

طراحی تقویت کننده فرایه‌ن باند کم‌نویز از نوع تمام تقاضلی گیت مشترک

ناصر صالحی^۱، مهدی بکرانی^۲، هادی زبانی^۳، محمدمهدی تسخیری^۴

^۱ فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد برق الکترونیک، دانشگاه صنعتی قم

^۲ استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی قم، bekrani@qut.ac.ir

^۳ استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی قم

^۴ استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز

چکیده

با افزایش تعداد استانداردهای مخابراتی، نیاز به فرستنده-گیرنده‌های چنداستانداردی افزایش یافته است. در این مقاله، هدف طراحی و شبیه‌سازی یک تقویت کننده کم‌نویز است که ضمن دارا بودن استانداردهای موجود، کل باند فرایه‌ن (UWB) را پوشش دهد. به این منظور پارامترهای اصلی طراحی نظیر نویز، بهره، تطبیق ورودی و سطوح جریان و ولتاژ بر اساس استانداردهای موجود در باند فرکانسی ۳٫۱ GHz الی ۱۰٫۶ GHz تعیین می‌شود. مدار پیشنهادی دارای ساختار تقاضلی گیت مشترک با بهره‌گیری از دو تکنیک افزایش ترانسسانی و استفاده مجدد از جریان است. با استفاده از این دو تکنیک در تقویت کننده کم‌نویز پیشنهادی در تکنولوژی ۰٫۱۸ μm CMOS، TSMC، توان مصرفی نسبت به سایر روش‌ها کاهش قابل ملاحظه‌ای یافت. علاوه بر این، عدد نویز حدود ۱/۸dB، بهره مسطح ۱۲/۸dB الی ۱۳/۶dB، خطیگی (IIP3) -۱۳dBm و ضریب انعکاس ورودی کمتر از ۱۰dB- حاصل شد.

کلیدواژه

تقویت کننده کم‌نویز، فرایه‌ن باند، ترانسسانی، استفاده مجدد از جریان، بهبود بهره، تزویج خازن‌های ضربدری.

مقدمه

شوند. مهم‌ترین مشکل این روش، اضافه شدن نویز از سوی سوئیچ‌های اضافه شده به مدار است که این برای یک تقویت کننده کم‌نویز مناسب نیست [۳]. علاوه بر این، اگر دو استاندارد در فاصله‌ی فرکانسی زیادی از هم قرار داشته باشند، دریافت آنها با مشکل مواجه می‌شود، زیرا طراحی یک مدار که بین دو باند فرکانسی با فاصله زیاد سوئیچ کند، مشکل است [۳].

در این مقاله، هدف طراحی یک تقویت کننده کم‌نویز (LNA^۲) است که بتواند تمام محدوده UWB^۳ را پوشش دهد. راهکار این مقاله استفاده از ساختار گیت مشترک که تطبیق ورودی پهن‌بند دارد، می‌باشد و برای افزایش پهنای باند فرکانسی، یک طبقه سورس مشترک با طبقه گیت مشترک کسکید^۴ شده و از برهم‌نهی پاسخ فرکانسی دو طبقه، پاسخ فرکانسی پهن حاصل می‌گردد. از طرفی ساختار دو طبقه به صورت کسکید، نیاز به دو مسیر جریان بایاس دارد که توان

افزایش روزافزون استانداردهای مخابراتی، سیستم‌های بی‌سیم را پیچیده‌تر و مجتمع‌سازی آنها را سخت‌تر می‌کند. بر این اساس، در هر کاربرد مخابراتی جستجو برای یک سیستم با معماری قابل انعطاف که پوشش‌دهنده استانداردهای موجود باشد، ضروری است. یک روش این است که از سیستم‌هایی استفاده شود که به صورت موازی، استانداردهای مختلف را پوشش دهد. متأسفانه، این روش هزینه‌بر بوده و فضای زیادی را اشغال می‌کند، علاوه بر این مصرف توان زیادی دارد [۱].

راهکار دیگر استفاده از مدارهایی با «قابلیت پیکربندی مجدد»^۱ می‌باشد [۲]. این اصطلاح، به ویژگی اطلاق می‌شود که مدار توانایی انتخاب بخشی از ساختار خود را برای کار در باند فرکانسی مشخصی داشته و هم‌زمان سایر قسمت‌های مدار که مورد استفاده قرار نمی‌گیرند، می‌توانند غیرفعال (خاموش)

^۲ Low Noise Amplifier

^۳ Ultra Wide Band

^۴ Cascade

^۱ Reconfigurable

خازنهای پارازیتی موجود در درین طبقه اول و دوم استفاده شده است [۸]. از دیگر ساختارهای محبوب برای طراحی LNA، تقویت کننده سورس مشترک تیهگن^۸ است. این ساختار از نویز کم، بهره بالا، مصرف توان کم، تطبیق ورودی و خطسانی خوبی بهره می برد. اما پاسخ فرکانسی و تطبیق بار یک باند آن، استفاده از این ساختار را در کاربردهای پهن باند محدود کرده است. برای رفع این نقیصه می توان با استفاده از فیدبک مقاومتی به تطبیق پهن باند دست یافت [۱۰،۹].

مشکل اصلی این راهکار، اضافه شدن نویز توسط مقاومت فیدبک است که همین مساله باعث تخریب عدد نویز^۹ می شود. این موضوع از این نظر حائز اهمیت است که مقدار مورد نیاز مقاومت فیدبک معمولاً زیاد و در حد چند کیلو اهم است که باعث تولید نویز قابل ملاحظه ای می شود. برای جبران افزایش عدد نویز، معمولاً توان مصرفی را افزایش می دهند، که این یکی دیگر از ضعف های تکنیک فیدبک مقاومتی است [۱۰].

استفاده از فیلتر میان گذر در ورودی

اضافه نمودن یک شبکه متشکل از عناصری غیر فعال مانند خازن و سلف در ورودی تقویت کننده سورس مشترک و با ترکیبی موسوم به چپی شف، موجب می گردد این شبکه با عناصر پارازیتی موجود در ورودی تقویت کننده تشکیل نوعی فیلتر پهن باند دهد. این فیلتر موجب می شود که قسمت راکتیو امپدانس ورودی در یک محدوده فرکانسی بزرگ تشدید کرده و تطبیق ورودی پهن باند در ورودی به دست آید، و همزمان عملکرد نویز نیز بهبود یابد [۱۱]. در طراحی پهن باند ارائه شده در [۱۱]، یک فیلتر چپی شف سه قسمتی میان گذر در ورودی مدار استفاده شده است که باعث می شود قسمت راکتیو امپدانس ورودی مدار در تمام محدوده فرکانسی ۳۱GHz الی ۱۰۶GHz تشدید کند.

ساختار گیت مشترک

یکی از محبوب ترین ساختارها برای طراحی LNA پهن-باند، ساختار گیت مشترک است، زیرا تطبیق ورودی پهن باند را به صورتی که نسبت به عناصر پارازیتی حساسیت بسیار کمتری داشته باشد، امکان پذیر می سازد. برای تطبیق پهن باند، ترانس انبانی ترانزیستور (g_m) برابر با عکس امپدانس منبع قرار داده می شود [۹،۴]. اما مشکل این ساختار، عملکرد ضعیف نویز آن است [۱۲،۴]. مشکل از آنجا ناشی می شود که ضریب نویز^{۱۰} مدار متناسب با عکس g_m است، که برای داشتن تطبیق

مصرفی را بالا می برد. برای کاهش توان مصرفی از تکنیکی موسوم به «استفاده مجدد از جریان»^۵ استفاده می شود. در این تکنیک یک مسیر جریان بایاس برای دو طبقه به اشتراک گذاشته می شود. همچنین برای کاهش نویز، از تکنیک «افزایش ترانس انبانی»^۶ در طبقه گیت مشترک استفاده خواهد شد.

تقویت کننده های کم نویز به عنوان اولین بخش فعال در گیرنده های رادیویی، تعیین کننده اصلی نویز سیستم هستند [۴]. این بخش به لحاظ عملکرد به دو دسته کلی باریک باند و پهن باند و به لحاظ ساختاری نیز به دسته بندی های مختلفی تقسیم می شود که مبنای ساختاری اغلب آنها سورس مشترک یا گیت مشترک و یا ترکیب این دو می باشد. ساختار سورس-مشترک، دارای نویز کم، ترانس انبانی^۷ بالا، تطبیق ورودی باریک-باند، حساسیت بالا نسبت به عناصر پارازیتی، ایزولاسیون معکوس پایین و توان مصرفی بالا می باشد. از طرفی، ساختار گیت مشترک دارای نویز بالا، تطبیق ورودی پهن باند، حساسیت کم نسبت به عناصر پارازیتی، ایزولاسیون معکوس بالا و توان مصرفی پایین است [۶،۵]. بنابراین برای دسترسی به باند فراپهن باید یا ساختار سورس مشترک، که باریک باند و کم نویز است را پهن باند نمود و یا ساختار گیت مشترک، که پهن باند و دارای نویز بالا است را کم نویز نمود.

ترتیب مطالب این مقاله به این شرح است: در بخش ۲ روشهای طراحی تقویت کننده های کم نویز فراپهن باند مرور می شود. سپس در بخش ۳ ایده های مورد استفاده در ساختار کم نویز فراپهن باند پیشنهادی مطرح می شود. در بخش ۴ ساختار نهایی تقویت کننده کم نویز فراپهن باند معرفی شده و شبیه سازی و مقایسه آن با ساختارهای همتا در بخش ۵ صورت می گیرد. نهایتاً در بخش ۶ نتیجه گیری و جمع بندی ارائه می شود.

روش های طراحی تقویت کننده کم نویز فراپهن باند

پهن باند کردن سورس مشترک

راهکارهای متعددی برای سورس-مشترک پهن باند ارائه شده است. در مرجع [۷] از یک زوج CMOS با آرایش سورس-مشترک، یک LNA فراپهن باند با تکنیک افزودن بار القایی در سمت ورودی و خروجی NMOS طراحی شده است که نویز و مصرف توان پایینی دارد، اما بهره بالایی فراهم نمی کند [۷]. در [۸] از ترکیب کسکید دو سورس-مشترک استفاده شده است که ماسفت طبقه دوم برای افزایش بهره و بهبود عدد نویز اضافه شده است. برای افزایش پهنای باند از ترکیب سلفهایی با

^۸ Degenerated
^۹ Noise Figure
^{۱۰} Noise factor

^۵ Current reuse
^۶ g_m boosting
^۷ Transconductance

سورس برقرار می‌شود که باعث افزایش g_m ترانزیستور ورودی می‌شود [۵]. برای این منظور، اگر یک بهره منفی ($-A$) بین سورس و گیت قرار گیرد، g_m به مقدار $(1+A)g_m$ افزایش می‌یابد که باعث بهبود وضعیت نویز مدار می‌شود [۱۹، ۲۰]. برای ساخت بهره منفی، یکی از روش‌ها تزویج ترانسفورماتور است و از نقاط ضعف آن عدم امکان ساخت در سطح تراشه با توجه به لزوم ضریب کیفیت بالای سلف و محدودیت در فرکانس‌های بالا است.

افزایش g_m با استفاده از فیدبک فعال

در این تکنیک برای افزایش g_m در ساختار گیت مشترک، از یک ترانزیستور بین گیت و سورس به عنوان فیدبک منفی و ایجاد بهره منفی ($-A_f$) استفاده می‌شود [۲۱، ۶]. ضریب نویز با ضریب $1 + A_f$ ، که بهره حلقه فیدبک نامیده می‌شود، کاهش می‌یابد. افزایش g_m به این شکل، به صورت موثری می‌تواند عدد نویز تقویت‌کننده را بهبود بخشد، اما اثرات نامطلوبی بر خطسانی آن دارد؛ مضافاً این که استفاده از ادوات فعال موجب تزریق نویز به مدار می‌شود.

افزایش g_m با استفاده از تکنیک تزویج خازن‌های ضربدری

ساختارهای متعددی برای تکنیک تزویج خازن‌های ضربدری معرفی شده‌اند که اغلب آنها به صورت تفاضلی هستند [۵]. مرجع [۱۵] از این تکنیک برای افزایش g_m ترانزیستورهای کسکود استفاده کرده است. برای ورودی از ساختار سورس مشترک با سلف تبهنگن استفاده می‌شود که تطبیق امپدانس خوبی در اختیار قرار می‌دهد. از گیت مشترک به عنوان ترانزیستور کسکود استفاده می‌شود و این دو ترانزیستور توسط تزویج خازن‌های ضربدری به همدیگر متصل شده‌اند.

تزویج خازن‌های ضربدری، موجب افزایش g_m می‌شود؛ در نتیجه نویز تقویت‌کننده را به مقدار قابل توجهی کاهش می‌دهد [۱۵]. این تکنیک در قیاس با روش فیدبک فعال، به دلیل عدم افزودن نویز، و نیز در قیاس با فیدبک ترانسفورماتوری به دلیل کم بودن مساحت اشغالی و قابلیت پیاده‌سازی بر روی تراشه، راهکار مناسبی برای کاهش نویز گیت مشترک می‌باشد.

ایده‌های مورد استفاده در ساختار پیشنهادی

در این مقاله، برای حذف وابستگی بین عدد نویز و تطبیق امپدانس ورودی و نیز کاهش توان مصرفی، ساختار 12 CGLNA

ورودی خوب، در افزایش g_m با محدودیت روبرو می‌شویم [۱۳، ۶]. عدد نویز ساختار گیت مشترک بیشتر از سورس-مشترک و تا حدود زیادی ثابت و مستقل از فرکانس کاری و پهنای باند است. در این ساختار، دستیابی به تطبیق پهن باند و استخراج خازن‌های پارازیتی نسبتاً ساده و بی‌نیاز از عناصر اضافی است [۱۴، ۱۵].

ترکیب گیت مشترک و سورس مشترک کسکید

در [۱۶] ساختار ترکیبی گیت مشترک و سورس مشترک به صورت کسکید برای افزایش پهنای باند پیشنهاد شده است. پاسخ فرکانسی کل مدار، حاصل از برهم‌نهی پاسخ فرکانسی طبقات اول و دوم می‌باشد که محدوده فرکانسی ۱۰GHz تا ۰.۴GHz را در بر می‌گیرد [۱۶]. حداقل عدد نویز برای این ساختار برابر ۴.۴dB است که راهکاری برای بهبود آن ارائه نشده است. لازم به ذکر است که ساختار کسکید میزان نویز تقویت‌کننده را بدلیل افزوده شدن ترانزیستور اضافی افزایش می‌دهد [۱۷]. ضعف دیگر ساختار مذکور، توان مصرفی بالای ناشی از ساختار دو طبقه‌ای (کسکید) آن است، زیرا طبقه اضافی توان اضافی برابر با ۱۲mW مصرف می‌کند که مقدار قابل توجهی است. در مرجع [۱۸] مشکل مصرف توان اضافی تا حد زیادی حل شده است.

گیت مشترک همراه با تکنیک استفاده مجدد از جریان

این تکنیک ترکیبی از ساختارهای گیت مشترک و سورس-مشترک به صورت کسکید^{۱۱} است که با به اشتراک گذاشتن یک مسیر جریان بایاس برای دو طبقه تقویت‌کننده، موجب کاهش توان مصرفی می‌شود. دو طبقه به ترتیب در فرکانس پایین ω_L و فرکانس بالای ω_H تشدید می‌کنند. پاسخ فرکانسی کلی مدار، ناشی از برهم‌نهی پاسخ فرکانسی این دو طبقه از مدار در گستره ω_L تا ω_H است که باعث بوجود آمدن پاسخ مسطح پهن باند در خروجی می‌شود [۱۸].

هسته این مدار مقدار ۴.۵mW توان مصرف می‌کند که نسبت به ساختار کسکید ۶۳٪ کمتر است. اما مشکل نویز گیت مشترک در این ساختار همچنان پا برجاست. حداقل عدد نویز برابر ۵.۳dB و حداکثر آن ۷dB است که برای بسیاری از کاربردها مقدار زیادی است. با افزایش g_m می‌توان عدد نویز ساختار فوق را بهبود بخشید [۵].

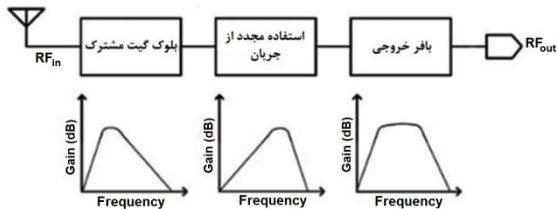
افزایش g_m گیت مشترک با تزویج ترانسفورمری

با استفاده از یک ترانسفورمر، یک فیدبک منفی بین گیت و

^{۱۲} Common Gate LNA

^{۱۱} Cascode

تطبیق پهن باند با قرار دادن گیت مشترک در ورودی به دست می آید، اما بهره مدار به اندازه کافی پهن نیست. برای پهن باند کردن بهره نیز از تکنیک تنظیم استاگر^{۱۵} که در شکل ۲ نشان داده شده است، استفاده می شود.



شکل ۲. تکنیک تنظیم استاگر برای دستیابی به بهره پهن باند [۱۸].

همان طور که در شکل ۲ مشاهده می شود، طبقه اول مدار در فرکانس f_L در ابتدای باند و طبقه دوم در فرکانس f_H در انتهای باند تشدید می کند. حول فرکانس های ذکر شده یک پاسخ فرکانسی باریک باند به دست می آید. در خروجی تقویت کننده، این دو پاسخ با همدیگر ترکیب شده و یک بهره پهن باند و مسطح را فراهم می کنند.

فرکانس تشدید f_L و f_H ناشی از طبقات اول و دوم

فرکانس های f_L و f_H توسط عناصر پسپو از جمله C_1 و C_2 و L_1 و R_1 تعیین می شود. فرکانس f_L به صورت رابطه (۱) به دست می آید که در این رابطه عناصر C_1 و L_1 تعیین کننده f_L هستند [۱۸].

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \quad (1)$$

همچنین فرکانس تشدید بالایی باند، f_H ، توسط L_2 و خازن های پارازیتی موجود در درین M_2 طبق رابطه (۲) تعیین می شود. بنابراین فرکانس تشدید f_H تنها با L_2 قابل تنظیم است.

$$f_H = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2 C_T}} \quad (2)$$

در این رابطه C_T مجموع خازن های پارازیتی موجود در درین M_2 است.

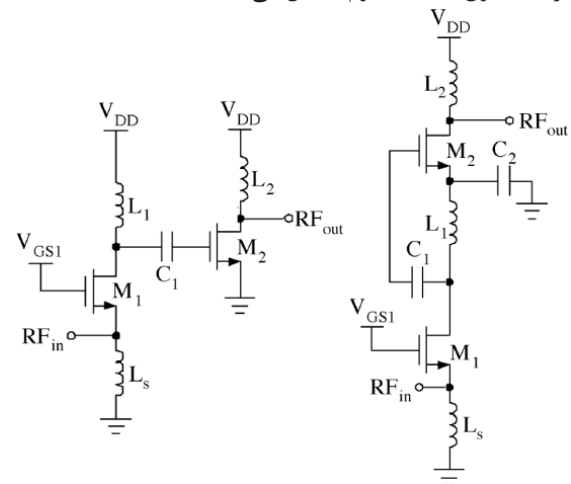
بنابراین با توجه به رابطه (۱) می توان با تنظیم L_1 و C_1 فرکانس تشدید f_L و با توجه به رابطه (۲) با تنظیم L_2

با دو تکنیک موسوم به استفاده مجدد از جریان و افزایش g_m ارائه شده است. ایده اصلی افزایش g_m با اضافه کردن یک مسیر فیدبک و استفاده از تکنیک تزویج خازن های ضربدری محقق می شود. این تکنیک با افزایش g_m ، سهم نویز ترانزیستورهای ورودی را در گره خروجی به طرز چشمگیری کاهش می دهد. در ساختار پیشنهادی طبقه گیت مشترک ورودی علاوه بر تطبیق پهن باند، پاسخ فرکانسی باریک باند را نیز فراهم می کند.

طبقه دوم یک سورس مشترک ساده است که بهره فرکانس بالا و فرکانس قطع بالای باند گذر را تعیین می کند. برای جلوگیری از مصرف توان اضافی ناشی از دو طبقه، از تکنیک استفاده مجدد از جریان استفاده شده است. تقویت کننده کم-نویز فراپهن باند پیشنهادی، در تکنولوژی CMOS $0.18 \mu m$ TSMC^{۱۳} و با استفاده از نرم افزار ADS^{۱۴} طراحی و شبیه سازی شده است. در ادامه جزئیات ساختار تقویت کننده پیشنهادی تشریح می شود.

مدار گیت مشترک با تکنیک استفاده مجدد از جریان

در شکل ۱ با لحاظ نمودن تکنیک استفاده مجدد از جریان ساختار کسکید پیشنهادی مرجع [۱۶] تبدیل به ساختار کسکود (به لحاظ DC) شده است و بدون اینکه رفتار AC تقویت کننده دست خوش تغییر شود، منجر به کاهش توان مصرفی می شود [۱۸]. عناصر غیر فعال بین ترانزیستورهای M_1 و M_2 ، ارتباط دو طبقه را فراهم می کنند و سیگنال را از طبقه اول به طبقه دوم منتقل می کنند.



شکل ۱. سمت چپ ساختار کسکید [۱۶]، سمت راست ساختار کسکود [۱۸]

طبقه اول تطبیق امپدانس 50Ω را برای سیگنال دریافتی از آنتن فراهم می کند. طبقه دوم، تامین کننده بهره است.

^{۱۵} Stagger tuning technique

^{۱۳} Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
^{۱۴} Advance Design System

$$F = 1 + \frac{g_{d0}}{g_{m1}} \gamma \quad (5)$$

با توجه به رابطه (5) در حالت ایده آل عدد نویز تقویت کننده در کل باند عبور ثابت می ماند. این عدم وابستگی نویز به فرکانس، یکی از نقاط قوت ساختار گیت مشترک است. همچنین از رابطه (5) مشاهده می شود که g_m مدار با عدد نویز رابطه عکس دارد. اما از طرفی در این نوع تقویت کننده ارتباط تنگاتنگی بین عدد نویز و تطبیق امپدانس ورودی وجود دارد. به عبارت دیگر محدودیتی که تطبیق امپدانس با شرط $g_m R_s = 1$ تحمیل می کند، مانع از افزایش g_m به صورت دلخواه برای کاهش عدد نویز می شود. برای کاهش وابستگی عدد نویز از تطبیق امپدانس ورودی، روش بخش بعد معرفی می گردد.

تقویت کننده کم نویز همراه با تکنیک افزایش g_m

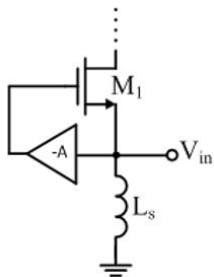
برای کاهش وابستگی بین عدد نویز و تطبیق امپدانس، همان طور که در شکل 4 نشان داده شده است، می توان یک مسیر فیدبک منفی را بین پایه های سورس و گیت ترانزیستور قرار داد، بدین شکل می توان g_m ترانزیستور را به شکل موثری افزایش داد. محاسبات فیدبک منفی نشان می دهد که بهره منفی $(-A)$ ، g_m موثر مدار را به مقدار $g_{m,eff} = (1+A)g_{m1}$ افزایش می دهد [22].

بنابراین با توجه به رابطه (5) داریم:

$$F_{gmb} \approx 1 + \frac{g_{d0}}{g_{m,eff}} \gamma \approx 1 + \frac{\gamma}{\alpha} \left(\frac{1}{1+A} \right) \quad (6)$$

که در آن

$$\alpha = \frac{g_m}{g_{d0}} \quad (7)$$

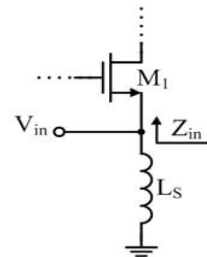


شکل 4. تقویت کننده گیت مشترک همراه با تکنیک افزایش g_m [5] مشاهده می شود که تکنیک فوق تحت شرایط تطبیق در ورودی، نویز کانال را با ضریب $(1+A)$ کاهش می دهد. برای ایجاد بهره منفی $(-A)$ و افزایش g_m راه های مختلفی وجود دارد. استفاده از عنصر غیرفعال مانند خازن، هم از نظر حجم اشغالی به صرفه است و هم نویزی به مدار اضافه نمی کند.

فرکانس تشدید f_H را تعیین کرد. به این شکل، می توان پهنای باند و میزان صافی باند گذر را تنظیم کرده و آن را در حالت دلخواه قرار داد.

تطبیق امپدانس

شماتیک ورودی مدار در شکل 3 نشان داده شده است. سلف L_S به همراه خازن های پارازیتی موجود در گره سورس (C_{par})، تطبیق 50 اهم را فراهم می کند. خازن C_{par} شامل خازن سورس-بدنه و سورس-گیت ترانزیستور M_1 ، و خازن بستر سلف L_S است. امپدانس ورودی با رابطه (3) محاسبه می شود.



شکل 3. شکل ساده شده ورودی تقویت کننده [4]

$$Z_{in}(s) \approx \left(\frac{1}{g_{m1}} \left[1 + \frac{Z_{TL}(s)}{r_{ds1}} \right] \right) \quad (3)$$

که در آن r_{ds1} و g_{m1} به ترتیب مقاومت درین-سورس و ترانسانایی M_1 است. همچنین $Z_{TL}(s)$ امپدانس روی پایه درین M_1 بوده و در باند گذر بسیار کوچک تر از r_{ds1} است. بنابراین، با انتخاب $g_{m1} = 20 \text{ms}$ تطبیق 50Ω در ورودی به دست می آید.

تحلیل نویز

نویز غالب در ساختار پیشنهادی، نویز طبقه اول یعنی بلوک گیت مشترک می باشد. با تحلیل نویز گیت مشترک، ضریب نویز مطابق رابطه (4) به دست می آید [4]:

$$F = 1 + \left(\frac{g_{d0}}{g_{m1}} \gamma \right) \left(\frac{r_{ds1}}{r_{ds1} + Z_{TL}(s)} \right) \quad (4)$$

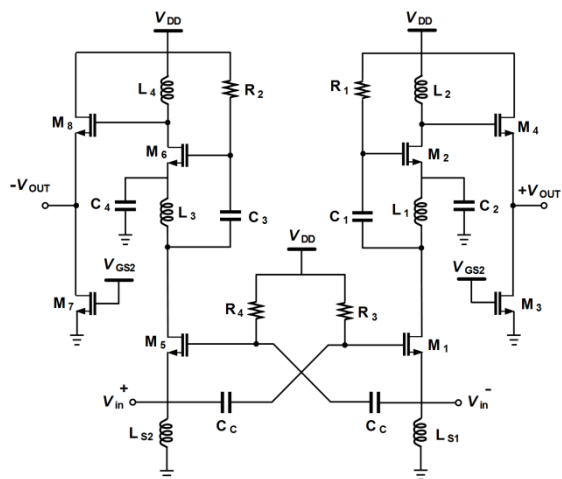
در رابطه فوق γ بیانگر ضریب نویز گرمایی کانال است و g_{d0} معادل g_m ترانزیستور را در حالت بایاس صفر درین¹⁶ نشان می دهد. چنانچه اشاره شد، امپدانس $Z_{TL}(s)$ در باند گذر بسیار کوچک تر از r_{ds1} است، بنابراین رابطه ضریب نویز را می توان به صورت (5) ساده تر نوشت:

¹⁶ Zero-bias drain

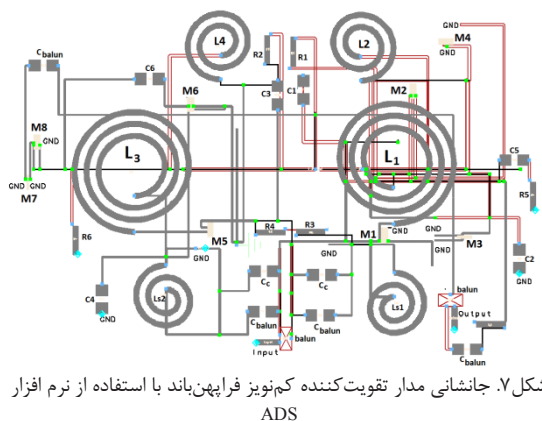
کمتر فراهم می شود، که باعث کاهش توان مصرفی در مدار می شود.

ساختار پیشنهادی تقویت کننده کم نویز فرا پهن باند

به منظور طراحی تقویت کننده برای کار در باند فرکانسی $3.1\text{GHz} - 10.6\text{GHz}$ با در نظر گرفتن حداقل نویز، حداقل توان مصرفی و حداکثر بهره توان، ترکیب ایده های اشاره شده در بخش های پیشین در ساختار تقویت کننده مورد استفاده قرار می گیرد. ساختار نهایی پیشنهادی در شکل ۶ نشان داده شده است. همچنین جانمایی مدار پیشنهادی در محیط ADS در شکل ۷ نشان داده شده است. طراحی مدار جانمایی شده در دو لایه صورت گرفته است و مساحت آن برابر با $1.3\text{mm} \times 1.3\text{mm}$ است.



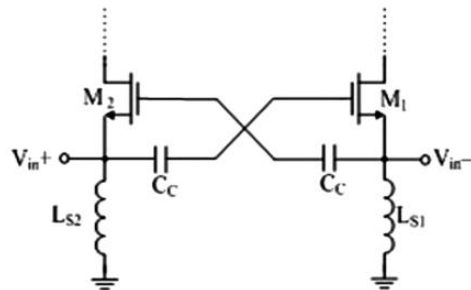
شکل ۶. ساختار پیشنهادی تقویت کننده کم نویز فرا پهن باند



شکل ۷. جانمایی مدار تقویت کننده کم نویز فرا پهن باند با استفاده از نرم افزار ADS

مدار پیشنهادی شکل ۶ بر مبنای ساختار گیت مشترک، که دارای تطبیق پهن باند است، طراحی شده است و برای غلبه بر نویز ذاتی آن از تکنیک افزایش g_m به وسیله تزویج خازن های ضربدری استفاده شده است. از طرفی برای گسترش پاسخ فرکانسی و بهره بردن از تکنیک تنظیم استاگر، یک طبقه

بنابراین در این مقاله برای تقویت کننده پیشنهادی از تکنیک تزویج خازن های ضربدری [۱۵] برای افزایش g_m استفاده می گردد. ساختار تکنیک مورد نظر در شکل ۵ نشان داده شده است.



شکل ۵. افزایش g_m با استفاده از تکنیک خازن های تزویج ضربدری [۱۵] در ساختار تفاضلی این تکنیک، وارونگی به صورت طبیعی وجود دارد. این روش g_m ترانزیستور را توسط خازن های مذکور افزایش می دهد.

بهره A به صورت تقریبی از رابطه (۸) که یک تقسیم ولتاژ خازنی است، به دست می آید.

$$A = \frac{C_c}{C_c + C_{gs}} = \frac{1}{1 + \frac{C_{gs}}{C_c}} \quad (8)$$

با توجه به اینکه C_{gs} مقداری اندک و در حد فمتوفاراد است، با انتخاب مناسب C_c خواهیم داشت، $A \approx 1$ ، که بیشترین مقدار A می باشد. با توجه به روابط (۶) و (۸) مشاهده می کنیم که C_c تاثیر مستقیمی بر A و به تبع آن بر روی عدد نویز دارد. بنابراین g_m موثر دیده شده از گره سورس دو برابر می شود:

$$G_{m,eff} = (1 + A) g_{m1} \approx 2g_{m1} \quad (9)$$

در این صورت ضریب نویز برابر است با:

$$F_{g_m\text{-boost}} \approx 1 + \frac{1}{2} \frac{\gamma}{\alpha} \quad (10)$$

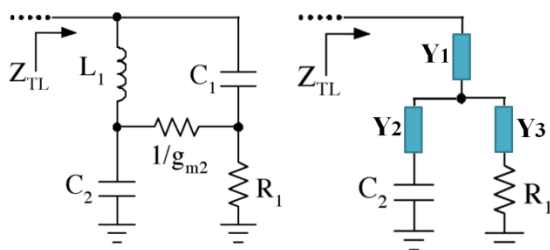
بنابراین تکنیک پیشنهادی، عدد نویز تقویت کننده را به طور قابل توجهی کاهش می دهد.

رابطه (۱۱) ضریب نویز را در دو حالت ساختار ساده و ساختار استفاده از تکنیک افزایش ترانسسانی مقایسه می کند:

$$\frac{F_{g_m\text{-boost}} - 1}{F - 1} = \frac{\frac{1}{2} \frac{\gamma}{\alpha}}{\frac{\gamma}{\alpha}} = \frac{1}{2} \quad (11)$$

باید در نظر داشت که در ساختار جدید، با توجه به رابطه $(1 + A)g_m R_s = 1$ همان تطبیق امپدانس با جریان بایاس

اول که در شکل ۸ مشخص شده است، می‌باشد. ولتاژ ورودی v_{i1} برابر است با مجموع ولتاژ سورس M_1 و افت ولتاژ ناشی از Z_s . تقریب موجود در رابطه (۱۲) بدلیل صرف نظر از مقاومت دینامیکی درین-سورس M_1 در مقابل مقدار $1/G_{m,eff}$ است که در محاسبات ظاهر می‌شود. به منظور محاسبه امیدانس $Z_{TL}(s)$ ، مقاومت دیده شده از سورس M_2 در فرکانس تشدید f_L بطور تقریبی برابر با $1/g_{m2}$ در نظر گرفته می‌شود که در آن g_{m2} ترانساینی ترانزیستور M_2 است. در این حالت مدار معادل طبقه دوم دیده شده از درین، با صرف نظر از خازن‌های پارازیتی ترانزیستورها در فرکانس‌های پایین، بصورت شکل ۹ (سمت چپ) است.



شکل ۹. مدار معادل دیده شده از درین M_1 (سمت چپ) و مدار تبدیل یافته آن (سمت راست)

با استفاده از تبدیل اتصال مثلث به ستاره در شکل ۹، امیدانس $Z_{TL}(s)$ عبارتست از:

$$Z_{TL}(s) = \left[\left(Y_2 + \frac{1}{sC_2} \right) \parallel (Y_3 + R_1) \right] + Y_1 \quad (13)$$

که در آن $Y_3 = \frac{Z_1}{g_{m2}Z_2}$ و $Y_2 = \frac{sL_1}{g_{m2}Z_2}$ ، $Y_1 = \frac{sL_1Z_1}{Z_2}$ بوده و $Z_2 = Z_1 + \frac{1}{g_{m2}} + sL_1$ و $Z_1 = \frac{1}{sC_1}$ می‌باشد.

عبارت امیدانس خروجی $Z_{TL}(s)$ در رابطه (۱۳) را می‌توان بصورت رابطه زیر ساده‌سازی کرد:

$$Z_{TL}(s) \equiv \frac{N_L(s)}{D_L(s)} \quad (14)$$

با استفاده از روابط (۱۳) و (۱۴)، $D_L(s)$ برابر است با حاصلضرب دو چندجمله‌ای به صورت زیر

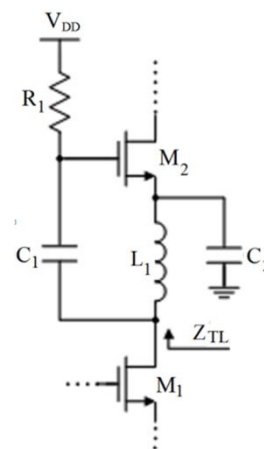
$$D_L(s) = K(s)M(s) \quad (15)$$

سورس مشترک به این ساختار اضافه شده است. این تکنیک دو فرکانس تشدید در اختیار قرار می‌دهد، که با تنظیم فرکانس‌های تشدید در ابتدا و انتهای باند می‌توان پهنا و هم‌سطحی باند عبور را تنظیم کرد. برای غلبه بر توان مصرفی بالای ناشی از ساختار دو طبقه‌ای نیز از تکنیک استفاده مجدد از جریان استفاده گردید. یکی از مزیت‌های مدار پیشنهادی، تفاضلی بودن آن است که سبب حذف هارمونیک‌های مرتبه زوج و نویزهای مد مشترک مانند نویز القایی خارج از مدار و نیز نویز بستر بدلیل (CMRR) می‌باشد.

تحلیل بهره و پاسخ فرکانسی

فرکانس تشدید f_L و بهره ولتاژ طبقه اول

چنانچه اشاره شد، از برهم‌نهی پاسخ فرکانسی دو طبقه، پاسخ فرکانسی پهن حاصل می‌شود. بنابراین فرکانس تشدید طبقه اول و طبقه دوم، به ترتیب فرکانس تشدید پایین f_L و فرکانس تشدید بالا f_H را ایجاد می‌کنند. نیم‌مدار طبقه اول در شکل ۸ نشان داده شده است. در ادامه نشان خواهیم داد فرکانس f_L توسط عناصر RLC در طبقه اول، از جمله L_1 و C_1 تعیین می‌شود.

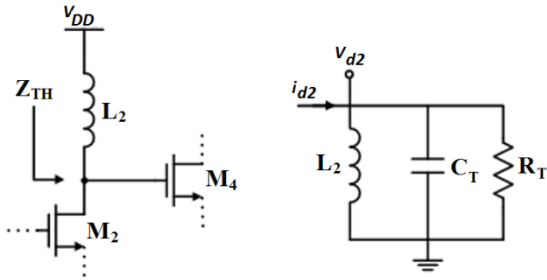


شکل ۸. شماتیک نیم‌مدار طبقه اول و مدار معادل سیگنال کوچک آن

بهره ولتاژ طبقه اول با ساختار گیت‌مشترک به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$A_1(s) = \frac{v_{d1}}{v_{i1}} \approx \frac{G_{m,eff}}{1 + G_{m,eff}Z_s} Z_{TL}(s) \quad (12)$$

که در آن v_{d1} ولتاژ درین M_1 بوده و $G_{m,eff}$ ترانساینی موثر M_1 می‌باشد که از رابطه (۹) حاصل می‌شود. همچنین Z_s امیدانس سورس M_1 و $Z_{TL}(s)$ امیدانس خروجی طبقه



شکل ۱۰. شمای طبقه دوم و مدار معادل سیگنال کوچک آن

با توجه به اینکه خازن C_2 ، سورس M_2 را بای پس می‌کند، بهره ولتاژ طبقه دوم با ساختار سورس مشترک به صورت زیر به دست می‌آید:

$$A_2(s) = \frac{v_{d2}}{v_{i2}} = g_{m2} Z_{TH}(s) \quad (21)$$

که در آن v_{d2} و v_{i2} به ترتیب ولتاژ درین و گیت M_2 بوده و $Z_{TH}(s)$ امپدانس خروجی طبقه دوم می‌باشد که در شکل ۱۰ نشان داده شده است. مقدار $Z_{TH}(s)$ مطابق مدار معادل در شکل ۱۰ عبارت است از:

$$Z_{TH}(s) = sL_2 \parallel R_T \parallel \frac{1}{sC_T} \quad (22)$$

در رابطه فوق R_T مجموع مقاومت‌های پارازیتی موجود در درین M_2 شامل مقاومت بین درین و سورس آن و مقاومت اهمی سلف L_2 است، یعنی:

$$R_T = R_{L2} + R_{ds2} \quad (23)$$

همچنین C_T مجموع خازن‌های پارازیتی موجود در درین M_2 شامل خازن گیت-سورس و گیت-درین M_4 ، و خازن درین سورس M_2 است. بنابراین:

$$C_T = C_{ds2} + C_{gs4} + C_{gd4} \quad (24)$$

امپدانس خروجی طبقه دوم را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$Z_{TH}(s) = \frac{N_H(s)}{D_H(s)} \quad (25)$$

که عبارت $D_H(s)$ به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$D_H(s) = s^2 C_T L_2 R_T + s L_2 + R_T \quad (26)$$

بنابراین فرکانس تشدید بالایی باند، با کمینه‌سازی

که در آن چند جمله‌ای‌های $M(s)$ و $K(s)$ به ترتیب به صورت زیر حاصل می‌شوند:

$$K(s) = s^2 g_{m2} C_1 L_1 + s C_1 + g_{m2} \quad (16)$$

$$M(s) = s^3 R_1 C_1 C_2 g_{m2} L_1 + s^2 C_1 [R_1 C_2 + (1 + C_2 g_{m2})(L_1 + L_2)] + s C_2 (R_1 + C_1) + C_2 g_{m2} + 1 \quad (17)$$

چنانچه از رابطه (۱۷) مشاهده می‌شود، $M(s)$ تابعی درجه سوم از فرکانس است و از آنجا که ضرایب s^3 و s^2 و s اعداد بسیار کوچکی هستند، ریشه‌های $M(s)$ مقادیر بسیار بزرگاند و در نتیجه از رابطه (۱۶)، سه قطب $Z_{TL}(s)$ متناظر با ریشه‌های $M(s)$ مقدار بزرگی داشته و این امر سبب می‌شود که در مقدار فرکانس تشدید باند پایین f_L تاثیری نداشته باشد. به این ترتیب فرکانس f_L با محاسبه مقدار کمینه $|K(j\omega)|$ در رابطه (۱۶) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\frac{\partial |K(j\omega)|}{\partial \omega} = 0 \quad (18)$$

بنابراین فرکانس ω_L برابر است از

$$\omega_L = \sqrt{\frac{g_{m2}^2 C_1 L_1 - \frac{1}{2} C_1^2}{g_{m2} L_1 C_1}} = 2\pi f_L \quad (19)$$

به عبارت دیگر مقادیر ترانسانایی g_{m2} و عناصر C_1 و L_1 تعیین کننده f_L هستند. با صرف نظر از جمله $\frac{1}{2} C_1^2$ در برابر عبارت $g_{m2}^2 C_1 L_1$ در رابطه فوق، داریم:

$$f_L \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \quad (20)$$

همان طور که در رابطه (۲۰) نشان داده شده است، عناصر C_1 و L_1 نقش اصلی را در تعیین f_L دارند.

فرکانس تشدید f_H و بهره ولتاژ طبقه دوم

چنانکه اشاره گردید، فرکانس تشدید بالایی باند، f_H ، توسط طبقه دوم تعیین می‌شود، یعنی توسط L_2 و خازن‌های پارازیتی موجود در درین M_2 . شمای طبقه دوم و مدار معادل سیگنال کوچک آن در شکل ۱۰ نشان داده شده است.

مقادیر L_1 و L_2 با توجه به فرکانس تشدید ابتدا و انتهای باند که برابر ۳٫۱ GHz و ۱۰٫۶ GHz است، انتخاب شده است. این سلفها ابتدا در نرم افزار ADS انتخاب شده و سپس با استفاده از تکنیک «تیونینگ» در نرم افزار ADS به مقادیر مطلوب تنظیم دقیق می‌گردند. مقدار مقاومت R_1 چندان مهم نیست؛ چراکه برای بایاس از آن استفاده می‌شود و باید ضریبی از کیلو اهم باشد. عملکرد نویز، تطبیق ورودی/خروجی، بهره، توان مصرفی و خطسانی مدار بر اساس مقادیر بهینه ممکن طراحی شده است. در ادامه مشخصات حاصل از شبیه‌سازی مدار بررسی می‌گردد.

بررسی تاثیر مقدار L_S بر روی تطبیق امپدانس ورودی

رابطه (۳۰) امپدانس ورودی را نشان می‌دهد.

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{SC_{par}} sL_s \frac{1}{g_{ml}} \left(1 + \frac{Z_{TL}(s)}{r_{ds}} \right) \quad (30)$$

در فرکانس‌های پایین، سلف L_S امپدانس بسیار کوچکی بین سورس و زمین ایجاد می‌کند؛ بنابراین تاثیر عمده‌ای بر مقدار $Z_{in}(s)$ داشته و مقدار آن را بسیار کوچک می‌کند. با افزایش فرکانس، امپدانس ورودی به مقدار $\frac{1}{g_{ml}} \left(1 + \frac{Z_{TL}(s)}{r_{ds}} \right)$ میل می‌کند. در این حالت در فرکانس‌های در حد گیگاهرتز، اگرچه دامنه $Z_{in}(s)$ عمدتاً توسط عبارت مذکور تعیین می‌شود، اما مقدار L_S فاز $Z_{in}(s)$ را تغییر می‌دهد [۱۶]. شکل ۱۱ تغییرات S_{11} را برای مقادیر مختلف سلف L_S از ۱٫۵nH - ۰٫۶nH بر حسب فرکانس نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، مقدار L_S محدوده تطبیق امپدانس ورودی را تعیین می‌کند. در نهایت مقدار L_S برای داشتن حداقل عدد نویز و بهترین تطبیق ورودی برابر ۰٫۹nH انتخاب شد.

$|D_H(j\omega)|$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\frac{\partial |D_H(j\omega)|}{\partial \omega} = 0 \quad (27)$$

بنابراین فرکانس ω_H برابر است از

$$\omega_H = \frac{\sqrt{R_T^2 C_T L_2 - \frac{1}{2} L_2^2}}{R_T C_T L_2} = 2\pi f_H \quad (28)$$

به عبارت دیگر مقادیر عناصر C_T و L_2 و R_T تعیین کننده f_H هستند. با صرف نظر از جمله $\frac{1}{2} L_2^2$ در برابر عبارت $R_T^2 C_T L_2$ در رابطه (۲۸)، داریم:

$$f_H \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2 C_T}} \quad (29)$$

همان‌طور که در رابطه بالا نشان داده شده است، فرکانس تشدید f_H عمدتاً توسط مقدار L_2 قابل تنظیم است.

با توجه به رابطه (۱۸) می‌توان با تنظیم L_1 و C_1 فرکانس تشدید f_L و با توجه به رابطه (۲۵) با تنظیم L_2 فرکانس تشدید f_H را تعیین کرد. به این شکل پهنای باند قابل تنظیم بوده و مقادیر المانها به صورتی تعیین می‌شود که در باند فرایه‌ن عمل تقویت‌کنندگی انجام شود.

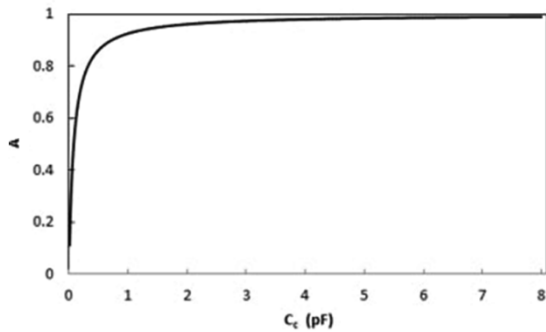
نتایج شبیه‌سازی

تقویت‌کننده تمام‌تفاضلی پیشنهادی در تکنولوژی CMOS RF $0.18\mu m$ و با نرم‌افزار ADS طراحی و شبیه‌سازی شده است. تمامی المانها از کتابخانه TSMC در نرم‌افزار ADS انتخاب شده‌اند. تقویت‌کننده، جریان $5.6mA$ ($2 \times 2.8mA$)، را از منبع ولتاژ $1.8V$ مصرف می‌کند. بافر خروجی نیز جریان $2 \times 2.5mA$ مصرف می‌کند. از آنجا که تقویت‌کننده کاملاً تفاضلی و متقارن است، در جدول ۱ مقادیر عناصر به کار رفته در نیم‌مدار تفاضلی سمت راست آورده شده است.

جدول ۱. مقادیر عناصر تقویت‌کننده

مقادیر سلفها و تغذیه	مقادیر خازنها و مقاومتها		نسبت W/L ترانزیستورها
L_1 ۹ nH	C_1 ۱٫۶ pF	$81 / 0.18 (\mu m / \mu m)$	M_1
L_2 ۱٫۲ nH	C_2 ۷ pF	$82 / 0.18 (\mu m / \mu m)$	M_2
L_{S1} ۰٫۹ nH	C_C ۴ pF	$44 / 0.18 (\mu m / \mu m)$	M_3
V_{DD} ۱٫۸ V	R_1 و R_2 ۵ kΩ	$114 / 0.18 (\mu m / \mu m)$	M_4

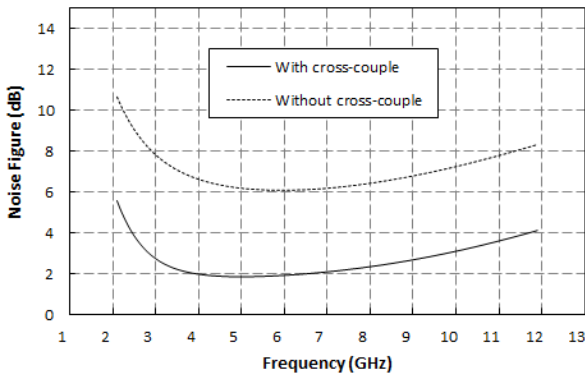
مصالحة بین فضای اشغالی توسط خازن C_C بر روی تراشه و مقدار عدد نویز است، مقدار آن برابر 4pF در نظر گرفته شد.



شکل ۱۳. نمودار تغییرات A بر حسب C_C

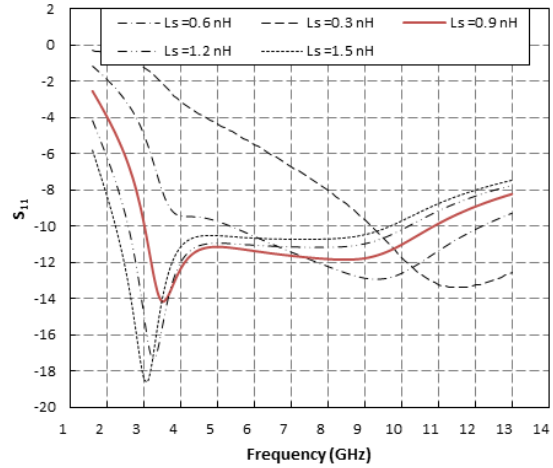
تأثیر تکنیک افزایش g_m بر روی عدد نویز

شکل ۱۴، عدد نویز تقویت کننده گیت مشترک تفاضلی را قبل و بعد از استفاده از تکنیک افزایش g_m نشان می دهد. همان طور که در شکل مشخص شده است، این تکنیک عدد نویز مدار را در کل باند به اندازه 4dB با همان توان مصرفی کاهش داده است.



شکل ۱۴. عدد نویز مدار پیشنهادی، قبل و بعد از تکنیک افزایش g_m در ادامه مقدار کاهش نویز را در فرکانس 6GHz محاسبه می کنیم. طبق رابطه های (۵) و (۱۰) ضریب نویز قبل از افزایش g_m برابر با $F = 1 + \gamma/\alpha$ است و بعد از افزایش g_m به مقدار $F_{g_m\text{-boost}} \approx 1 + \frac{1}{2} \frac{\gamma}{\alpha}$ تغییر پیدا می کند. عدد نویز مدار در فرکانس 3GHz برابر 6dB است، با توجه به رابطه عدد نویز و ضریب نویز، $NF = \log(F)$ خواهیم داشت: $\gamma/\alpha = 2.1$. بنابراین با توجه به رابطه ضریب نویز بعد از استفاده از تکنیک افزایش g_m مشاهده می کنیم که مقدار γ/α کاهش می یابد. بنابراین عدد نویز به صورت رابطه (۳۱) حاصل می شود:

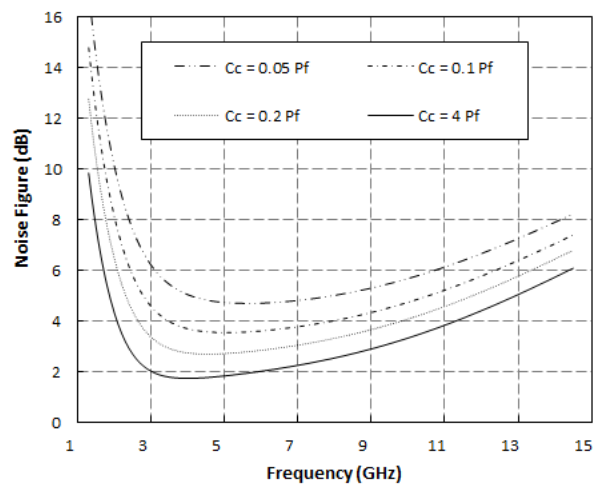
$$NF_{F=6\text{GHz}} = 10 \log \left(F_{g_m\text{-boost}} \right) \left(1 + 2.1 \times \frac{1}{2} \right) = 3.1\text{dB} \quad (31)$$



شکل ۱۱. نمودار تغییرات S_{11} به ازای مقادیر مختلف L_S

بررسی تأثیر خازن C_C بر روی عدد نویز

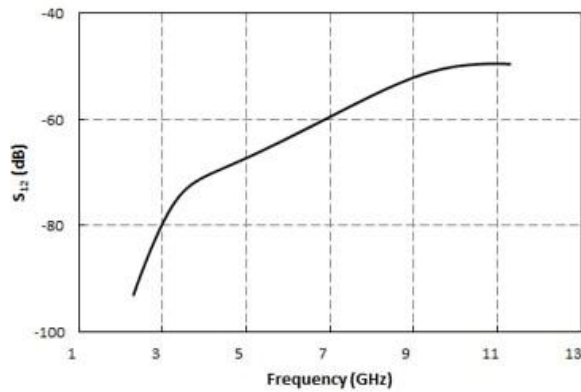
با توجه به روابط ۶ و ۸، مشاهده می شود که C_C تأثیر مستقیم بر بهره A و به تبع آن بر روی عدد نویز دارد. در شکل ۱۲ عدد نویز به ازای مقادیر مختلف C_C رسم شده است.



شکل ۱۲. نمودار تغییرات عدد نویز به ازای مقادیر مختلف C_C

مطابق شکل ۱۲ در ابتدا با تغییر C_C و افزایش تنها کاهش عمده ای در مقدار عدد نویز رخ می دهد و حدود 0.5pF بهبود می یابد. اما در ادامه با افزایش بیشتر C_C ، بهبود عدد نویز کمتر می شود. این قضیه را می توان با توجه به روابط (۶) و (۸) توجیه کرد. نمودار تغییرات A بر حسب C_C طبق رابطه (۸) در شکل ۱۳ رسم شده است.

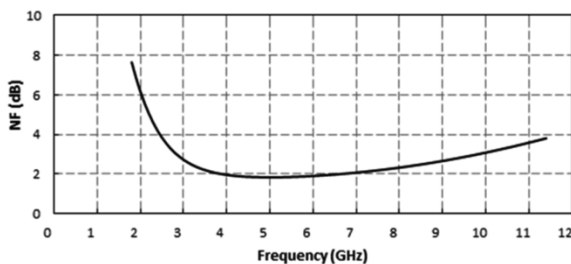
از شکل ۱۳ مشاهده می شود با افزایش C_C ، بهره A به سمت ۱ میل می کند. هرچقدر C_C افزایش پیدا می کند، تغییرات A کمتر می شود، بنابراین با توجه به رابطه (۸)، سرعت بهبود عدد نویز نیز کاهش می یابد. از آنجا که مقدار C_C یک



شکل ۱۶. بهره معکوس شبیه‌سازی شده (S_{12}) تقویت‌کننده پیشنهادی

عدد نویز

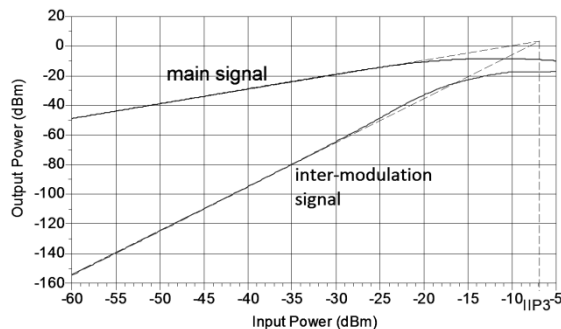
نتیجه شبیه‌سازی عدد نویز مدار بر حسب فرکانس در شکل ۱۷ نشان داده شده است. با توجه به شکل، حداقل عدد نویز برابر ۳٫۴ dB در فرکانس ۱٫۶ GHz می‌باشد. بنابراین در باند گذر، عدد نویز به اندازه ۱٫۶ dB تغییر می‌کند که به‌طور قابل ملاحظه‌ای مستقل از فرکانس می‌باشد. استقلال عدد نویز از فرکانس یکی از مزیت‌های ساختار گیت‌مشترک است.



شکل ۱۷. عدد نویز شبیه‌سازی شده تقویت‌کننده پیشنهادی

خطینگی مرتبه سوم

برای بررسی خطسانی تقویت‌کننده از آزمایش دو تن استفاده می‌گردد. دو سیگنال با دامنه‌های مساوی در فرکانس‌های ۵ GHz و ۵٫۱ GHz به ورودی مدار اعمال می‌شود. شکل ۱۸ مولفه $IIP3$ را نشان می‌دهد که برابر -7 dBm می‌باشد. بنابراین مدار خطینگی مطلوبی دارد.



شکل ۱۸. $IIP3$ شبیه‌سازی شده برای تقویت‌کننده پیشنهادی

ملاحظه می‌شود که تکنیک افزایش g_m ، عدد نویز را به اندازه ۲٫۹ dB کاهش داده است. اما در شکل ۱۴ ملاحظه می‌شود که این کاهش برابر ۴ dB است و عدد نویز از ۶ dB به ۲ dB کاهش پیدا کرده است. این اختلاف ۱٫۱ dB ناشی از اغماض از سایر منابع نویز مانند نویز القایی گیت است. از آنجا که این اغماض، محاسبات را به‌طور قابل ملاحظه‌ای ساده می‌کند، برای تحلیل می‌توان از آن صرف نظر نمود.

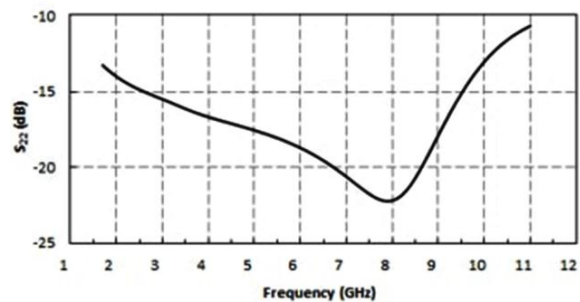
ضریب انعکاس ورودی (S_{11})

نمودار S_{11} در شکل ۱۱ نشان داده شده است. S_{11} توسط وضعیت تطبیق امپدانس در ورودی تعیین می‌شود. در ورودی تطبیق 50Ω مدنظر است، یعنی قسمت حقیقی امپدانس ورودی باید برابر 50Ω باشد.

در پهنای باند مورد نظر، $S_{11} < -10.3$ است، که به این معناست که بیش از ۹۰٪ موج دریافت شده از آنتن توسط ورودی تقویت‌کننده جذب می‌شود. حداقل میزان S_{11} نیز در فرکانس ۳٫۶ GHz برابر -14 dB است.

ضریب انعکاس خروجی (S_{22})

نمودار S_{22} در شکل ۱۵ نشان داده شده است. در کل باند عبور، $S_{22} < -11.3$ و حداقل آن در فرکانس ۶٫۸ GHz برابر -24 dB است. در اکثر طراحی‌ها اگر S_{22} کمتر از -10 dB باشد، کفایت می‌کند. تطبیق 50Ω در خروجی توسط یک مدار دنبالگر سورس حاصل می‌شود. البته تطبیق امپدانس 50Ω در خروجی LNA چندان مورد نظر نیست، زیرا معمولاً در خروجی LNA میکسر^{۱۷} با امپدانس ورودی غیر ۵۰ اهم قرار دارد.



شکل ۱۵. تطبیق امپدانس خروجی (S_{22}) تقویت‌کننده پیشنهادی

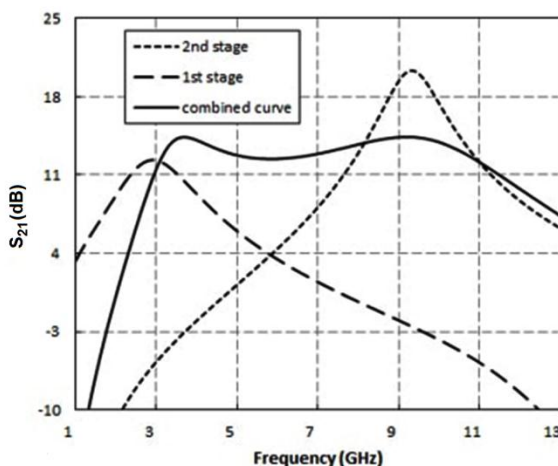
بهره معکوس (S_{12})

نمودار S_{12} در شکل ۱۶ مشاهده می‌گردد. در کل باند، S_{12} کمتر از -50 dB است که این ایزولاسیون معکوس بالای تقویت‌کننده را نشان می‌دهد.

^{۱۷} Mixer

بهره توان (S_{21})

در شکل ۱۹ بهره توان تقویت کننده نشان داده شده است. در این شکل سه منحنی ترسیم شده است که پاسخ فرکانسی طبقه اول و پاسخ فرکانسی طبقه دوم و حاصل ترکیب پاسخ دو طبقه را نشان می دهد. همان طور که در شکل دیده می شود، پاسخ طبقه اول و طبقه دوم به ترتیب سهم بیشتری در فرکانس های پایینی و بالایی پاسخ کلی دارند.

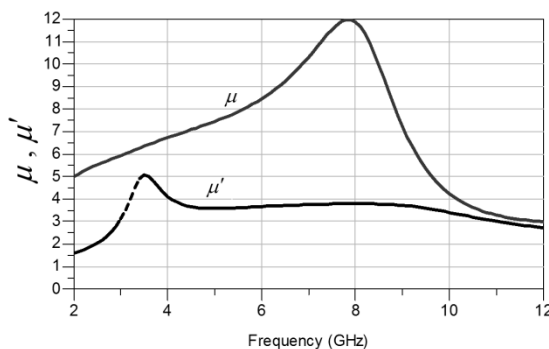


شکل ۱۹. بهره طبقات اول و دوم و حاصل برهم نهی آنها

با توجه به شکل ۱۹، در باند گذر، حداکثر بهره S_{21} برابر dB ۱۴٫۳۶ و حداقل آن برابر dB ۱۲٫۵ است.

تحلیل پایداری

در تصویر شکل ۲۰ ضرایب μ و μ' که به ترتیب بیانگر پایداری در ورودی و خروجی می باشند، نشان داده شده است. با توجه به شکل مشاهده می شود ضرایب μ و μ' در سراسر باند فرکانسی بزرگتر از یک هستند که نشان دهنده پایداری تقویت کننده پیشنهادی می باشد [۲۳].



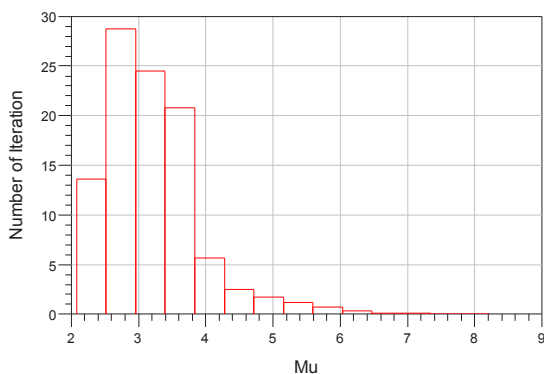
شکل ۲۰. ضرایب μ و μ' تقویت کننده پیشنهادی

به منظور بررسی اثر پارامترهای دما، ولتاژ تغذیه و فرایند روی پایداری تقویت کننده پیشنهادی، از تحلیل مونت کارلو استفاده می شود [۲۴، ۲۵]. شکل های ۲۱-۲۵ نتایج شبیه سازی مونت کارلو مدار پیشنهادی در بازه فرکانسی ۱۰٫۶ GHz - ۳٫۱ GHz را در نظر

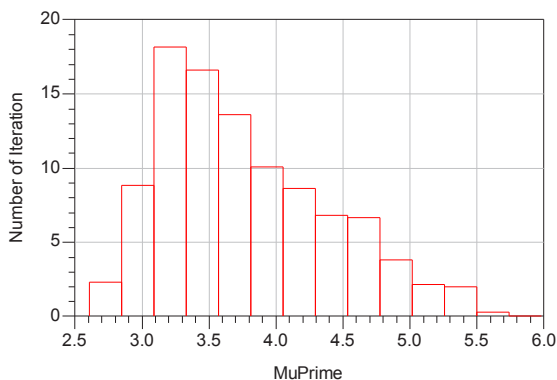
گرفتن تغییرات همزمان پارامترهای دما، ولتاژ تغذیه و فرایند، (PVT)، به میزان ۵٪ با توزیع یکنواخت و تعداد ۱۰۰ تکرار نشان می دهد. در هیستوگرام های ترسیم شده در شکل های مذکور، محور عمودی فراوانی و محور افقی ضرایب μ و μ' ، بهره، تطبیق ورودی و عدد نویز مدار پیشنهادی را نشان می دهد. با توجه به سطح بالای یک در نمودارهای هیستوگرام شکل های ۲۱ و ۲۲، مشخص می شود که پایداری ورودی و خروجی LNA برقرار می باشد. لذا بروز خطای احتمالی در بازه مذکور باعث ایجاد ناپایداری در تقویت کننده نمی گردد.

شکل های ۲۳ و ۲۴ نتایج مونت کارلو را به ترتیب برای بهره S_{21} و تطبیق ورودی S_{11} نشان می دهد. ملاحظه می شود تنها ۵٪ حالت ها باعث شده است که مقدار S_{11} بیشتر از -۱۰ dB شود. همچنین مقدار بهره در تمامی حالت ها بیشتر از ۱۱ dB می باشد.

شبیه سازی مونت کارلو عدد نویز برای تغییرات دما، پروسه و منابع در شکل ۲۵ نشان داده شده است. مشاهده می شود در ۸۰٪ حالت ها عدد نویز کمتر از ۳ dB است و در بدترین حالت عدد نویز ۴٫۲ dB خواهد بود.



شکل ۲۱. نتایج شبیه سازی مونت کارلو ضریب μ برای دما، پروسه و منابع تغذیه (PVT) با خطای $\pm 5\%$



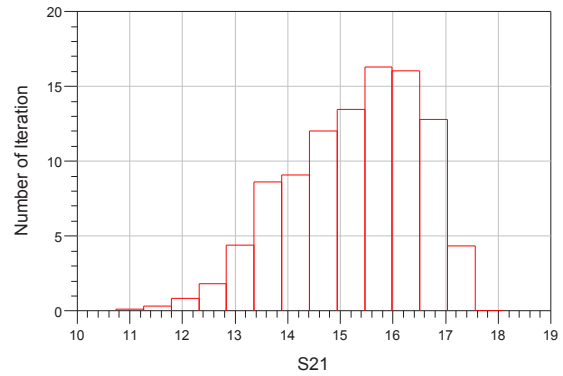
شکل ۲۲. نتایج شبیه سازی مونت کارلو ضریب μ' برای دما، پروسه و منابع تغذیه با خطای $\pm 5\%$

کمترین عدد نویز است که دلیل آن استفاده از فیدبک منفی به کمک تکنیک بهبود بهره، یعنی خازن‌های زوج ضربدری می‌باشد.

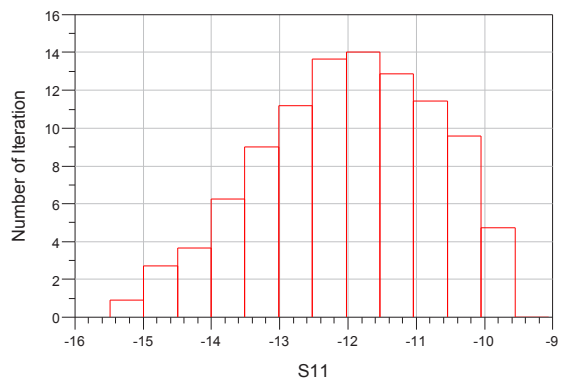
یکی دیگر از خواص فیدبک منفی در هر سیستمی، بهبود خطسانی باندازه $1+A$ است. در این ساختار و البته با بهره‌مندی از ساختار تفاضلی، خطسانی به حدود -7 dB می‌رسد که در جدول رتبه مناسبی را به خود اختصاص داده است. ساختار دارای بهره بالا و با تغییرات اندک 1.7 dB از ابتدا تا انتهای باند است که در جدول مذکور، رتبه چهارم را دارد. در ارتباط با تطبیق ورودی، با توجه به مقبولیت این معیار تا مرز -10 dB در مقالات بررسی شده، نتیجه می‌گیریم که بدون اضافه نمودن عناصر اضافی در ورودی (که منتهی به کاهش توان مصرفی نیز می‌شود)، مقدار مناسبی داشته و در جدول رتبه دوم را دارد. بهره‌گیری از تکنیک استفاده مجدد از جریان، سبب شده است که توان مصرفی مدار بسیار پایین بوده و در جدول رتبه سوم را داشته باشد. بنابراین ساختار پیشنهادی می‌تواند به عنوان یک تقویت‌کننده کم‌نویز فرآپهن‌باند در عرصه الکترونیک آنالوگ به کار رود.

نتیجه‌گیری

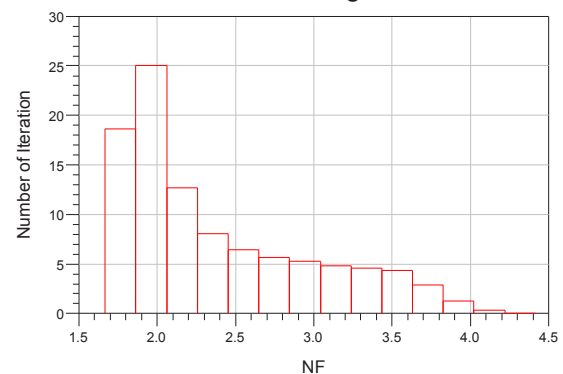
در این مقاله یک تقویت‌کننده تفاضلی کم‌نویز فرآپهن‌باند با انتخاب بهینه مقادیر عناصر مداری طراحی و شبیه‌سازی شد. با توجه به اینکه ساختار تقویت‌کننده سورس مشترک عدد نویز مطلوب و نسبتاً قابل قبولی دارد و از طرفی ساختار گیت مشترک قابلیت تطبیق پهن‌باند دارد، از ترکیب این دو ساختار و استفاده از تکنیک تزویج خازن‌های ضربدری و تکنیک استاگر برای دستیابی به پهنای باند وسیع و نویز کم و همچنین از تکنیک استفاده مجدد از جریان برای کاهش توان مصرفی بهره‌گیری شد. شاخص‌های بهره، پهنای باند، نویز، ضریب انعکاس ورودی، خطینگی، توان مصرفی و ولتاژ تغذیه در مقایسه مدار پیشنهادی با سایر مدارهای هم‌تا مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج حاصل از شبیه‌سازی، برتری نسبی مدار پیشنهادی را نسبت به سایر ساختارهای هم‌تا نشان می‌دهد.



شکل ۲۳. نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو بهره برای دما، پروسه و منابع تغذیه با خطای $\pm 5\%$



شکل ۲۴. نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو تطبیق ورودی برای دما، پروسه و منابع تغذیه با خطای $\pm 5\%$



شکل ۲۵. نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو عدد نویز برای دما، پروسه و منابع با خطای $\pm 5\%$

مقایسه عملکرد مدار پیشنهادی با مدارهای هم‌تا

جدول ۲ مقایسه عملکرد مدار پیشنهادی را با سایر مدارهای تقویت‌کننده هم‌تا از نظر شاخص‌های بهره، پهنای باند، نویز، ضریب انعکاس ورودی، خطینگی، توان مصرفی و ولتاژ تغذیه نشان می‌دهد. همان‌طور که در جدول ۲ مشاهده می‌شود، ساختار پیشنهادی نسبت به سایر ساختارها دارای

جدول ۲. مقایسه مشخصات مدار پیشنهادی با سایر کارهای انجام شده

منبع	تکنولوژی	BW(GHz)	Gain(dB)	NF(dB)	S ₁₁ (dB)	IIP3(dBm)	V _{DD} (V)	P _{diss} (mw)	تعداد سلفها
مدار پیشنهادی	۰.۱۸μm CMOS	۳.۱-۱۰.۶	۱۲.۵-۱۴.۲	۱.۸-۳.۳	<-۱۰.۳	-۷	۱.۸	۱۰.۱	۶
[۲۵] ۲۰۱۳*	۰.۱۸μm CMOS	۳.۱-۱۰.۶	۱۰.۴-۱۲.۶	۲.۹-۵.۴	<-۱۰	-۴.۶	۱.۸	۱۵.۲	۴
[۲۶] ۲۰۱۳*	۰.۱۸μm CMOS	۳.۱-۱۰.۶	۱۱.۷	۲.۹	<-۱۰	-۱۰.۴	۱.۱	۱۰	۵
[۶] ۲۰۱۶*	۰.۱۸μm CMOS	۳.۱-۱۰.۶	۱۱.۴-۱۲.۸	۴.۵۶-۴.۷	<-۹.۵	-۱۲.۵	۱.۸	۱۳.۶	۲
[۸] ۲۰۱۸*	۰.۲۲μm CMOS	۳.۱-۱۰.۶	۲۱.۶-۲۳.۴	۳-۳.۶	<-۶.۸	-۹	۰.۷	۸.۶	۵
[۱۶] ۲۰۰۷**	۰.۱۸μm CMOS	۰.۴-۱۰	۱۱.۲-۱۲.۴	۴.۴-۶.۵	<-۶	-۶	۱.۸	۱۵.۲	۲
[۲۲] ۲۰۰۷**	۰.۱۳μm CMOS	۲-۹.۶	۱۱	۳.۶-۴.۸	<-۸.۳	-۷.۲	۱.۵	۱۹	۰
[۲۷] ۲۰۰۷**	۰.۱۸μm CMOS	۱.۲-۱۱.۹	۹.۷	۴.۵-۵.۱	<-۱۱	-۶.۲	۱.۸	۲۰	۶
[۲۸] ۲۰۰۷**	۰.۱۸μm CMOS	۳.۱-۱۰.۶	۱۳.۵-۱۶	۳.۱-۶	<-۸	-۷	۱.۸	۱۱.۹	۶
[۲۹] ۲۰۱۰**	۰.۱۸μm CMOS	۳.۱-۱۰.۶	۱۴	۴.۷-۵.۶	<-۱۰	-۵.۳	۲.۵	۳۰	۵
[۳۰] ۲۰۱۴**	۰.۱۸μm CMOS	۲.۵-۱۱.۷	۵-۸	۶.۳-۶.۸	<-۱۰	-۱	۱.۸	۸	۵
[۳۱] ۲۰۱۷**	۰.۱۳μm CMOS	۳-۱۲	۱۲-۱۵	۴-۴.۶	<-۱۱	-۷	۱.۲	۸.۵	۵
[۳۲] ۲۰۱۹**	۰.۱۶۵μm CMOS	۱-۳.۵	۲۰.۸	۲-۲.۵	<-۱۰	-۵	۱.۲	۲۹	۴

* نتایج شبیه سازی ** نتایج ساخت

مراجع

- [8] V. Singh, S. K. Arya, and M. Kumar, "gm-boosted current-reuse inductive-peaking common source LNA for 3.1–10.6 GHz UWB wireless applications in 32 nm CMOS" Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 97, no.2, pp 351–363, August 2018.
- [9] M. Hayati, S. Cheraghali, and S. Zarghami, "Design of UWB low noise amplifier using noise-canceling and current-reused techniques," Integration, vol. 60, pp. 232-239, January 2018.
- [10] C. W. Kim, M. S. Kang, P. T. Anh, H. T. Kim, and S. G. Lee, "An ultra-wideband CMOS low noise amplifier for 3–5-GHz UWB system," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 2, pp. 544–547, February 2005.
- [11] A. Bevilacqua, and A. M. Niknejad, "An ultrawideband CMOS low-noise amplifier for 3.1-10.6 GHz wireless receivers," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 12, pp. 2259-2268, December 2004.
- [12] H. Darabi. and A. Abidi, "A 4.5 mW 900-MHz CMOS receiver for wireless paging," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, no. 8, pp. 1085–1096, August 2000.
- [13] A. Sh. Jeffrey, An Electronically Reconfigurable Three Band Low Noise Amplifier in 0.5 μm GaAs pHEMT Technology, Ph.D. Dissertation, Electrical and Computer Engineering, University of Massachusetts, 2011.
- [14] M. Khurram, and S. M. R. Hasan, "A 3–5 GHz current-reuse gm-boosted CGLNA for ultrawideband in 130 nm CMOS," IEEE
- [1] S. B. T Wang, Design of Ultra-Wideband RF Front-End, Ph.D. Dissertation, Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, 2005.
- [2] M. T. Mustafa, A Reconfigurable Low Noise Amplifier for a Multi-Standard Receiver, Ph.D. Dissertation, Engineering & Science, Victoria University Australia, 2009.
- [3] M. Ranjan, Analysis and Design of CMOS Ultra Wideband Receivers, Ph.D. Dissertation, Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, San Diego, 2006.
- [4] B. Razavi, RF Microelectronics, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [5] W. Zhuo, X. Li, S. Shekhar, S. H. K. Embabi, J. P. d. Gyvez, D. J. Allstotand, and E. S. Sinencio, "A capacitor cross-coupled common-gate low-noise amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst. II, Expr. Briefs, vol. 52, no. 12, pp. 875–879, January 2006.
- [6] A. Saberhari, Sh. Kazemi, V. Shirmohammadi, and M. C. E. Yagoub "gm-boosted flat gain UWB low noise amplifier with active inductor-based input matching network," Integration, vol. 52, pp. 323-333, January 2016.
- [7] D. Bhatt, J. Mukherjee, and J. M. Redouté, "Low-power switched transconductance mixer and LNA design for Wi-Fi and WiMAX applications in 65 nm CMOS," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 12, no. 10, pp. 1736-1744, August 2018.

مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال شانزدهم، شماره دوم، صص. ۴۷-۵۵، تابستان ۱۳۹۸.

- [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, September 2013.
- [26] T. M. Hsu, Y. Ch. Chang, and Y.Z. Huang, "Design of low power UWB LNA based on common source topology with current-reused technique," *Microelectronics Journal*, vol. 44, no. 12, pp. 1223-1230, December 2013.
- [27] L. Ch. Fan, and L. Sh. Iuan, "A broadband noise-canceling CMOS LNA for 3.1-10.6-GHz UWB receivers," *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 42, no. 2, February 2007.
- [28] Y.J. Lin, Sh. S. H. Hsu, J. D. Jin, and C. Y. Chan "A 3.1-10.6 GHz ultra-wideband CMOS low noise amplifier with current-reused technique," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 232-234, March 2007.
- [29] S. M. R. Hasan, "Analysis and design of a multistage CMOS band-pass low-noise preamplifier for ultrawideband RF receiver," *IEEE Trans. on Very Large Scale Integration Sys.*, vol. 18, no 4, pp. 638-651, April 2010.
- [30] 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 Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5672-5680, October 2014.
- [31] L. Nan, L. W. Feng, and L. Xiuping, "A CMOS 3-12-GHz ultrawideband low noise amplifier by dual-resonance network," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 27, no. 4, pp. 383-385, April 2017.
- [32] S. S. Regulagadda, B. D. Sahoo, A. Dutta, K. Y. Varma, and V. S. Rao, "A packaged noise-canceling high-gain wideband low noise amplifier," *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 66, no. 1, pp. 11-15, January 2019.
- [15] X. Fan, H. Zhang, and E. S. Sinencio, "A noise reduction and linearity improvement technique for a differential cascode LNA," *IEEE J. Solid- State Circuits*, vol. 43, no. 3, pp. 588-599, March 2008.
- [16] K. H. Chen, J. H. Lu, B. J. Chen, and S. I. Liu, "An ultra-wide-band 0.4-10-GHz LNA in 0.18- μm CMOS," *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Expr. Briefs*, vol. 54, no. 3, pp. 217-221, March 2007.
- [17] A. N. Darwish, L. Albasha, and H. Alrifai, "An overview of design techniques for high frequency wide-band low noise amplifiers," *IEEE Symposium on Computer Applications & Industrial Electronics (ISCAIE)*, pp. 139-144, Malaysia, April 2018.
- [18] R. Weng, M. Liu, and C. Y. Lin, "A low-power full-band low-noise amplifier for ultra-wideband receivers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 58, no. 8, pp. 2077-2083, August 2010.
- [19] D. J. Allstot, X. Li, and S. Shekhar, "Design considerations for CMOS low-noise amplifiers," in *Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuit Symp.*, TX, USA, pp. 97-100, June 2004.
- [20] X. Li, *Low Noise Design Techniques for Radio Frequency Integrated Circuits*, Ph.D. Dissertation, Univ. of Washington, Seattle, July 2012.
- [21] I. R. Chamas, and S. Raman, "Analysis, design, and X-band implementation of a self-biased active feedback gm-booster common-gate CMOS LNA," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 3, pp. 542-55, Mar. 2009.
- [22] Q. Li, and Y. P. Zhang, "A 1.5-V 2-9.6-GHz Inductorless low-noise amplifier in 0.13- μm CMOS," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 10, pp. 2015-2023, October 2007.
- [23] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 4th Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2012.

[۲۴] ا. بیجاری، م. شیخی، "نقویت کننده کم نویز فرایهین باند جدید با قابلیت کنترل بهره به صورت پیوسته"، *مجله انجمن*

