

تقویت کننده کم نویز فرایه‌ن باند CMOS با توان مصرفی کم و ولتاژ تغذیه زیر یک ولت با استفاده از روش حذف نویز

مهدی علی نژاد^۱، عماد ابراهیمی^{۲*}

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله:	تقویت کننده‌های کم نویز در گیرنده‌های رادیویی معمولاً اولین بلوک بعد از آنتن هستند و وظیفه آن‌ها تقویت سیگنال دریافتی از آنتن بدون افزودن هرگونه نویز و اعوجاج است. از مهم‌ترین مشخصه‌های مطلوب در یک تقویت کننده کم نویز می‌توان به بهره نسبتاً بالا، توان مصرفی پایین، تطبیق مناسب امپدانس ورودی و خروجی، و عدد نویز کم در آن‌ها اشاره کرد. در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز فرایه‌ن باند با استفاده از روش حذف نویز ارائه شده است که در آن با استفاده از فیدبک مثبت در مسیر حذف نویز و ارائه یک ساختار زیر یک ولت، توان مصرفی به طرز چشمگیری کاهش داده شده است. مدار پیشنهادی در این مقاله مورد تحلیل و شبیه سازی قرار گرفته و پایداری مطلق آن نیز اثبات گردیده است. جانمایی این تقویت کننده در فناوری TSMC 0.18 μ m RF-CMOS با استفاده از نرم افزار Cadence-IC رسم و مورد شبیه سازی قرار می‌گیرد. شبیه سازی‌ها نشان می‌دهد عدد نویز این ساختار نسبت به ساختار متداولی که آن را توسعه داده‌ایم حدود ۲dB بهبود داشته به طوریکه عدد نویز آن در بازه فرکانسی ۲GHz تا ۱۲GHz به محدوده ۳/۶dB تا ۴/۵dB رسیده است و در کل بازه فرکانسی تغییرات بسیار کمی دارد. بهره بیشینه این تقویت کننده ۱۷/۲۵ dB است و پارامترهای S_{11} و S_{22} آن به ترتیب کمتر از -۹/۲۴ dB و از -۹/۷۴ dB است و S_{12} نیز کمتر از -۲۸/۵ dB است. هم چنین خطسانی این تقویت کننده (IIP3) برابر ۳/۴dBm است که نسبت به ساختار متداول بهبود مناسبی داشته است. کل توان مصرفی این ساختار با ولتاژ تغذیه ۰/۸ ولتی برابر ۴/۸۹ mW است که نسبت به ساختار متداول ۷۰ درصد کاهش داده شده است. براساس جانمایی انجام شده مساحت اشغالی این مدار بر روی تراشه ۰/۸۹ mm ² است.
واژگان کلیدی:	
تقویت کننده کم نویز، روش حذف نویز، عدد نویز، فرایه‌ن باند.	

ورودی و خروجی از اهمیت بالایی برخوردار است. ناکوتون تکنیک‌های متعددی برای طراحی تقویت کننده کم نویز ارائه شده است که شامل استفاده از پیکره بندی‌های گیت-مشترک، تکنیک gm افزایش یافته، تقویت کننده‌های سورس-مشترک با فیدبک مقاومتی، تقویت کننده‌های با ساختار جریان بازگشتی و ... می‌شود. معمولاً در طراحی یک تقویت کننده کم نویز با مصالحه‌های متعددی بین بهره، عدد نویز، توان مصرفی، تطبیق ورودی و پایداری روبه‌رو

۱- مقدمه

تقویت کننده کم نویز یک بلوک مهم در سیستم گیرنده‌های بی سیم است. وظیفه اصلی این بلوک تقویت سیگنال‌های دریافتی از آنتن با حداقل نویز اضافی است. یعنی این تقویت کننده نباید نویز زیادی به سیگنال ورودی اضافه نماید. همچنین در این تقویت کننده تطبیق امپدانس

۱ دانش آموخته کارشناسی ارشد الکترونیک، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود، ایران.
۲ استادیار گروه مهندسی برق و الکترونیک، آزمایشگاه تحقیقاتی مدارهای مجتمع، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود، ایران.
eebrahimi@shahroodut.ac.ir *

هستیم که از مهمترین چالش‌های طراحی تقویت کننده کم نویز به شمار می رود. به دلیل وجود مصالحه میان این چالش‌ها، بهبود هم زمان همه مشخصه‌ها بسیار مشکل است. تطبیق امپدانس در ورودی نیز یکی دیگر از عوامل مهم در طراحی یک تقویت کننده کم نویز است، به طوری که برای دستیابی به حداکثر توان در خروجی آنتن گیرنده، امپدانس ورودی باید در ۵۰ اهم تطبیق شود [۱، ۲]. پیکره بندی‌های رایج در طراحی تقویت کننده کم نویز عبارتند از ساختار گیت-مشترک و سورس-مشترک با فیدبک مقاومتی، که آرایش گیت-مشترک با دارا بودن ویژگی‌های مناسبی نظیر خطسانی خوب و مجزاسازی ورودی-خروجی زیاد، یکی از آرایش‌های محبوب در تقویت کننده‌های کم نویز است. اما در این آرایش به دلیل وابستگی عدد نویز، تطبیق ورودی و بهره به ترانس‌سانایی ترانزیستورهای ورودی (gm)، دستیابی به تطبیق ورودی پهن باند می‌تواند عملکرد تقویت کننده کم نویز را از نظر عدد نویز و بهره محدود کرده و دسترسی به بهره‌ی مناسب را دشوار کند. بنابراین در این مورد برای رسیدن به بهره مناسب به طبقات دیگری نیاز خواهد بود. تقویت کننده سورس-مشترک دارای بهره‌ی بالا و عملکرد نویز بهتری است، که معمولا برای دستیابی به تطبیق امپدانس ورودی در این ساختار از بازخورد مقاومتی استفاده می‌شود که خود موجب افزایش توان مصرفی در مدار خواهد شد. در هر دو ساختار تقویت کننده‌های گیت-مشترک و سورس-مشترک با بازخورد مقاومتی اغلب نمی‌توان به عدد نویز خیلی پایینی دست یافت [۳]، بنابراین علاوه بر این ساختارهای رایج بایستی از تکنیک‌های دیگری در کنار آنها استفاده شود تا بتوان عدد نویز را به حد قابل توجهی کاهش داد. یکی از روش‌های کاهش نویز در تقویت کننده‌های کم نویز استفاده از روش حذف نویز است. با توجه به اینکه نویز ترانزیستورهای طبقات ورودی مدار سهم بیشتری در عدد نویز دارند، بنابراین با استفاده از روش حذف نویز در ساختارهای تقویت کننده گیت-مشترک و سورس-مشترک و قراردادن یک مسیر کمکی برای کاهش نویز و ایجاد اختلاف فاز برای ولتاژ نویز در مسیر کمکی، با عبور سیگنال ورودی و ولتاژ نویز حرارتی کانال ترانزیستورهای طبقات ورودی از دو مسیر متفاوت می‌توان این امکان را فراهم کرد که سیگنال دلخواه عبوری از دو مسیر در خروجی مدار با هم جمع شده و ولتاژهای نویز ناشی از ترانزیستورهای طبقه ورودی دو مسیر از هم کم

شوند. به این ترتیب سیگنال دلخواه در خروجی افزایش یافته و ولتاژ نویز معادل در خروجی کاهش می‌یابد. در تقویت کننده سورس-مشترک جریان نویز کانال باعث ایجاد دو ولتاژ نویز هم فاز در درین و گیت ترانزیستور ورودی سورس-مشترک می‌شود و با عبور این دو ولتاژ نویز از دو مسیر (مسیر اصلی و مسیر کمکی) سبب می‌شود این ولتاژهای نویز از هم کم شوند و عدد نویز مدار تحت شرایطی کاهش یابد [۴]. در تقویت کننده گیت-مشترک نیز جریان نویز کانال ترانزیستور ورودی باعث ایجاد دو ولتاژ نویز غیر هم فاز در درین و سورس ترانزیستور می‌شود و با عبور این دو منبع نویز از دو مسیر موجب می‌شود که این دو منبع ولتاژ در گره خروجی از هم کم شوند و عدد نویز تحت شرایطی کاهش یابد [۳]. یکی دیگر از روشهای حذف نویز استفاده از ساختار تقویت کننده گیت-مشترک تمام تفاضلی و استفاده از مسیرهای فیدبک مثبت چندگانه است که با ایجاد یک درجه آزادی برای انتخاب gm مناسب ترانزیستور ورودی سبب بهبود بهره تقویت کننده و کاهش عدد نویز مدار می‌شود. اما این ساختار به دلیل استفاده از فیدبک مثبت، ممکن است پایداری مناسبی نداشته باشد و دارای توان مصرفی بالایی باشد [۵، ۶].

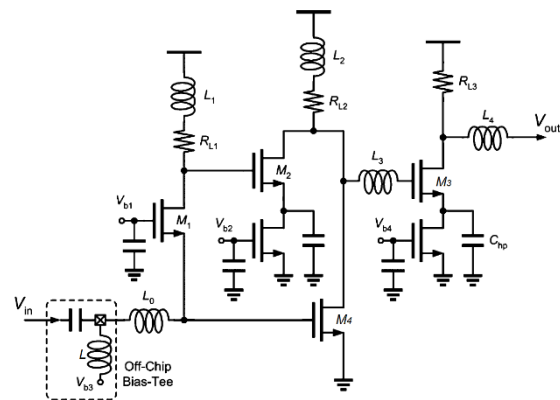
اخیرا در طراحی مدارهای تقویت کننده کم نویز از ساختار تقویت کننده‌های کسکود نیز استفاده می‌شود که در ازای کاهش سوئینگ بهره بالا و جریان مصرفی کمتری می‌توان دست یافت [۷]. در [۴، ۸] برای کاهش توان مصرفی از ساختار تقویت کننده کسکود با تکنیک استفاده مجدد از جریان استفاده شده است به طوری که دو ترانزیستور به صورت کسکود قرار گرفته‌اند و بنابراین هر دو ترانزیستور از یک جریان استفاده می‌کنند که توان مصرفی به طرز قابل توجهی کاهش می‌یابد. البته این تکنیک سوئینگ ولتاژ خروجی را نیز کاهش می‌دهد و همچنین به سطح ولتاژ بالایی برای بایاس ترانزیستور کسکود (بالایی) نیاز دارد.

در [۹] با ترکیب دو تکنیک حذف نویز و افزایش بهره از طریق دو مسیر با فاز معکوس شده و غیرمعکوس شده‌ی نویز یک تقویت کننده کم نویز فرآپهن باند با ولتاژ تغذیه ۰/۸ ولت ارائه شده است. این تقویت کننده با استفاده از ساختار کسکود در مسیر پیشرو به بهره بیشتر از ۱۱/۱ dB و عدد نویز کمتر از ۶/۷ dB دست یافته است. قابل ذکر است که استفاده از تکنیک‌های استفاده مجدد از جریان و افزایش

دهنده G_m از روش‌های دیگری است که برای کاهش توان مصرفی و افزایش بهره در تقویت کننده های کم نویز باند باریک استفاده می شود [۱۰]. روش دیگری که در [۱۱] برای کاهش عدد نویز و تطبیق پهن باند در یک UWB استفاده شده است، بهره بردن از شبکه تطبیق فعال ترانزیستوری است. در این ساختار برای رسیدن به بهره و سونینگ بالا از تکنیک سلف پیک دهنده موازی نیز بهره گرفته شده است و بنابراین عدد نویز تقویت کننده با ترکیبی از تکنیک‌های مختلف بهبود قابل توجهی یافته است.

در [۱۲] یک تقویت کننده کم نویز با ولتاژ تغذیه کم طراحی و شبیه سازی شده است. با استفاده از ساختار جریان بازگشتی اصلاح شده، تقویت کننده کم نویز پیشنهادی در [۱۲] می تواند با منبع تغذیه پایین تر از یک ولت کار کند. در [۱۳] نیز برای کاهش ولتاژ تغذیه یک تقویت کننده کم نویز از تکنیک کاهش ولتاژ آستانه به روش بایاس مستقیم بالک بهره برده شده است. ولتاژ تغذیه در این تقویت کننده با استفاده همزمان از ساختار جریان بازگشتی و اثر بدنه به زیر یک ولت کاهش داده شده است.

در [۱۴] با به کارگیری سلف‌های فعال کسکید یک تقویت کننده کم نویز تفاضلی پهن باند ارائه شده است که در آن از هیچ سلف ماریپیچی استفاده نشده است. در این تقویت کننده برای بهبود توان مصرفی و کاهش نویز از تکنیک اتصال ضربدری خازنها بهره برده شده است. تکنیک پیک زنی سری و موازی جهت افزایش پهنای باند و بهره گیری از تکنیک استفاده مجدد از جریان جهت کاهش توان مصرفی از دیگر روش‌هایی است که به وفور در طراحی تقویت کننده‌های کم نویز فراپهن باند مورد استفاده قرار می گیرد [۱۵ و ۱۶].

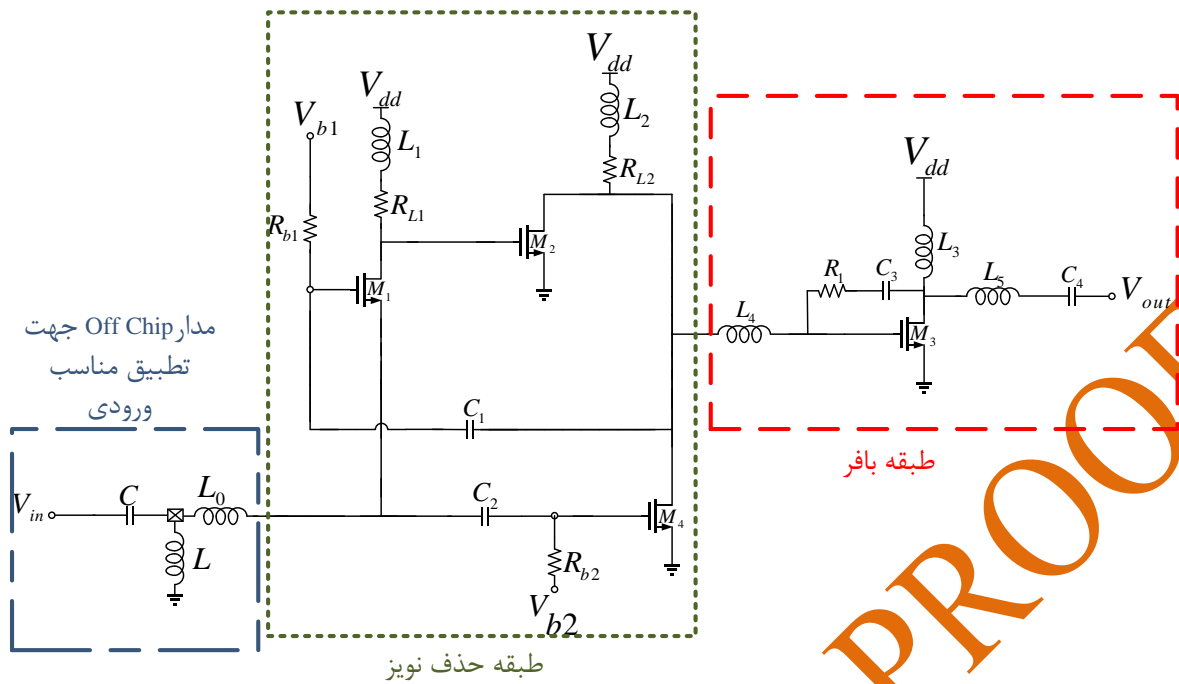


شکل ۱- ساختار حذف نویز متداول [۱۷].

هدف اصلی ما در این مقاله کاهش توان مصرفی یک سیستم جهت افزایش طول عمر باتری است که با استفاده از روش‌هایی مانند روش gm افزایش یافته به این هدف دست یافته‌ایم. همچنین برای کاهش بیشتر توان مصرفی، از کاهش ولتاژ تغذیه مدار نیز استفاده نموده‌ایم. در این مقاله برای کاهش ولتاژ تغذیه در ساختار متداول حذف نویز [۱۷] که در شکل ۱ نیز نشان داده شده است، بایاس طبقات را از هم جدا نموده‌ایم که حداقل ولتاژ تغذیه مدار به میزان قابل توجهی بهبود یافته است. بنابراین با ترکیب همزمان روش‌های مذکور، ولتاژ تغذیه و جریان مصرفی یک ساختار متداول LNA را به خوبی بهبود داده و آن را به یک ساختار مناسب با توان مصرفی و ولتاژ تغذیه پایین تبدیل نموده‌ایم. قابل ذکر است که برای کاهش نویز در ساختار پیشنهادی از ساختار تقویت کننده گیت-مشترک استفاده شده است که برای حذف نویز حرارتی کانال آن یک مسیر کمکی نیز در نظر گرفته شده است. طرح کلی این مقاله به صورت زیر است: در بخش دوم مدار تقویت کننده کم نویز پیشنهادی ارائه می شود و سپس بهره و عدد نویز تقویت کننده کم نویز پیشنهادی مورد تحلیل و بررسی قرار می گیرد. در بخش سوم نتایج شبیه سازی در نرم افزار کیدنس و مقایسه آن با ساختارهای دیگر ارائه می شود. در نهایت، نتیجه گیری در بخش چهارم ارائه خواهد شد.

۲- ساختار تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

ساختار تقویت کننده کم نویز پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. در این ساختار با اضافه کردن خازن C_1 بین درین ترانزیستور M_4 و گیت ترانزیستور M_1 جهت کاهش توان مصرفی از تکنیک gm افزایش یافته استفاده شده است. سیگنال ورودی پس از عبور از ترانزیستور M_4 دچار اختلاف فاز می شود و با بهره منفی تقویت می شود. از آن جا که این بهره منفی به گیت ترانزیستور M_1 وارد می شود سبب افزایش ولتاژ V_{gs} می گردد که همین امر به خاطر ثابت در نظر گرفتن مقاومت ورودی طبقه گیت مشترک باعث می شود تا بتوانیم gm1 را کاهش داده و در نتیجه توان مصرفی ساختار را بهبود ببخشیم. در ورودی مدار از شبکه تطبیق T جهت بهبود تطبیق امپدانس ورودی استفاده شده است. جهت افزایش تطبیق امپدانس ورودی پهن باند از ترانزیستور M_1 که به صورت گیت-مشترک



شکل ۲- تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

از آنجا که اندازه جریان سیگنال-کوچک ترانزیستور M_1 برابر با $i = g_m v_{GS}$ است، از رابطه (۱) می توان به رابطه (۲) دست یافت. همان طور که در این رابطه مشاهده می شود با ضرب شدن A در ترانسایبی می توان مقدار g_{m1} را کوچک انتخاب نمود و جریان و در نتیجه توان مصرفی مدار را کاهش داد.

$$i = -g_m v_{GS} = -g_{m1} \frac{v_{in}}{2} (A+1) \quad (2)$$

از (۲) می توان مقدار مقاومت ورودی طبقه گیت-مشترک را به صورت زیر محاسبه کرد.

$$R_s = \frac{1}{g_{m1}(A+1)} \quad (3)$$

همچنین بهره ی تقویت کننده کم نویز ساختار پیشنهادی به صورت رابطه (۴) قابل محاسبه است.

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{2} ((1+A)g_{m1}R_{L1}g_{m2}R_{L2} + g_{m4}R_{L2}) \quad (4)$$

که در این رابطه ها g_{m1} و g_{m2} و g_{m4} به ترتیب ترانسایبی ترانزیستورهای M_1 ، M_2 و M_4 است. R_{L1} و R_{L2} نیز مقاومت های تلفاتی خودالقاهای L_1 و L_2 است.

با توجه به بهره طبقه پیش رو که برابر با $A = g_{m4}R_{L2}$ است و با توجه به این که نویز ترانزیستور M_1 از یک مسیر توسط ترانزیستورهای M_1 و M_2 و از مسیر دیگر توسط ترانزیستور M_4 با فاز مخالف به خروجی می رسد، اگر بهره دو مسیر یکسان باشد نویز ترانزیستور M_1 در خروجی حذف

است، استفاده شده است و پهنای باند مدار به میزان قابل توجهی افزایش پیدا کرده است.

در این مدار تکنیک حذف نویز مصالحه ای بین تطبیق ورودی و عدد نویز را کاهش می دهد و طبقات سورس مشترک M_2 و M_4 به گونه ای طراحی شده اند که بتوانند نویز ترانزیستور M_1 را حذف کنند. در خروجی تقویت کننده کم نویز پیشنهادی همانند ساختارهای متداول از یک بافر ولتاژ [۱۸] جهت ایجاد تطبیق خروجی استفاده شده است. برای دستیابی به بهره بالا با توان مصرفی کم از ساختار سورس مشترک به عنوان بافر به همراه تکنیک پیک دهنده سری استفاده شده است. این ساختار خطینگی IIP3 را نیز با استفاده از فیدبک موازی-موازی بهبود می دهد.

۱-۲ بهره تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

شکل ۳ ساختار مفهومی تقویت کننده پیشنهادی را نشان می دهد که در آن از ساختار گیت-مشترک همراه با روش حذف نویز و g_m افزایش یافته استفاده شده است. قابل ذکر است که در ساختارهای متداول، طبقه پس رو شکل ۳ وجود ندارد و نوآوری اصلی ساختار پیشنهادی ما در همین بخش است. با توجه به بلوک اضافه شده در این ساختار، مقدار v_{GS} ترانزیستور گیت مشترک M_1 به صورت رابطه (۱) محاسبه می شود.

$$v_{GS} = -\frac{Av_{in}}{2} - \frac{v_{in}}{2} = -\frac{v_{in}}{2} (A+1) \quad (1)$$

می‌گردد. لذا شرط حذف نویز تقویت‌کننده پیشنهادی به صورت رابطه (۵) قابل محاسبه است.

$$(1+A)g_{m1}R_{L1}g_{m2}R_{L2} = g_{m4}R_{L2} \quad (۵)$$

در این صورت می‌توانیم با استفاده از رابطه‌های (۳)، (۴) و (۵) بهره تقویت‌کننده پیشنهادی را به صورت (۶) بازنویسی کنیم.

$$A_p = \frac{V_{out}}{V_{in}} = (1+A)g_{m1}R_{L1}g_{m2}R_{L2} = \frac{R_{L1}g_{m2}R_{L2}}{R_s} \quad (۶)$$

با توجه به این که نویز ترانزیستور M_1 در این ساختار حذف شده است لذا کل نویز خروجی شامل نویز M_2 ، M_4 ، R_{L1} و R_{L2} است که به صورت (۸) بیان می‌شود.

$$\overline{V_{n,out}^2} = 4KTR_{L1}g_{m2}^2R_{L2}^2 + 4KTR_{L2} + 4KT\gamma(g_{m2} + g_{m4})R_{L2}^2 \quad (۸)$$

بنابراین مقدار عدد نویز به صورت رابطه (۹) قابل محاسبه است.

$$F = 1 + \left(\frac{R_s}{R_{L1}g_{m2}R_{L2}}\right)^2 \frac{(4KTR_{L1}g_{m2}^2R_{L2}^2 + 4KTR_{L2} + 4KT\gamma(g_{m2} + g_{m4})R_{L2}^2)}{4KTR_s} \quad (۹)$$

از ساده‌سازی رابطه (۹) داریم:

$$F = 1 + \frac{R_s}{R_{L1}} + \frac{R_s}{R_{L1}^2g_{m2}^2R_{L2}^2} + \frac{\gamma R_s}{R_{L1}^2g_{m2}} + \frac{\gamma g_{m4}R_s}{R_{L1}^2g_{m2}^2} \quad (۱۰)$$

که از رابطه (۱۰) و (۵) مقدار عدد نویز ساختار پیشنهادی به صورت رابطه (۱۱) حاصل می‌شود.

$$F = 1 + \frac{g_{m2}}{g_{m4}} + \frac{1}{g_{m4}^2R_sR_{L2}} + \frac{\gamma g_{m2}}{g_{m4}^2R_s} + \frac{\gamma}{g_{m4}R_s} \quad (۱۱)$$

برای این که نشان دهیم نویزی که توسط مدار فیدبک به ورودی سیستم اعمال می‌گردد تاثیر بسیار کمی دارد ابتدا مجدداً نویز خروجی را طبق رابطه (۱۲) محاسبه نموده،

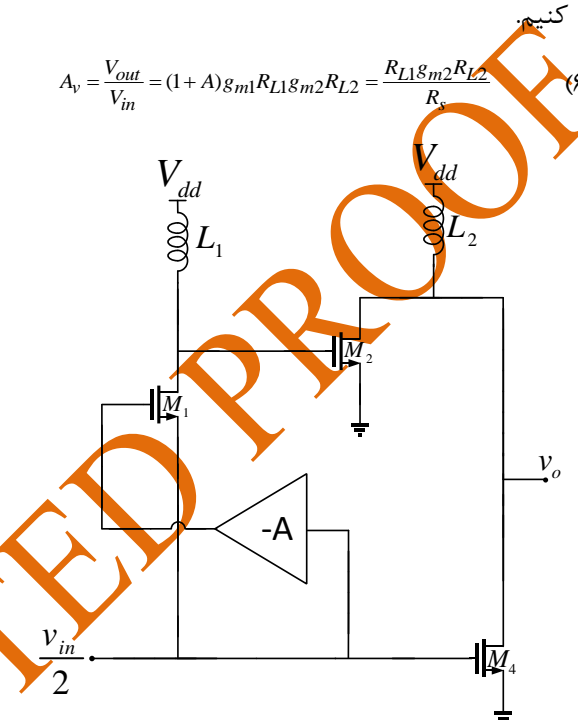
$$\overline{V_{n,out}^2} = \frac{4KT\gamma}{g_{m4}} g_{m4}^2R_{L2}^2 \left(\frac{R_{L1}g_{m2}}{2R_s}\right)^2 + 4KTR_{L1}g_{m2}^2R_{L2}^2 + 4KTR_{L2} + 4KT\gamma(g_{m2} + g_{m4})R_{L2}^2 \quad (۱۲)$$

که از آن، مقدار عدد نویز تقویت‌کننده برابر است با:

$$F = 1 + \frac{\gamma g_{m4}R_{L2}^2}{4R_s} + \frac{g_{m2}}{g_{m4}} + \frac{1}{g_{m4}^2R_sR_{L2}} + \frac{\gamma g_{m2}}{g_{m4}^2R_s} + \frac{\gamma}{g_{m4}R_s} \quad (۱۳)$$

با مقایسه رابطه (۱۳) و (۱۱) مشاهده می‌شود که عبارت ایجاد شده ناشی از مدار فیدبک بسیار کوچک است زیرا مقدار R_s در مخرج بسیار بزرگتر از عبارات صورت است و لذا تاثیر نویز مدار فیدبک بر نویز کل مدار بسیار اندک است. در شکل ۴ عدد نویز تقویت‌کننده با و بدون فیدبک رسم شده است که همانطور که ملاحظه می‌شود اثر نویز فیدبک در فرکانس‌های میانی به بالا ظاهر می‌شود و تاثیر مخرب آن بر عدد نویز بسیار ناچیز است. البته وجود این فیدبک مزایای خود مانند دستیابی به بهره بالاتر و کاهش توان مصرفی را در برخواهد داشت.

قابل ذکر است چون در مدار پیشنهادی همه ترانزیستورها در ناحیه بالای آستانه بایاس شده اند بنابراین همه تحلیل‌های ارائه شده برای نویز و ... نیز مربوط به همین ناحیه است.



شکل ۳- ساختار ساده شده تقویت‌کننده پیشنهادی

بنابراین خازن C_1 در مدار پیشنهادی یک مسیر فیدبک را ایجاد نموده است که منجر به بهبود g_m موثر ترانزیستور M_1 با ضریبی برابر با $(1+A)$ می‌شود. یعنی براساس رابطه (۳) و (۴) به ازای g_{m1} کوچکتر و بنابراین توان مصرفی کمتری نسبت به مدار متداول می‌توان به تطبیق امپدانس ورودی و بهره خروجی بالا دست یافت.

۲-۲ عدد نویز تقویت‌کننده کم نویز پیشنهادی

همانطور که می‌دانیم عدد نویز هر تقویت‌کننده به صورت رابطه ۷ قابل تعریف است.

$$F = 1 + \frac{1}{4KTR_s} \frac{\overline{V_{n,out}^2}}{A_v^2} \quad (۷)$$

که عدد ۱ در رابطه (۷) ناشی از نویز مقاومت R_s در خروجی است. $\overline{V_{n,out}^2}$ کل نویز مدار در گره خروجی است و عبارت مخرج $(4KTR_sA_v^2)$ نویز مقاومت ورودی در گره خروجی است.

گیری خواهد بود. البته واضح است که همواره در نتایج ساخت ممکن است تفاوت‌هایی نسبت به نتایج شبیه‌سازی ملاحظه شود. البته در این مقاله سعی شده است که با تحلیل‌های متنوع، رسم جانمایی و استخراج المان‌های پارازیتیک میزان خطا به حداقل برسد. لازم به ذکر است در این شبیه‌سازی‌ها اثرات کانال کوتاه نیز در نظر گرفته می‌شود.

مدار پیشنهادی در این مقاله برای پهنای باند ۲GHz تا ۱۲GHz و با منبع تغذیه ۰/۸ ولت در فناوری TSMC CMOS 0.18μm طراحی و با ابعاد ارائه شده در جدول ۱ شبیه‌سازی گردیده است.

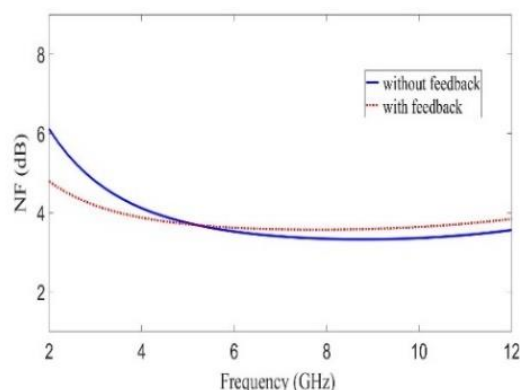
جدول ۱- مقادیر المان‌ها و ابعاد ترانزیستورهای تقویت‌کننده‌ی پیشنهادی

پیشنهادی		مقدار	نام قطعه
(W/L) ₁	15/0.18 μm/μm	L ₁	1.22nH Spiral-sym. nr=2 rad=81.27
(W/L) ₂	14.7/0.18 μm/μm	L ₂	5.24nH Spiral-sym. nr=4 rad=93.94
(W/L) ₃	143.2/0.18 μm/μm	L ₃	1.43nH Spiral-sym. nr=2 rad=81.75
(W/L) ₄	144/0.18 μm/μm	C ₁	20.28fF MIM Lt=4μm Wt=4μm
C ₂	951fF	C ₃	20.28fF
MIM	Lt=30μm Wt=30μm	MIM	Lt=4μm Wt=4μm

کاهش ولتاژ تغذیه در این مدار سبب کاهش توان مصرفی تقویت‌کننده کم‌نویز به ۴/۸۹mW شده است. همچنین مدار بافر این ساختار برای ولتاژ تغذیه ۱V طراحی شده است و توان مصرفی آن ۷/۹۳ mW است.

برای بررسی تطبیق ورودی تقویت‌کننده پیشنهادی پارامتر S₁₁ آن در بازه فرکانسی مورد نظر شبیه‌سازی و در شکل ۵ نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود در تمام محدوده فرکانسی (۲GHz تا ۱۲GHz) پارامتر S₁₁ این تقویت‌کننده بهتر از -۹/۲۴ dB است که حاکی از تطبیق قابل قبول ورودی است.

جهت بررسی تطبیق خروجی در تقویت‌کننده پیشنهادی، نمودار S₂₂ حاصل از شبیه‌سازی در شکل ۶ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود مقدار این پارامتر نیز در کل محدوده فرکانسی کمتر از -۹/۲۴ dB است.



شکل ۴. عدد نویز تقویت‌کننده با و بدون فیدبک.

۱-۳ نتایج شبیه‌سازی تقویت‌کننده پیشنهادی

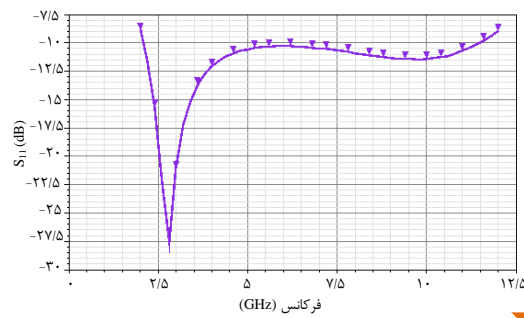
با توجه به این که در LNA متداول [۱۷] (شکل ۱)، ولتاژ بایاس القاگر L (یعنی V_{b3}) باید به نحوی تعیین شود که ترانزیستور M₄ روشن شود، یعنی V_{b3} > V_{T4} باشد، پس سورس ترانزیستور M₁ نیز از نظر DC در ولتاژی بالاتر از زمین قرار دارد. بنابراین ولتاژ تغذیه و V_{b1} برای روشن ماندن ترانزیستور M₁ باید بزرگتر از V_{T1} + V_{T4} باشد که خود عامل محدودکننده‌ای برای کاهش حداقل ولتاژ تغذیه مورد نیاز و کاهش توان مصرفی است. بدین منظور برای بهبود عملکرد مدار، کاهش توان مصرفی و کارکرد صحیح مدار با منابع تغذیه زیر یک ولت، در مدار پیشنهادی شکل ۲ با قرار دادن یک خازن (C₂) ولتاژ بایاس ترانزیستور M₄ را از M₁ جدا می‌کنیم تا بتوانیم ولتاژ سورس M₁ را از M₄ ایزوله نموده و در ولتاژ پایین‌تری بایاس کنیم. بدین ترتیب می‌توان ولتاژ بایاس و تغذیه مورد نیاز برای M₁ را نسبت به ساختار پایه کاهش دهیم. همان‌طور که در شکل ۲ نشان داده شده است علاوه بر ساختار حذف نویز که سبب حذف نویز ترانزیستور M₁ شده است استفاده از روش g_m افزایش یافته سبب کاهش جریان مصرفی تقویت‌کننده می‌شود و جداسازی بایاس طبقات سبب می‌شود تا بتوانیم ولتاژ تغذیه مدار را نیز کاهش دهیم.

۱-۳ نتایج شبیه‌سازی شماتیک ساختار پیشنهادی

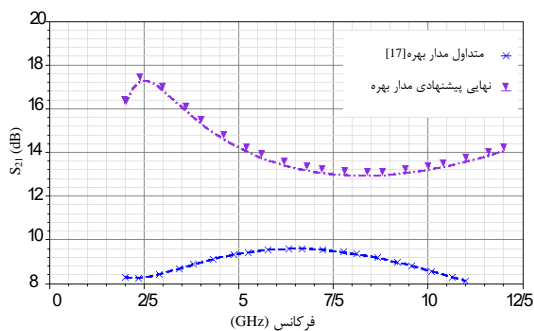
جهت بررسی و تایید عملکرد مدار پیشنهادی از نرم افزار کیدنس استفاده شده است. با توجه به اینکه در این نرم‌افزار علاوه بر تحلیل شماتیک مدار امکان رسم جانمایی فیزیکی و استخراج المان‌های پارازیتیک و تحلیل‌های متنوع مانند مونت کارلو و تحلیل گوشه‌های تکنولوژی و دما وجود دارد، نتایج حاصل از آن بسیار نزدیک به نتایج ساخت و اندازه

متداول و ساختار پیشنهادی به صورت شکل ۹ حاصل شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود مقدار عدد نویز تقویت‌کننده پیشنهادی تغییر چشم‌گیری نسبت به حالت متداول داشته است.

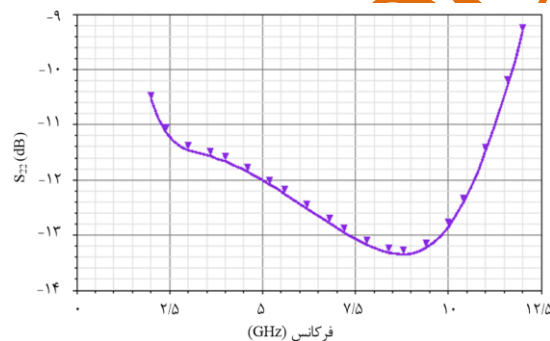
برای محاسبه میزان خطینگی تقویت‌کننده پیشنهادی و بررسی رفتار آن با استفاده از تست دو تن، دو تن با فرکانس‌های $7/4\text{GHz}$ و $7/48\text{GHz}$ به ورودی اعمال و توان آن دو در بازه -40dBm تا 10dBm جاروب گردید و توان مولفه اول و هارمونی سوم در شکل ۱۰ ترسیم گردید.



شکل ۵- اندازه S_{11} تقویت‌کننده پیشنهادی.

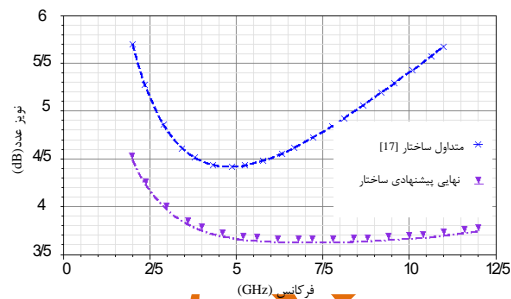


شکل ۸- بهره (S_{21}) مدار متداول و تقویت‌کننده پیشنهادی.

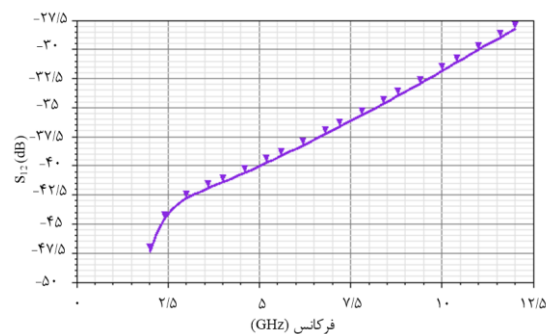


شکل ۶- اندازه S_{22} ساختار پیشنهادی.

هم‌چنین مقدار ایزولاسیون برگشتی (S_{12}) تقویت‌کننده پیشنهادی مطابق شکل ۷ می‌باشد که همواره کمتر از -27dB است



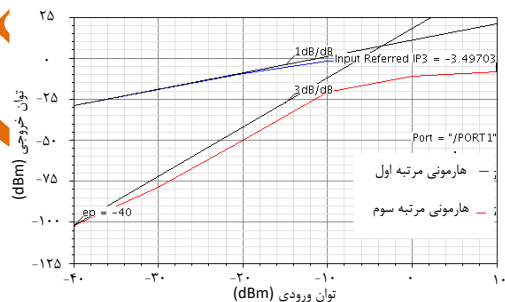
شکل ۹- مقایسه عدد نویز تقویت‌کننده پیشنهادی و ساختار متداول.



شکل ۷- اندازه S_{12} مربوط به مدار تقویت‌کننده پیشنهادی.

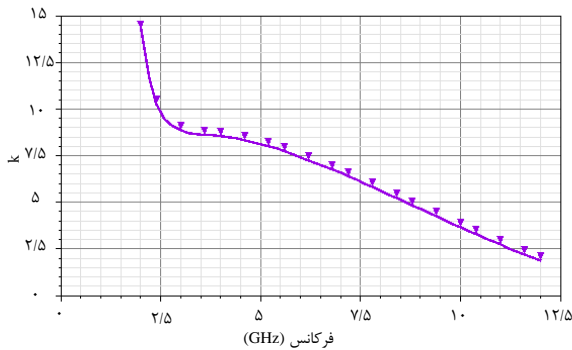
برای مقایسه میزان بهره تقویت‌کننده پیشنهادی نهایی با ساختار متداول [۱۷] پارامتر S_{21} هر دو تقویت‌کننده در شکل ۸ نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده است بهره ساختار پیشنهادی نسبت به ساختار متداول حداقل $4/2\text{dB}$ و حداکثر 9dB افزایش داشته است.

پس از بررسی بهره تقویت‌کننده پیشنهادی، حال نوبت به مقایسه عدد نویز تقویت‌کننده پیشنهادی با تقویت‌کننده ساختار متداول می‌رسد. نمودار عدد نویز مربوط به ساختار



شکل ۱۰- خطینگی ساختار تقویت‌کننده پیشنهادی در 7GHz .

از پایداری بدون قید و شرط ساختار پیشنهادی است.



شکل ۱۲- پایداری ساختار تقویت‌کننده پیشنهادی در کل بازه فرکانسی.

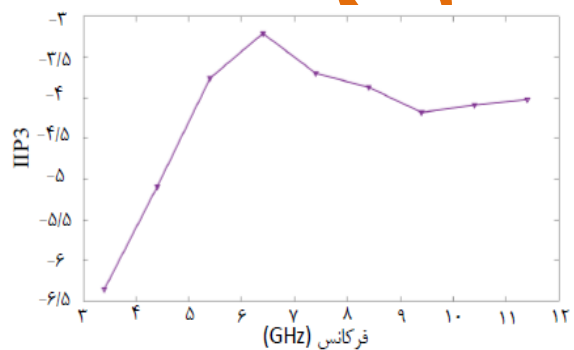
۳-۲ نتایج شبیه‌سازی پس از جانمایی

تقویت‌کننده پیشنهادی

به منظور تایید صحت عملکرد مدار پیشنهادی، تقویت‌کننده مذکور در شبیه‌ساز Cadence-IC با پارامترهای جدول ۲ جانمایی گردید. شکل حاصل از جانمایی این مدار در شکل ۱۳ نشان داده شده است. با توجه به اینکه عناصر پارازیتی و نحوه جانمایی و مسیره‌های مدار در نتایج شبیه‌سازی پس از جانمایی موثر است، برای دستیابی به نتایج مطلوب ابعاد برخی از افزاره‌های مداری در جانمایی نسبت به ابعاد شماتیک تغییر داده شد تا همچنان همان نتایج مطلوب حاصل از شبیه‌سازی قبل از جانمایی به دست آید.

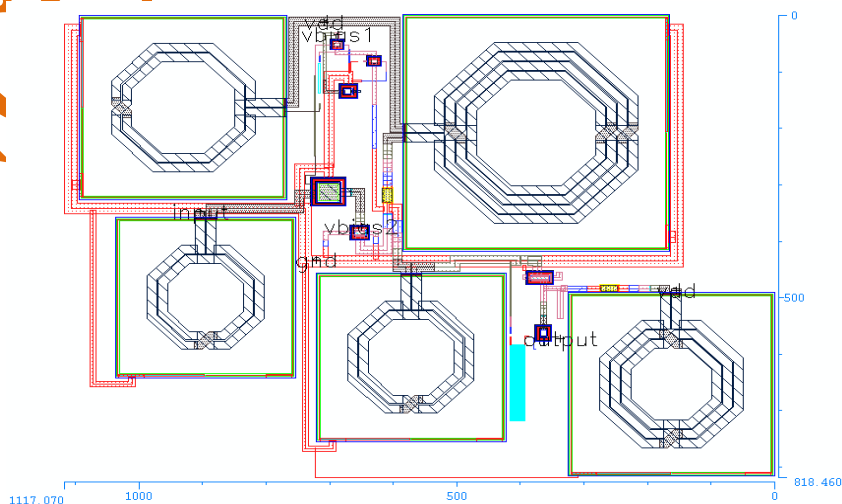
میزان IIP3 حاصل از شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی در شکل ۱۰ نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود مقدار IIP3 مدار پیشنهادی در فرکانس ۷/۴ GHz برابر ۳/۴۹ dBm شده است که نسبت به ساختار متداول حدود ۳/۳ dB بهبود داشته است.

به منظور بررسی میزان تغییرات IIP3 در کل بازه فرکانسی، IIP3 چند نقطه دیگر در بازه پهنای باند مورد نظر شبیه‌سازی گردید و در شکل ۱۱ رسم شده است. همان‌طور که در این شکل ملاحظه می‌شود حداکثر تغییرات IIP3 در کل بازه پهنای باند کمتر از ۳/۴ dBm است.



شکل ۱۱- خطینگی ساختار تقویت‌کننده پیشنهادی در کل بازه فرکانسی.

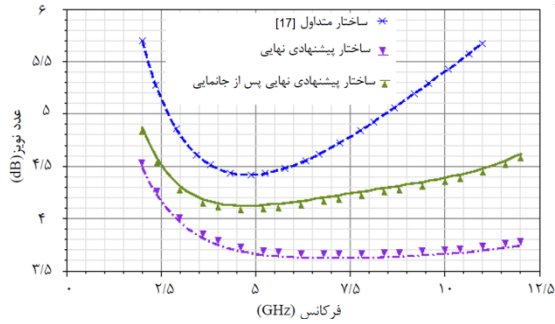
همان‌طور که قبلاً نیز اشاره شد به منظور عملکرد صحیح مدار پیشنهادی در کل بازه فرکانسی می‌بایست مدار پیشنهادی در کل بازه فرکانسی پایدار باشد. برای رسیدن به این هدف می‌بایست ضریب k همواره بزرگتر از ۱ باشد. بنابراین ضریب k حاصل از شبیه‌سازی در شکل ۱۲ حاکی



شکل ۱۳- جانمایی ساختار تقویت‌کننده کم‌نویز پیشنهادی.

جدول ۲- مقادیر المان‌ها و ابعاد ترانزیستورهای تقویت‌کننده

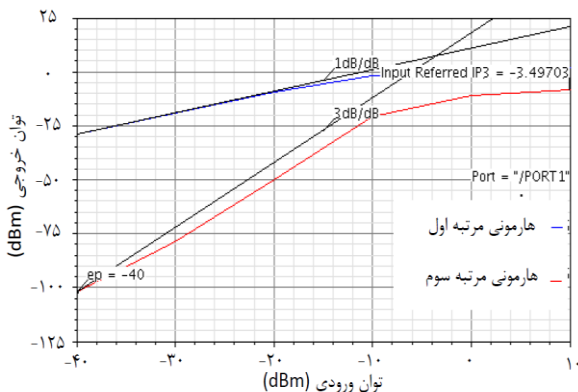
پیشنهادی پس از جانمایی			
نام قطعه	مقدار	نام قطعه	مقدار
$(W/L)_1$	15/0.18 $\mu\text{m}/\mu\text{m}$	L_1	1.22nH (nr=2 rad=81.27)
$(W/L)_2$	10.5/0.18 $\mu\text{m}/\mu\text{m}$	L_2	5.24nH (nr=4 rad=93.94)
$(W/L)_3$	244.8/0.18 $\mu\text{m}/\mu\text{m}$	L_3	19.8nH (nr=3 rad=63.54)
$(W/L)_4$	144/0.18 $\mu\text{m}/\mu\text{m}$	C_1	20.28fF
C_2	951fF	MIM	($L_t=4\mu\text{m}$ $W_t=4\mu\text{m}$)
MIM	($L_t=30\mu\text{m}$ $W_t=30\mu\text{m}$)	C_3	20.28fF
		MIM	($L_t=4\mu\text{m}$ $W_t=4\mu\text{m}$)



شکل ۱۵- عدد نویز ساختار متداول در مقایسه با ساختار پیشنهادی قبل و بعد از جانمایی.

اگرچه نتایج بعد از جانمایی حاکی از افزایش عدد نویز تا 0.7dB است، اما همچنان عدد نویز این ساختار نسبت به ساختار متداول بهتر است.

به منظور بررسی خطینگی تقویت‌کننده پیشنهادی پس از جانمایی دو تن با فرکانس‌های $7/4\text{GHz}$ و $7/48\text{GHz}$ به ورودی اعمال و توان آن دو در بازه -40dBm تا 10dBm جاروب گردید و توان مولفه اول و هارمونی سوم خروجی در شکل ۱۶ ترسیم گردید.

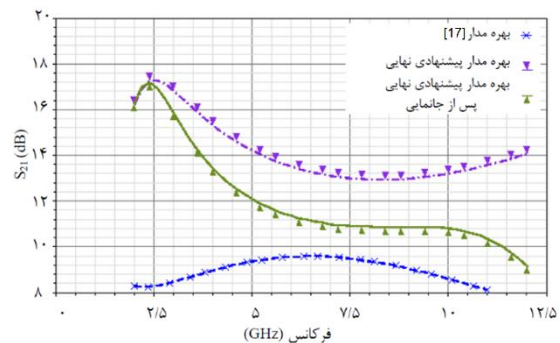


شکل ۱۶- خطینگی ساختار پیشنهادی پس از جانمایی.

همان‌طور که ملاحظه می‌شود مقدار $IIP3$ مدار پیشنهادی نهایی در فرکانس $7/4\text{GHz}$ برابر $-3/49\text{dBm}$ شده است که نسبت به ساختار متداول حدود $3/3\text{dB}$ بهبود داشته است. به منظور بررسی میزان $IIP3$ در کل بازه فرکانسی همان نقاط قبلی مجدداً شبیه‌سازی گردید که تغییرات $IIP3$ در کل بازه در شکل ۱۷ رسم شده است. همان‌طور که در این شکل ملاحظه می‌شود تغییرات $IIP3$ در کل بازه به میزان خوبی بهبود داشته است.

با توجه به شکل ۱۳ تقویت‌کننده مذکور سطحی برابر با 0.189mm^2 بر روی تراشه اشغال خواهد کرد. پس از انجام جانمایی و استخراج مدار حاصل از جانمایی به همراه المان‌های پارازیتی، مدار حاصل تحت شبیه‌سازی بعد از جانمایی قرار گرفت و پارامترهای مهم تقویت‌کننده برای هر دو حالت قبل و بعد از جانمایی ترسیم و با ساختار متداول مقایسه گردید.

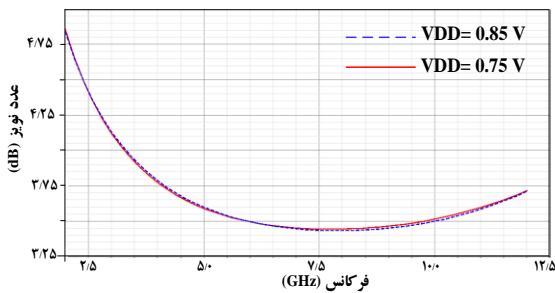
بهره ولتاژ و عدد نویز تقویت‌کننده پیش و پس از جانمایی به ترتیب در شکل ۱۴ و ۱۵ رسم و با ساختار متداول مقایسه شده است. با بررسی شکل ۱۴ واضح است که بهره مدار پس از جانمایی حداکثر 3dB نسبت به قبل از جانمایی کاهش یافته است اما همچنان به میزان قابل قبولی بهتر از ساختار متداول است.



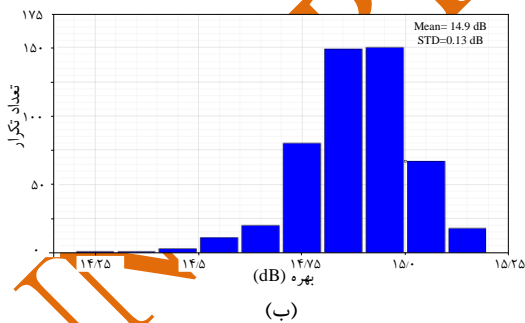
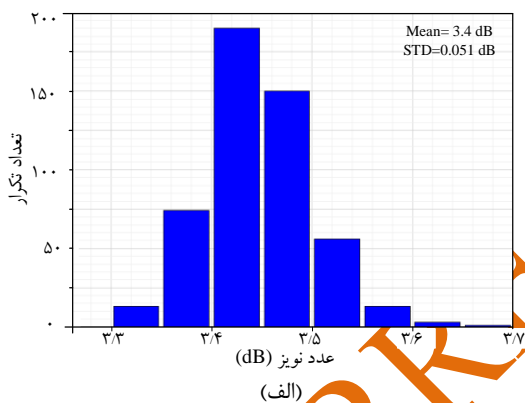
شکل ۱۴- بهره تقویت‌کننده متداول در مقایسه با ساختار پیشنهادی قبل و بعد از جانمایی.

نمودار عدد نویز مربوط به ساختار متداول و ساختار پیشنهادی قبل و بعد از جانمایی به صورت شکل ۱۵ حاصل شده است.

با توجه به اینکه تغییرات و خطاهای فرآیند ساخت ممکن است بر روی عملکرد مدار تاثیرگذار باشد شبیه سازی مونت کارلو با ۵۰۰ تکرار در شکل ۲۰ نشان داده شده است. شبیه سازی‌های مونت کارلو نشان می‌دهد که بهره و عدد نویز تقویت کننده دارای توزیع گوسی به ترتیب با میانگین ۱۴/۹dB و ۳/۴dB است.

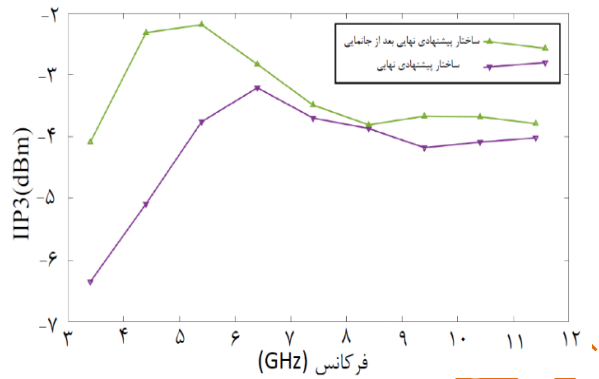


شکل ۱۹- عملکرد عدد نویز مدار در ولتاژهای تغذیه ۰/۷۵ و ۰/۸۵ ولت.

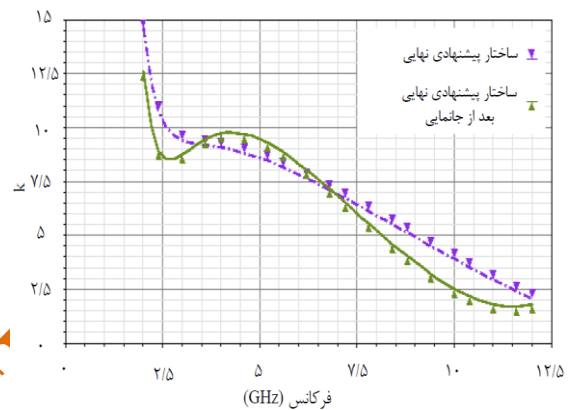


شکل ۲۰- نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو برای (الف) عدد نویز و (ب) بهره تقویت کننده.

در جدول ۴ به مقایسه عملکرد ساختار پیشنهادی با تعدادی از تقویت‌کننده‌های کم‌نویز ارائه شده در مقالات قبل پرداخته شده است. به منظور مقایسه عملکرد کلی تقویت‌کننده‌های کم‌نویز ضریب شایستگی‌های متفاوتی تعریف می‌شود که دو ضریب شایستگی متداول به صورت



شکل ۱۷- خط‌نگی تقویت‌کننده پیشنهادی قبل و بعد از جانمایی.



شکل ۱۸- پایداری تقویت‌کننده پیشنهادی نهایی قبل و بعد از جانمایی.

مقدار k نیز پس از جانمایی در شکل ۱۸ نشان داده شده است که مقدار آن همواره بزرگتر از ۱ است. لذا مدار پیشنهادی پس از جانمایی نیز از نظر پایداری مشکلی نخواهد داشت.

برای بررسی عملکرد مدار پیشنهادی در گوشه‌های فرآیند ساخت و دما، نتایج شبیه‌سازی مدار در جدول ۳ ارائه شده است که حاکی از عملکرد صحیح مدار در گوشه‌ها است. همچنین نتایج شبیه‌سازی عدد نویز نسبت به تغییرات منبع تغذیه در شکل ۱۹ نشان داده شده است. همانطور که در این شکل ملاحظه می‌شود حساسیت مدار به تغییرات منبع تغذیه بسیار کم است.

جدول ۳. عملکرد بهره و عدد نویز مدار در گوشه‌ها.

Corner/Temperature(°C)	S21(dB)	NF(dB)
FF/-20	17.16	3.25
FF/85	12	4.11
SF/-20	16.1	3.14
SF/85	18.7	2.6
SS/-20	15.97	3.25
SS/85	12.5	4.18
FS/-20	19.5	2.65
FS/85	16.8	3.16

جدول ۴- مقایسه عملکرد تقویت کننده کم نویز پیشنهادی با کارهای گذشته.

Ref.	[17]	[19]	[18]	[20]	[21]	[22]	[11]	Proposed (Schematic)	Proposed (Post layout)
Sim. /Meas.	Meas.	Meas.	Meas.	Meas.	Sim.	Sim.	Sim.	Sim.	Sim.
Tech. (μm)	0.18	0.18	0.18	0.18	0.09	0.13	0.18	0.18	0.18
Freq. (GHz)	1.2-11.9	3.1-10.6	3.1-10.6	3.1-10.6	2.4-10.4	2.35-9.37	2.5-10.6	2-12	2-12
Area (mm ²)	0.59	0.39	0.91	-	-	0.39	0.86	-	0.89
Power(mW)	20	16.2	11	3.76	14.8	9.97	10	4.89	4.42
S ₂₁ (dB)	9.7	15	13.2	10.1	9.5	10.3	15	17.49	17.2
S ₁₁ (dB)	<-11	<-11	<-10.3	<-9.4	<-11.2	<-8	<-10	<-9.24	<-9
NF (dB)	4.5	3.5	3.33	4.14	3.5	3.68	3.5	3.59	4.18
FOM1	2.85	5.97	7.8	12.63	4.14	5.43	20.6	27.82	24.04
FOM2	0.65	4.49	5.7	6.12	79.4	2.25	N/A	34.08	32.85

پیشنهادی با ولتاژ تغذیه ۰/۸V، برابر با ۴/۸۹mW است و در این حالت مقدار عدد نویز تقویت کننده پیشنهادی بین ۴/۲dB تا ۴/۸dB است. مقدار بهره ماکزیمم نیز در این ساختار برابر ۱۷/۲dB است. در ادامه به منظور بررسی پایداری مدار پیشنهادی، ضریب k در پهنای باند مورد نظر شبیه سازی و پایداری مطلق آن تایید شد. همچنین شبیه سازی مونت کارلو و گوشه های پروسه حاکی از رفتار مقاوم مدار در برابر تغییرات و خطای های ساخت بود.

مراجع

- [۱] 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.
- [۲] Z. Li and et al., "Low-noise and high-gain wideband LNA with gm-boosting technique," *Electronics Letters*, vol. 49, no. 18, pp. 1126-1128, 2013.
- [۳] A. P. Tarighat and M. Yargholi, "Low power active shunt feedback CMOS low noise amplifier for wideband wireless systems," *Integration*, vol. 69, pp. 189-197, 2019.
- [۴] A. Bozorg, R. and B. Staszewski, "A 0.02-4.5-GHz LN(T)A in 28-nm CMOS for 5G exploiting noise reduction and current reuse," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, no. 2, pp. 404-415, 2020.
- [۵] E. Sobhy, A. Helmy, S. Hoyos, K. Entesari, and E. Sánchez-Sinencio, "A 2.8-mW sub-2-dB noise-figure inductorless wideband CMOS LNA employing multiple feedback," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 12, pp. 3154-3161, 2011.
- [۶] A. Liscidini, M. Brandolini, D. Sanzogni, and R. Castello, "A 0.13 μm CMOS front-end, for DCS1800/UMTS/802.11b-g with Multiband positive feedback low-noise amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 4, pp. 981-989, 2006.
- [۷] S. Asgaran, M. J. Deen, and C.-H. Chen, "A 4-mW monolithic CMOS LNA at 5.7 GHz with the gate resistance used for input matching," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 4, pp. 188-190, 2006.
- [۸] F. Daryabari et al., "Low-power ultra-wideband LNA employing CS-CD current-reuse and gain-controller resistor technique in 0.180-μm CMOS technology," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 101, pp. 187-199, 2019.

رابطه های (۱۴) و (۱۵) است. در یکی از این ضریب شایستگی ها (FOM1) که در رابطه (۱۴) نشان داده شده است فقط مقدار بهره، پهنای باند، توان مصرفی و عدد نویز بر هم نرمالیزه شده است و در دیگری (رابطه (۱۵)) اثر خطینگی نیز لحاظ شده است.

$$FOM1 = \frac{Gain(abs) * BW(GHz)}{Power(mW) * (F_{min} - 1)} \quad (14)$$

$$FOM2 = \frac{IIP3(mW) * Gain(abs) * BW(GHz)}{Power(mW) * (F_{min} - 1)} \quad (15)$$

در این دو رابطه Gain اندازه بهره توان تقویت کننده، BW پهنای باند تقویت کننده بر حسب گیگاهرتز، Power توان مصرفی بر حسب میلی وات، F_{min} کمترین مقدار ضریب نویز و IIP3 مقدار خطینگی ساختار بر حسب میلی وات است. قابل توجه است که علی رغم مساحت نسبتا زیاد و قابل مقایسه ساختار پیشنهادی در این مقاله (به همراه بافر) با برخی از کارهای گذشته، مدار پیشنهادی دارای توان مصرفی پایین و ضرایب شایستگی بسیار خوبی است که نشان دهنده عملکرد مناسب آن است.

۴- نتیجه گیری

در این مقاله به معرفی یک تقویت کننده کم نویز فرایه باند در بازه فرکانسی ۲GHz تا ۱۲GHz با استفاده از روش حذف نویز پرداخته شده است. در این تقویت کننده جهت کاهش توان مصرفی ابتدا از روش gm افزایش یافته و فیدبک مثبت استفاده شد و سپس با تغییر در مدار بایاس ترانزیستورها، ولتاژ تغذیه مدار به زیریک ولت کاهش داده و توان مصرفی تقویت کننده بهبود داده شد. رفتار مدار از نظر عدد نویز و بهره مورد بررسی تحلیلی قرار گرفت و برای تایید بهبود عملکرد مدار پیشنهادی، جانمایی مدار در فن-آوری CMOS رسم و شبیه سازی های بعد از جانمایی انجام شد. شبیه سازی ها نشان داد که توان مصرفی ساختار

[۹] P. Donyaran¹, B. Heidari, "Assessing a Noise Reduction Method for a Low-Noise Amplifier" *Tabriz Journal of Electrical Engineering (TJEE)*, vol. 51, no. 2, pp. 195-203, 2021.

[۱۰] جواد چقایی، علی جلالی، جلیل مظلوم، «طراحی تقویت کننده کم نویز تفاضلی بدون سلف با افزایش دهی G_m فعال و غیرفعال برای رادیوشناختی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۵۰، شماره ۱، صفحه ۷۶-۸۵، ۱۳۹۹.

[۱۱] ابوالفضل بیجاری، مهدی شیخی، «تقویت کننده کم نویز فراپهن باند ۳/۸ GHz تا ۱۰/۶ با شبکه تطبیق ورودی جدید»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۹، شماره ۲، صفحه ۵۱۸-۵۲۹، ۱۳۹۸.

[۱۲] B. Liu, C. Wang, M. Ma, S. Guo, "An ultra-low-voltage and ultra-low-power 2.4 GHz LNA design" *Radioengineering*, vol. 18, no. 4, pp. 527-531, 2009.

[۱۳] C. Chang, J. Chen, Y. Wang, "A fully integrated 5 GHz low-voltage LNA using forward body bias technology" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 3, pp. 176-178, 2009.

[۱۴] M. Mazidabadi Farahani, J. Mazloun and M. Fouladian, "An ultra-wideband low noise amplifier with cascaded flipped-active inductor for cognitive radio applications", *Elsevier Integration*, vol. 93, November 2023.

[۱۵] مهدی بکران، محمد مهدی تسخیری و سیدعلی آسایش، «تقویت کننده کم نویز فراپهن باند با استفاده از تکنیک معکوس کننده با پیک زنی القایی»، *الکترومغناطیس کاربردی*، دوره ۱۰، شماره ۱، صفحه ۱۰۹-۱۲۰، ۱۴۰۱.

[۱۶] شیرین سراصلانی و عباس گلیمکانی، «تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع با استفاده از فیدبک مقاومتی و ساختار استفاده مجدد از جریان»، *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، دوره ۲۰، شماره ۱، ۱۴۰۲.

[۱۷] C.-F. Liao and S.-I. Liu, "A broadband noise-canceling CMOS LNA for 3.1–10.6-GHz UWB receivers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.42, no.2, pp.329–339, 2007.

[۱۸] M.T. Hsu, Y. C. 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, 2013.

[۱۹] A. Galal, R. Pokharell, H. Kanaya, and K. Yoshida, "High linearity technique for ultra-wideband low noise amplifier in 0.18 μ m CMOS technology," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 66, no. 1, pp. 12-17, 2012.

[۲۰] C. H. Wu, Y.S. Lin, and C. C. Wang, "A 3.1–10.6-GHz current-reused CMOS ultra-wideband low-noise amplifier using self-forward body bias and forward combining techniques," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, no.10, pp. 2296–2302, 2013.

[۲۱] B.M. Jafari and M. Yavari, "A UWB CMOS low- noise amplifier with noise reduction and linearity improvement techniques," *Microelectronics journal*, vol.46, no.2, pp. 198–206, 2015.

[۲۲] S. Arshad, R. Ramzan, K. Muhammad, and Q. u. Wahab, "A sub-10 mW, noise cancelling, wideband LNA for UWB applications," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 69, no. 1, pp. 109–118, 2015.

UNCORRECTED PROOF

A low power CMOS UWB LNA with sub-1V supply voltage and noise cancellation technique

Mehdi Alinejad¹, Emad Ebrahimi^{2*}

1. MSc graduate in Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering, Shahrood University of technology, Shahrood, Iran

2. Assistant Professor of Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering, Shahrood University of Technology, Shahrood, Iran.

Email: ebrahimi@shahroodut.ac.ir

*Corresponding Author

ARTICLE INFO

Keywords:

LNA,
Noise cancellation
technique,
Noise Figure,
UWB.

ABSTRACT

Low noise amplifiers (LNA) in RF receivers are usually the first block after the antenna that amplify the signal received from the antenna with negligible noise and distortion. The most important desirable characteristics of an LNA are relatively high gain, low power consumption, appropriate matching of input and output impedance, and low noise figure. Using the noise cancellation method, the design and simulation of a new wideband LNA has been discussed in this paper, in which the power consumption has been significantly reduced by using positive feedback as well as sub-1 volt supply voltage. First the proposed circuit was analyzed in this article. Then the proposed amplifier has been implemented in TSMC 0.18 μ m RF-CMOS technology and simulated using Cadence-IC software. The simulations show that the noise figure of this structure has improved by about 2dB compared to the conventional structure, and its noise figure has reached 3.6dB to 4.5dB in the frequency range of 2GHz to 12GHz. The maximum gain of the LNA is 17.25dB, and its S_{11} and S_{22} parameters are less than -9.24dB and -9.74dB, respectively. S_{12} is also less than -28.5dB. The linearity of this amplifier in term of IIP3 is -3.42dBm. The total power consumption of the circuit is 4.89mW with a supply voltage of 0.8V that results in 70% power consumption reduction. According to the physical layout the circuit occupies only 0.89 mm² of active area.
