

تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع با استفاده از فیدبک مقاومتی و ساختار استفاده مجدد از جریان

شیرین سراصلانی^۱ عباس گلمکانی^۲

۱- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده برق و مهندسی پزشکی - دانشگاه سجاد- مشهد- ایران

shirinsaraslani@yahoo.com

۲- استادیار- دانشکده برق و مهندسی پزشکی- دانشگاه سجاد - مشهد- ایران

golmakani@sadjad.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک تقویت کننده کم نویز (LNA) باند فوق وسیع (UWB) ارائه شده است. LNA پیشنهادی از تکنیک های *series peaking* و *shunt peaking* برای گسترش پهنای باند استفاده می کند. یک معماری با استفاده مجدد از جریان *current-reuse* برای کاهش مصرف توان استفاده می گردد. تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع پیشنهاد شده در تکنولوژی RF-CMOS 180 nm TSMC شبیه سازی شده است، که دارای حداکثر بهره توان ۱۵/۳ dB، عدد نویز ۵/۷۴-۵/۸۸ dB، پهنای باند 3 dB از 1/16 GHz تا 10/34 GHz، در حالی که مصرف توان 11/7 mW (شامل بافر) از منبع تغذیه 1/8 V است.

واژه های کلیدی: باند فوق وسیع، تقویت کننده کم نویز، استفاده مجدد از جریان، بافر

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.21.1.97

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۰/۳۱

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۱۱/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۵/۱۴

نام نویسنده ی مسئول: دکتر عباس گلمکانی

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - مشهد- خیابان جلال آل احمد- دانشگاه سجاد- دانشکده برق و مهندسی پزشکی

توان پایین انتقال می‌یابد، بلکه منابع طیف کمیاب را با سیستم‌های باند باریک مشترک نیز به اشتراک می‌گذارد [۱۱]. بر اساس مشخصات تطبیق ورودی و عملکرد نویز، معماری منتشرشده تقویت‌کننده کم نویز CMOS را می‌توان به دو گروه اصلی، سورس مشترک (CS) و گیت مشترک (CG) تقویت‌کننده کم نویز تقسیم کرد. تقویت‌کننده کم نویز گیت مشترک به راحتی می‌تواند جهت تطبیق امپدانس باند پهن بدون استفاده از اجزای اضافی به کار برده می‌شود. روش ساختار استفاده مجدد جریان در بسیاری از توپولوژی‌های تقویت‌کننده کم نویز اخیر برای کاهش توان مصرفی در دستگاه‌های تلفن همراه استفاده گردیده است [۱۹].

توپولوژی تقویت‌کننده گیت مشترک (CG) تطبیق باند گسترده ذاتی، توان پایینی و خطسانی بالا را فراهم می‌نماید. باین وجود، طبقه گیت مشترک منفرد قادر نمی‌باشد بهره کافی را از کل باند فوق‌العاده وسیع با بهره سطح کافی فراهم نماید، مگر اینکه از طبقه اضافی با تکنیک گسترش پهنای باند استفاده گردد [۷].

تقویت‌کننده می‌بایست چندین الزامات سخت‌گیرانه مانند تطبیق ورودی باند پهن برای به حداقل رساندن تلفات بازگشتی، بهره کافی جهت سرکوب نویز میکسر، عدد نویز برای افزایش حساسیت گیرنده، مصرف توان پایینی برای افزایش عمر باتری و منطقه کوچک جهت کاهش هزینه را داشته باشد. بسیاری از تقویت‌کننده‌های کم نویز CMOS باند وسیع در مقالات ایجاد شده‌اند. باین حال، هنوز محدودیت‌هایی در بین آن‌ها وجود دارد. به عنوان مثال، تقویت‌کننده توزیع‌شده معمولی از توان مصرفی زیاد رنج می‌برد. فیدبک مقاومتی یک تکنیک باند پهن شناخته شده است که در تقویت‌کننده‌های باند پهن استفاده می‌گردد، اما برآورده سازی هم‌زمان بهره و نویز مورد نیاز سخت می‌باشد [۱۳].

فیدبک شنت مقاومتی یک تکنیک مناسب برای تطبیق ورودی باند پهن، بدون مصرف توان اضافی در طبقه فیدبک است [۹]. به دلیل پیشرفت‌های اخیر در فرآیند CMOS، فرکانس عملکرد ترانزیستور افزایش یافته است. در نتیجه، با استفاده از تکنیک‌های فیدبک شنت فعال / غیرفعال، متقاطع خازنی، روش‌های حذف نویز و سایر تکنولوژی‌ها بدون سلف یکپارچه، می‌توان یک تقویت‌کننده کم نویز با پهنای باند چندین گیگاهرتز طراحی کرد [۳].

فیدبک مقاومتی شنت یکی دیگر از راه‌حل‌های مناسب برای طراحی تقویت‌کننده‌های کم نویز باند پهن است که شامل قرار دادن یک فیدبک مقاومتی در اطراف تقویت‌کننده سورس مشترک برای به دست آمدن یک تطبیق ورودی 50Ω باند پهن است. همان‌طور که در شکل (۱) نشان داده شده است. باین وجود، بین تطبیق ورودی و عدد نویز تقویت‌کننده کم نویز trade-off وجود دارد و برآورده سازی هر دو معیار به‌طور هم‌زمان منجر به افزایش مصرف توان می‌شود. در نتیجه، برای کاهش مصرف توان، تکنیک‌های جدید طراحی مدار لازم است [۱۰].

تقویت‌کننده کم نویز باند پهن یکی از عناصر کلیدی در سیستم‌های باند پهن می‌باشد. در برنامه‌های چندحالتی و چند بانندی، یک تقویت‌کننده کم نویز باند پهن ناحیه تراشه را در مقایسه با چندین تقویت‌کننده کم نویز باند باریک تنظیم شده LC می‌تواند ذخیره کند. افزون بر این، راه‌حل باند پهن جهت روند مفهوم رادیویی تعریف شده توسط نرم‌افزار مناسب است [۱]. تحقیقات روزافزون در مورد گیرنده‌های چند باند / چند استاندارد و فوق پهن باند با قابلیت تنظیم مجدد، باعث افزایش علاقه به طراحی تقویت‌کننده کم نویز باند پهن شده می‌باشد. یک تقویت‌کننده کم نویز باند پهن می‌بایست تطبیق ورودی، خطسانی بالا و عدد نویز پایینی را روی پهنای باند چند گیگاهرتزی فراهم نماید، در حالی که توان کمی مصرف می‌نماید و مساحت کمی را اشغال کند [۱۷].

در دهه‌های اخیر، تقاضا جهت گیرنده‌های چند باند / چند استاندارد / چندحالتی که از رادیوهای نرم‌افزاری و رادیوهای شناختی پشتیبانی می‌نمایند، منجر به تحقیقات گسترده در مورد تقویت‌کننده‌های کم نویز باند پهن در فناوری استاندارد CMOS گردیده است [۶]. سیستم‌های باند فوق وسیع در برنامه‌های الکترونیکی مصرف‌کننده مثل رادارهای وسایل نقلیه جهت اتصال بی‌سیم با سرعت داده بالا و توانایی مکان‌یابی با دقت بالا استفاده گردیده است. استانداردهای UWB از سال ۲۰۰۲ توسط کمیسیون ارتباطات فدرال ایالات متحده (FCC) تعریف شده است. سیستم‌های UWB برای استفاده در پهنای باند از 3.1-10.6 GHz تأیید شده‌اند [۱۴].

به عنوان نخستین بلوک از زنجیره گیرنده، یک LNA پهنای باند می‌بایست عملکرد RF قوی، مانند بهره، توان مصرفی، تطبیق توان ورودی، عدد نویز، اعوجاج سیگنال و group delay (پاسخ فاز خطی) بیش از چندین گیگاهرتز پهنای باند سیگنال را ارائه دهد [۱۱]. فناوری CMOS به علت کم‌هزینه بودن، توان پایینی و یکپارچه‌سازی زیاد مربوط به سایر فناوری‌ها به‌طور گسترده‌ای در طراحی مدار مجتمع RF استفاده گردیده است. تقویت‌کننده کم نویز باند فوق وسیع جز اصلی سیستم فرستنده و گیرنده می‌باشد، چراکه سیگنال ضعیفی را از کل باند فوق وسیع دریافت می‌نماید و نسبت سیگنال به نویز کافی را جهت فرآیند سیگنال ارائه می‌دهد؛ بنابراین، بهره توان سطح و کافی و تطبیق امپدانس ورودی خوب با عملکرد عدد نویز پایینی و سطح در کل باند فوق وسیع مورد نیاز است [۷]. مدیریت طیف فوق‌العاده وسیع و کار با توان پایینی هم‌زمان چالش‌های شدیدی را در طراحی گیرنده باند فوق وسیع ایجاد می‌نماید. چنانچه عملکرد فن‌آوری با راه‌حل‌های مدار مناسب و معماری فرستنده و گیرنده مناسب ترکیب شود، چنین مواردی را می‌توان مدیریت کرد [۱۸].

علاوه بر پارامترهای گفته شده، انتخاب فرکانس یکی دیگر از ویژگی‌های مهم طراحی در سیستم‌های باند پهن بی‌سیم (به عنوان مثال، باند فوق‌العاده وسیع) است که نه تنها با تراکم طیفی با

جریان مسیر مستقیم تقویت کننده های کم نویز، به علت حذف نویز حرارتی می باشد [۴].

اخیراً چندین تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع گزارش شده است [۱۰]-[۱۱]-[۱۲]. به عنوان مثال، در [۱۰]، یک تقویت کننده کم نویز دو طبقه ای که طبقه اول با استفاده مجدد از جریان و به دنبال آن طبقه دوم با بهره گیری از فناوری TSMC 90 nm گزارش شده است. اگرچه مصرف توان پایین 0.75 mW و بهره ماکزیمم 12.6 dB گردیده است، اما عدد نویز 5.5-6.5 dB رضایت بخش نیست. در [۱۱]، یک تقویت کننده کم نویز پهن باند با بهره سطح با استفاده از سلف فعال برای تطبیق ورودی با فناوری TSMC 130 nm گزارش شده است. اگرچه توان پایین 6.16 mW حاصل شده، اما بهره ماکزیمم 10.8 dB به دست آمده که به اندازه کافی خوب نمی باشد. در [۱۲]، تکنیک تطبیق همزمان ورودی/خروجی پهن باند برای تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع پیشنهاد شده است. مقاومت های فیدبک که سلف های گیت را هدایت می کنند، همراه با تقسیم کننده های القایی در پورت های خروجی، پهنای باند گسترده تری و تلفات بازگشتی ورودی/خروجی خوبی را به دست می آورده و در فناوری TSMC 180 nm شبیه سازی شده که بهره ماکزیمم 15.02 dB و عدد نویز مینیمم 3.1 dB حاصل شده که مطلوب هستند؛ اما S_{11} و توان مصرفی به ترتیب برابر 9.4 dB- و 18.9 mW است که جالب نمی باشد.

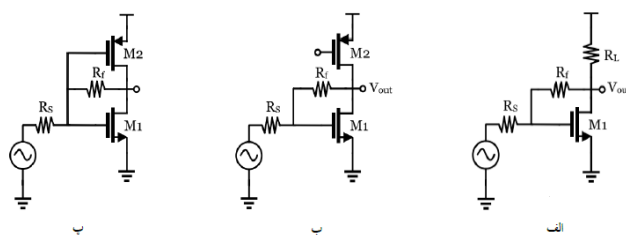
به دلیل اینکه همزمان بهره (S_{21}) بالا و مسطح و توان مصرفی (P_D) پایین و عدد نویز (NF) پایین و تطبیق ورودی (S_{11}) مناسب با توجه به پهنای باند 3-10 GHz باشد، یک تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع سه طبقه ای پیشنهاد شده است.

این مقاله به صورت زیر سازمان دهی شده است. در بخش دوم، تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع پیشنهاد شده، معرفی و سپس به تحلیلی امپدانس ورودی، بهره و عدد نویز پرداخته و در بخش سوم نتایج شبیه سازی بحث می شود و مقایسه با کارهای دیگران انجام می شود. در نهایت نتیجه گیری در بخش چهارم انجام می شود.

۲- تحلیل مدار

شکل (۲) تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع پیشنهاد شده را نشان می دهد. مدار پیشنهادی از سه طبقه تشکیل شده است. در این طرح ورودی نوع اینورتر با ساختار استفاده مجدد از جریان بهترین راه حل توان پایین می باشد، این روش برای کاهش مصرف توان و بهبود عملکرد بهره و نویز استفاده می شود.

جریان های DC ترانزیستورهای M_1 و M_3 به ترتیب توسط M_2 و M_4 مورد استفاده قرار می گیرند، دیگر نیازی به جریان محرکه اضافی برای M_2 و M_4 نیست. R_1 و R_2 فیدبک شنت مقاومتی می باشند و R_1 و R_2 نسبتاً بزرگ انتخاب می شوند تا سهم نویز کاهش یابد. در این طرح از اوج سری القایی (series peaking) در ورودی حلقه فیدبک طبقه اول و دوم برای گسترش پهنای باند استفاده شده است.



شکل (۱): سه توپولوژی تقویت کننده کم نویز فیدبک

شنت مقاومتی (الف) با بار مقاومتی، (ب) با بار فعال، (پ) با استفاده مجدد از جریان [۱۰].

یکی دیگر از روش های ممکن برای به حداقل رساندن trade-off بین بهره ولتاژ و امپدانس ورودی، معرفی یک پیرو سورس در کنار R_F است. متأسفانه ترکیبی از فیدبک فعال با تقویت کننده سورس مشترک مقاومتی اعوجاجی را ایجاد می کند که به طور قابل توجهی خطی بودن چنین تقویت کننده های کم نویز را تخریب می نماید. تقویت کننده های کم نویز بدون سلف تک سر بر اساس ساختارهای فیدبک شنت (SFB) ساخته می گردند [۸].

تکنیک های گسترش پهنای باند مبتنی بر Inductive peaking برای تقویت کننده های CMOS در برنامه های بی سیم و سیم ارائه شده است. جهت غلبه بر محدودیت های معمول در نسبت های گسترش پهنای باند، این روش ها با استفاده از تقسیم خازنی و اتصال مغناطیسی، Inductive peaking را تقویت می نمایند. از دهه ۱۹۳۰ برای افزایش پهنای باند تقویت کننده از فیلتر غیرفعال (به عنوان مثال، اوج سری و شنت) استفاده می گردد [۱۶]. تقویت کننده سورس Degeneration به صورت گسترده ای در طراحی باند باریک استفاده می گردد. یک تکنیک مشابه تقویت کننده های کم نویز باند باریک را قادر ساخته است که به عنوان تقویت کننده های کم نویز همزمان چند باند عمل کنند. به این ترتیب، یک تطبیق ورودی باند پهن حاصل می گردد و در عین حال، عملکرد نویز خوبی حاصل می شود [۱۵].

یک تقویت کننده کم نویز پهن باند بر پایه اینورتر بدون سلف تک تفاضل (S2D) در [۱۲] ارائه گردیده است. جهت کاهش سطح تراشه و پیچیدگی طراحی و یکپارچه سازی برنامه های کاربردی باهدف قرار دادن تلویزیون دیجیتال و سیستم های فوق باند پهن 960 MHz یک تقویت کننده کم نویز با پهنای باند نسبت به باند باریک تنظیم چندگانه خود ترجیح داده می شود. تقویت کننده های کم نویز باند پهن بدون سلف، مانند تقویت کننده فیدبک شنت و تقویت کننده گیت مشترک، یک trade-off مابین تطبیق ورودی باند پهن و عدد نویز دارند. در [۵] یک تقویت کننده کم نویز گیت مشترک با یک تقویت کننده کمکی فیدبک مقاومتی و یک خروجی ساختار استفاده مجدد از جریان استفاده شده است. مقاومت فیدبک بهره و تطبیق ورودی میان باند را بهبود می بخشد. حذف نویز یک روش محبوب است که در تقویت کننده های کم نویز باند پهن برای خنثی کردن نویز دستگاه تطبیق خروجی استفاده می شود. استفاده مجدد از

$$R_f = \frac{R_1 + (R_2 + Z_L) / (1 + (g_{m3} + g_{m4}) Z_L)}{1 + (g_{m1} + g_{m2})(R_2 + Z_L) / (1 + (g_{m3} + g_{m4}) Z_L)} \quad (3)$$

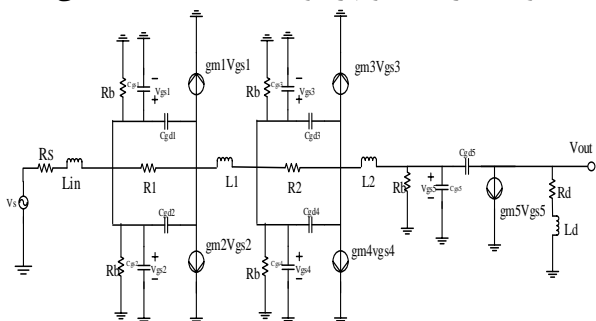
در معادله (۳) g_{m1} و g_{m2} و g_{m3} و g_{m4} ترانسایتریته از سلفهای L_2 (series peaking) و L_d (shunt peaking) در مدار استفاده شده تا بهره را در فرکانسهای بالا افزایش بدهند؛ که این باعث می شود پهنای باند گسترش یابد. ترانزیستور M_5 یک تقویت کننده سورس مشترک است که هم سیگنال را تقویت کرده و هم تطبیق امپدانس خروجی با استفاده از L_{out} انجام می دهد.

$$Z_L = L_2 S + (C_{gs5} \parallel (\frac{1}{C_{gd5} S} \cdot (-g_{m5} (R_d + L_d S)))) \quad (4)$$

با توجه به معادله (۴) L_2 سلف series peaking، خازنهای C_{gs5} و C_{gd5} به ترتیب خازنهای پارازیتیک گیت-سورس و گیت-درین ترانزیستور M_5 ، g_{m5} ترانسایتریته ترانزیستور M_5 و R_d و L_d به ترتیب مقاومت درین و سلف shunt peaking طبقه سوم می باشند.

۲-۲- تحلیل بهره

برای محاسبه بهره از مدل سیگنال کوچک، شکل (۴) استفاده گردیده است. مقاومت I_O را نادیده و بهره توسط معادله (۵) به دست می آید:



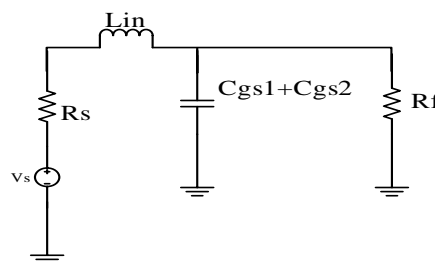
شکل (۴): مدل سیگنال کوچک مدار پیشنهادی

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_s} = \frac{R_1 R_2 (g_{m1} + g_{m2})(g_{m3} + g_{m4})}{(1 + \frac{R_2}{Z_L})} \quad (5)$$

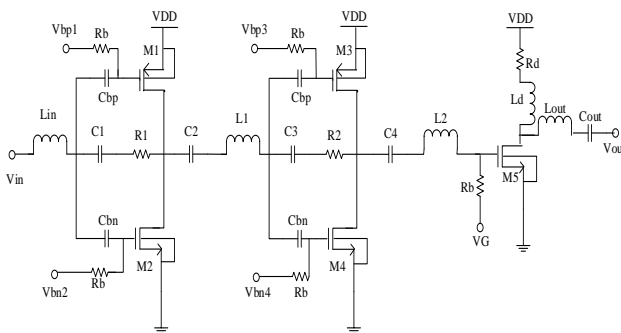
۲-۳- تحلیل عدد نویز

منابع اصلی نویز تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع پیشنهاد شده شامل نویز حرارتی مقاومت های R_1 و R_2 ، نویز حرارتی مقاومت های بایاس، نویز حرارتی مقاومت بار و نویز جریان کانال ترانزیستورها می باشد. R_1 و R_2 باید به دقت انتخاب گردند، زیرا این مقاومت ها در نویز تأثیر بسیار زیادی دارا می باشند و در این مدار مقادیر R_1 و R_2 بزرگ انتخاب گردیده است در نتیجه هر چه مقادیر R_1 و R_2 بزرگ تر، عدد نویز بهبود می یابد؛ اما مقادیر بزرگ R_1 و R_2 بر روی تطبیق امپدانس ورودی، تأثیر منفی دارا می باشد. پس باید R_1 و R_2 را طوری انتخاب نمود که هم عدد نویز و هم تطبیق امپدانس ورودی خوب باشد. عدد نویز کل در شکل (۵) توسط معادله (۶) به دست می آید:

یک روش معمول برای افزایش پهنای باند بدون مصرف توان اضافی استفاده از سلفها برای تشدید با خازنهای پارازیتیک ترانزیستورها است. L_{out} و C_{out} بخشی از شبکه تطبیق خروجی هستند. از سلفهای L_2 (series peaking) و L_d (shunt peaking) در مدار استفاده شده تا بهره را در فرکانسهای بالا افزایش بدهند؛ که این باعث می شود پهنای باند گسترش یابد. ترانزیستور M_5 یک تقویت کننده سورس مشترک است که هم سیگنال را تقویت کرده و هم تطبیق امپدانس خروجی با استفاده از L_{out} انجام می دهد.



شکل (۳): مدار معادل امپدانس ورودی



شکل (۲): تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع پیشنهادی

۲-۱- تحلیل امپدانس ورودی

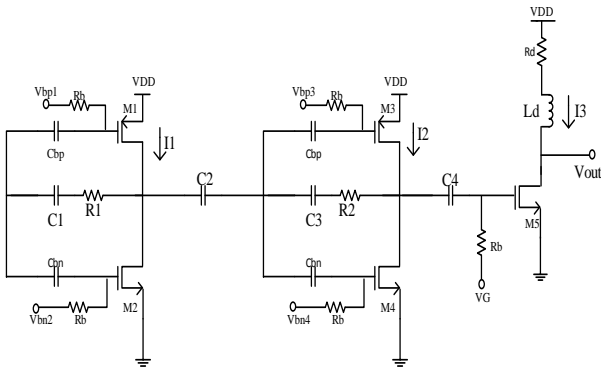
یک فیدبک مقاومتی R_1 در اطراف تقویت کننده سورس مشترک و سلف L_{in} (series peaking) در ورودی حلقه فیدبک طبقه اول، برای به دست آمدن یک تطبیق ورودی 50Ω باند پهن قرار گرفته است. مدار معادل امپدانس ورودی مدار پیشنهادی در شکل (۳) نشان داده شده است.

به دلیل بودن R_b ، از آن در محاسبات صرف نظر می کنیم.

$$Z_{in} = L_{in} S + (\frac{1}{(C_{gs1} + C_{gs2}) S} \parallel R_f) \quad (1)$$

$$Z_{in} = \frac{L_{in} (C_{gs1} + C_{gs2}) R_f S^2 + L_{in} S + R_f}{R_f (C_{gs1} + C_{gs2}) S + 1} \quad (2)$$

که در معادله (۱) و (۲) C_{gs1} و C_{gs2} و C_{gs3} و C_{gs4} خازنهای پارازیتیک گیت-سورس ترانزیستورهای M_1 و M_2 و M_3 و M_4 ، L_{in} سلف ورودی حلقه فیدبک طبقه اول و R_f فیدبک مقاومتی می باشد که از معادله (۳) محاسبه می گردد:



شکل (۶): تحلیل مدار DC پیشنهادی

فرض می کنیم که $I_1=3.5 \text{ mA}$ ، $I_2=1.8 \text{ mA}$ و $I_3=0.9 \text{ mA}$ است.

$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{th})^2 \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{46\mu}{0.18\mu} \quad (7)$$

$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{th})^2 \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_2 = \frac{58\mu}{0.18\mu} \quad (8)$$

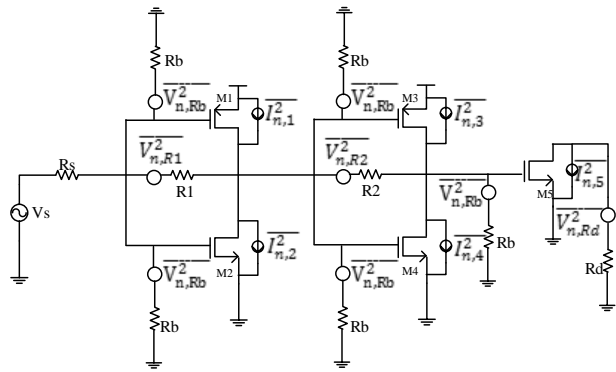
$$I_2 = \frac{1}{2} \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_3 (V_{GS} - V_{th})^2 \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_3 = \frac{24\mu}{0.18\mu} \quad (9)$$

$$I_2 = \frac{1}{2} \mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_4 (V_{GS} - V_{th})^2 \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_4 = \frac{33.2\mu}{0.18\mu} \quad (10)$$

Cadence، در فناوری 0.18 μm CMOS RF-TSMC

شبیه سازی شده است. شکل (۸) و (۹) نتایج شبیه سازی برای بهره ولتاژ S_{11} را نشان می دهد. افزایش بهره مشاهده شده در بهره ولتاژ اندازه گیری شده را می توان با تغییر فرکانس تشدید سلف ها به دلیل افزایش القاها و یا خازن های پارازیتی در تقویت کننده کم نویز ساخته شده توضیح داد. از آنجاکه بهره ولتاژ در تقویت کننده های کم نویز معمولاً زیاد است، این مسئله باعث شده که پهنای باند محدود شود، اما در مدار پیشنهادی پهنای باند 9.18 GHz به دست آمده که با توجه به شکل (۸) در مدار پیشنهادی بهره ماکزیمم 15.3 dB در بازه فرکانسی 1.16-10.34 GHz می باشد. S_{11} هرچقدر کمتر، یعنی تطبیق در فرکانس مورد نظر بهتر می باشد.

با توجه به شکل (۹) مشاهده می گردد که S_{11} کمتر از -10.01 dB می باشد که نشان دهنده تطبیق خوبی است. مقاومت R_1 بر روی تطبیق امپدانس ورودی بسیار تأثیر دارد و برای اینکه تطبیق UWB گردد، اوج سری القایی L_{in} را در ورودی حلقه فیدبک طبقه اول اضافه گردیده است، باید مقادیر مقاومت های R_1 و R_2 با دقت انتخاب گردند، چراکه تأثیر زیادی در عدد نویز و تطبیق امپدانس ورودی و بهره دارا می باشند. چنانچه مقادیر مقاومت های R_1 و R_2 را خیلی بزرگ انتخاب گردند، باعث شده که عدد نویز به شدت بهبود یابد اما تطبیق ورودی بسیار خراب گردد؛ اما اگر مقادیر مقاومت های R_1 و R_2 را کوچک انتخاب گردند، باعث شده که میانگین عدد نویز به 8 dB برسد که



شکل (۵): منابع مهم نویز مدار پیشنهادی

$$NF = 1 + \frac{V_{n1}^2}{A_{v1}^2} \cdot \frac{1}{4kTR_S} + \frac{V_{n2}^2}{A_{v1}^2 A_{v2}^2} \cdot \frac{1}{4kTR_S} + \frac{V_{n3}^2}{A_{v1}^2 A_{v2}^2 A_{v3}^2} \cdot \frac{1}{4kTR_S} \quad (6)$$

۴-۴- تحلیل DC مدار

مدار تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع را با توجه به شکل (۶) تحلیل DC شده و بایاس ترانزیستورها و مقادیر (W/L) را به دست آمده است.

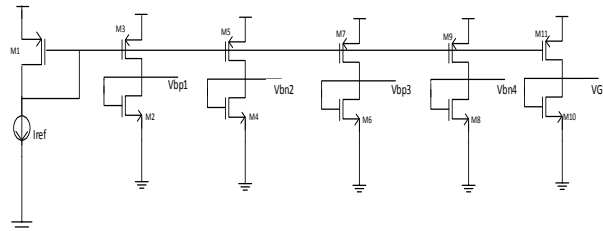
$$I_3 = \frac{1}{2} \mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_5 (V_{GS} - V_{th})^2 \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{94.1\mu}{0.18\mu} \quad (11)$$

در این مدار تقویت کننده کم نویز باند فوق وسیع ولتاژ بایاس در محدوده ۰/۵۲ V تا ۰/۷۲ V در نظر گرفته شده است.

۵-۲- مدار بایاس پیشنهادی تقویت کننده کم نویز

باند فوق وسیع

در شکل (۷) مدار بایاسی جهت بایاس کردن ترانزیستورها استفاده شده است. جریان ترانزیستور مرجع M_1 را 119 μA در نظر گرفته شده است.

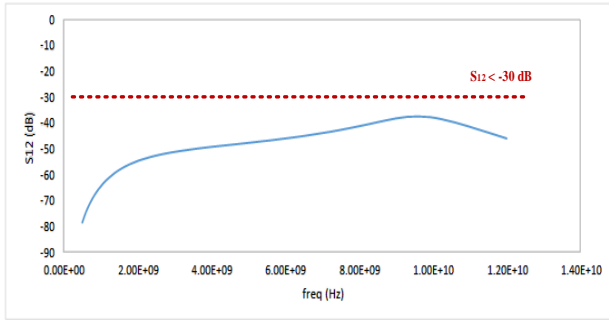


شکل (۷): مدار پیشنهادی بایاس

$$I_{ref} = \frac{1}{2} \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{th})^2 \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{25\mu}{0.18\mu} \quad (12)$$

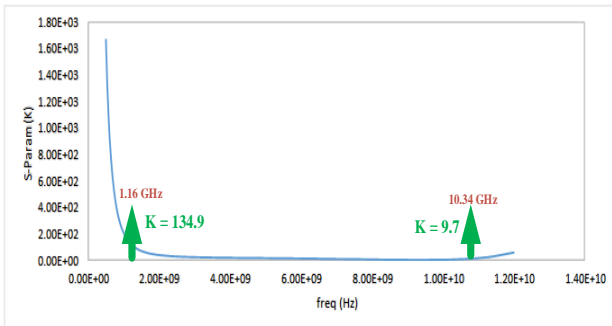
۳- نتایج شبیه سازی و بحث

تقویت کننده کم نویز پیشنهادی باند فوق وسیع با استفاده از نرم افزار

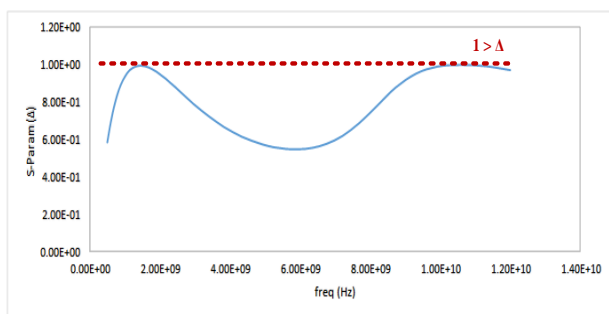


شکل (۱۱): نتیجه شبیه سازی ایزولاسیون مدار

پایداری تقویت کننده کم نویز نیز تأیید می شود. وجود شبکه فیدبک و القاکننده های تقویت کننده ممکن است باعث گردند که تقویت کننده کم نویز به طور بالقوه ناپایدار باشد. باین حال، نتایج شبیه سازی نشان می دهد که تقویت کننده کم نویز بی قید و شرط پایدار است. شکل (۱۲) و (۱۳) ضریب پایداری K و Δ تقویت کننده کم نویز را نشان می دهد. اگر $K > 1$ و $\Delta < 1$ آنگاه مدار پایدار مطلق است، به عبارت دیگر، با هیچ ترکیبی از امپدانس های منبع و بار نوسان نمی نماید.



شکل (۱۲): نتیجه شبیه سازی ضریب پایداری K مدار

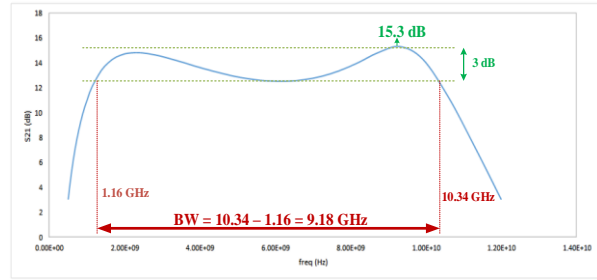


شکل (۱۳): نتیجه شبیه سازی ضریب پایداری Δ مدار

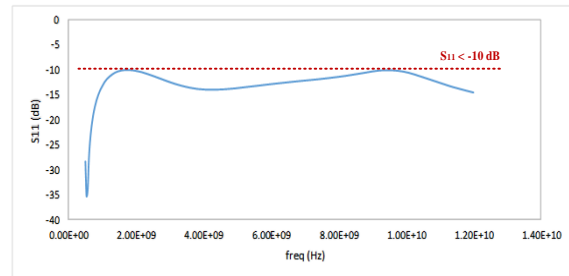
۳-۱- ضریب شایستگی

ضریب شایستگی (FOM) مناسب برای ارزیابی عملکرد تقویت کننده های کم نویز باند پهن با توجه به معادله (۱۳) تعریف گردیده است:

جالب نمی باشد ولی بالعکس تطبیق ورودی به شدت خوب می گردد. پس انتخاب مقادیر مقاومت های R_1 و R_2 بسیار حساس و هوشمندانه است.

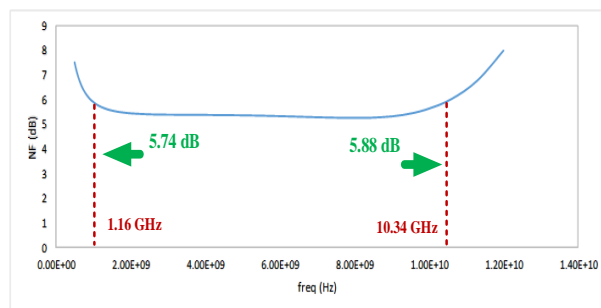


شکل (۸): نتیجه شبیه سازی بهره مدار



شکل (۹): نتیجه شبیه سازی تطبیق ورودی

عدد نویز تقویت کننده کم نویز در شکل (۱۰) نشان داده شده است. NF اندازه گیری شده در بازه فرکانسی 1.16-10.34 GHz برابر با 5.74-5.88 dB است. R_1 و R_2 باید به دقت انتخاب شوند، زیرا در نویز تأثیر زیادی دارند و در این مدار مقادیر R_1 و R_2 به ترتیب برابر 338.3Ω و 599.9Ω می باشد. هر چه مقادیر R_1 و R_2 بزرگ تر، عدد نویز بهبود می یابد.



شکل (۱۰): نتیجه شبیه سازی عدد نویز مدار

S_{12} هر چه منفی تر باشد، بهتر است. به دلیل اینکه مدار اجازه نمی دهد که سیگنال از خروجی به ورودی بازگردد. S_{12} در بازه فرکانسی 1.16-10.34 GHz با توجه به شکل (۱۱) کمتر از -37.51 dB است.

این مدار در تکنولوژی 180 nm با ولتاژ تغذیه 1.8 V و توان مصرفی 11.7 mW شبیه‌سازی شده است که با توجه به نتایج اندازه‌گیری مشاهده می‌شود که بهره 3/15 dB، پهنای باند 1.16-10.34 GHz، عدد نویز 5.74-5.88 dB و S_{11} کمتر از -10 dB است. در طرح پیشنهادی هدف گسترش پهنای باند، افزایش و مسطح بودن بهره و کاهش توان مصرفی بوده است. در طرح پیشنهادی با توجه به جدول (1) در مقایسه با کارهای ارائه‌شده در مقالات، پهنای باند و بهره افزایش پیدا کرده و عدد نویز با توجه به پهنای باند مناسب است.

$$FOM\left(\frac{\text{GHz}}{\text{mW}}\right) = \frac{S_{21[\text{lin}]}\cdot BW[\text{GHz}]}{P_{dc}[\text{mW}]\cdot (NF_{\text{min}[\text{lin}]}-1)} \quad [3] \quad (13)$$

بر اساس معادله (13) ضریب شایستگی مدار پیشنهادی تقویت‌کننده کم نویز باند فوق وسیع برابر با 9.67 است.

۴- نتیجه‌گیری

در این مدار یک روش طراحی جهت تقویت‌کننده کم نویز UWB با ورودی نوع اینورتر Current reuse ارائه گردیده است. به این صورت که در این ساختار توان مصرفی کاهش و همچنین عملکرد بهره و نویز بهینه گردیده است. در این مدار از تکنیک‌های (series peaking) و (shunt peaking) استفاده نموده تا منجر به گسترش پهنای باند گردد.

جدول (1): مقایسه نتایج به دست آمده با کارهای گزارش شده

مراجع	[2]	[10]	[1]	[5]	[4]	This Work
3-dB Bw (GHz)	3.1~10.6	0.1~7	0.7~4.6	1~20	0.4~2.9	1.16~10.34
Gain (dB)	15.02	12.6	10.8	12.8	20	15.3
Supply Voltage (V)	1.5	0.5	1.4	1.6	1.2	1.8
Power Consumption (mW)	18.9	0.75	6.16	20.3	29	11.7
Process technology	180 nm	90 nm	130 nm	180 nm	65 nm	180 nm
NF (dB)	3.1~4.4	5.5~6.5	3.5	3.3~5.5	2~2.5	5.7~5.8
S_{11} (dB)	< -9.4	< -10	-	< -10	-	< -10
FOM	6.65	20.89	0.74	22.7	8.16	9.67

Network,” IEEE Microw., vol. 27, no. 4, pp. 383 – 385, April 2017.

- [8] M. D. Souza, A. Mariano and T. Taris, “Reconfigurable inductorless wideband CMOS LNA for wireless communications,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 64, no. 3, pp. 675–685, Mar 2017.
- [9] M. Parvizi, K. Allidina and M. N. El-Gamal, “Short channel output conductance enhancement through forward body biasing to realize a 0.5 V 250 μ W 0.6-4.2 GHz current-reuse CMOS LNA,” IEEE J. Solid-State Circuits., vol. 51, no. 3, pp. 574–586, Mar 2016.
- [10] M. Parvizi, K. Allidina and M. N. El-Gamal, “A Sub-mw, ultra-low-voltage, wideband low-noise amplifier design technique,” IEEE Trans. Syst., vol. 23, no. 6, pp. 1111–1122, June 2015.
- [11] S. Bagga, A. L. Mansano, W. A. Serdijn, J. R. Long, K. V. Hartingsveldt, and K. Philips, “A Frequency-Selective Broadband Low-Noise Amplifier With Double-Loop Transformer Feedback,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 61, no. 6, pp. 1883 – 1891, June 2014.
- [12] J. Y. C. Liu, J. S. Chen, C. Hsia, P. Y. Yin, and C. W. Lu, “A Wideband Inductorless Single-to-Differential LNA in 0.18 μ m CMOS Technology for Digital TV Receivers,” IEEE Microw., vol. 24, no. 7, pp. 472 – 474, July 2014.
- [13] 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 μ m CMOS,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 54, no. 3, pp. 217 – 221, March 2007.
- [14] R. Weng, C. Liu and P. Lin, “A Low-Power Full-Band Low-Noise Amplifier for Ultra-Wideband

مراجع

- [1] T. Ma and F. Hu, “A Wideband Flat Gain Low Noise Amplifier Using Active Inductor for Input Matching,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 66, no. 6, pp. 904 - 908, June 2019.
- [2] TO-PO WANG, “Design and Analysis of Simultaneous Wideband Input/Output Matching Technique for Ultra-Wideband Amplifier,” IEEE Access., vol. 9, pp. 46800 - 46809, March 2021.
- [3] J. Jang, H. Kim, G. Lee and T. W. Kim, “Two-stage compact wideband flat gain low-noise amplifier using high-frequency feed-forward active inductor,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 67, no. 12, pp. 4803–4811, Dec 2019.
- [4] 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. Circuits Syst., vol. 66, no.1, pp. 11-15, Jan 2019.
- [5] H. Yu, Y. Chen, C. C. Boon, P.-I. Mak and R. P. Martins, “A 0.096- mm² 1 –20 GHz triple-path Noise-cancelling common-gate CMOS LNA with dual complementary pMOS–nMOS configuration,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 68, no. 1, pp. 144–159, Jan 2020.
- [6] S. Kim and K. Kwon, “A 50 MHz-1 GHz 2.3 dB NF noise-cancelling balun-LNA employing a modified current-bleeding technique and balanced loads,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 66, no. 2, pp. 546–554, Feb 2019.
- [7] N. Li, W. Feng, and X. Li, “A CMOS 3–12 GHz Ultrawideband Low Noise Amplifier by Dual-Resonance

- Receivers,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 8, pp. 2077–2083, June 2010.
- [15] 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, Dec 2004.
- [16] S. Shekhar, J. S. Walling and D. J. Allstot, “Bandwidth extension techniques for CMOS amplifiers” vol. 41, no. 11, pp. 2424–2439, Nov 2006.
- [17] M. Moezzi and M. Sharif Bakhtiar, “Wideband LNA using active inductor with multiple feed-forward noise reduction paths,” IEEE Trans. Microw, Theory Tech., vol. 60, no. 4, pp. 1069–1078, Apr 2012.
- [18] G. Sapone and G. Palmisano, “A 3 – 10 GHz low-power CMOS low-noise,” IEEE Trans. Microw., Theory Tech., vol. 59, no. 3, pp. 678–686, Mar 2011.
- [19] M. Khurram and S. M. R. Hasan, “A 3–5 GHz current-reuse gm-boosted CG LNA for ultrawideband in 130 nm CMOS,” IEEE Trans. Syst., vol. 20, no. 3, pp. 400–409, Mar 2012.

