

تقویت کننده کم نویز فرا پهن باند جدید با قابلیت کنترل بهره به صورت پیوسته

ابوالفضل بیجاری^۱ مهدی شیخی^۲

۱- استادیار- گروه الکترونیک- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران

a.bijari@birjand.ac.ir

۲- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند - بیرجند- ایران

mahdi.sheikhi@birjand.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز (LNA) جدید با بهره متغیر برای کاربردهای فراپهن باند ارائه می شود. در طبقه ورودی سورس مشترک، خنثی سازی جزئی نویز و تطبیق امپدانس ورودی با اعمال فیدبک فعال موازی- موازی انجام می شود. استفاده از طبقه خروجی کسکود با بهره افزایش یافته، باعث جابه جایی قطب تشدید بالا به فرکانس های بالاتر و در نتیجه دستیابی به بهره مسطح بالا می شود. مدار استفاده شده برای کنترل بهره در خروجی، تنها باعث تغییر پیوسته بهره توان مستقیم (S_{21}) شده و تغییری در تلف بازگشتی ورودی (S_{11}) و عدد نویز در بهره های مختلف ایجاد نمی کند. تقویت کننده کم نویز پیشنهاد شده براساس فناوری $0.18 \mu\text{m}$ RF-TSMC CMOS طراحی و با استفاده از نرم افزار ADS شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی مداری نشان می دهد که LNA پیشنهاد شده دارای تلف برگشتی ورودی (S_{11}) کمتر از -10 dB و بهره توان (S_{21}) 14 dB و عدد نویز کمتر از $3/6 \text{ dB}$ در بازه فرکانسی وسیع $3/5 \text{ GHz}$ تا $13/5$ است. همچنین مصرف توان LNA پیشنهاد شده از منبع تغذیه پایین 0.9 V در حدود 12 mW و بازه ی تغییرات بهره توان مستقیم آن نیز از 7 dB تا 14 dB است.

کلمات کلیدی: تقویت کننده کم نویز، بهره متغیر، فیدبک فعال، فرا پهن باند.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۵/۲۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۵/۱۳

نام نویسنده ی مسئول: دکتر ابوالفضل بیجاری

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران- بیرجند- بلوار شهید آوینی- دانشگاه بیرجند- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- گروه الکترونیک

سلفی که در تبه شدگی سلفی استفاده شده، می شود و بده بستانی میان تطبیق امپدانس و بهره ایجاد می شود. لی^۱ و همکاران [۱۴] از فیدبک ترانسفورمری برای تطبیق امپدانس ورودی در CS-LNA استفاده کرده اند اما علاوه بر اینکه پیاده سازی آن جای زیادی را اشغال کرده است، به بهره مناسبی نیز دست نیافته اند. خاوری و همکاران [۱۵] با استفاده از دو فیدبک مقاومتی و مقاومتی-خازنی، تطبیق امپدانس ورودی مناسب را در CS-LNA ایجاد کرده اند. اما همان گونه که نتایج نشان می دهد استفاده از فیدبک مقاومتی سبب کاهش بهره و افزایش عدد نویز می گردد.

یک LNA با بهره متغیر می تواند از اشباع شدن گیرنده هنگام اعمال سیگنال ورودی نسبتاً بزرگ، جلوگیری کرده و در نتیجه نیاز به خطی سازی در میکسر را کاهش و دامنه پویای گیرنده را افزایش دهد [۱۶]. یک روش رایج برای کنترل پذیری بهره LNA استفاده از سوئیچ بای پس^{۱۰} است که تغییرات بهره زیادی را با روشن و خاموش شدن سوئیچ بای پس کنترل می کند [۱۷]. اما کنترل پیوسته بهره با این روش امکان پذیر نیست. روش دیگر استفاده از تکنیک فیدبک و تقسیم جریان است که کنترل بهره به صورت پیوسته را برای LNA باند باریک فراهم می کند [۱۸]. این روش برای تقویت کننده فرایه‌ن باند مناسب نبوده و منجر به تلف بازگشتی و همچنین عدم یکنواختی بهره در هنگام کاهش بهره می شود. بنابراین، نیاز به روشی برای کنترل بهره که بتواند آن را به صورت پیوسته کنترل کند و همچنین مسطح بودن بهره در پهنای باند مورد نظر را در هنگام کاهش بهره حفظ کند، به خوبی احساس می شود.

تاکنون تعداد کمی تقویت کننده با قابلیت کنترل بهره به صورت پیوسته در کاربردهای فرایه‌ن باند گزارش شده اند. زانگ^{۱۱} و همکاران [۱۹] یک LNA توزیع شده با بهره متغیر^{۱۲} پیشنهاد کرده اند. مزیت اصلی این تقویت کننده، مشخصات پهنای باند ذاتی آن، ورودی مناسب و تطبیق خروجی است. اما مصرف توان آن بالا است. یک VG-LNA توسط کیا^{۱۳} و همکاران [۲۰] پیشنهاد شده است. این LNA بهره مسطح در پهنای باند عریض را فراهم کرده است. اما اندازه بهره و بازه تغییرات بهره به اندازه کافی مناسب نبوده و از مصرف توان بالایی برخوردار است. در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز دوطبقه با قابلیت کنترل بهره به صورت پیوسته و ولتاژ تغذیه پایین ارائه می شود. طبقه سورس مشترک ورودی با استفاده از یک فیدبک ترانزیستوری علاوه بر ایجاد تطبیق ورودی، نویز ترانزیستور ورودی را تا حدودی خنثی می کند. طبقه دوم کسکود نیز با جابه جایی قطب فرکانس بالا، دستیابی به بهره مسطح در پهنای باند وسیع را فراهم می کند. در خروجی نیز از یک مدار کنترل شده با ولتاژ برای تغییر مقاومت خروجی و در نتیجه دستیابی به بهره های مختلف در تمام بازه فرکانسی UWB استفاده می شود. این مقاله به صورت زیر سازمان دهی شده است. در بخش دوم، ابتدا ساختار VG-LNA پیشنهاد شده، معرفی و سپس روابط تحلیلی امپدانس ورودی، بهره، عدد نویز و کنترل بهره محاسبه

بر اساس مصوبه^۱ FCC سیستم های فرایه‌ن باند^۲ (UWB) می توانند از محدوده فرکانسی ۳/۱-۱۰/۶ GHz که محبوب ترین پهنای باند ارتباطات بی سیم است، استفاده کنند. FCC همچنین سطح توان ارسالی در پهنای باند UWB را در سال ۲۰۰۲ محدود کرد (۴۱/۳ dBm/MHz) که در نتیجه آن سیستم های فرایه‌ن باند به سرعت محبوب شدند. زیرا استانداردهای موجود در فرایه‌ن باند، پیچیدگی کم، مصرف توان پایین، امنیت بالا و توانایی ارتباطات بی سیم با نرخ داده بالا [۱] تا 1 Gbps را فراهم کرده اند. در نتیجه این سیستم ها می توانند در شبکه منطقه شخصی بی سیم (WPAN^۳)، سیستم های تصویربرداری پزشکی و ارتباطات فضایی به کار برده شوند [۲]. از طرف دیگر، با پیشرفت مخابرات بی سیم فرستنده-گیرنده هایی که استانداردهای چندگانه و پهنای باندهای مختلف را پشتیبانی کنند، متداول شده اند. به عنوان مثال دو استاندارد^۴ DVB در پخش تلویزیون دیجیتال و ITU-G.hn^۵ در پخش شبکه خانگی به گیرنده هایی با پهنای باند زیاد و قابلیت اداره چندین کانال با حامل های چندگانه نیاز دارند [۳]. همچنین تلسکوپ های رادیویی نیز برای کاربردهای VGOS^۶ در گیرنده های VBLI^۷ نیازمند پهنای باندی به اندازه ۱۴-۲ GHz هستند که نشان دهنده نیاز این نوع گیرنده به پهنای باند وسیع است [۴]. بنابراین، یکی از چالش های اساسی در گیرنده های فرایه‌ن باند، پیاده سازی تقویت کننده کم نویز است که بتواند در باندهای فرکانسی متفاوت عملکرد مناسبی از لحاظ نویز، تطبیق امپدانس ورودی و بهره داشته باشد [۵]. تاکنون آرایش های زیادی در زمینه ی طراحی LNA فرایه‌ن باند مانند فیدبک مقاومتی [۶]، تقویت کننده های توزیع شده [۷] و آرایش کسکود با روش استفاده از جریان مجدد [۸] مورد بررسی قرار گرفته اند. فیدبک مقاومتی مزایای گوناگونی برای یک تقویت کننده پهن باند نظیر تطبیق امپدانس ورودی و پایداری دارد. اما باعث کاهش بهره خطی و افزایش عدد نویز می شود [۹]. از شبکه فیدبک ترانزیستوری می توان علاوه بر تطبیق امپدانس ورودی، در خنثی سازی جزئی نویز طبقه ورودی نیز استفاده کرد [۱۰].

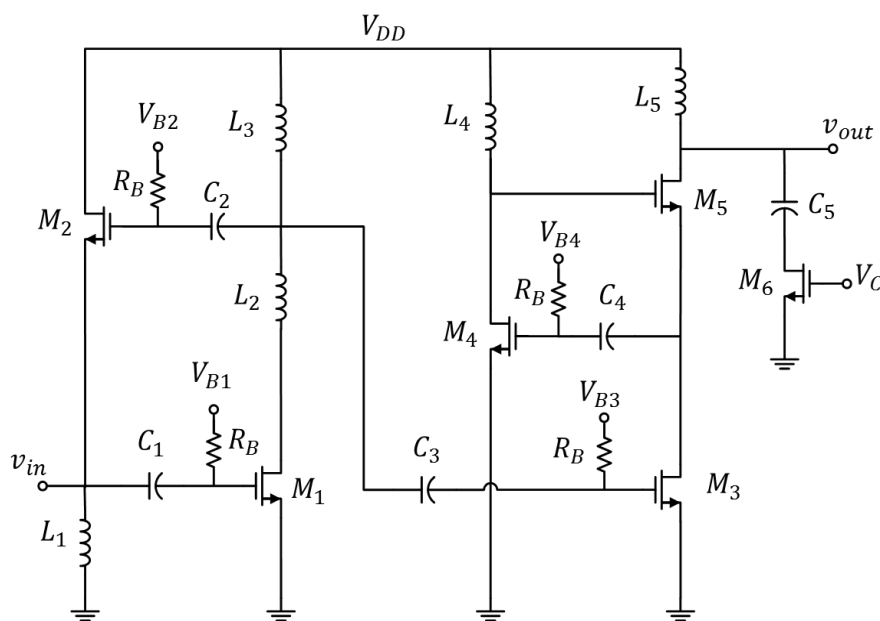
دو ساختار عمده برای طبقه ورودی LNA، تقویت کننده گیت مشترک و تقویت کننده سورس مشترک هستند. در CG-LNA مشخصات نویز به شرایط تطبیق امپدانس ورودی محدود شده و امپدانس ورودی توسط $1/g_m$ تعیین می شود و مصالحه میان تطبیق امپدانس ورودی و عدد نویز ایجاد می شود [۱۱]. CS-LNA به دلیل عملکرد نویز بهتر به همراه مصرف توان پایین محبوب تر است [۱۲]. اما کیفیت تطبیق امپدانس ورودی در CS-LNA مناسب نیست. کاندو^۸ و همکاران [۱۳] از تکنیک تبه شدگی سلفی برای تطبیق امپدانس ورودی در CS-LNA استفاده کرده اند. اما استفاده از این تکنیک سبب محدود شدن پهنای باند LNA در این طراحی شده و مناسب برای کاربردهای باند باریک است. همچنین باعث محدود شدن بهره به مقدار

فیدبک در طبقه ورودی، بهره LNA کاهش یافته و طبقه دوم کسکود برای افزایش بهره با طبقه ورودی متوالی می‌شود. در این طبقه، از ترانزیستور M_4 برای جابه‌جایی قطب غالب فرکانس بالا و در نتیجه دستیابی به بهره مسطح بزرگ استفاده می‌شود. در خروجی، مدار کنترل بهره توسط ترانزیستور M_6 و خازن کوپلاژ C_5 پیاده‌سازی می‌شود. خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4 برای جداسازی DC طبقات استفاده می‌شوند. سلف‌های L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 نیز به صورت موازی در مسیر سیگنال و در تکنیک اوج موازی^{۱۴} برای بهبود پاسخ فرکانسی و دستیابی به پهنای باند پهن به کار گرفته شده‌اند.

می‌شوند. در بخش سوم نتایج شبیه‌سازی بحث می‌شوند و مقایسه با کارهای دیگران انجام می‌شود. در نهایت نتیجه‌گیری در بخش چهارم انجام می‌شود.

۲- تحلیل مدار

شکل (۱) مدار تقویت‌کننده کم‌نویز پیشنهاد شده را نشان می‌دهد. این طراحی از دو طبقه به همراه یک مدار جانبی در خروجی برای کنترل بهره تشکیل شده است. در طبقه اول برای تطبیق امپدانس ورودی و خنثی‌سازی جزئی نویز ترانزیستور M_1 ، از ترانزیستور M_2 در شبکه فیدبک منفی موازی- موازی استفاده شده است. به دلیل استفاده از



شکل (۱): مدار VG-LNA پیشنهاد شده

رابطه‌ی (۱) نشان می‌دهد که امپدانس ورودی دارای یک صفر فرکانس پایین است. همچنین در تابع تبدیل به دست آمده برای امپدانس ورودی سلف‌های L_1 و L_3 نقش مهمی در تطبیق امپدانس ورودی دارند.

۲-۲ بهره و پهنای باند

به دلیل استفاده از فیدبک منفی در طبقه ورودی، از طبقه دوم کسکود برای افزایش بهره استفاده می‌شود. شکل (۳) طبقه ورودی و مدار معادل سیگنال کوچک LNA پیشنهاد شده را در تحلیل ac برای بهره و پهنای باند نشان می‌دهد. با صرف نظر از ظرفیت‌های خازنی C_{gd} و اثر ارلی ترانزیستورها تابع تبدیل طبقه وردی به صورت رابطه (۳) محاسبه می‌شود:

$$A_{v1} = \frac{v_x}{v_s} \cong \frac{g_{m1}L_3s}{(1+L_3(C_{gs2}+C_{gs3})s^2)(g_{m2}R_s+1)} \quad (3)$$

بر اساس رابطه (۳)، بهره ولتاژ طبقه اول (A_{v1}) دارای فرکانس تشدید $\omega_{H1} = 1/\sqrt{(L_3(C_{gs2}+C_{gs3}))}$ است که تعیین کننده پاسخ

۱-۲ تطبیق امپدانس

برای تطبیق امپدانس پهن‌بند در ورودی از فیدبک فعال ترانزیستوری موازی- موازی در ورودی استفاده شده است. همچنین سلف L_1 در گره ورودی قرار داده شده تا علاوه بر ایفای نقش منبع جریان، با خازن‌های پارازیتی ایجاد شده در این گره که ناشی از ترانزیستورهای M_1 و M_2 هستند، تشدید کند.

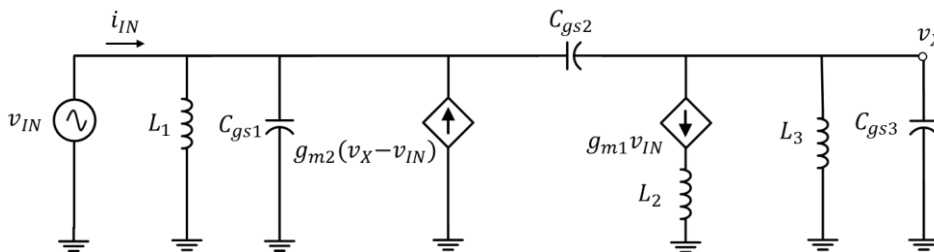
شکل (۲) مدار معادل سیگنال کوچک LNA پیشنهاد شده را برای محاسبه امپدانس ورودی نشان می‌دهد. با انجام تحلیل سیگنال کوچک و با صرف نظر از ظرفیت‌های خازنی C_{gd} و اثر ارلی ترانزیستورها تابع تبدیل امپدانس ورودی به صورت رابطه (۱) به دست می‌آید.

$$Z_{in}(s) \approx \frac{L_1s(1+L_3(C_{gs2}+C_{gs3})s^2)}{(1+L_1C_{gs1}s^2)(1+L_3(C_{gs2}+C_{gs3})s^2)+D} \quad (1)$$

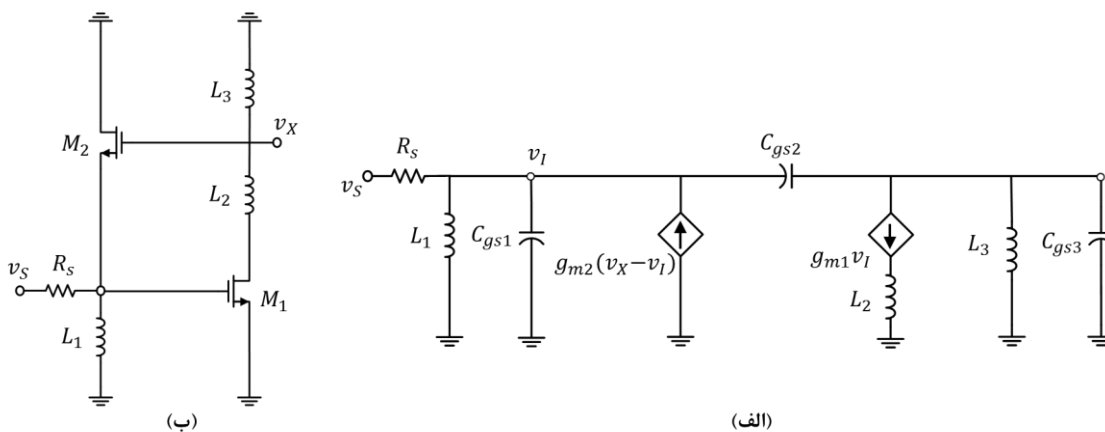
$$D = g_{m2}L_1s(1+g_{m1}L_3s) \quad (2)$$

$$A_{v_2} = \frac{v_o}{v_x} \cong \frac{g_{m3}L_5s}{1 + \frac{(C_{gs4} + C_{gs5})}{g_{m5}}s + \frac{C_{gs4}C_{gs5}L_4}{g_{m5}}s^3} \quad (4)$$

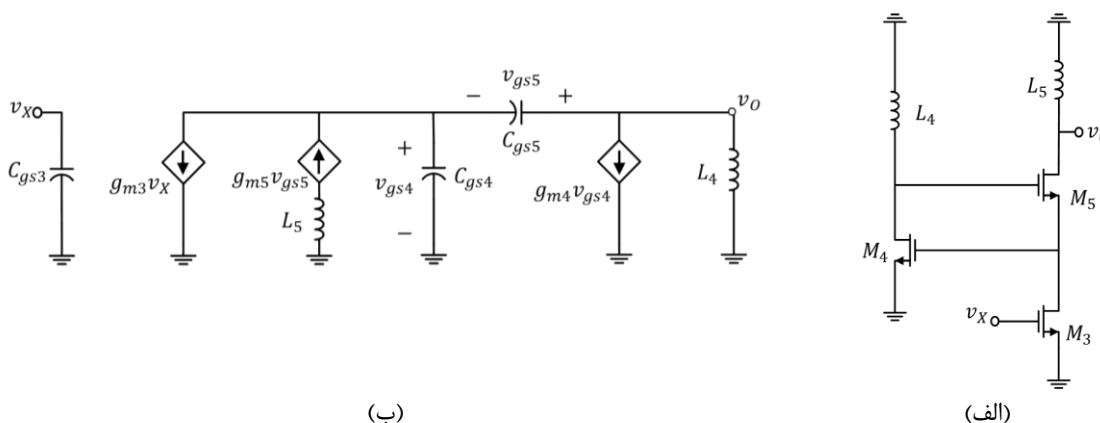
فرکانسی این طبقه است. با افزایش فرکانس به $g_{m1}/C_{gs2} \ll \omega$ بهره طبقه اول به مقدار $C_{gs2}/(C_{gs2} + C_{gs3})(g_{m2}R_s + 1)$ محدود می‌شود. شکل (۴) مدار معادل سیگنال کوچک طبقه دوم LNA پیشنهاد شده را نشان می‌دهد. با صرف نظر از ظرفیت‌های خازنی C_{gd} و اثر ارنلی ترانزیستورها تابع تبدیل طبقه دوم محاسبه می‌شود:



شکل (۲): مدار معادل سیگنال کوچک LNA برای محاسبه تطبیق امپدانس



شکل (۳): طبقه ورودی LNA به همراه مدار معادل سیگنال کوچک طبقه ورودی



شکل (۴): (الف) مدار طبقه دوم LNA به همراه (ب) مدار معادل سیگنال کوچک آن

از رابطه (۴) مشخص می‌شود که پهنای باند LNA پیشنهاد شده در فرکانس‌های بالا توسط فرکانس تشدید $\omega_{H2} = 1/\sqrt{C_{eq}L_4}$ مشخص می‌شود؛ که مقدار خازن $C_{eq} = (C_{gs4} \times C_{gs5}) / (C_{gs4} + C_{gs5})$ است. همچنین استفاده از ترانزیستور M_4 در تکنیک افزایش بهره باعث کاهش خازن C_{eq} و در نتیجه افزایش مکان ω_{H2} می‌شود.

از رابطه (۴) مشخص می‌شود که پهنای باند LNA پیشنهاد شده در فرکانس‌های بالا توسط فرکانس تشدید $\omega_{H2} = 1/\sqrt{C_{eq}L_4}$ مشخص می‌شود؛ که مقدار خازن $C_{eq} = (C_{gs4} \times C_{gs5}) / (C_{gs4} + C_{gs5})$ است. همچنین استفاده از ترانزیستور M_4 در تکنیک افزایش بهره باعث کاهش خازن C_{eq} و در نتیجه افزایش مکان ω_{H2} می‌شود.

$$A_{vs} \approx \frac{g_{m1}g_{m3}R_{p3}R_{p5}}{1+g_{m2}R_s(1+g_{m3}R_{p3})} \quad (۶)$$

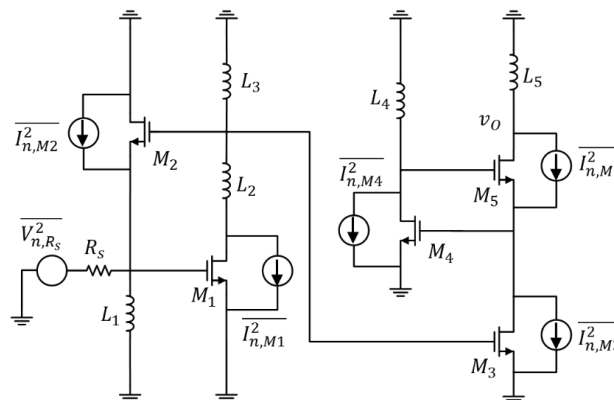
که R_{p3} و R_{p5} به ترتیب نشان دهنده مقاومت موازی معادل سلف L_3 و L_5 هستند. به علت محدود بودن ضریب کیفیت (Q) سلفها، مقاومت پارازیتی موازی آنها در محاسبات استفاده شده است. $\overline{I_{n,Mi}^2} = 4KT(\gamma/\alpha)g_{mi}$ و ضریب نویز حرارتی ترانزیستور MOS و $\alpha = g_{mi}/g_{d0}$ است (g_{d0} ترانسپانسی کانال در ولتاژ درین-سورس صفر است). از نویز حرارتی ترانزیستور M_5 به علت وجود مقاومت r_{o3} در سورس این ترانزیستور، صرف نظر شده است. بنابراین، عدد نویز LNA پیشنهاد شده به صورت زیر محاسبه می شود:

$$NF \approx 1 + \frac{(1+g_{m2}R_s)^2 \frac{\gamma}{\alpha}}{g_{m1}R_s} + R_s \frac{\gamma}{\alpha} \left(g_{m2} + \left(\frac{g_{m2}}{g_{m3}} \right)^2 \right) \quad (۷)$$

به دلیل عملکرد در فرکانس های بالا و سادگی محاسبات، از دو منبع نویز حرارتی در گیت و نویز فلیکر در تحلیل نویز LNA پیشنهاد شده صرف نظر می شود. بنابراین، بیشترین سهم نویز ترانزیستور MOS ناشی از نویز حرارتی کانال است [۲۱]. شکل (۵) مدار معادل برای تحلیل عدد نویز LNA پیشنهاد شده را نشان می دهد. ترانزیستور M_2 ولتاژ نویز ناشی از ترانزیستور M_1 را به ورودی برگردانده و سپس این ولتاژ نویز با پلاریته مخالف در درین ترانزیستور M_1 با ولتاژ نویز حالت اولیه ترکیب شده و باعث کاهش جزئی نویز ناشی از ترانزیستور M_1 می گردد. عدد نویز تقویت کننده پیشنهاد شده با استفاده از رابطه (۵) محاسبه می شود [۲۲]:

$$NF = \frac{1}{4KTR_s} \times \frac{\overline{v_{n,out}^2}}{A_{vs}^2} \quad (۵)$$

که $\overline{v_{n,out}^2}$ متوسط توان نویز ایجاد شده در خروجی است. A_{vs} نشان دهنده بهره ولتاژ از ورودی آنتن به خروجی در مدار ارائه شده در شکل (۱) است و به صورت زیر بیان می شود:



شکل (۵): مدار LNA برای تحلیل نویز

نمی شود. ابعاد ترانزیستور M_6 طوری طراحی می شود تا بتواند تغییرات R_{on} قابل قبولی را به ازای $V_{th} < V_C < V_{DD}$ ایجاد کند.

۳- نتایج شبیه سازی و بحث

تقویت کننده کم نویز پیشنهاد شده با استفاده از نرم افزار ADS و در فناوری $0.18 \mu m$ RF-TSMC CMOS شبیه سازی شده است. چینش مدار توسط نرم افزار Cadence و با تکنولوژی $0.18 \mu m$ RF-TSMC CMOS انجام شده و در شکل (۶) نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود، چینش مدار پیشنهادی دارای ابعاد $1/2 \times 0.99 \text{ mm}^2$ است.

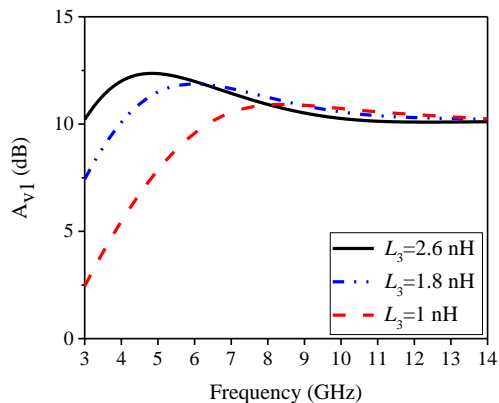
۴-۲- کنترل بهره

مدار کنترل بهره در LNA پیشنهاد شده، توسط ترانزیستور M_6 که در ناحیه ترایود عمیق قرار دارد، انجام می شود. با تغییر V_C امپدانس خروجی تقویت کننده مطابق رابطه (۸) تغییر کرده و در نتیجه بهره تقویت کننده تغییر می کند [۱۶].

$$R_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_6 (V_C - V_{th})} \quad (۸)$$

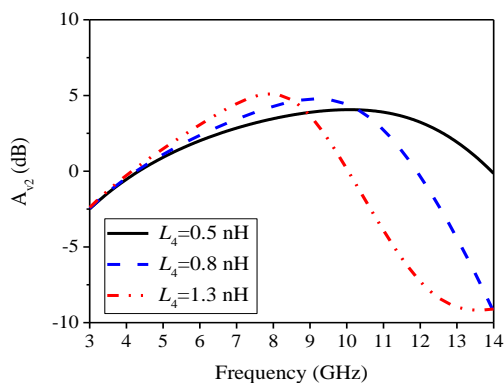
برخلاف بسیاری از طرح های کنترل بهره گزارش شده [۲۳، ۲۴]، تغییر بهره در مدار پیشنهاد شده تأثیری بر امپدانس ورودی و در نتیجه تلف بازگشتی ورودی نداشته و باعث افزایش توان مصرفی نیز

شکل (۸) تغییرات بهره طبقه ورودی را در مقادیر مختلف L_3 نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با افزایش مقدار L_3 مکان فرکانس تشدید پایین (ω_{H1}) کاهش یافته و رفتار فرکانسی این طبقه بر اساس رابطه (۲) توجیه می‌شود.



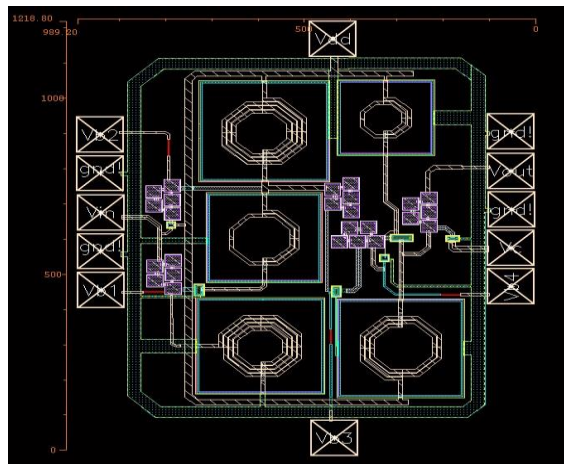
شکل (۸): بهره طبقه ورودی با تغییر L_3

همچنین، بررسی بهره طبقه دوم در بخش تحلیل بهره بر اساس رابطه (۴) نشان می‌دهد که بهره این طبقه تابعی از L_4 است. شکل (۹)، تغییرات بهره طبقه دوم را در مقادیر مختلف L_4 نشان می‌دهد.



شکل (۹): بهره طبقه دوم با تغییر L_4

همان‌طور که در شکل (۹) مشاهده می‌شود، با کاهش مقدار L_4 مکان فرکانس تشدید بالا (ω_{H2}) افزایش می‌یابد. در محاسبه امپدانس ورودی و رابطه (۱) نشان داده شد که امپدانس ورودی تابعی از L_1 است. همچنین با توجه به محاسبه مکان فرکانس‌های تشدید بالا و پایین، می‌توان مقدار امپدانس ورودی را در گستره‌ی پهنای باند به صورت مقدار مستقل از فرکانس $1/g_{m1}$ تقریب زد. شکل (۱۰) اثر تغییرات L_1 را بر روی امپدانس ورودی نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، امپدانس ورودی در گستره‌ی پهنای باند تقریباً ثابت بوده و با افزایش L_1 فرکانس تشدید آن کاهش می‌یابد.

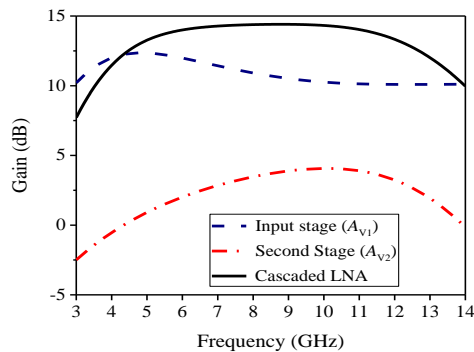


شکل (۶): جانمایی مدار پیشنهادی

جدول (۱): مقادیر پارامترهای LNA پیشنهاد شده

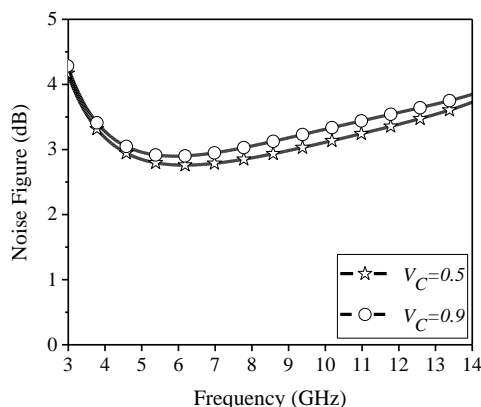
پارامتر	درآزای پهنای			
	مقدار	مقدار	مقدار	مقدار
ترانزیستور	M_1	$(200 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m})$		
	M_2	$(17 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m})$		
	M_3	$(101 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m})$		
	M_4	$(30 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m})$		
	M_5	$(270 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m})$		
	M_6	$(34 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m})$		
المان فشرده	C_1, C_5	5 pF	L_3	$2/6 \text{ nH}$
	L_1	$2/3 \text{ nH}$	L_4	$0/5 \text{ nH}$
	L_2	$0/7 \text{ nH}$	L_5	$1/6 \text{ nH}$
بایاس	V_{B1}	$0/65 \text{ V}$	V_{B3}	$0/75 \text{ V}$
	V_{B2}	$0/55 \text{ V}$	V_{B4}	$0/6 \text{ V}$

شکل (۷) نتایج شبیه‌سازی بهره طبقه‌های ورودی و دوم را به صورت مجزا و بهره کل را در حالت بیشترین بهره ($V_C < V_{th}$) نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، بهره طبقه ورودی از یکنواختی مناسبی در تمام پهنای باند برخوردار نیست و مقدار آن نیز کم است. با متوالی کردن طبقه دوم با طبقه اول، افزایش بهره و یکنواخت شدن بهره کل مدار در تمام پهنای باند، طبق آنچه در بخش تحلیل بهره بیان شد، فراهم می‌شود.



شکل (۷): نتایج شبیه‌سازی بهره

همچنین در شکل (۱۳) نتیجه شبیه‌سازی عدد نویز در دو حالت بیشینه و کمینه بهره در بازه فرکانسی ۳/۵ تا ۱۳/۵ GHz نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در حالت بیشینه بهره، عدد نویز در پهنای باند موردنظر کمتر از ۳/۶ dB است و در حالت کمینه، عدد نویز کمتر از ۳/۹ dB است. بنابراین مشاهده می‌شود که در این طراحی برخلاف بسیاری از طرح‌های گزارش شده، عدد نویز با تغییر بهره، تغییر چندانی ندارد.



شکل (۱۳): عدد نویز VG-LNA در دو حالت بیشینه و کمینه بهره

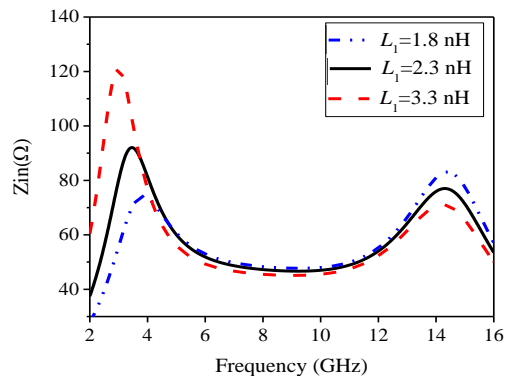
برای بررسی عدم تطابق پهنای ترانزیستورها بر عملکرد LNA پیشنهاد شده، تحلیل مونت کارلو در بازه فرکانسی ۳/۵-۱۳/۵ GHz انجام شده است. این تحلیل با انحراف معیار ۵٪ در پهنای ترانزیستورها و با توزیع گوسی و ۱۰۰ مرتبه تکرار انجام شده است. نتایج تحلیل مونت کارلو در شکل (۱۴) آورده شده است.

همان‌طور که مشاهده می‌شود، با وجود ایجاد عدم تطابق برای بهره توان (S_{21}) که ناشی از تغییر پهنای ترانزیستورها است تنها ۱۳٪ نمونه‌ها خارج از بهره یکنواخت 14 ± 1 dB هستند. به عبارت دیگر با در نظر گرفتن یک پوش گوسی برای S_{21} و میانگین 14 dB برای نمودار، تقریباً ۸۵ درصد نمونه‌ها در محدوده دو انحراف معیار از میانگین ($\pm 2\sigma$) قرار دارند. برای تلف بازگشتی (S_{11}) نیز تنها ۳٪ نمونه‌ها بزرگ‌تر از -10 dB قرار گرفته‌اند و با میانگین -18 dB، تقریباً ۹۰ درصد نمونه‌ها در محدوده دو انحراف معیار از میانگین ($\pm 2\sigma$) قرار می‌گیرند. همچنین در مورد عدد نویز، تنها ۵٪ نمونه‌ها بزرگ‌تر از $3/6$ dB هستند و با در نظر گرفتن میانگین $3/3$ dB برای پوش گوسی NF تقریباً ۹۰ درصد نمونه‌ها در محدود دو انحراف معیار از میانگین ($\pm 2\sigma$) قرار دارند.

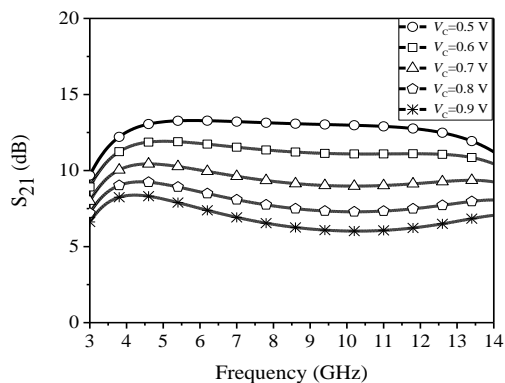
در جدول (۲) طرح پیشنهاد شده با دیگر کارهای گزارش شده مقایسه می‌شود. در این جدول، معیار شایستگی به صورت رابطه زیر تعریف شده است [۵]:

$$FOM = \frac{|S_{21}| BW_{GHz}}{(|NF|-1) P_{mW}} \quad (9)$$

شکل (۱۱) نتایج شبیه‌سازی تغییرات بهره توان را در VG-LNA نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که در این تقویت‌کننده با تغییر V_C از مقدار 0.5 V تا 0.9 V، بهره توان به صورت پیوسته از 7 dB تا 14 dB تغییر می‌کند.

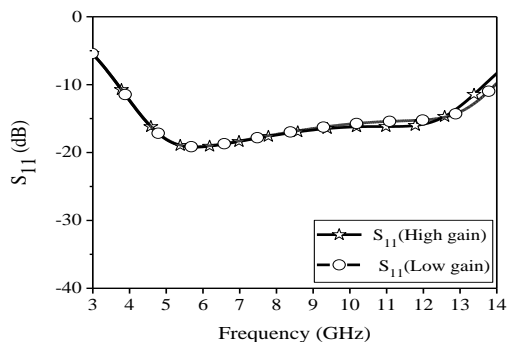


شکل (۱۰): نتیجه شبیه‌سازی امپدانس ورودی با تغییر L_1

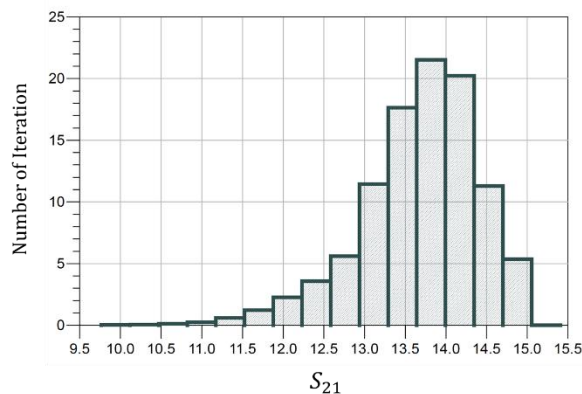
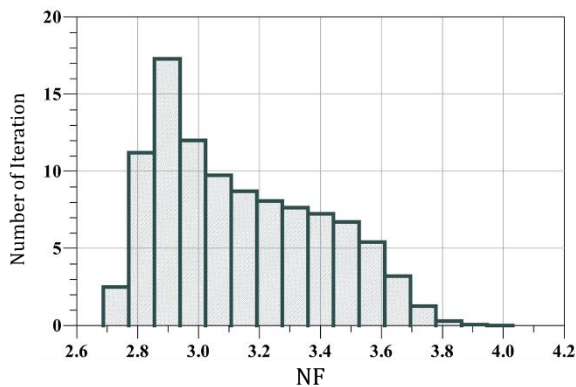


شکل (۱۱): بهره توان در حالت‌های مختلف کنترل بهره

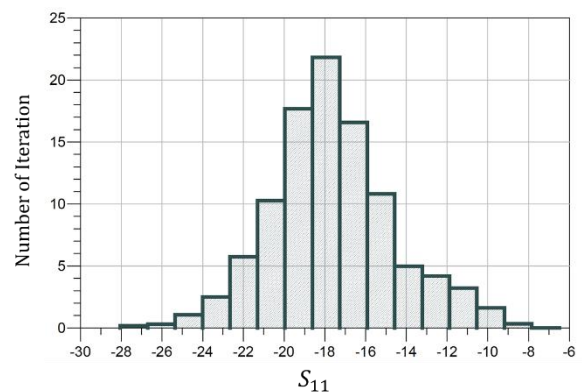
شکل (۱۲) مقدار تلف بازگشتی (S_{11}) را در دو حالت کمینه و بیشینه بهره نشان می‌دهد. همان‌طور که در بخش مدار کنترل بهره اشاره شد، تغییر بهره، تأثیر قابل‌ملاحظه‌ای بر روی تلف بازگشتی نداشته و اندازه آن به بالای -10 dB منجر نمی‌شود. بنابراین، تغییرات بهره باعث افزایش تلف فیلتر انتخاب باند (فیلتر قبل از LNA) نشده و عدد نویز گیرنده را افزایش نخواهد داد.



شکل (۱۲): تلف بازگشتی VG-LNA پیشنهاد شده در دو حالت بیشینه و کمینه بهره



شکل (۱۴): نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو برای VG-LNA پیشنهاد شده



۴- نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز فرا پهن باند با قابلیت کنترل بهره به صورت پیوسته، ارائه شده است. در ساختار پیشنهاد شده، تطبیق در طبقه ورودی سورس مشترک توسط فیدبک فعال انجام شده است. همچنین، استفاده از تکنیک افزایش بهره در طبقه دوم باعث افزایش پهنای باند و دستیابی به بهره مسطح شده است. نتایج شبیه‌سازی در فناوری $0.18 \mu\text{m}$ CMOS نشان می‌دهد که VG-LNA پیشنهاد شده با تغییر بهره از ۷ dB تا ۱۴ dB، کمترین تغییرات را در تلف بازگشتی و عدد نویز از خود نشان می‌دهد.

جدول (۲): مقایسه عملکرد LNA پیشنهاد شده با دیگر کارهای گزارش شده

مراجع	[۱]	[۵]	[۱۵]	[۱۹]	[۲۱]	[۲۵]	مدار پیشنهاد شده
فناوری	$0.18 \mu\text{m}$	$0.13 \mu\text{m}$	$0.18 \mu\text{m}$	$0.18 \mu\text{m}$	۶۵ nm	$0.18 \mu\text{m}$	$0.18 \mu\text{m}$
BW(GHz)	۳/۱-۱۰/۶	۲/۳-۹/۴	۲-۱۱	۳-۱۰	۲/۸-۱۰/۲	۳/۱-۱۰/۶	۳/۵-۱۳/۵
NF(dB)	۴/۷	۳/۷	۳/۸	۳/۳	۳/۷	۵/۴	۳/۶
S_{21} (dB)	۱۵/۶	۱۰/۳	۱۰/۵	۱۲/۴	۱۳/۲	۱۲/۶	۱۴
S_{11} (dB)	<-۱۰	<-۸	<-۱۴/۱	<-۱۰/۳	<-۱۰	<-۱۰	<-۱۰
Power(mW)	۱۴/۱	۹/۹	۱۰/۶	۱۳/۱	۱۶/۲	۱۵/۲	۱۲
V_{DD} (V)	۱/۵	۱/۳	۱/۴	۱/۵	۱/۲	۱/۸	۰/۹
FOM	۹/۹	۵/۷	۶/۸	۸/۱	۷/۲	۳/۷	۱۶

- [2] Q. Wan and C. Wang, "Design of 3.1–10.6GHz ultra-wideband CMOS low noise amplifier with current reuse technique", AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 65, no. 12, pp. 1006-1011, 2011.
- [3] X. Trulls, D. Mateo and A. Bofill, "A small-area inductorless configurable wideband LNA with high dynamic range", Microelectronics Journal, vol. 43, no. 3, pp. 198-204, 2012.
- [4] K. A. Abdalmalak et al., "Radio astronomy ultra wideband receiver covering the 2–14 GHz frequency band for VGOS applications," 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, Davos, 2016, pp. 1-5.

مقایسه مدار ارائه شده با دیگر ساختارهای گزارش شده نشان می‌دهد که VG-LNA پیشنهاد شده از عملکرد مطلوبی در پهنای باند وسیع ۳/۵-۱۳/۵ GHz برخوردار بوده و دارای مصرف توان و سطح منبع تغذیه پایینی است.

مراجع

- [۱] س. علیزاده، ح. خالقی، م. اخوت، "بهبود کارایی سیستم UWB مبتنی بر TiR در شرایط تخمینگر غیر ایده آل کانال"، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال ۱۱، شماره ۱، صفحات ۸-۱، ۱۳۹۳.

- wireless receivers", *Frequenz*, vol. 62, no. 11-12, pp. 293-296, 2008.
- [21] S. Arshad, R. Ramzan, K. Muhammad and Q. Wahab, "A sub-10mW, noise cancelling, wideband LNA for UWB applications", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 69, no. 1, pp. 109-118, 2015.
- [22] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 2012.
- [23] M. Sun, N. Ning, J. Li, Q. Yu, Z. Shi, Z. Liu and Y. Liu, "3-10 GHz ultra-wideband LNA with continuously variable gain for wireless communication", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 7, pp. 1697-1699, 2016.
- [24] M. Zakerhaghighi and A. Hakimi, "A novel topology of variable gain distributed amplifier in 0.13 μm CMOS technology for UWB Applications," *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, vol. 44, no. 1, pp. 75-83, 2014.
- [25] J. Shim, T. Yang and J. Jeong, "Design of low power CMOS ultra wide band low noise amplifier using noise canceling technique", *Microelectronics Journal*, vol. 44, no. 9, pp. 821-826, 2013.
- [5] G. Sapone and G. Palmisano, "A low-power 3-5-ghz uwb down-converter with resistive-feedback lna in a 90-nm CMOS process," 2008 European Microwave Integrated Circuit Conference, Amsterdam, 2008, pp. 406-409.
- [6] G. Ning, Z. Lei, L. Zhang, R. Zou and L. Shao, "Design of concurrent low-noise amplifier for multi-band applications", *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 22, pp. 165-178, 2011.
- [7] A. Farzamiyan and A. Hakimi, "Low-power CMOS distributed amplifier using new cascade gain cell for high and low gain modes", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 74, no. 2, pp. 453-460, 2012.
- [8] M. Hsu and S. Lin, "A low-power wideband CMOS low-noise amplifier using current-reuse technique", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 9, pp. 2077-2080, 2009.
- [9] S. Pandey and J. Singh, "A 0.6 V, low-power and high-gain ultra-wideband low-noise amplifier with forward-body-bias technique for low-voltage operations", *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 8, pp. 728-734, 2015.
- [10] A. Youssef, *Nanometer CMOS RFICs for mobile TV applications*. Springer, 2013.
- [11] A. Saberhari, V. Shirmohammadli and M. Yagoub, "A 3-6 ghz current reused noise canceling low noise amplifier for wlan and wpan applications", *Wireless Personal Communications*, vol. 86, no. 3, pp. 1359-1376, 2015.
- [12] Chang-Tsung Fu, Chien-Nan Kuo and S. Taylor, "Low-noise amplifier design with dual reactive feedback for broadband simultaneous noise and impedance matching", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 4, pp. 795-806, 2010.
- [13] R. Kundu, A. Pandey, S. Chakraborty and V. Nath, "A CMOS low noise amplifier based on common source technique for ISM band application", *Microsystem Technologies*, vol. 22, no. 11, pp. 2707-2714, 2015.
- [14] X. Li, W. Serdijn, B. Woestenburg and J. Bij de Vaate, "A 1-2 GHz high linearity transformer-feedback power-to-current LNA", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 63, no. 1, pp. 113-119, 2009.
- [15] A. F. Khavari, K. Mafinezhad, M. A. Maymandi Nejad "Broadband Low Power CMOS LNA for 3.1-10.6 GHz UWB Receivers", *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 14, no. 4, pp. 1-13, 2018.
- [16] C. Wang, J. Jin and F. Yu, "A CMOS 2-11 ghz continuous variable gain UWB LNA", *IETE Journal of Research*, vol. 56, no. 6, pp. 367-372, 2010.
- [17] C. C. Wu, A. Yen, Y. Cheng and J. C. Chang, "A switched gain low noise amplifier for ultrawideband wireless applications," 2007 IEEE Radio and Wireless Symposium, Long Beach, CA, 2007, pp. 193-196.
- [18] Yong-Seok Hwang, Chang-Jae Kim, Ji-Hoon Kim and Hyung-Joun Yoo, "A controllable variable gain LNA for 2 GHz band," 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2005, pp. 4-7.
- [19] F. Zhang and P. Kinget, "Low power programmable-gain CMOS distributed LNA for ultra-wideband applications," *Digest of Technical Papers. 2005 Symposium on VLSI Circuits*, 2005., 2005, pp. 78-81.
- [20] Y. Kai, W. Chunhua and D. Puxing, "A new CMOS continuous variable gain LNA for 3-10GHz UWB

زیر نویس ها

- ¹ Federal Communications Commission
² Ultra-wideband
³ Wireless Personal Area Network
⁴ Digital Video Broadcasting
⁵ International Telecommunication Union
⁶ VLBI Global Observing System
⁷ Very-long-baseline interferometry
⁸ Kundu
⁹ Li
¹⁰ Bypass
¹¹ Zhang
¹² VG-LNA distributed
¹³ Kai
¹⁴ Inductive-peaking