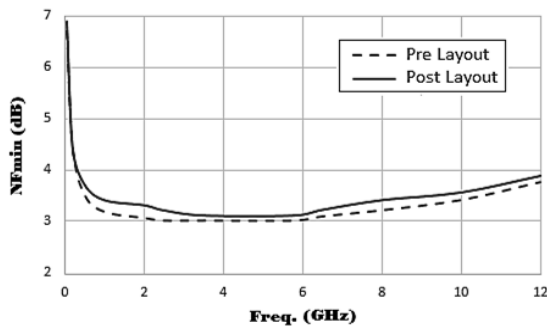
شکل ۳. مدار ساده شده LNA پیشنهادی.

#### ۲-۳- بهره ولتاژ مدار

در شکل (۴-الف)، نیم‌مدار ساده شده طرح پیشنهادی با در نظر گرفتن اثر استفاده از روش اتصال ضربدری خازنی با بهره  $-A$  را نشان می‌دهد. با نوشتن معادله  $v_{out}$  می‌توان بهره ولتاژ نیم‌مدار را بدون حضور  $R_S$  و نسبت به ولتاژ سورس به دست آورد ( $A_v$ ). مشاهده می‌شود که  $g_m$  بدون نیاز به افزایش جریان با ضریب

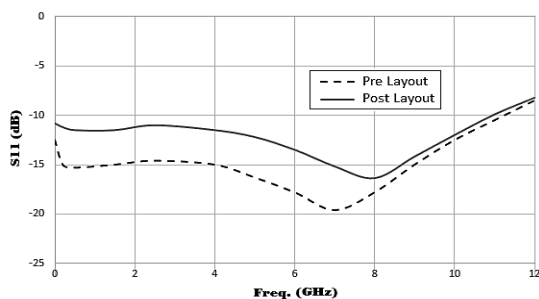
### ۳- شبیه‌سازی مدار پیشنهادی

مدار پیشنهادی در فناوری CMOS  $0.18 \mu\text{m}$  TMSC و در محیط ADS شبیه‌سازی شده است. برای بررسی بهتر، نتایج ناشی از تحلیل پست لی اوت مدار ارائه می‌شود. در شکل (۶) عدد نویز مدار پیشنهادی در محدوده  $3-6.7 \text{ dB}$  ارائه شده است. حداقل عدد نویز در محدوده فرکانسی حدود  $6-2.5 \text{ GHz}$  بدست آمده است. تحلیل حالت پست لی اوت مدار در خصوص این مولفه تغییرات در حدود  $0.3 \text{ dB}$  را نشان می‌دهد.



شکل ۶. عدد نویز مدار پیشنهادی

در شکل (۷)، رفتار مدار در خصوص مولفه پراکندگی  $S_{11}$  نشان داده شده است. طبق شکل (۷)، مدار پیشنهادی در پهنای باند گسترده بیش از  $11 \text{ GHz}$  دارای تطبیق ورودی می‌باشد. در این شکل شبیه‌سازی در حالت شماتیک و پست لی اوت تغییرات قابل توجهی را نشان می‌دهد ولی به لحاظ کمتر بودن مقدار این مولفه نسبت به  $-10 \text{ dB}$  در کل بازه فرکانسی، مدار دارای تطبیق ورودی بسیار خوبی برای کاربرد رادیو شناختی است. در شکل (۸)، مشخصه بهره قدرت مدار نشان داده شده است.



شکل ۷. مولفه پراکندگی  $S_{11}$

بهره قدرت در حدود فرکانس  $8 \text{ GHz}$  مقداری افت دارد که با توجه به باندینگ پایه خارجی به این مدار و خاصیت سلفی آن، انتظار می‌رود خازن‌های پارازیتی ورودی را خنثی نموده و با افزایش مواجه شود. همچنین افت حدود  $0.7 \text{ dB}$  در حالت پست لی اوت مشهود است.

$$NF_{tot} = 1 + \frac{\gamma}{2g_{m1}} + \frac{g_{m2}R_S\gamma}{(2g_{m1})^2R_D} + \frac{g_{m2}R_S\gamma}{(2g_{m1}R_D)^2} + \frac{4R_S}{R_F} + \gamma \quad (12)$$

### ۲-۵- امیدانس ورودی

در مدار پیشنهادی می‌توان به جای دو منبع ورودی تفاضلی که مقدار  $R_S$  هر یک از آن‌ها  $25 \Omega$  است، از تقویت‌کننده وارونگر جهت تولید ورودی تفاضلی و تبدیل ساختار غیر متوازن به متوازن استفاده کرد تا بدین وسیله تطبیق امیدانس با مرجع  $50 \Omega$  حاصل گردد. بدین ترتیب توان مصرفی نسبت به استفاده از دو به تک سر بیرون تراشه‌ای کاهش خواهد یافته است. پس از محاسبه، تطبیق امیدانس ورودی مطابق معادله (۱۳) خواهد شد. در این معادله، ضریب ۲ ناشی از اثر روش اتصال ضربدری خازنی می‌باشد.

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \approx \frac{1}{2(SC_{gs1} + SC_{gs,inv} + g_{m1} + g_{m1}g_{m2}R_D)} \quad (13)$$

### ۲-۶- تحلیل خطسانی

نقطه ضعف عمده سلف‌های فعال، بروز رفتار غیرخطی در مدار بوده و این مسئله ناشی از طراحی این سلف‌ها با عناصر فعال غیرخطی است. از طرفی پهنای‌باند وسیع سامانه سازگار با رادیوشناختی که ذاتا باید فاقد فیلتر باشد، علاوه بر هارمونیک اصلی سیگنال، اجازة عبور هارمونیک‌های زوج و فرد و اینترمدولاسیون مراتب زوج و فرد در گستره فرکانسی را می‌دهد. در طراحی به صورت پهن‌بند توجه به خطسانی و به خصوص عملکرد غیرخطی مرتبه زوج تقویت‌کننده به علت دامنه قابل توجه آن دارای اهمیت زیادی است [۱]. مطابق معادلات (۱۴) و (۱۵)، می‌توان سری توانی جریان درین ترانزیستورها ناشی از عملکرد غیرخطی مدار را با توجه به متقارن بودن ورودی‌ها و خاصیت تفاضلی مدار، نشان داد:

$$i_{D1}(V_{gs}) = g_1V_{gs} + g_2V_{gs}^2 + g_3V_{gs}^3 + \dots \quad (14)$$

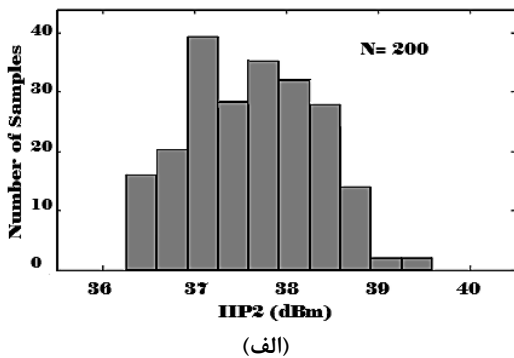
$$i_{D2}(V_{gs}) = -g_1V_{gs} + g_2V_{gs}^2 - g_3V_{gs}^3 + \dots \quad (15)$$

همچنین مطابق معادله (۱۶)، حذف اعوجاج هارمونیک دوم (حذف عملکرد غیرخطی مرتبه زوج یا  $IP_2$ ) ناشی از تفاضل جریان درین‌ها را خواهیم داشت.

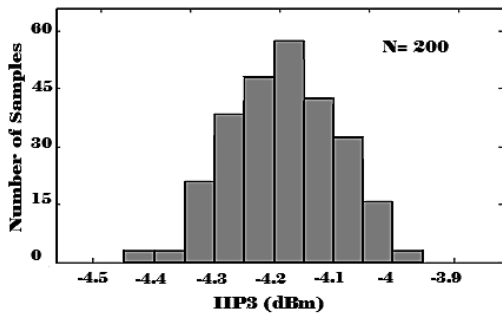
$$i_o(V_{gs}) = 2g_1V_{gs} + 2g_3V_{gs}^3 + \dots \quad (16)$$

البته طبق معادله (۱۶)، هارمونیک مرتبه سوم و ضرایب آن، حذف نشده و عملکرد غیرخطی مرتبه فرد یا  $IP_3$  باقی خواهد ماند.

توضیحات ۲-۶، هارمونیک‌های زوج و مشخصاً هارمونیک دوم حذف شده در نتیجه مولفه IIP2 شرایط خوبی داشته باشد. البته هارمونیک‌های فرد حذف نشده و همچنان در مدار اثر گذار خواهند بود. در شکل (۱۰) نمودار میله‌ای IIP2 و IIP3 ناشی از تحلیل مونت کارلو برای بررسی عدم تطابق خطای  $\pm 5\%$  مشخصه المان‌های مدار بر روی این دو مولفه، با توزیع گوسی و ۲۰۰ مرتبه تکرار نشان داده شده است. در شکل (۱۰) A-IIP2 تقویت کننده کم نویز پیشنهادی بیشتر از ۳۶/۳ dBm در شبیه‌سازی پست-لی اوت به دست آمده با حاصل بیشتر از ۷۸٪ که بهتر از IIP2 یک LNA مرسوم است. همچنین در شکل (۱۰) B-IIP3 حاصل حدود ۹۰٪ برای IIP3 با مقدار ۴ dBm- قابل مشاهده است.



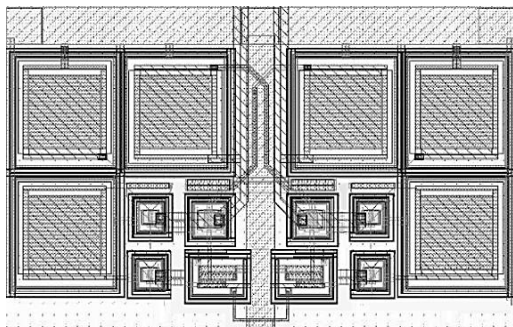
(الف)



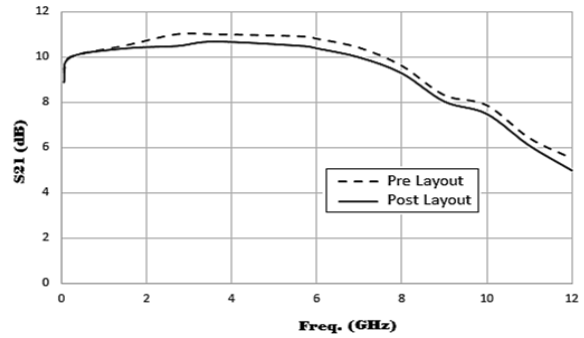
(ب)

شکل ۱۰. الف) نتایج تحلیل مونت کارلو پست لی اوت برای IIP2، ب) نتایج تحلیل مونت کارلو پست لی اوت برای IIP3.

در شکل (۱۱) لی اوت هسته LNA پیشنهادی با مساحت  $0.14 \text{ mm}^2$  آمده است.



شکل ۱۱. لی اوت هسته LNA پیشنهادی.



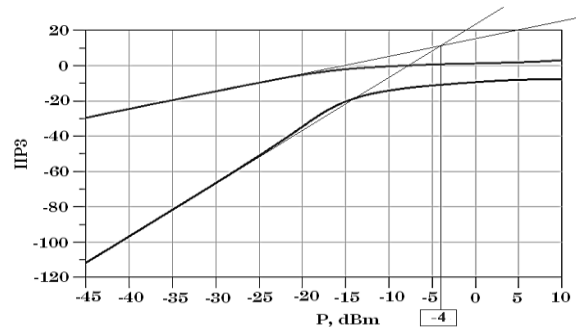
شکل ۸. مولفه بهره قدرت S21

در جدول (۱) نتایج حاصل از کرنر پراسس مدار پیشنهادی در سبب تاثیرپذیری مدار نسبت به تغییرات حرارتی و خطای فرآیند ساخت آورده شده است. در این جدول آشکار است که بهره قدرت نسبت به تغییرات فرآیند و دما، حدود ۰/۵ dB تغییر داشته، همچنین مولفه‌های  $S_{11}$  و  $S_{12}$  نیز در همه شرایط بترتیب بهتر از -۱۰ dB و -۲۰ dB می‌باشند. طبق اطلاعات جدول (۱)، حداکثر تغییر عدد نویز نیز ۰/۳ dB می‌باشد.

جدول ۱. نتایج حاصل از کرنر پراسس مدار پیشنهادی.

	ff ( $-40^\circ \text{C}$ )	tt ( $27^\circ \text{C}$ )	ss ( $75^\circ \text{C}$ )
BW (GHz)	۰/۰۵-۱۱	۰/۰۵-۱۰/۸	۰/۰۵-۱۱/۳
$S_{21}$ (dB)	۱۰/۴	۱۰/۵	۱۱
$S_{11}$ (dB)	< -۱۰	< -۱۱/۵	< -۱۲/۵
$S_{12}$ (dB)	< -۲۰	< -۲۰	< -۲۰
NF (dB)	۳-۷/۲	۳-۷/۰۵	۳-۶/۹
Power (mW)	۱۰/۲۱	۹/۲۹	۸/۱۴

در شکل (۹)، خطسانی مدار پیشنهادی با نمایش  $IP_3$  ارائه شده است. تقاطع هارمونیک‌های اول و سوم در ۴ dBm رخ داده که با توجه به استفاده از سلف فعال و اثرات غیرخطی عناصر فعال، عدد قابل قبولی می‌باشد.



شکل ۹.  $IP_3$  مدار پیشنهادی.

در یک LNA فوق پهن باند که اصولاً فاقد فیلتر در ورودی می‌باشد، سیگنال‌های مطلوب و نامطلوب وارد شده و با تولید IM2، سبب افزایش توان تلفاتی شده در تجهیزات پرتابل چالش بزرگی خواهد بود. از آنجایی که ساختار LNA پیشنهادی به صورت دیفرانسیلی است، انتظار این است که با توجه به

کم‌نویز برای رادیوشناختی هستند.

با توجه به رفتار فرکانسی مطلوب مدار پیشنهادی، می‌توان برای کارهای آتی این طرح را در فناوری پیشرفته‌تر مانند فناوری ۶۵nm شبیه‌سازی نمود. بدیهی است با قابلیت‌های بهتر این فناوری نسبت به فناوری ۱۸۰nm، بهبود کلیه مولفه‌ها دور از انتظار نخواهد بود و می‌توان آن را به عنوان یک LNA یونیورسال در نظر گرفت.

#### به یاد دکتر پیمان نائبی

متأسفانه در آذر ماه ۱۳۹۹، و در حین داوری این مقاله، به‌طور ناباورانه دوست و همکار عزیزمان آقای دکتر پیمان نائبی را بر اثر ابتلا به کرونا و ویروس از دست دادیم. روح ایشان و همه قربانیان کرونا در سراسر جهان قرین رحمت الهی باد.

#### تشکر و قدردانی

بدینوسیله مراتب قدردانی و تشکر خود را از اساتید محترم جناب آقایان دکتر یوسف گنج‌دانش، دکتر مجید فولادیان، دکتر سیدجلال رستگار فاطمی، دکتر حسن عبدالهی و دکتر میثم بیات به علت طرح مسائل راهگشا درخصوص این طراحی اعلام می‌نماید.

#### ۵- مرجع‌ها

- [1] Muchandi, N.; Khanai, R. "Cognitive Radio Spectrum Sensing: A Survey"; International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), 2016, 3233-3237.
- [2] Akyildiz, I.F.; Lee, W.-Y.; Vuran, M.C.; Mohanty, S. "Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey"; Comput. Netw. 2006, 2127-2159.
- [3] Bräysy, T.; Couturier, S.; Smit, S.; Le Nir, V. "Network management issues in military cognitive radio networks"; IEEE Journal Of Solid- State Circuits, 2017.
- [4] Eslahi, H.; Jalali, A.; Nateghi, S.; Mazloum, J. "A reconfigurable LNA with single switched input matching network for S-band (WiMAX/WLAN) applications"; Microelectronics Journal, 46(10) (2015) 956-962.
- [5] Razavi, B. "Cognitive Radio Design Challenges and Techniques"; IEEE Journal Of Solid- State Circuits, 2010, 45(8), 1542- 1553.
- [6] Chirala, M.K.; Huynh, C.; Nguyen, C.; Guan, X. "Design of an ultra-small distributed low-noise-amplifier for ultra-wideband applications"; IEEE Int. Symp. Antennas Propag. (APSURSI), 2011, 3361-3364.
- [7] Shamsadini, S.;HojatKashani, F.; Bathaei, N. "A linear 0.18 um CMOS Distributed Low Noise Amplifier from 3.1 to 10.6 GHz with Cascode Cells"; AIP Conference Proceedings, 2011, 1341-1361.
- [8] Tey, Y. Y.; Ramiah, H.; Mohd Noh, N.; Jagadheswaran, U.R. "Design of low noise, flat gain CMOS-based ultra wideband low noise amplifier for cognitive radio application"; IETE Journal of research, 2017, 1-10.

جدول ۲. مقایسه کارایی مدار پیشنهادی با کارهای پیشین.

N. Ind.	Tech. (nm)	P (mW)	IIP3 (dBm)	Gain (dB)	NFmin (dB)	BW (GHz)	مرجع
-	۱۸۰	۹,۲۹	-۴	۱۰,۴	۳,۲	۰,۰۵-۱۰	این تحقیق
-	۶۵	۲۲	-۷	۱۸	۲,۹	۰,۰۵-۱۰	[۵]*
۵	۱۳۰	۲۴,۲	-۵,۳	۱۳	۳,۵	۰,۰۵-۱۰	[۸]
۵	۱۸۰	۶,۳۶	۱	۹,۱۶	۳,۴	۳,۱-۱۰,۶	[۱۰]
۴	۱۸۰	۱۵,۲	-۴,۶	۱۰	۲,۹	۳,۱-۱۰,۶	[۱۲]
۴	۱۸۰	۳,۸	-۱۰,۵	۱۰	۳,۹	۳,۱۹-۸,۸	[۱۴]
۶	۱۸۰	۸,۶۵	-	۱۵	۲,۷	۳-۱۱	[۱۵]
۳	۱۸۰	۷,۲	۱۰,۳	۱۳,۷	۳	۰,۰۸-۱۰,۴	[۱۶]
-	۱۸۰	۴,۱۵	۱۱	۱۸,۵	۲,۷	۰,۳-۳	[۱۷]

\* این کار به صورت تراشه پیاده‌سازی شده است.

#### ۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک تقویت‌کننده کم‌نویز فوق پهن‌بند جدید با بهره‌گیری از اتصال ضربدری دو سلف‌فعال و سازگار با سامانه رادیوشناختی ارائه شد. این LNA با استفاده از فناوری ۰,۱۸ μm CMOS TMSC طراحی شده است. نتایج شبیه‌سازی در حالت شماتیک و پست لی اوت ارائه شده در بخش ۳، شرایط قابل قبول این تقویت‌کننده کم‌نویز را برای کاربرد رادیوشناختی نشان می‌دهد. برای نزدیک شدن به شرایط واقعی‌تر، در ورودی مدار خازن ۵۰fF که نقش خازن pad را بازی می‌کند، و در مدار، خازن‌های MIM-RF و مقاومتهای RHPOLY-RF که دارای اثرات پارازیتی هستند، در شبیه‌سازی استفاده شده‌اند.

مطابق شکل (۶)، عددنویز مدار پیشنهادی با توجه به تحلیل پست لی اوت در محدوده ۳,۲-۷ dB ثابت شده است که عددنویز ۷ dB در فرکانس‌های پایین و عمدتاً ناشی از فلیکر نویز است. بدیهی است که با توجه به فرمول فرکانس گوشه‌ای این نویز، لازم است که ابعاد ترانزیستورهای ورودی بزرگ شود. ولی به لحاظ مصالحه بین مولفه‌های مدار، امکان بزرگتر نمودن اندازه ترانزیستورها با محدودیت روبرو می‌باشد. مطابق شکل (۷)، سرتاسر باند فرکانسی گسترده این مدار، دارای تطبیق ورودی بوده و مولفه S<sub>11</sub> این مدار همواره کمتر از -۱۰dB می‌باشد. همچنین مطابق جدول (۱) مولفه S<sub>12</sub> در شرایط بسیار خوبی می‌باشد. در شکل (۸) مولفه بهره قدرت در گستره فرکانسی مقدار قابل قبولی را نشان می‌دهد. بهره قدرت مدار پیشنهادی مطابق شکل (۸)، دارای حداقل بهره ۸,۵ dB و حداکثر ۱۱ dB می‌باشد. مطابق شکل (۹)، IIP<sub>3</sub> مدار ۴ dBm - ثابت شده است که با توجه به اثرات غیر خطی سلف‌های فعال مدار، و تحلیل مونت کارلو انجام شده، مدار پیشنهادی دارای شرایط قابل قبولی می‌باشد. توان مصرفی کل مدار با توجه به تغذیه ۱,۸ V به میزان ۹,۲۹ mW قابل محاسبه می‌باشد. جدول (۲) مقایسه کارایی مدار پیشنهادی با کارهای پیشین را نشان می‌دهد. مرجع [۵] در فناوری ۶۵ nm به‌صورت تراشه پیاده‌سازی و مرجع [۸] در فناوری ۱۳۰ nm شبیه‌سازی شده است، البته هر دو تقویت‌کننده

- [15] Ragheb, A. N.; Fahmy, G. A.; Ashour, I.; Ammar, A.; "A 3.1-10.6 GHz Low Power High Gain UWB LNA Using Current Reuse Technique"; 4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), 2012.
- [16] Jafarnejad, R.; Jannesari, A.; Sobhi, J. "A linear Ultra Wide Band Low Noise Amplifier using Predistortion Technique"; International Journal of Electronics and Communications (AEU), 2017.
- [17] Jafarnejad, R.; Jannesari, A.; Sobhi, J. "Pre-distortion technique to improve linearity of low noise amplifier"; Microelectronics Journal, 2017, 95-105.
- [18] Shim, J.; Jeong, J. "A band-selective low noise amplifier using an improved tunable active inductor for 3-5 GHz UWB receivers"; Microelectronics Journal, 2017, 78-83.
- [19] Mazloun, J. "A Low-power Wideband Receiver Front-end Employing Active and Passive N-path Filters"; Adv. Defence Sci. & Technol. 2019, 10, 11-18. [In Persian]
- [9] Tey, Y. Y.; Ramiah, H.; Mohd Noh, N. "A High Gain and Low Noise Common Source Amplifier for Cognitive Radio Application"; IEEE International RF and Microwave Conference (RFM 2015), 2015, 14 - 16.
- [10] Goodarzi Dehrizi, H.; Haddadnia, J. "A great Ultra Wideband (3.1-10.6-GHz) LNA in 0.18- $\mu$ m (CMOS) for UWB Pulse-Radio Systems Applications"; 9<sup>th</sup> International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, 2012.
- [11] Su, Z.; Feng, Q. "Design of a 3.1-10.6 GHz CMOS UWB LNA with a New Structure"; Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference, 2016.
- [12] Shim, J.; Yang, T.; Jeong, J. "Design of low power CMOS Ultra Wideband Low Noise Amplifier using noise canceling techique"; Microelectronics Journal, 2013, 821-826.
- [13] Lee, J.-Y.; Park, H.-K.; Chang, H.-J.; Yun, T.-Y. "3.4-mW Common-Gate and Current-Reused UWB LNA"; IEEE, SiRF 2012.
- [14] Vasudeva, K.; Sravani, K.; Kumar, P. "Low-power Ultra Wideband balun LNA using noise cancellation and current-reuse techniques"; Microelectronics Journal, 2012, 114-122.