

تقویت کننده کم نویز - میکسر سی ماس با عدد نویز کم و بهره تبدیل بالا

برای کاربردهای WLAN

سلیمان زندیان^۱، ابوالفضل بیجاری^{۲*}

۱- کارشناسی ارشد، ۲- استادیار، گروه الکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند

(دریافت: ۹۷/۰۷/۰۴، پذیرش: ۹۸/۰۳/۲۸)

چکیده: در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز- میکسر ترکیب شده برای کاربرد در شبکه های محلی بی سیم (WLAN) ارائه می شود. تقویت کننده کم نویز- میکسر پایین بر پیشنهاد شده در باند فرکانس رادیویی (RF) ۲-۳ GHz و فرکانس میانی (IF) ۱۰۰ MHz با استفاده از فناوری CMOS ۰/۱۸ μm و مدل شرکت TSMC طراحی شده است. در مدار پیشنهادی، برای دستیابی به تطبیق امپدانس ورودی مناسب، یک شبکه تطبیق جدید در ورودی تقویت کننده کم نویز (LNA) سروس مشترک معرفی می شود. همچنین، استفاده از بار فعال و روش تزریق جریان در میکسر باعث بهبود بهره تبدیل و عملکرد نویز مدار می شود. مدار تقویت کننده کم نویز- میکسر پیشنهادی با استفاده از نرم افزار ADS شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی مداری، مجزاسازی بالا میان درگاه ها، بهره تبدیل بالا (CG) در حدود ۱۷-۱۵ dB و عدد نویز (DSB-NF) پایین ۴±۰/۵ dB را نشان می دهد. برای بررسی اثر تغییرات فرآیند ساخت بر عملکرد مدار پیشنهادی، شبیه سازی مونت کارلو با ۱۰۰ مرتبه تکرار انجام شده است. نتایج شبیه سازی مقدار میانگین ۱۵/۷ dB با انحراف معیار ۰/۱۱ dB را برای بهره تبدیل و مقدار میانگین ۷/۴ dB با انحراف معیار ۰/۳۷ dB را برای عدد نویز نشان داده و حساسیت پایین آن ها را به تغییرات ساخت تایید می کنند. توان مصرفی تقویت کننده کم نویز- میکسر پیشنهادی ۱۹/۸ mW از ولتاژ تغذیه ۱/۵ V است.

کلیدواژه ها: تقویت کننده کم نویز، میکسر، بهره تبدیل، عدد نویز، تطبیق ورودی

۱- مقدمه

ورودی باید با مقاومت 50Ω تطبیق شود [۲-۴]. تاکنون، طراحی های زیادی برای بهبود بهره و عملکرد نویز یک تقویت کننده کم نویز ارائه شده است. اما به دلیل وجود چالش های بیان شده، بهبود این دو پارامتر باعث تضعیف خطسانی و تطبیق ورودی شده است [۵-۷]. در میان میکسرهای فعال پیشنهاد شده، میکسر فعال سلول گیلبرت به دلیل برخورداری از بهره تبدیل مناسب، مجزاسازی خوب میان درگاه های ورودی و خروجی و استفاده از ساختار تفاضلی، به طور گسترده مورد استفاده قرار می گیرد. اما این آرایش از لحاظ نویز و خطسانی کارایی مناسبی نداشته و نیازمند استفاده از برخی روش ها برای بهبود عملکرد آن است [۸-۱۲].

همان طور که در شکل (۱) مشاهده می شود، تقویت کننده کم نویز و میکسرهای ترکیب شده به دلیل عدم نیاز به شبکه تطبیق و یا استفاده از بالن^۴ میان تقویت کننده کم نویز و میکسر از مزایایی نظیر مصرف توان کمتر، عدد نویز پایین و قابلیت دستیابی به بهره تبدیل بیشتر نسبت به تقویت کننده کم نویز و میکسرهای مجزا برخوردار بوده و به همین دلیل امروزه توسعه فراوانی یافته اند [۱۳-۱۸].

امروزه با رشد سریع فناوری و گسترش دستگاه های فرستنده - گیرنده بی سیم و استانداردهای ارتباطی نظیر فرایهپن باند (UWB)، Wi-Fi و Bluetooth، امکان دستیابی به گستره عظیمی از اطلاعات در هر مکان و زمانی برای کاربران فراهم شده است. تقویت کننده کم نویز (LNA) و میکسر از مهم ترین بخش های تشکیل دهنده یک سامانه گیرنده RF هستند؛ به طوری که عملکرد سامانه گیرنده از نظر نویز و خطسانی به شدت تحت تأثیر این دو بخش است [۱]. بنابراین، دستیابی به بهره تبدیل^۱ بالا، عدد نویز^۲ پایین، خطسانی بالا و مجزاسازی^۳ بالا میان درگاه های ورودی و خروجی به همراه مصرف توان کم، از مهم ترین چالش های طراحی LNA و میکسر به شمار می روند. اما به دلیل وجود مصالحه میان این چالش ها، دستیابی هم زمان به تمام آن ها بسیار مشکل است. همچنین، تطبیق امپدانس در ورودی نیز یکی دیگر از عوامل مهم در طراحی یک LNA است؛ به طوری که برای دستیابی به حداکثر توان در خروجی آنتن گیرنده، امپدانس

* نویسنده پاسخگو: a.bijari@birjand.ac.ir

¹ Conversion Gain

² Noise Figure

³ Isolation

⁴ Balun

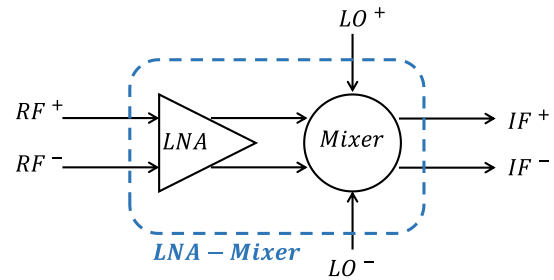
کرده‌اند. در این طراحی از روش تزریق جریان ضربدری^۳ در بخش میکسر برای بهبود نویز فلیکر و نیز کاهش مقاومت دیده‌شده در خروجی طبقه ترانسانایی میکسر و در نتیجه بهبود بهره تبدیل استفاده شده است.

در این مقاله یک تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پایین‌آورنده تمام تفاضلی با بهره تبدیل بالا، نویز کم و توان مصرفی پایین در باند فرکانسی RF، ۲-۳ GHz، برای کاربردهای WLAN ارائه شده است. این مقاله به‌صورت زیر سازمان‌دهی شده است. در بخش دوم، ابتدا تقویت‌کننده کم‌نویز و شبکه تطبیق جدید استفاده‌شده در ورودی آن معرفی می‌شود. در بخش سوم آرایش میکسر فعال سلول گیلبرت بررسی می‌شود. در بخش چهارم ساختار پیشنهادی برای تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر ترکیب‌شده معرفی و سپس روش‌های پیاده‌شده در میکسر، برای دستیابی به بهره تبدیل بالا و عدد نویز پایین به‌همراه محاسبات تحلیلی ارائه می‌شوند. در نهایت، بررسی نتایج شبیه‌سازی و بحث در مورد نتایج به‌دست‌آمده در بخش پنجم انجام می‌شود.

۲- تقویت‌کننده کم‌نویز

دو آرایش پایه تقویت‌کننده کم‌نویز CMOS، آرایش گیت مشترک (CG-LNA) و سورس مشترک (CS-LNA) هستند. آرایش گیت مشترک با دارا بودن ویژگی‌های مناسبی نظیر ضریب کیفیت پایین در ورودی، خطسانی خوب و مجزاسازی ورودی-خروجی بزرگ، یکی از آرایش‌های محبوب در تقویت‌کننده‌های کم‌نویز است. اما در این آرایش به‌دلیل وابستگی عدد نویز، تطبیق ورودی و بهره به ترانسانایی ترانزیستور ورودی (g_m)، دستیابی به تطبیق ورودی پهن‌بند می‌تواند عملکرد LNA را از نظر عدد نویز و بهره محدود کند [۱۹]. همچنین این آرایش نمی‌تواند بهره مناسبی را فراهم کند و به طبقات اضافی برای افزایش بهره نیاز دارد. از طرف دیگر، آرایش سورس مشترک توانایی بیشتری در ایجاد بهره بالا داشته و عملکرد نویز بهتری را از خود نشان می‌دهد [۲۰، ۲۱]. اما یک چالش مهم در این آرایش، دستیابی به تطبیق امپدانس ورودی مناسب است. روش‌هایی نظیر تبه‌شدگی سلفی [۲۲]، استفاده از شبکه فیلتر غیرفعال [۲۳]، بازخورد ترانسفورمری [۲۴]، بازخورد مقاومتی [۲۵] و فعال [۲۴]، برای ایجاد تطبیق ورودی مناسب در CS-LNA گزارش شده‌اند.

بیلک و نیک‌نژاد [۲۷]، یک تقویت‌کننده کم‌نویز کسکود سورس مشترک با شبکه تطبیق فیلتری گزارش کرده‌اند. در این



شکل (۱): طرح شماتیک LNA و میکسر پایین‌آورنده ترکیب‌شده

اما در طراحی یک تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر ترکیب‌شده باید به چالش‌هایی نظیر دستیابی هم‌زمان به تطبیق ورودی مناسب و بهره بالا در بخش تقویت‌کننده کم‌نویز و نویز پایین در بخش میکسر توجه کرد. بویا هو و همکاران [۱۳] یک تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر با بهره تبدیل و نویز بهبودیافته ارائه کرده‌اند. در این طراحی با استفاده از روش افزایش بهره^۱ در بخش تقویت‌کننده کم‌نویز و روش تزریق جریان در بخش میکسر به بهره بالا و عدد نویز مناسبی رسیده‌اند. عبدالقانی و همکاران [۱۴]، یک تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر ترکیب‌شده را با استفاده از ساختار کسکود در بخش تقویت‌کننده کم‌نویز و هسته سلول گیلبرت در بخش میکسر را گزارش کرده‌اند. در این طراحی با بایاس کردن ترانزیستورهای تقویت‌کننده کم‌نویز و میکسر در ناحیه زیر آستانه هدایت، به توان مصرفی پایینی دست یافته‌اند. اما این کار باعث افزایش زیاد نویز مدار شده است. امر و همکاران [۱۵]، برای بهبود نویز کلی مدار تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی، از روش حذف نویز در بخش تقویت‌کننده کم‌نویز استفاده کرده‌اند. در این طراحی نویز بهبود یافته اما بهره کل مدار پایین است. ونگ^۲ و همکاران [۱۶] نیز یک تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر با هدف بهبود نویز گزارش کرده‌اند. در این طراحی از روش بازخورد منفی در بخش تقویت‌کننده کم‌نویز برای دستیابی به تطبیق ورودی مناسب و افزایش درجه آزادی برای دستیابی به نویز کم استفاده شده است. چونگ و همکاران [۱۷]، تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر تمام تفاضلی با هدف کاهش توان مصرفی گزارش کرده‌اند. در این طراحی از ساختار کسکود در بخش تقویت‌کننده کم‌نویز استفاده شده است. این طراحی دارای توان مصرفی پایینی بوده، اما از عملکرد نویز ضعیفی برخوردار است. جلال و همکاران [۱۸] نیز یک تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر تمام تفاضلی با هدف بهبود بهره و نویز گزارش

³ Cross coupled

¹ Gain boosting

² Wang

از طرف دیگر افزایش C_p نیز باعث افزایش عدد نویز خواهد شد. بنابراین، باید به طریقی خازن C_p را در فرکانس کاری مورد نظر خنثی کرد. در این مقاله، با استفاده از روش تزریق جریان در طبقه ترانسانایی و افزودن سلف موازی در گره سورس ترانزیستورهای کلیدزنی، مستقل شدن g_{m1} از g_{m3} و خنثی سازی C_p انجام می شود.

۴- تقویت کننده کم نویز - میکسر پیشنهادی

مدار کامل تقویت کننده کم نویز - میکسر پیشنهادی در شکل (۵) نشان داده شده است. استفاده از روش بایاس بدنه در ترانزیستورهای M_1 و M_2 (بخش LNA)، باعث پایین آمدن ولتاژ آستانه مطابق رابطه (۹) و در نتیجه کاهش توان مصرفی در LNA می شود.

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_f - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_f} \right) \quad (9)$$

که، V_{th0} مقدار ولتاژ آستانه با $V_{BS}=0$ است. γ پارامتر وابسته به فناوری که معمولاً مقداری بین ۰/۳ تا ۰/۴ است. مقاومت R_F و سلف های L_1 و L_F ، شبکه تطبیق جدید پیشنهادی را تشکیل می دهند. همچنین، از سلف L_3 برای روش اوج دهنده موازی و افزایش سوینگ خروجی و بهبود پهنای باند LNA استفاده شده است.

در بخش میکسر، روش تزریق جریان توسط ترانزیستور M_{CB} و سلف L_4 در طبقه ترانسانایی انجام شده است. ترانزیستورهای $M_{5,8}$ عمل کلیدزنی میان سیگنال های RF و LO را انجام داده و به دلیل استفاده از روش تزریق جریان، دارای جریان بسیار کمتری نسبت به طبقه ترانسانایی (M_4 و M_5) هستند. همچنین، از ترانزیستورهای M_9 و M_{10} به همراه مقاومت R_1 برای پیاده سازی بار فعال در طبقه خروجی میکسر استفاده شده است؛ که باعث بهبود بهره تبدیل و نویز مدار می شود.

۴-۱- تزریق جریان

شکل (۶) روش تزریق جریان و خنثی سازی C_p را نشان می دهد. همان طور که بیان شد جریان I_{CB} باعث افزایش جریان طبقه ترانسانایی میکسر شده و سلف L_4 نیز با تشدید C_p اثر آن را در پهنای باند مورد نظر کاهش خواهد داد. در واقع با این روش می توان جریان بسیار کمی را برای طبقه کلیدزنی در نظر گرفت و در نتیجه V_{eff} ترانزیستورهای کلیدزنی را کاهش داد. همچنین کاهش $V_{eff,3,4}$ ترانزیستورهای طبقه کلیدزنی باعث کاهش ناحیه کار خطی آن ها و بهبود عملکرد آن ها خواهد شد.

($M_{3,6}$) و طبقه بار (IF) تشکیل شده است و بهره تبدیل (CG) آن از رابطه زیر محاسبه می شود [۳۱]:

$$CG = \frac{2}{\pi} g_{m1} R_L \left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right) \times \frac{g_{m3}}{\sqrt{g_{m3}^2 + C_p^2 \omega^2}} \quad (5)$$

که g_{m1} و g_{m3} به ترتیب، ترانسانایی طبقه RF و طبقه کلیدزنی هستند و $V_{P,LO}$ دامنه ی سیگنال نوسان گر محلی است. طبق معادله (۵)، می توان با افزایش جریان بایاس طبقه RF (و در نتیجه افزایش g_{m1}) بهره تبدیل میکسر را افزایش داد. همان طور که در رابطه (۵) مشخص می شود، خازن پارازیتی (C_p) باعث کاهش بهره تبدیل خواهد شد، که در صورت حذف اثر آن، بهره تبدیل افزایش می یابد. روابط (۶-۷) جریان نویز حرارتی و نویز فیلکر ایجاد شده توسط ترانزیستورهای CMOS را نشان می دهند:

$$\overline{i_{n,T}^2} = 4KT\gamma g_m \quad (6)$$

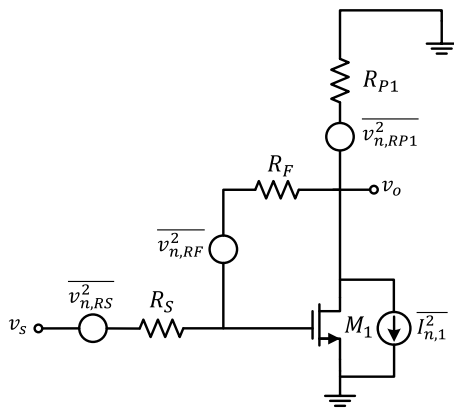
$$\overline{i_{n,f}^2} = \frac{K_f}{C_{ox} W L f} g_m^2 \quad (7)$$

با در نظر گرفتن روابط فوق، عدد نویز میکسر به صورت زیر محاسبه می شود:

$$NF = 1 + \frac{2 \left(\gamma g_{m3} + \frac{1}{R_L} \right) \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}}}{\frac{4R_s}{\pi^2} g_{m1}^2 \left(\frac{g_{m3}^2}{C_p^2 \omega^2 + g_{m3}^2} \right) \left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} + \frac{\gamma \left(g_{m1} + \frac{C_p^2 \omega^2}{g_{m3}} \right) + \frac{2}{R_L}}{\frac{4R_s}{\pi^2} g_{m1}^2 \left(\frac{g_{m3}^2}{C_p^2 \omega^2 + g_{m3}^2} \right) \left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right)} + \frac{\frac{V_{eff3,4}^2}{V_{P,LO}^2} \left(\frac{K_f}{C_{ox} W_{3,4} L_{3,4} f} \right)}{32kTR_s g_{m1}^2 \left(\frac{1}{C_p^2 \omega^2 + g_{m3}^2} \right) \left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} \quad (8)$$

همان طور که در رابطه (۸) مشاهده می شود، افزایش g_{m1} و کاهش g_{m3} باعث کاهش عدد نویز میکسر می شود. بنابراین باید جریان عبوری از طبقه ترانسانایی میکسر را از جریان طبقه کلیدزنی مستقل کرد؛ تا بتوان با افزایش g_{m1} بدون افزایش g_{m3} ، عدد نویز را کاهش داد. همچنین مشاهده می شود که افزایش ولتاژ اضافه تحریک طبقه کلیدزنی ($V_{eff,3,4}$) باعث افزایش عدد نویز می شود. برای کاهش این مقدار در جریان بایاس ثابت باید پهنای ترانزیستورهای این طبقه بزرگ انتخاب شده و در نتیجه ظرفیت خازنی C_p افزایش می یابد.

بهره تبدیل میکسر است. شکل (۹) مدار معادل LNA پیشنهادی را برای محاسبه عدد نویز نشان می‌دهد.



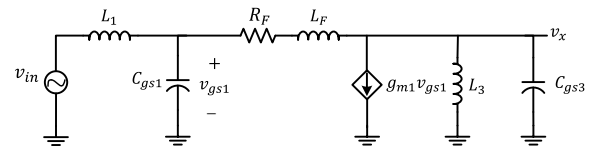
شکل (۹): مدار تقویت‌کننده کم‌نویز برای محاسبه عدد نویز

به دلیل عملکرد فرکانس بالا و سادگی محاسبات، از دو منبع نویز حرارتی در گیت و نویز فلیکر ترانزیستور MOS در تحلیل نویز LNA صرف‌نظر شده است. اما سه منبع جریان نویز حرارتی کانال MOS، نویز حرارتی مقاومت منبع و مقاومت پارازیتی سلف‌ها (R_{P1}) مطابق شکل (۹) برای محاسبه عدد نویز در نظر گرفته شده‌اند. در این شکل، $I_{n,i}^2 = 4KT(\gamma/\alpha)g_{mi}$ نشان‌دهنده متوسط توان نویز حرارتی است؛ که γ بیانگر ضریب نویز حرارتی ترانزیستور MOS و $\alpha = g_m/g_{d0}$ هستند ترانسسانیایی کانال در ولتاژ درین-سورس صفر است). بنابراین، بهره ولتاژ از ورودی آنتن به خروجی LNA به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$A_{vs} = \left(\frac{-g_{m1}R_{FP3}}{R_S + R_F + g_{m1}R_S R_{FP3}} \right) \quad (21)$$

با انجام تحلیل سیگنال کوچک و با فرض بزرگ بودن R_F نسبت به R_S و نیز استفاده از روابط (۸)، (۲۰) و (۲۱)، عدد نویز تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهاد شده به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$NF_T \cong 1 + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{1}{g_{m1}R_S} + \frac{R_F}{g_{m1}^2 R_{P3}^2 R_S} + \frac{\pi^2 \left(\frac{\gamma}{\alpha} g_{m5} + g_{m9} \right) \frac{V_{eff5,6}}{5\pi V_{P,LO}}}{2R_S g_{m3}^2 \left(1 - \frac{V_{eff5,6}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2 (g_{m1}R_{P3}^2)} + \frac{\pi^2 \left(\frac{\gamma}{\alpha} g_{m3} + 2g_{m9} \right)}{4R_S g_{m3}^2 \left(1 - \frac{V_{eff5,6}}{5\pi V_{P,LO}} \right) (g_{m1}R_{P3}^2)} + \frac{g_{m5}^2 \frac{V_{eff5,6}^2}{V_{P,LO}^2} \left(\frac{K_f}{C_{ox} W_{5,6} L_{5,6} f} \right)}{32kTR_S g_{m3}^2 (g_{m1}R_{P3}^2) \left(1 - \frac{V_{eff5,6}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} \quad (22)$$



شکل (۸): مدار معادل سیگنال کوچک تقویت‌کننده کم‌نویز پیشنهادی

با فرض $\omega \ll R_F/L_F$ ، بهره ولتاژ تقویت‌کننده کم‌نویز به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$A_v = \frac{v_X}{v_i} \cong \frac{-g_{m1}L_3s}{as^2 + bs + 1} \quad (13)$$

که،

$$a = L_3C_{gs3} + L_1C_{gs1} + L_1L_3 \frac{g_{m1}}{R_F} \quad (14)$$

$$b = \frac{L_1 + L_3 + L_F}{R_F} \quad (15)$$

بنابراین، مشاهده می‌شود که تقویت‌کننده کم‌نویز پیشنهادی دارای یک صفر در فرکانس پایین و یک قطب تشدید ω_0 است:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3C_{gs3} + L_1C_{gs1} + L_1L_3 \frac{g_{m1}}{R_F}}} \quad (16)$$

بنابراین، در فرکانس تشدید ω_0 ، مقدار حداکثر بهره LNA به صورت زیر به دست می‌آید:

$$A_{v0} = -g_{m1}R_F \left(\frac{L_3}{L_1 + L_3 + L_F} \right) \quad (17)$$

همچنین با فرض خنثی‌سازی خازن C_P توسط سلف L_4 ، بهره تبدیل میکسر پیشنهادی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$CG = \frac{2}{\pi} \frac{g_{m3}}{g_{m9}} \left(1 - \frac{V_{eff5,6}}{5\pi V_{P,LO}} \right) \quad (18)$$

بنابراین، در فرکانس RF موردنظر، بهره تبدیل تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر به صورت زیر محاسبه می‌شود:

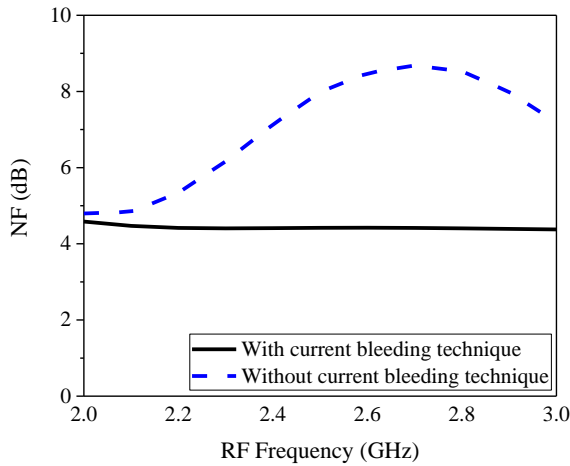
$$CG_{T0} = -\frac{2}{\pi} \frac{g_{m1}g_{m3}R_F}{g_{m9}} \left(\frac{L_3}{L_1 + L_3 + L_F} \right) \times \left(1 - \frac{V_{eff5,6}}{5\pi V_{P,LO}} \right) \quad (19)$$

۴-۴- نویز تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی

نویز مدار تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی را می‌توان از رابطه زیر محاسبه کرد [۲۹]:

$$NF_T = \frac{1}{A_{vs}^2} \times \frac{\overline{v_{n1}^2}}{4kTR_S} + \frac{1}{A_{vs}^2 CG^2} \frac{\overline{v_{n2}^2}}{4kTR_S} \quad (20)$$

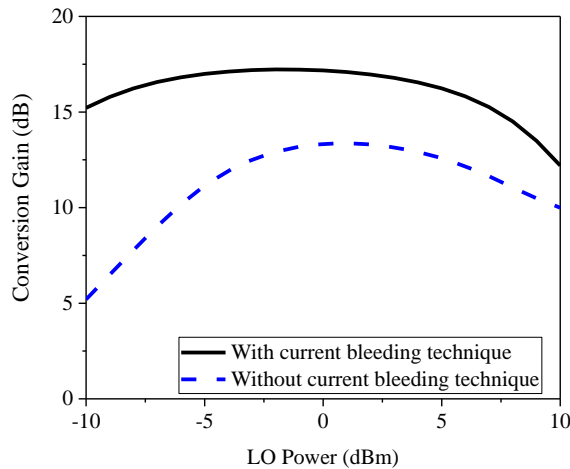
که در آن، $\overline{v_{n1}^2}$ و $\overline{v_{n2}^2}$ به ترتیب، متوسط توان نویز ایجاد شده در خروجی LNA و میکسر هستند. همچنین A_{vs} نشان‌دهنده بهره ولتاژ از ورودی آنتن به خروجی تقویت‌کننده کم‌نویز و CG نیز



شکل (۱۰): عدد نویز DSB تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی بر اساس تغییرات فرکانس ورودی RF

همان‌طور که از نمودار تغییرات عدد نویز DSB در شکل (۱۰) مشخص می‌شود، افزودن مدار تزریق جریان (افزایش g_{m1} بدون افزایش g_{m3})، باعث بهبود عملکرد نویز مدار شده است. مقدار عدد نویز در فرکانس ۲/۴ GHz و در حالت بدون تزریق جریان در حدود ۶/۵ dB است که با افزودن مدار تزریق جریان به مقدار ۴/۵ dB بهبود یافته است.

شکل‌های (۱۱-۱۲) به ترتیب نمودار بهره تبدیل تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی را برحسب تغییرات توان ورودی LO و تغییرات فرکانس ورودی RF نشان می‌دهند. همان‌طور در شکل (۱۱) مشخص شده است بیشینه بهره مدار پیشنهادی بدون روش تزریق جریان حدود ۱۳ dB بر اساس تغییرات توان ورودی LO است. اما در صورتی که روش تزریق جریان به طبقه ترانسسانی می‌کسر افزوده شود، بهره مدار پیشنهادی در حدود ۴ dB بهبود می‌یابد و به مقدار بیشینه خود در حدود ۱۷ dB می‌رسد.



شکل (۱۱): بهره تبدیل تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی بر اساس تغییرات توان ورودی LO

همان‌طور که از رابطه (۲۲) مشاهده می‌شود، با انتخاب g_{m1} و g_{m3} بزرگ‌تر و یا g_{m5} کوچک‌تر، می‌توان به عدد نویز پایین‌تری در مدار پیشنهاد شده دست یافت.

۵- نتایج شبیه‌سازی و بحث

مدار تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی با فناوری RF CMOS ۰/۱۸ μm شرکت TSMC طراحی و با استفاده از نرم‌افزار ADS شبیه‌سازی شده است. در این طراحی از منبع تغذیه $V_{DD}=1/5$ V استفاده شده و با در نظر گرفتن حداقل طول کانال ۰/۱۸ μm برای تمام ترانزیستورها، مقادیر المان‌ها در جدول (۱) ارائه شده است.

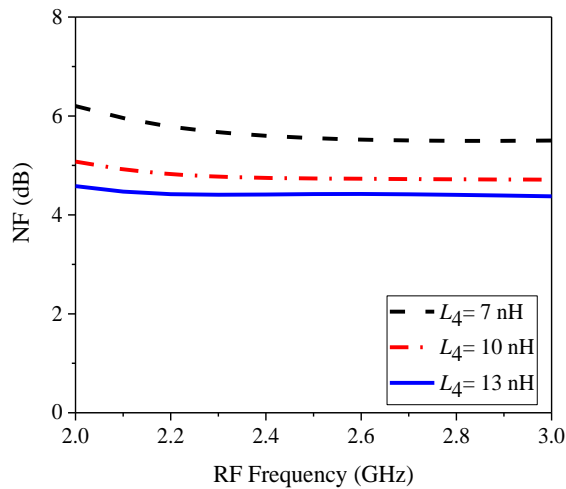
جدول (۱): مقادیر طراحی تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهاد شده

پارامتر	Finger \times (W(μm)/L(μm))		جریان
ترانزیستور	$M_{1,2}$	$58 \times (6/5 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D = 6/24$ mA
	$M_{3,4}$	$62 \times (8 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D = 4/55$ mA
	M_{5-8}	$58 \times (4/5 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D = 1/52$ mA
	M_{CB}	$12 \times (4/5 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D = 3/1$ mA
	$M_{9,10}$	$64 \times (7 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D = 3$ mA
المان فشرده	L_1	۳ nH	مقدار
	L_F	۳/۳ nH	C_c ۵ pF
	L_3	۵/۳ nH	R_1 ۵ k Ω
	L_4	۱۳ nH	R_F ۱/۸ k Ω
بایاس	V_{B1}	۰/۵۴ V	R_B ۱۰ k Ω
	V_{B2}	۰/۷۵ V	V_{d1} ۰/۶ V
	V_{BB}	۰/۴ V	V_d ۱ V
			V_{DD} ۱/۵ V

تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی با توان سیگنال ورودی LO برابر ۰ dBm، توان سیگنال ورودی RF برابر ۲۸ dBm، در فرکانس RF ۲/۴ GHz، فرکانس نوسان‌ساز محلی ۲/۳ GHz و فرکانس میانی ۱۰۰ MHz شبیه‌سازی شده است. همچنین پیاده‌سازی تمامی سلف‌های ساختار به صورت داخل تراشه با پهنای خط ۶ μm و فاصله میان خطوط ۱/۵ μm در فناوری RF-TSMC CMOS ۰/۱۸ μm انجام شده است.

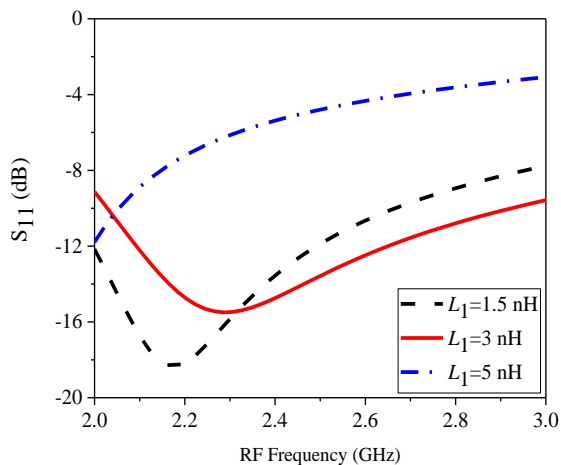
در شکل‌های (۱۰-۱۲) تأثیر مدار تزریق جریان بر عملکرد تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی بررسی شده است.

آن در بهبود عملکرد نویز مدار بیشتر شده و مقدار آن در فرکانس ۲/۴ GHz از ۶ dB به ۴/۵ dB بهبود می‌یابد.



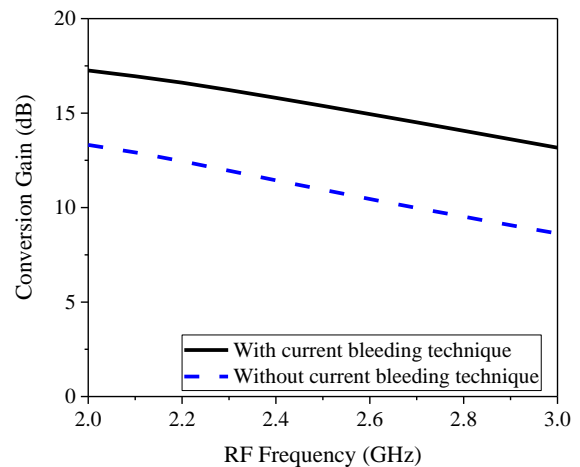
شکل (۱۴): عدد نویز DSB تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی

در شکل (۱۵) اثر تغییر المان‌های شبکه تطبیق در مدار پیشنهادی را نشان می‌دهد. همان‌طور که در رابطه (۴) مشاهده شد، المان‌های L_1 و g_{m1} نقش مؤثری در ایجاد تطبیق ورودی مناسب دارند. در شکل (۱۵) تغییرات سلف L_1 بر تلف برگشتی ورودی (S_{11}) بررسی شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با انتخاب $L_1=3$ nH می‌توان به تطبیق ورودی (S_{11}) مناسب ۱۵ dB- در فرکانس ۲/۴ GHz دست یافت.



شکل (۱۵): (الف) نمودار تلف برگشتی (S_{11}) بر اساس تغییرات سلف L_1

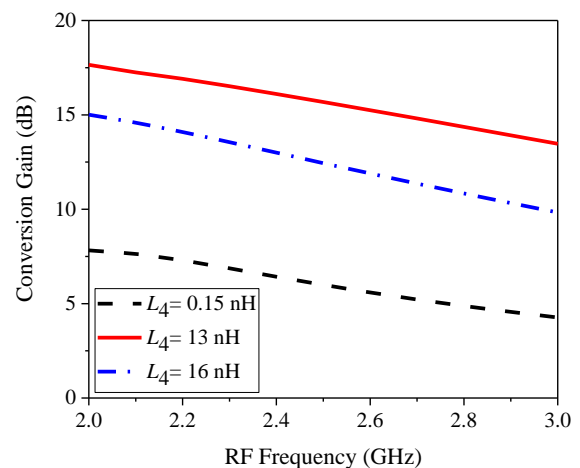
همچنین، در شکل (۱۶) تغییرات سلف g_{m1} بر تلف برگشتی ورودی (S_{11}) بررسی شده است. g_{m1} باید به گونه‌ای انتخاب گردد که بهترین مصالحه بین تلف برگشتی در ورودی (S_{11})، عدد نویز (NF)، بهره تبدیل (CG) و توان مصرفی برقرار باشد. همان‌طور که



شکل (۱۲): بهره تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی بر اساس تغییرات فرکانس ورودی

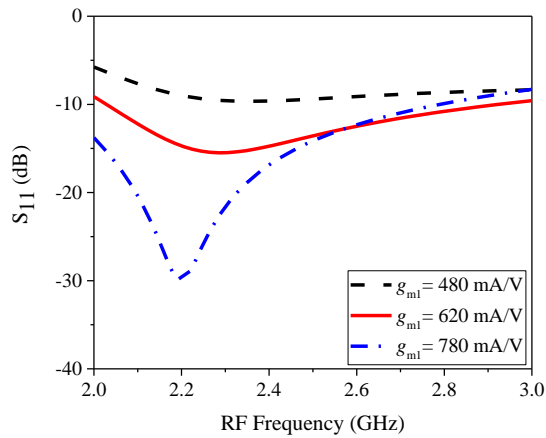
همچنین در شکل (۱۲) مشاهده می‌شود که مدار پیشنهادی بدون افزودن روش تزریق جریان دارای بهره‌ای در حدود ۱۱ dB در فرکانس ۲/۴ GHz است و همان‌گونه که انتظار می‌رفت با افزودن شدن مدار تزریق جریان، بهره تبدیل مدار به بیشینه مقدار خود در حدود ۱۶ dB در فرکانس ۲/۴ GHz رسیده است.

شکل (۱۳) اثر تغییرات سلف خنثی‌ساز L_4 مرتبط با خازن C_p بر بهره تبدیل مدار را نشان می‌دهد. C_p بیانگر خازن پارازیت گره سورس ترانزیستورهای طبقه کلیدزنی (LO) است. همان‌طور که مشاهده می‌شود وجود سلف L_4 در حدود ۱۳ nH به خوبی باعث خنثی‌سازی ظرفیت خازنی موجود در سورس ترانزیستورهای کلیدزنی شده و بهره تبدیل مدار بهبود می‌یابد.



شکل (۱۳): بهره تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی

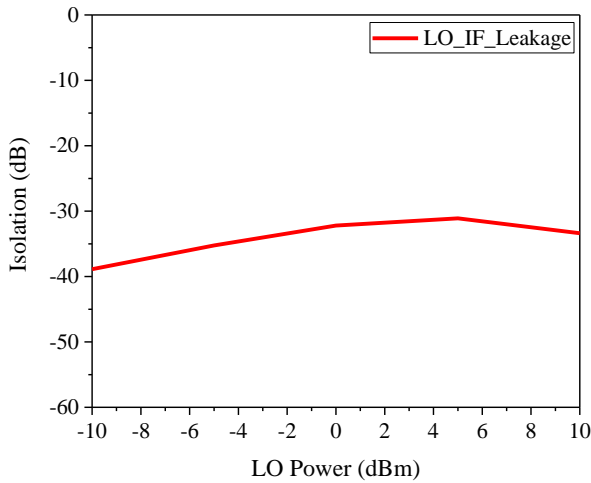
شکل (۱۴)، اثر تغییرات سلف L_4 بر عدد نویز مدار پیشنهادی را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود با افزایش L_4 تأثیر



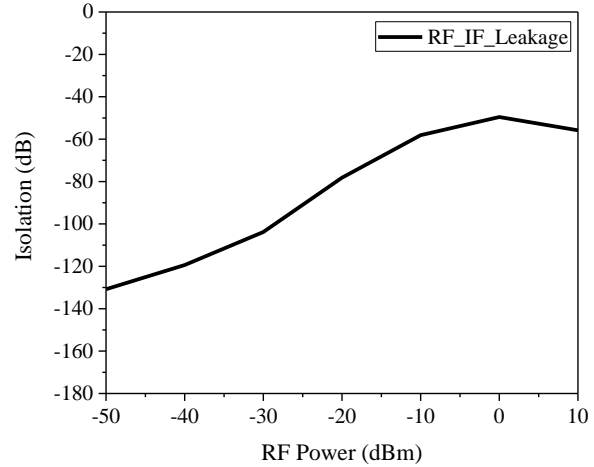
شکل (۱۶): نمودار تلف برگشتی (S_{11}) بر اساس تغییرات g_{m1}

در شکل (۱۶) مشاهده می‌شود، با تغییرات g_{m1} می‌توان به تطبیق ورودی مناسب دست یافت. در این طراحی برای دستیابی به بهترین تطبیق در ورودی و مصالحه مناسب میان پارامترهای طراحی در فرکانس ورودی ۲/۴ GHz، مقدار $g_{m1}=620 \text{ mA/V}$ انتخاب شده است.

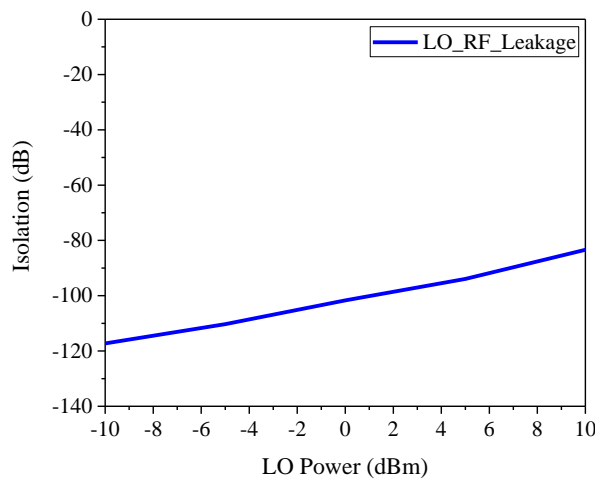
شکل (۱۷) شبیه‌سازی مجزاسازی میان درگاه‌های ورودی و خروجی (RF-IF, LO-RF, LO-IF) را برحسب تغییرات توان ورودی RF و توان LO نشان می‌دهد. از نتایج شبیه‌سازی مشخص می‌شود که تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی از مجزاسازی بسیار خوبی میان درگاه‌های ورودی و خروجی برخوردار است.



(ب)



(الف)



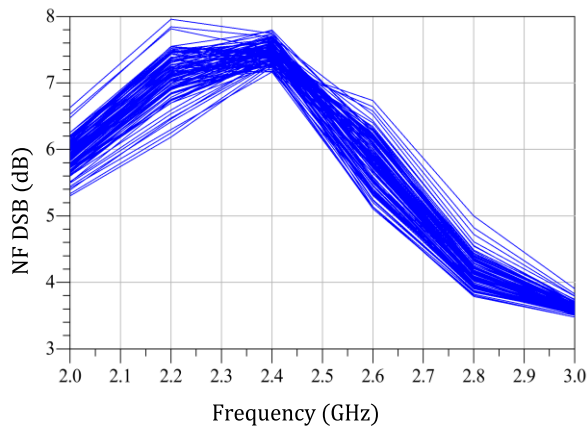
(ج)

شکل (۱۷): مجزاسازی تقویت‌کننده کم‌نویز- میکسر پیشنهادی (الف) مجزاسازی RF به IF (ب) مجزاسازی LO به IF (ج) مجزاسازی LO به RF

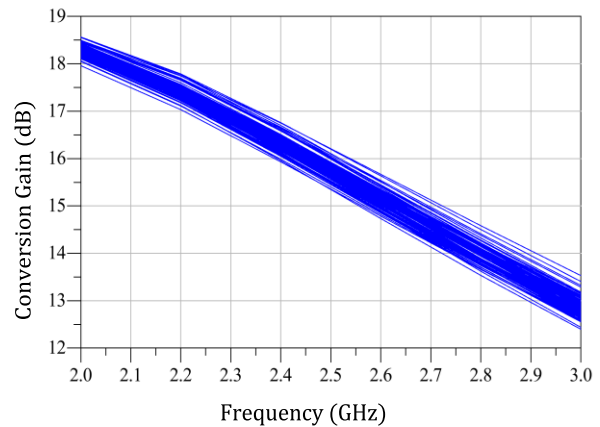
تبدیل تقویت کننده از ۱۷ dB به حدود ۱۵/۷۵ کاهش می یابد. اما تنها ۶٪ از نمونه ها خارج از بهره تبدیل $15/75 \pm 0/25$ dB قرار دارند. همچنین، برای عدد نویز مشاهده می شود که با ایجاد عدم تطابق، عدد نویز از ۴/۵ dB به مقدار ۷/۵ dB افزایش می یابد. اما با این وجود، تنها ۶٪ از نمونه ها دارای عدد نویز بزرگ تر از ۸ dB هستند. بنابراین، مشاهده می شود که مدار ارائه شده از نظر بهره و عدد نویز، از پایداری بسیار خوبی در برابر تغییرات فرآیند ساخت برخوردار است.

برای بررسی تغییرات فرآیند ساخت، از تحلیل مونت کارلو در باند فرکانسی ۲-۳ GHz، با انحراف معیار ۰/۲٪ و با توزیع گوسی و ۱۰۰ مرتبه تکرار بر روی پهنای ترانزیستورها، سلف ها و خازن های مدار استفاده شده است. نتایج تحلیل مونت کارلو در شکل (۱۸) ارائه شده است. تحلیل آماری شکل (۱۸) با استفاده از نمودارهای هیستوگرام در فرکانس ۲/۴ GHz و $P_{LO} = 0$ dBm به صورت شکل (۱۹) انجام شده است.

همان طور که مشاهده می شود، با ایجاد عدم تطابق، بهره

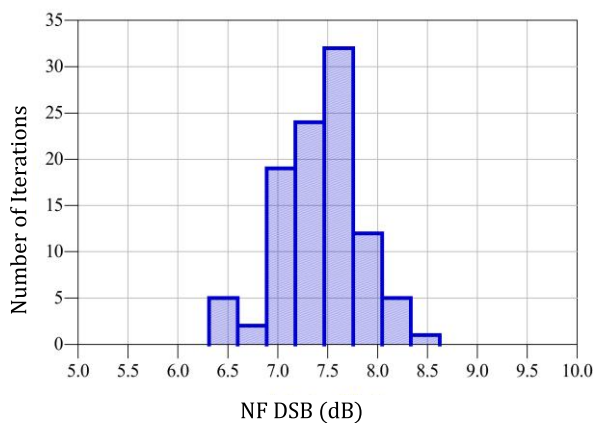


(ب)

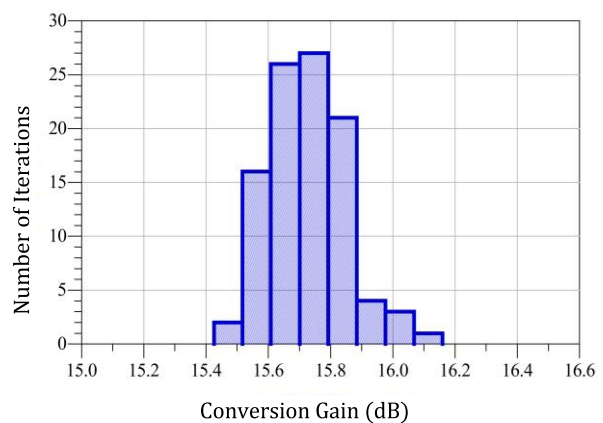


(الف)

شکل (۱۸): شبیه سازی مونت کارلو (الف) بهره تبدیل، (ب) عدد نویز DSB

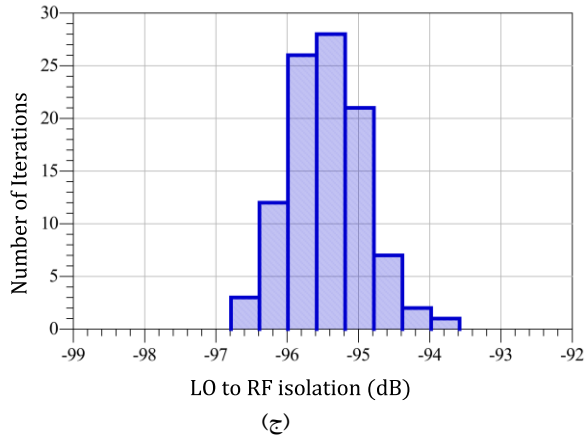
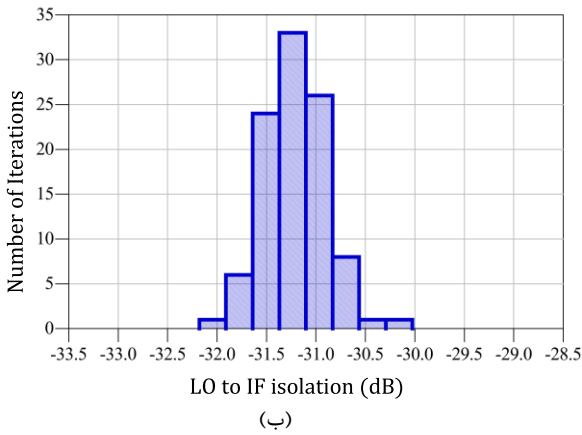
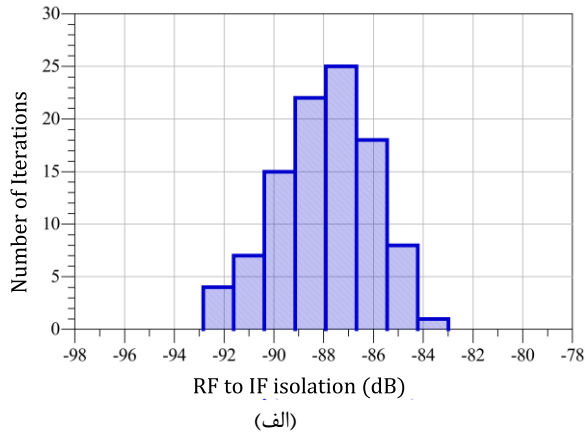


(ب)



(الف)

شکل (۱۹): نمودار هیستوگرام تحلیل مونت کارلو (الف) بهره تبدیل، (ب) عدد نویز DSB

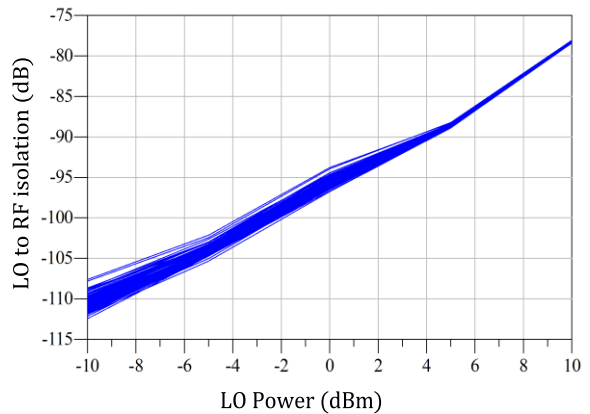
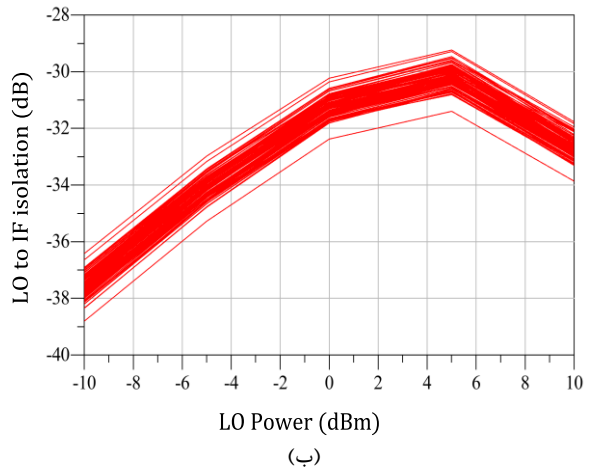
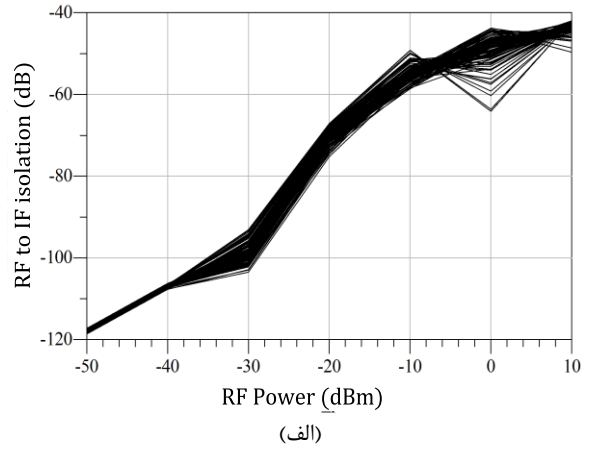


شکل (۲۱): نمودار هیستوگرام تحلیل مونت‌کارلو مجزاسازی الف) RF به IF (ب) LO به IF (ج) LO به RF

همان‌طور که مشاهده می‌شود، با ایجاد عدم تطابق، تلف مجزاسازی RF به IF، در $P_{RF} = -28$ dBm از ۱۰۰ dB به حدود ۸۸ dB کاهش یافته و ۲۰٪ از نمونه‌ها خارج از تلف 88 ± 2 dB قرار دارند. برای تلف مجزاسازی LO به IF مشاهده می‌شود که در $P_{LO} = 0$ dBm، تلف مجزاسازی از ۳۲ dB به ۳۱ dB کاهش یافته و تنها ۱٪ از نمونه‌ها خارج از تلف 31 ± 1 dB قرار دارند.

همچنین، برای تلف مجزاسازی RF به LO مشاهده می‌شود که در $P_{LO} = 0$ dBm، تلف مجزاسازی از ۱۰۰ dB به ۹۵ dB

شکل (۲۰) اثر تغییرات فرآیند ساخت، بر روی مجزاسازی مدار ارائه‌شده با استفاده از شبیه‌سازی مونت‌کارلو را نشان می‌دهد.



(ج)

شکل (۲۰): شبیه‌سازی مونت‌کارلو مجزاسازی الف) RF به IF (ب) LO به IF (ج) LO به RF

تحلیل آماری شکل (۲۰) با استفاده از نمودارهای هیستوگرام در فرکانس ۲/۴ GHz، $P_{RF} = -28$ dBm و $P_{LO} = 0$ dBm به صورت شکل (۲۱) ارائه شده است.

نتایج شبیه‌سازی مدار پیشنهاد شده با تعدادی از تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسرهای گزارش شده مقایسه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی از عملکرد بهتری در زمینه نویز برخوردار بوده و تطبیق ورودی مناسبی را از خود نشان می‌دهد.

کاهش یافته و ۱۶٪ از نمونه‌ها خارج از تلف 1 ± 95 dB قرار دارند. بنابراین، مشاهده می‌شود، تغییرات فرآیند ساخت بر روی مجزاسازی RF به IF و مجزاسازی LO به RF تاثیر بسزایی داشته، اما تاثیر چندانی بر روی عملکرد مجزاسازی LO به IF تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهادی ندارد. در جدول (۲)

جدول (۲): مقایسه نتایج تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسر پیشنهاد شده با تقویت‌کننده کم‌نویز - میکسرهای گزارش شده

مراجع	[۱۳]	[۱۴]	[۱۵]	[۱۶]	[۱۷]	[۱۸]	مدار پیشنهادی	نتایج مونت کارلو
فناوری CMOS	۱۸۰ nm	۱۸۰ nm	۹۰ nm	۱۸۰ nm	۱۳۰ nm	۱۸۰ nm	۱۸۰ nm	۱۸۰ nm
نحوه اندازه‌گیری	شبیه‌سازی	ساخت	ساخت	شبیه‌سازی	شبیه‌سازی	ساخت	شبیه‌سازی	شبیه‌سازی
فرکانس RF (GHz)	۲-۱۰	۵/۱	۰/۱-۳/۸۵	۳/۱-۱۰/۱۶	۲/۴	۵/۲	۲-۳	۲-۳
پهنای باند (GHz)	۸	۲	۳/۷	۷	۰/۰۸۳۵	۱/۵	۱	۱
بهره تبدیل (dB)	۱۷-۲۰	۲۷	۲۰	۱۶	۲۲	۲۷	۱۷	$15/75 \pm 0/25$
عدد نویز DSB (dB)	۶/۸-۸/۵	۴/۸	۱۱/۵	۷/۴	۷/۲	۴/۸	۳/۵-۴/۵	$7/5 \pm 0/5$
تلف برگشتی (S_{11})	<-۷	-۱۲	<-۱۰	<-۱۰	-۳۷	-۱۲	-۱۵	$-8/25 \pm 1$
توان مصرفی (mW)	۷/۲	۲۵	۹/۷۸	۱۳/۶	۰/۹	۲۵/۲	۱۹/۸	۱۹/۸
ولتاژ تغذیه (V)	۱/۸	۱/۸	۱/۲	۱/۵	۰/۵	۱/۸	۱/۵	۱/۵

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک LNA-میکسر پایین‌آورنده تمام تفاضلی با فناوری CMOS $0.18 \mu\text{m}$ و مدل شرکت TSMC طراحی و با استفاده از نرم‌افزار ADS شبیه‌سازی شد. طراحی شبکه تطبیق جدید در بخش تقویت‌کننده کم‌نویز باعث دستیابی به تطبیق امپدانس ورودی بسیار خوب 15 dB در باند فرکانسی $2-3 \text{ GHz}$ شده است. همچنین، در بخش میکسر، استفاده از بار فعال در خروجی و روش تزریق جریان باعث بهبود بهره تبدیل و بهبود عملکرد نویز مدار شده است. در واقع، در مدار پیشنهادی با ترکیب LNA با شبکه تطبیق جدید و میکسر اصلاح‌شده، دستیابی به بهره تبدیل زیاد، عدد نویز پایین و تطبیق امپدانس ورودی خوب در باند فرکانسی $2-3 \text{ GHz}$ امکان‌پذیر شده است. همچنین مدار پیشنهادی از توان مصرفی پایینی برخوردار بوده و برای استفاده در گیرنده‌های هموداین WLAN مناسب است.

۷- منابع

- [3] M. Vigilante and P. Reynaert, "On the Design of Wideband Transformer-Based Fourth Order Matching Networks for E-Band Receivers in 28-nm CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 52, No. 8, pp. 2071-2082, 2017.
- [4] Z. Li "Low-noise and high-gain wideband LNA with gm-boosting technique," Electronics Letters, Vol. 49, No. 18, pp. 1126-1128, 2013.
- [5] G. L. Yang, F. Liu, A. Muhammad, and Z. Wang, "30-50 GHz high-gain CMOS UWB LNA," Electronics Letters, Vol. 49, No. 25, pp. 1622-1623, 2013.
- [6] S. Woo, W. Kim, C.-H. Lee, H. Kim, and J. Laskar, "A wideband low-power CMOS LNA with positive-negative feedback for noise, gain, and linearity optimization," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, No. 10, pp. 3169-3178, 2012.
- [7] S. S. JO, "A CMOS Broadband Low-Noise Mixer With noise Cancellation," IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 58, No. 5, 2010.
- [8] H. Li, A. M. El-Gabaly, and C. E. Saavedra, "A Low-Power Low-Noise Decade-Bandwidth Switched Transconductor Mixer With AC-Coupled LO Buffers," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 65, No. 2, pp. 510-521, 2018.
- [9] Y. Kong and N. Yan, "High gain and low flicker noise down-conversion mixer applied in 24GHz FMCW radar," in 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), Chengdu, 2018, pp. 1-4.
- [10] D.-H. Seo, J.-Y. Lee, and T.-Y. Yun, "Active and passive combined mixer for low flicker noise and low dc offset," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 25, No. 7, pp. 463-465, 2015.
- [11] D. Seo, J. Lee and T. Yun, "Active and Passive Combined Mixer for Low Flicker Noise and Low dc Offset," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 25, No. 7, pp. 463-465, July 2015.
- [1] T.-A. Phan, C.-W. Kim, M.-S. Kang, S.-G. Lee, and C.-D. Su, "Low noise and high gain CMOS down conversion mixer," in International Conference on Communications, Circuits and Systems, ICCAS 2004. 2004, pp. 1191-1194.
- [2] P. Qin and Q. Xue, "Compact wideband LNA with gain and input matching bandwidth extensions by transformer," IEEE Microwave Wireless Component Letter., Vol. 27, No. 7, pp. 657-659, 2017.

- [22] F. Chen, W. Zhang, W. Rhee, J. Kim, D. Kim and Z. Wang, "A 3.8-mW 3.5-4-GHz regenerative FM-UWB receiver with enhanced linearity by utilizing a wideband LNA and dual bandpass filters", in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 9, pp. 3350-3359, 2013.
- [23] M. Battista, J. Gaubert, M. Egels, S. Bourdel and H. Barthelemy, "6-10 GHz ultra-wideband CMOS LNA", *Electronics Letters*, Vol. 44, No. 5, pp. 343-345, 2008.
- [24] D. Cassan and J. Long, "A 1-V transformer-feedback low-noise amplifier for 5 GHz wireless LNA in 0.18- μ m CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, No. 3, pp. 427-435, 2003.
- [25] X. Guan, C. Huynh and C. Nguyen, "Design of a 0.18- μ m CMOS resistive shunt feedback low-noise amplifier for 3.1-10.6-GHz UWB receivers", 2011 International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, Houston, USA, 2011, pp. 1-2.
- [26] J. Borremans, P. Wambacq, C. Soens, Y. Rolain and M. Kuijk, "Low-area active-feedback low-noise amplifier design in scaled digital CMOS", in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, No. 11, pp. 2422-2433, 2008.
- [27] A. Bevilacqua and A. Niknejad, "An ultra-wideband CMOS low-noise amplifier for 3.1-10.6-GHz wireless receivers", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 12, pp. 2259-2268, 2004.
- [28] S. Asgaran, M. Deen and C. Chen, "Design of the input matching network of RF CMOS LNAs for low-power operation", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 54, No. 3, pp. 544-554, 2007.
- [29] M. Takbiri, A. Bijari and S. M. Razavi, "A Fully Differential CMOS Low-Noise Amplifier With Low Noise Figure and High Power Gain For Ultra-Wideband Applications", *Journal of Applied Electromagnetics*, Vol. 3, No. 4, pp. 47-56, 2017. (In Persian).
- [30] H. K. Chen, Y. S. Lin and S. S. Lu, "Analysis and design of a 1.6-28-GHz compact wideband LNA in 90-nm CMOS using a Π -match input network", in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 58, No. 8, pp. 2092-2104, 2010.
- [31] B. Razavi and R. Behzad, *RF microelectronics*. Prentice Hall, New Jersey, 1998.
- [12] H. Mirzaie, H. Shamsi, S. Sheikhaei and S. Gholami, "A new high linearity LMV based receiver front-end for IEEE 802.15. 4 applications." 19th Iranian Conference on Electrical Engineering. IEEE, 2011, Tehran, pp. 1-4.
- [13] B. Hu, X. Yu, and L. He, "A Gm-boosted and current peaking wideband merged LNA and mixer," in *Ultra-Wideband (ICUWB)*, 2010 IEEE International Conference on, 2010, Vol. 1, pp. 1-4.
- [14] M. Abdelghany, R. Pokharel, H. Kanaya, and K. Yoshida, "Low-voltage low-power combined LNA-single gate mixer for 5GHz wireless systems," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2011 IEEE, 2011, pp. 1-4.
- [15] A. Amer, E. Hegazi, and H. F. Ragaie, "A 90-nm Wideband Merged CMOS LNA and Mixer Exploiting Noise Cancellation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 42, No. 2, pp. 323-328, 2007.
- [16] C. Wang and C. Du, "A CMOS 3.1-10.6 GHz Merged UWB LNA and Mixer," 2008 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008.
- [17] W.-K. Chong, H. Ramiah, G.-H. Tan, N. Vitee, and J. Kanesan, "Design of ultra-low voltage integrated CMOS based LNA and mixer for ZigBee application," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 68, No. 2, pp. 138-142, 2014.
- [18] A. I. A. Galal, M. A. Abdelghany, R. K. Pokharel, H. Kanaya, and K. Yoshida, "A low power low flicker noise merged balun LNA and mixer for 5.2GHz wireless LAN receivers," *TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference*, 2010, pp. 1517-1520.
- [19] M. Khurram and S. M. R. Hasan, "A 3-5 GHz current-reuse gm-boosted CG-LNA for ultra wideband in 130 nm CMOS", in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, Vol. 20, No. 3, pp. 400-409, 2012.
- [20] C. T. Fu, C.N. 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.
- [21] Y. S. Lin and., "Analysis and design of a CMOS UWB LNA with dual-RLC-branch wideband input matching network", in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 58, No. 2, pp. 287-296, 2010.

**Low Noise Figure and High Conversion Gain CMOS LNA-Mixer
for WLAN Applications**

S. Zandian, A. Bijari *

University of Birjand

(Received: 26/09/2018, Accepted: 18/06/2019)

Abstract

This paper presents a merged low noise amplifier (LNA) and mixer for wireless local area networks (WLANs) applications. The proposed down-conversion LNA-mixer is designed for 2-3 GHz radio frequency (RF) band and an intermediate frequency (IF) of 100 MHz using RF-TSMC CMOS 0.18 μm technology. A new input matching network is introduced for common source LNA to provide good input matching. In addition, the conversion gain (CG) and noise performance of the LNA-mixer are improved by employing an active load and current bleeding technique in the mixer. The proposed LNA-Mixer has been simulated by Advanced Design System (ADS). Simulation results show the high conversion gain of 15–17 dB and low double side-band noise figure (DSB-NF) of 4 ± 0.5 dB as well as high isolation between ports at frequency band of 2-3 GHz. Monte Carlo simulations has been done for the proposed LNA-mixer with 100 samples to verify the impact of process variations and mismatch. For the conversion gain and for DSB-NF, simulation results show respectively a mean (μ) of 15.7 dB with standard deviation (σ) of 0.11 dB, and $\mu=7.4$ dB with $\sigma=0.37$ dB and confirm their low sensitivity to process variations. The proposed LNA-Mixer operates at the supply voltage of 1.5 V with power consumption of 19.8 mW..

Keywords: Low Noise Amplifier, Mixer, Conversion Gain, Noise Figure, Input Matching Method

* Corresponding author E-mail: a.bijari@birjand.ac.ir