

## تقویت کننده کم نویز تمام تفاضلی CMOS با سطح منبع تغذیه پایین و بهره توان بالا برای کاربردهای فراپهن باند

مجید تکبیری<sup>۱</sup>، ابوالفضل بیجاری<sup>۲\*</sup>، سید محمد رضوی<sup>۳</sup>

۱- کارشناسی ارشد، ۲- استادیار، ۳- دانشیار، دانشگاه بیرجند

(دریافت: ۹۵/۱۱/۱۹، پذیرش: ۹۶/۰۴/۲۱)

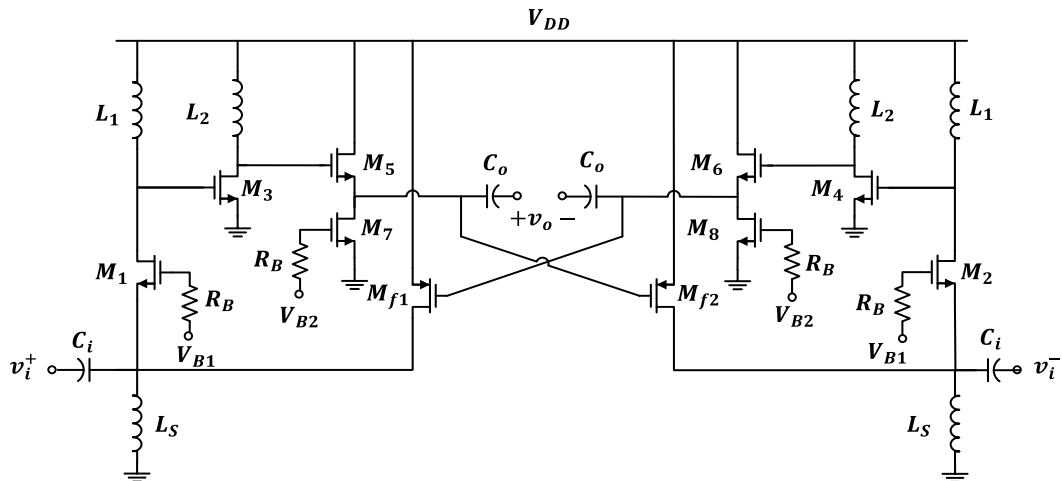
**چکیده:** در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز تمام تفاضلی جدید برای کاربردهای فراپهن باند ارائه شده است. تقویت کننده پیشنهاد شده شامل طبقه ورودی گیت مشترک برای بهبود تطبیق امپدانس و طبقه دوم سورس مشترک برای افزایش بهره و کاهش نویز تقویت کننده است. همچنین از فیدبک ترانزیستوری موازی-موازی برای افزودن درجه آزادی در انتخاب ترانسامپلی ترانزیستور ورودی و بهبود پهنای باند و خطسانی استفاده شده است. تقویت کننده کم نویز پیشنهاد شده بر اساس فناوری  $0.18 \mu\text{m}$  RF-TSMC CMOS طراحی و با استفاده از نرم افزار ADS شبیه سازی شده است. این تقویت کننده در پهنای باند ۴-۷ GHz، دارای بهره توان مسطح (S21)  $25 \pm 0.17 \text{ dB}$ ، عدد نویز کمتر از  $2.7 \text{ dB}$ ، تلفات بازگشتی ورودی (S11) کمتر از  $-10 \text{ dB}$  و خطسانی (IIP3)  $-1 \text{ dBm}$  است. توان مصرفی آن نیز  $8/5 \text{ mW}$  از منبع تغذیه  $0.75 \text{ V}$  است.

**کلید واژه ها:** تقویت کننده کم نویز، تمام تفاضلی، خطسانی، فیدبک موازی-موازی

### ۱- مقدمه

تاکنون طرح ها و روش های زیادی برای دستیابی به ویژگی های مناسب LNA مطرح شده اند [۵-۱۰]. در روش فیدبک مقاومتی با وجود دستیابی به تطبیق ورودی و پایداری مناسب، دستیابی هم زمان به بهره و عدد نویز مناسب مشکل است [۶-۵]. تقویت کننده توزیع شده با وجود دستیابی به بهره بالا، پهنای باند وسیع و تطبیق خوب در ورودی و خروجی، به علت نیاز به جریان مصرفی بالا برای بایاس طبقات مختلف و مساحت تراشه بزرگی که اشغال می کند، کمتر در تقویت کننده های کم نویز مورد استفاده قرار گرفته است [۷]. برای کاهش توان مصرفی، آرایش کسکود با تکنیک استفاده مجدد جریان، پیشنهاد شده است [۸-۹]. در این آرایش، یک تقویت کننده گیت مشترک بالای تقویت کننده سورس مشترک قرار گرفته و با استفاده از ترکیب سلف و خازن، از یک جریان بایاس DC برای این دو تقویت کننده متوالی استفاده می شود. اما این آرایش به طور معمول به سطح ولتاژ تغذیه بیشتری برای بایاس هر دو ترانزیستور نیاز دارد. به طور کلی ایجاد تطبیق ورودی خوب در تمام پهنای باند یک چالش جدی برای آرایش سورس مشترک به شمار می رود. به همین دلیل لی<sup>۱</sup> و همکاران [۱۰]، با قرار دادن یک فیلتر غیرفعال در

در سال های اخیر نیاز به ارتباطات بی سیم پرسرعت در حال افزایش است به طوری که از سال ۲۰۰۲ برای استاندارد فراپهن باند (UWB) IEEE802.15.3a محدوده فرکانسی ۳/۱-۱۰/۶ GHz با نرخ داده  $480 \text{ Mb/s}$  توسط کمیته ارتباطات ایالات متحده (FCC) اختصاص داده شده است [۱]. مزایای فناوری فراپهن باند علاوه بر انتقال سیگنال دیجیتال با نرخ داده بالا، مصرف توان بسیار پایین، پیچیدگی کم و امنیت بالا است [۲]. یک تقویت کننده کم نویز (LNA) به عنوان طبقه ورودی در معماری گیرنده فراپهن باند، تأثیر مهمی بر روی بهره، پهنای باند و عدد نویز کل سیستم گیرنده دارد. بنابراین، این تقویت کننده ها باید دارای ویژگی هایی نظیر تطبیق ورودی پهن باند برای کاهش تلفات برگشتی ورودی، بهره ی مسطح زیاد برای خنثی کردن نویز میکسر، عدد نویز (NF) کم برای بهبود حساسیت گیرنده و توان مصرفی پایین برای افزایش عمر باتری باشند [۳-۴]. همچنین، از آنجاکه اعوجاج مرتبه ی دوم به شدت کارایی گیرنده های تبدیل مستقیم را تحت تأثیر قرار می دهد، به عنوان یک عامل مهم در طراحی تقویت کننده های کم نویز مورد توجه قرار گرفته است.



شکل (۱): مدار LNA پیشنهاد شده

پیشنهاد کردند. اما این تقویت کننده به دلیل استفاده از شبکه فیدبک مثبت ترانزیستوری، پایداری مناسبی نداشته و دارای مصرف توان بالایی است. همچنین لیشیدنی و همکاران [۱۴]، از یک فیدبک مثبت به همراه فیدبک منفی غیرفعال در CG-LNA تمام تفاضلی برای کاهش اثر خازن پارازیتی گیت-درین بر روی ضریب شبکه فیدبک استفاده کردند. اما در طرح ارائه شده ظرفیت خازنی بزرگی در گره خروجی ایجاد شده و پهنای باند تقویت کننده محدود می شود.

در این مقاله برای دستیابی همزمان به بهره بالا، تطبیق ورودی مناسب، عدد نویز پایین و نیز کاهش اعوجاج مرتبه دوم در خروجی، یک CG-LNA تمام تفاضلی با فیدبک منفی ترانزیستوری برای کار در بازه فرکانسی ۷-۴ GHz پیشنهاد شده است. باند فرکانسی انتخاب شده برای باند پایین فئآوری فرایه‌بند DS-CDMA<sup>۴</sup> مناسب بوده و برای ۶ زیر باند فئآوری فرایه‌بند MB-OFDM<sup>۵</sup> کافی است. همچنین در این طراحی سعی شده تا مصرف توان و سطح منبع تغذیه تا حد امکان کاهش یابد. در ادامه، ابتدا ساختار LNA پیشنهاد شده در بخش دوم ارائه شده و سپس در بخش سوم، روابط تحلیلی امپدانس ورودی، بهره و عدد نویز LNA پیشنهاد شده بررسی می شوند. در بخش چهارم نتایج شبیه سازی در سطح مدار ارائه و نتایج به دست آمده با کارهای دیگران مقایسه می شوند.

## ۲- تقویت کننده کم نویز پیشنهاد شده

شکل (۱) ساختار مدار LNA پیشنهاد شده را نشان می دهد. در این تقویت کننده، برای ایجاد تطبیق امپدانس ورودی مناسب و مجزا سازی ورودی- خروجی بالا از طبقه ورودی گیت مشترک

ورودی LNA، تطبیق ورودی خوب در پهنای باند وسیع را ایجاد کردند. اما تلفات یک فیلتر غیرفعال می تواند اثر مهمی بر روی عدد نویز و بهره خطی LNA در فرکانس های بالا داشته باشد. همچنین در این طرح به دلیل نیاز به سلف های زیاد، سطح تراشه LNA به طور قابل ملاحظه ای افزایش یافته است.

آرایش گیت مشترک با دارا بودن ویژگی های مناسبی نظیر ضریب کیفیت پایین در ورودی، خطسانی خوب و مجزا سازی ورودی-خروجی بزرگ، یکی از آرایش های محبوب در تقویت کننده های کم نویز است. اما در این آرایش به دلیل وابستگی عدد نویز، تطبیق ورودی و بهره به ترانسانایی ترانزیستور ورودی (gm)، دستیابی به تطبیق ورودی پهن باند می تواند عملکرد LNA را از نظر عدد نویز و بهره محدود کند [۱۱] و [۱۲]. استفاده از تقویت کننده های کم نویز تفاضلی به منظور حذف اعوجاج مرتبه ای دوم و نیز افزایش خطسانی پیشنهاد شده اند [۱۱]، [۱۳] و [۱۴]. وو<sup>۱</sup> و همکاران [۱۱] نیز یک تقویت کننده کم نویز گیت مشترک (CG-LNA) تمام تفاضلی با دو شبکه فیدبک مثبت و منفی ارائه کردند. در این ساختار شبکه فیدبک مثبت به صورت ترانزیستوری و شبکه فیدبک منفی (gm-) افزایش یافته<sup>۲</sup> با اتصال ضربدری پیاده سازی شده است. اما LNA ارائه شده از توانایی دستیابی به بهره بالا و عدد نویز پایین در پهنای باند باریک کمتر از ۱ GHz برخوردار است. همچنین در این ساختار برای افزایش بهره حلقه در فیدبک مثبت، نیاز به کاهش ولتاژ اضافه تحریک (Vov) ترانزیستور ورودی احساس می شود و در نتیجه تقویت کننده از عملکرد خطسانی مطلوبی برخوردار نیست. لیشیدنی<sup>۳</sup> و همکاران [۱۳]، یک CG-LNA تمام تفاضلی با شبکه فیدبک مثبت برای ایجاد درجه آزادی بیشتر در انتخاب gm ترانزیستور ورودی و در نتیجه بهبود بهره تقویت کننده

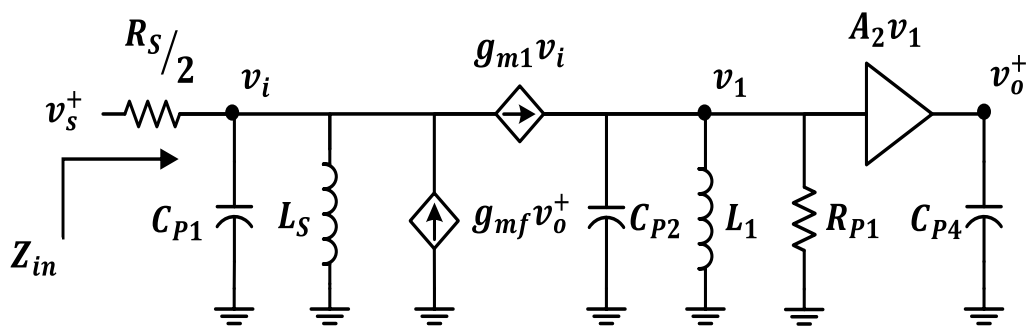
1-Woo

2-Gain-boosting

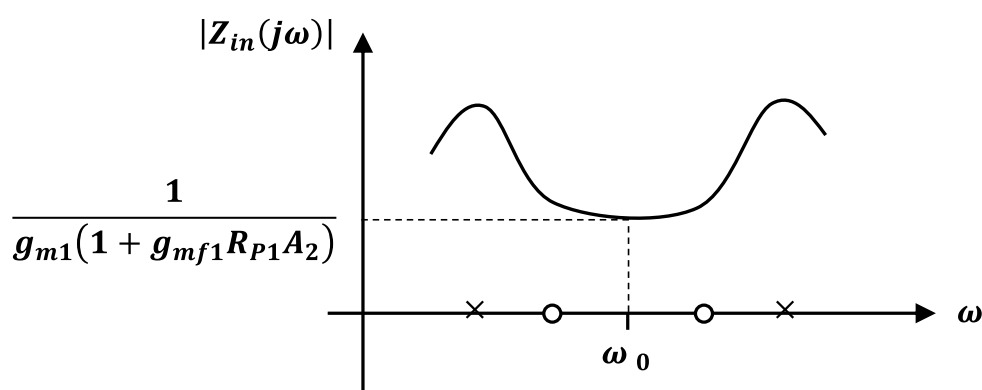
3-Liscidini

4-Direct sequence code division multiple access

5-Multiband orthogonal frequency division multiplexing



شکل (۲): مدل سیگنال کوچک نیم‌مدار LNA پیشنهادشده برای تحلیل امپدانس ورودی



شکل (۳): پاسخ فرکانسی امپدانس ورودی LNA پیشنهادشده

### ۲-۱- امپدانس ورودی

مقاومت ورودی ( $R_{in}$ ) یک تقویت‌کننده گیت‌مشترک نوعی به‌طور تقریبی برابر  $1/g_{m1}$  است. در LNA تفاضلی پیشنهادشده امپدانس آنتن ( $R_S=50 \Omega$ ) برای تطبیق در ورودی نصف می‌شود. بنابراین مشاهده می‌شود که برای تطبیق  $R_{in}$  به  $25 \Omega$ ، مقدار  $g_{m1}$  به  $40 \text{ mA/V}$  محدود می‌شود. لذا در مدار پیشنهادشده برای کاهش مصرف توان و نیز جلوگیری از افزایش ظرفیت خازنی ایجاد شده در گره ورودی، از فیدبک منفی موازی-موازی استفاده شده است. شکل (۲) مدل معادل سیگنال کوچک نیم‌مدار LNA را برای محاسبه امپدانس ورودی نشان می‌دهد.

با انجام تحلیل سیگنال کوچک و در نظر گرفتن تشدید  $L_S$  و  $C_{P1}=C_{gs1}+C_{gd1}$  در فرکانس مرکزی پهنای باند موردنظر، امپدانس ورودی به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

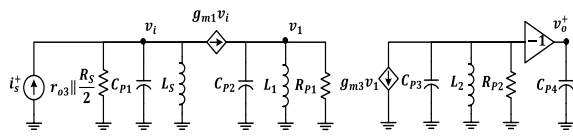
$$Z_{in} = \frac{1 + \frac{L_1}{R_{P1}}s + L_1 C_{P2} s^2}{g_{m1} \left( 1 + \frac{L_1(1+g_{mf1}R_{P1}A_2)}{R_{P1}}s + L_1 C_{P2} s^2 \right)} \quad (1)$$

( $M_1$  و  $M_2$ ) استفاده می‌شود. برای افزایش بهره و کاهش نویز طبقه اول، طبقه سورس‌مشترک ( $M_3$  و  $M_4$ ) با طبقه ورودی متوالی می‌شود.

در مدار پیشنهادشده برای افزایش درجه آزادی در انتخاب  $g_m$  ترانزیستور ورودی از ترانزیستور ( $M_f$ ) در شبکه فیدبک موازی-موازی استفاده شده است. همچنین استفاده از ترانزیستور PMOS ( $M_f$ ) در شبکه فیدبک ترانزیستوری باعث عدم نیاز به سطح ولتاژ تغذیه بالا برای بایاس ترانزیستورهای ورودی می‌شود. طبقه درین‌مشترک خروجی ( $M_5 - M_8$ ) نیز برای کاهش اثر شبکه فیدبک بر طبقه سورس‌مشترک استفاده می‌شود. در این مدار از تکنیک اوج موازی سلفی<sup>۱</sup> ( $L_1$  و  $L_2$ ) برای دستیابی به حداقل سطح منبع تغذیه و حداکثر همواری بهره و پهنای باند استفاده شده است. سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  به‌صورت داخل تراشه با ضریب کیفیت  $Q=6$  در فرکانس تشدید  $f_0=5 \text{ GHz}$  و سلف  $L_S$  به‌صورت خارج تراشه با ضریب کیفیت بالا در نظر گرفته شده‌اند. خازن‌های  $C_i$  و  $C_o$  برای جداسازی DC تقویت‌کننده و مقاومت‌های  $R_B=10 \text{ k}\Omega$  برای بایاس ترانزیستورها استفاده شده‌اند.

1 - Inductive shunt peaking

(Rm) و پهنای باند نشان می‌دهد.



شکل (۵): مدل سیگنال کوچک نیم‌مدار LNA پیشنهاد شده برای تحلیل بهره و پهنای باند

با توجه به مدل سیگنال کوچک شکل ۵، و با بزرگ در نظر گرفتن  $r_{o3}$  (به دلیل انتخاب جریان کوچک برای  $M_f$ ،  $R_m$  به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$R_m(s) = \frac{v_o}{v_1} \times \frac{v_1}{i_s} \quad (۵)$$

$$\frac{v_1}{i_s} = \frac{g_{m1}R_sL_1S}{(2 + g_{m1}R_s)\left(1 + \frac{L_1}{R_{p1}}S + L_1C_{p2}S^2\right)} \quad (۶)$$

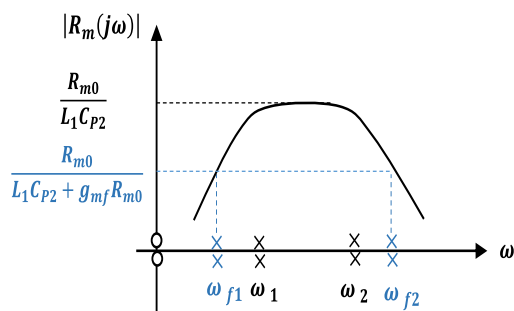
$$\frac{v_o}{v_1} = \frac{g_{m3}L_2S}{\left(1 + \frac{L_2}{R_{p2}}S + L_2C_{p3}S^2\right)} \quad (۷)$$

که با جایگزینی روابط (۶) و (۷) در (۵) داریم:

$$R_m(s) = \frac{R_{m0}S^2}{\left(1 + \frac{L_1}{R_{p1}}S + L_1C_{p2}S^2\right)\left(1 + \frac{L_2}{R_{p2}}S + L_2C_{p3}S^2\right)} \quad (۸)$$

$$R_{m0} = \frac{g_{m1}g_{m3}L_2L_1R_s}{2 + g_{m1}R_s} \quad (۹)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود،  $R_m$  دارای دو صفر است به طوری که در فرکانس‌های پایین سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  امپدانس کوچکی با زمین ایجاد خواهند کرد. همچنین با فرض  $\omega \gg 1/(R_{p1}C_{p2})$  و  $\omega \gg 1/(R_{p2}C_{p3})$  در  $R_m$  دارای دو فرکانس تشدید در  $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1C_{p2}}$  و  $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2C_{p3}}$  است. از آنجاکه  $C_{p3}$  بزرگ‌تر از  $C_{p2}$  است، مکان  $\omega_2$  از  $\omega_1$  بزرگ‌تر بوده و بنابراین پاسخ فرکانسی  $R_m$  به صورت شکل (۶) به دست می‌آید.



شکل (۶): پاسخ فرکانسی مقاومت انتقالی تقویت‌کننده حلقه باز

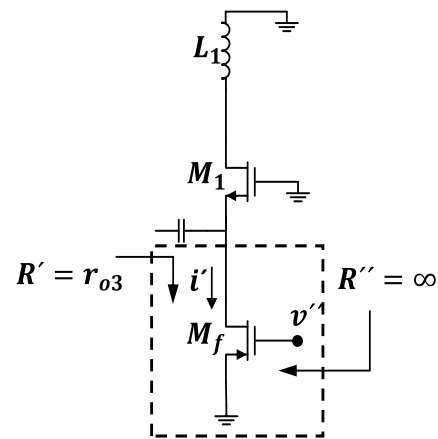
که نشان‌دهنده مقاومت موازی معادل سلف  $L_1$ ،  $R_{p1} = C_{p2} = C_{g3} + C_{gd}(1 + A_2)$  و  $A_2 = g_{m3}R_{p2}$  البته در رابطه فوق با در نظر گرفتن جریان DC کوچک  $M_f$  از مقاومت خروجی آن صرف‌نظر شده است. از رابطه (۱) مشاهده می‌شود که  $Z_{in}$  دارای یک زوج صفر و یک زوج قطب مختلط در اطراف فرکانس قطب  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1C_{p2}}$  است. بنابراین با توجه به ضریب کیفیت پایین‌تر مخرج نسبت به صورت، امپدانس ورودی به صورت شکل (۳) به دست می‌آید.

با توجه به شکل (۳)، مقدار مقاومت ورودی در فرکانس  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1C_{p2}}$  به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}(1 + g_{mf1}R_{p1}g_{m3}R_{p2})} \quad (۲)$$

### ۲-۲- بهره و پهنای باند

با توجه به قرار گرفتن LNA به عنوان اولین طبق فعال در مسیر دریافت، دستیابی به بهره بالا برای تضعیف نویز طبقات بعد به خوبی احساس می‌شود. لذا در LNA پیشنهاد شده از طبقه سورس مشترک برای افزایش بهره استفاده شده است. برای محاسبه بهره LNA پیشنهاد شده به دلیل استفاده از فیدبک موازی-موازی، ابتدا شبکه فیدبک مطابق شکل (۴) شناسایی و اثرات بارگذاری آن محاسبه می‌شود.



شکل (۴): شبکه فیدبک ترانزیستوری با ضریب فیدبک  $\beta = g_{mf}$

با لحاظ کردن اثرات بارگذاری شبکه فیدبک ( $R'$  و  $R''$ ) در تقویت‌کننده حلقه باز نیمه مدار، رابطه بهره ولتاژ و مقاومت انتقالی ( $R_{mf}$ ) آن به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$A_{vs} = \frac{R_{mf}}{\left(\frac{R_s}{2}\right)} \quad (۳)$$

$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta R_m} \quad (۴)$$

شکل (۵) به طور تقریبی مدل سیگنال کوچک نیم‌مدار تقویت‌کننده حلقه باز را برای محاسبه مقاومت انتقالی حلقه باز

عدد نویز LNA پیشنهادشده با استفاده از رابطه کلی زیر محاسبه می‌شود [۱۵]:

$$NF = \frac{1}{A_{vs}^2} \left( \overline{v_{n,out}^2} \right) \quad (14)$$

که  $v_{n,out}^2$  و  $v_{n,RS}^2=4KTRs$  به ترتیب متوسط توان نویز ایجاد شده در خروجی و توان نویز ناشی از مقاومت منبع هستند. همچنین  $A_{vs}$  نشان‌دهنده بهره ولتاژ از ورودی به خروجی در مدار ارائه شده در شکل (۷) است.

$$\begin{aligned} \overline{v_{n,out}^2} &= A_{vs}^2 \left( \overline{v_{n,RS/2}^2} + \left( \frac{1}{g_{m1}} \right)^2 \overline{I_{n1}^2} \right. \\ &+ \left( \frac{2 + g_{m1}R_s}{2g_{m1}R_{P1}} \right)^2 \overline{v_{n,RP1}^2} \\ &+ \left( \frac{2 + g_{m1}R_s}{2g_{m1}g_{m3}R_{P1}} \right)^2 \overline{I_{n3}^2} \\ &\left. + \left( \frac{2 + g_{m1}R_s}{2g_{m1}g_{m3}R_{P1}R_{P2}} \right)^2 \overline{v_{n,RP2}^2} + \left( \frac{R_s}{2} \right)^2 \overline{I_{nf}^2} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

$$A_{vs} = - \frac{2(g_{m1}g_{m3}R_{P1}R_{P2})}{2 + g_{m1}R_s(1 + g_{m3}g_{mf}R_{P1}R_{P2})} \quad (16)$$

$$\overline{I_{ni}^2} = 4KT \frac{\gamma}{\alpha} g_{mi} \quad (17)$$

که  $\gamma$  نشان‌دهنده ضریب نویز حرارتی ترانزیستور MOS و  $\alpha=gm/gd0$  هستند  $gd0$  رسانایی کانال در ولتاژ درین-سورس صفر است. در رابطه (۱۵) از نویز ترانزیستورهای M5 و M7 به دلیل سهم اندک آن‌ها در عدد نویز، صرف‌نظر شده است. با جایگزینی روابط (۱۵) و (۱۶) در (۱۴)، عدد نویز LNA پیشنهادشده به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} NF = 1 + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{2}{g_{m1}R_s} + \frac{\gamma g_{mf}R_s}{\alpha^2} &+ \frac{(2 + g_{m1}R_s)^2}{2g_{m1}^2 R_{P1}R_s} \\ &+ \frac{\gamma (2 + g_{m1}R_s)^2}{\alpha^2 2g_{m1}^2 R_{P1}^2 g_{m3}R_s} \\ &+ \frac{(2 + g_{m1}R_s)^2}{2g_{m1}^2 R_{P1}^2 g_{m3}^2 R_{P2}R_s} + \end{aligned} \quad (16)$$

همان‌طور که در رابطه (۱۶) مشاهده می‌شود، مؤلفه‌های دوم

مطابق شکل (۶) با اعمال فیدبک، فرکانس‌های تشدید  $\omega_1$  و  $\omega_2$  از یکدیگر دور شده و مقدار مقاومت انتقالی در فاصله میان این دو فرکانس تشدید به صورت زیر به دست می‌آید:

$$R_{mf0} = \frac{R_{m0}}{L_1 C_{P2} + g_{mf} R_{m0}} \quad (10)$$

بنابراین، با توجه به رابطه (۳)، بهره ولتاژ نیز دارای دو صفر در فرکانس‌های پایین و دو فرکانس تشدید در  $\omega_{f1}$  و  $\omega_{f2}$  است؛ که پهنای باند Av تعیین می‌کند:

$$\omega_{f1} = \frac{\omega_1}{\left( 1 + \frac{g_{mf}g_{m1}g_{m3}L_2R_s}{C_{P2}(2+g_{m1}R_s)} \right)} \quad (11)$$

$$\omega_{f2} = \omega_2 \left( 1 + \frac{g_{mf}g_{m1}g_{m3}L_2R_s}{C_{P2}(2+g_{m1}R_s)} \right) \quad (12)$$

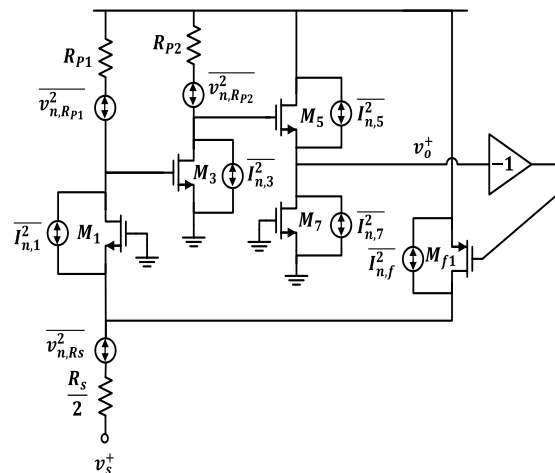
مقدار بهره ولتاژ در فاصله میان این دو فرکانس تشدید به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$A_{vs0} = \frac{2g_{m1}g_{m3}L_2}{C_{P2}(2+g_{m1}R_s) + g_{mf}g_{m1}g_{m3}L_2R_s} \quad (13)$$

با توجه به روابط به دست آمده، می‌توان برای طراحی  $\omega_1$  را در نزدیکی ۵ GHz و  $\omega_2$  را در نزدیکی ۶ GHz انتخاب کرد.

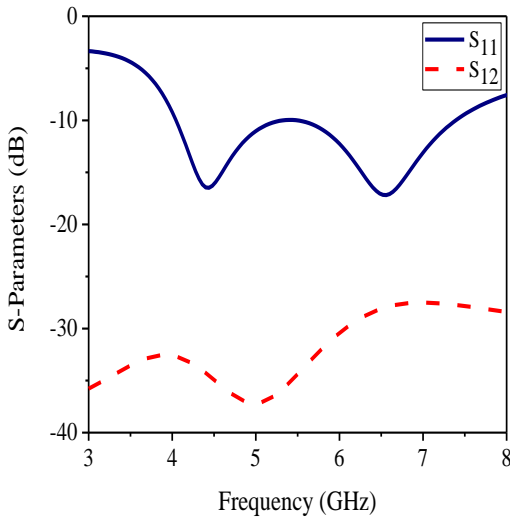
### ۳-۲- تحلیل نویز

برای تحلیل نویز LNA پیشنهادشده با صرف‌نظر از نویز فلیکر، سه منبع نویز حرارتی کانال MOS، نویز حرارتی مقاومت منبع و مقاومت پارازیتی سلف‌ها مطابق شکل (۷) در نظر گرفته می‌شوند.

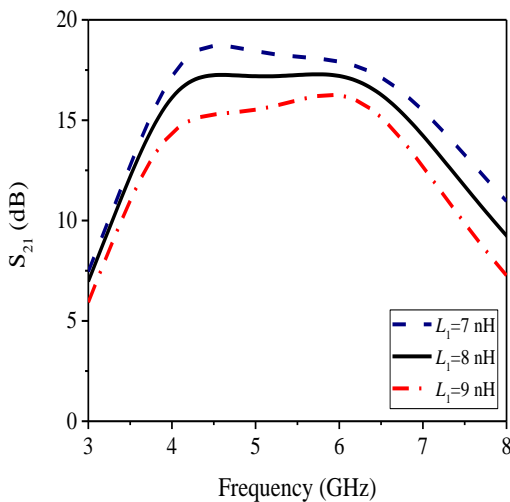


شکل (۷): مدل نیمه مدار تقویت‌کننده پیشنهادشده با منابع نویز حرارتی

LNA (Rmf0) کاهش می‌یابد. از طرف دیگر با افزایش  $L_1$ ، فرکانس تشدید پایین LNA از حدود ۴/۶ GHz به ۴ GHz کاهش می‌یابد. LNA پیشنهاد شده در بازه فرکانسی ۴-۷ GHz، به ازای  $L_1=8$  nH دارای بهره توان صاف و یکنواخت  $17 \pm 0.25$  dB و دارای پهنای باند ۳ dB است.



شکل (۸): شبیه‌سازی تلفات بازگشتی ورودی و بهره توان معکوس



شکل (۹): شبیه‌سازی بهره توان ( $S_{21}$ ) به ازای مقادیر مختلف  $L_1$

در شکل (۱۰) شبیه‌سازی امپدانس و مقاومت ورودی در  $gm_{3,4}=16$  mA/V ارائه شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، پاسخ فرکانسی امپدانس ورودی ( $Z_{in}$ ) مطابق تحلیل تئوری ارائه شده در رابطه (۱) و شکل (۳) بوده و در گستره فرکانسی ۴-۷GHz، مقدار موهومی امپدانس ورودی ناچیز بوده و مقدار حقیقی آن به اندازه امپدانس ورودی نزدیک است. همچنین

و سوم نقش بسزایی در تعیین عدد نویز تقویت‌کننده دارند. به عبارت دیگر، عدد نویز LNA پیشنهاد شده تحت تأثیر ترانزیستور ورودی ( $M_1$ ) و ترانزیستور شبکه فیدبک ( $M_f$ ) خواهد بود. به طوری که برای دستیابی به عدد نویز پایین باید،  $gm_1$  تا حد امکان بزرگ و  $gm_f$  کوچک انتخاب شود. البته در انتخاب مقدار مناسب برای  $gm_1$  باید به مصالحه میان عدد نویز با تطبیق ورودی و توان مصرفی نیز توجه کرد.

### ۳- نتایج شبیه‌سازی و بحث

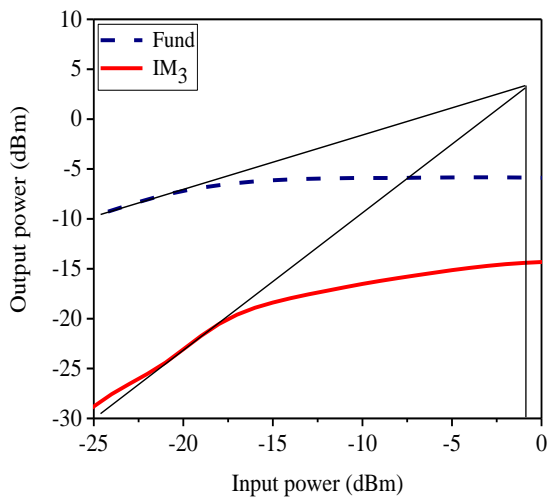
مدار پیشنهاد شده در فناوری CMOS  $0.18 \mu m$  طراحی و با استفاده از نرم‌افزار ADS و مدل شرکت TSMC شبیه‌سازی شده است. با توجه به اهداف طراحی و نتایج به دست آمده از تحلیل تئوری، مقادیر پارامترهای مدار مطابق جدول (۱) انتخاب شده‌اند. توان مصرفی مدار ارائه شده  $8/5$  mW است.

جدول (۱): مقادیر طراحی CG-LNA پیشنهاد شده

پارامتر	ابعاد	جریان	
ترانزیستور	$M_{1,2}$	$40 \times (3/8 \mu m / 0.18 \mu m)$	$I_D = 3/5$ mA
	$M_{3,4}$	$25 \times (2/2 \mu m / 0.18 \mu m)$	$I_D = 0/5$ mA
	$M_{5,6}$	$50 \times (3 \mu m / 0.18 \mu m)$	$I_D = 1/5$ mA
	$M_{7,8}$	$20 \times (2/5 \mu m / 0.18 \mu m)$	$I_D = 1/5$ mA
	$M_f$	$15 \times (2 \mu m / 0.18 \mu m)$	$I_D = 0/1$ mA
المان فشرده	$L_s$	۸ nH	
	$L_1$	۸ nH	
	$L_2$	۴ nH	
	$R_B$	۱۰ k $\Omega$	
	$C_{i,o}$	۴ pF	
ولتاژ بایاس	$V_{B1}$	۰/۶۲ V	
	$V_{B1}$	۰/۶۸ V	

شکل‌های (۹-۸) نتایج شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی LNA پیشنهاد شده را نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل (۸) مشاهده می‌شود تلفات بازگشتی ورودی ( $S_{11}$ )، در بازه فرکانسی ۴-۷ GHz کمتر ۱۰ dB است و دارای دو نقطه کمینه در فرکانس‌های ۴/۵ GHz و ۶/۵ GHz است؛ که نشان می‌دهد امپدانس ورودی در این فرکانس‌ها تطبیق بهتری با مقاومت منبع داشته است. همچنین بهره توان معکوس ( $S_{12}$ ) آن در بازه فرکانسی مورد نظر کمتر از ۲۷ dB است. در شکل (۹) نتیجه شبیه‌سازی بهره‌ی توان ( $S_{21}$ ) LNA به ازای مقادیر مختلف  $L_1$  نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با افزایش مقدار  $L_1$  طبق رابطه (۱۰) مقدار مقاومت انتقالی در پهنای باند

در طراحی ارائه شده  $gm_f = 2/4 \text{ mA/V}$  ( $W_f = 30 \text{ } \mu\text{m}$ ) برای دستیابی به NF کمتر از ۳ dB انتخاب می‌شود. با توجه به این‌که سیگنال‌های فرایه‌ن‌باند دارای چگالی طیفی توان بسیار پایینی می‌باشند، در تقویت‌کننده‌های کم‌نویز فرایه‌ن‌باند، پدیده فشردگی بهره به‌ندرت مورد توجه قرار می‌گیرد، اما به دلیل پهنای باند وسیع این سیستم‌ها و امکان وجود سیگنال‌های تداخلی، پارامتر نقطه تقاطع مرتبه سوم ورودی (IIP3)، مهم‌ترین پارامتر مربوط به خطسانی است [۱۶]. آزمون دو تن برای LNA پیشنهاد شده در فرکانس مرکزی  $5/5 \text{ GHz}$  با فاصله فرکانسی  $4 \text{ MHz}$  (با توجه به فاصله کانال  $4/125 \text{ MHz}$  در فناوری MB-OFDM) انجام شده است. در شکل (۱۲)، نتایج شبیه‌سازی آزمون دو تن با توان ورودی در بازه  $-25 \text{ dBm}$  تا  $0 \text{ dBm}$  ارائه شده است؛ که مقدار IIP3 برابر با  $-1 \text{ dBm}$  را نشان می‌دهد.

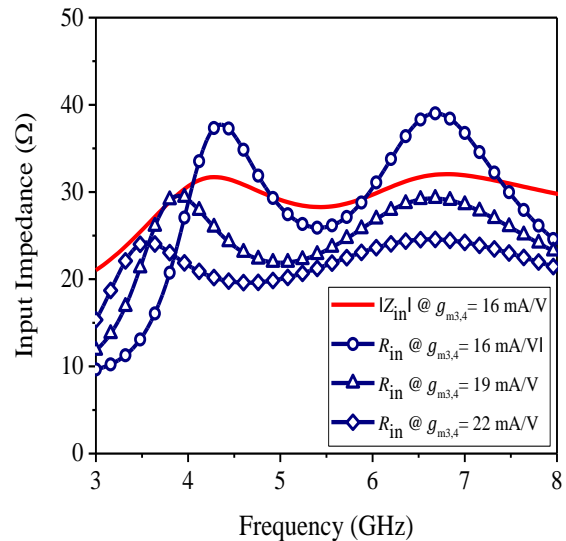


شکل (۱۲): شبیه‌سازی نقطه تقاطع مرتبه سوم

در جدول (۲) مشخصات LNA پیشنهاد شده با تعدادی از تقویت‌کننده‌های کم‌نویز تفاضلی گزارش شده، مقایسه شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، LNA پیشنهاد شده در مقایسه با کارهای دیگران از بهره‌ی توان مستقیم بزرگ‌تر و عدد نویز کمتری برخوردار است. البته باید این نکته را در نظر گرفت که در تعدادی از کارهای ارائه شده در جدول (۲)، نتایج ساخت گزارش شده‌اند و لذا ممکن است نتایج شبیه‌سازی آنها تا حدودی بهتر از مقدار گزارش شده باشند. در این جدول، معیار شایستگی به‌صورت زیر تعریف شده است:

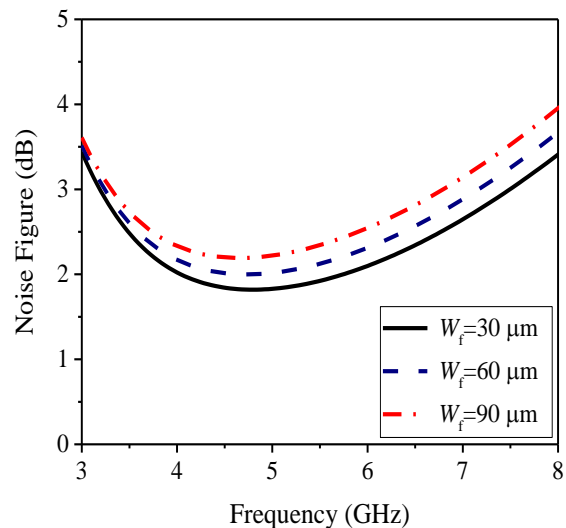
$$FOM = \frac{IIP_{3,mW} |S_{21}| BW_{GHz}}{(|NF| - 1) P_{mW}} \quad (17)$$

مشاهده می‌شود که با افزایش  $gm_3$  و در نتیجه افزایش A2، طبق رابطه (۲) مقاومت ورودی کاهش می‌یابد.



شکل (۱۰): شبیه‌سازی امپدانس ورودی LNA پیشنهاد شده

شکل (۱۱) تغییرات عدد نویز (NF) را به ازای مقادیر مختلف پهنای کانال ترانزیستور  $M_f$  نشان می‌دهد. همان‌طور که در رابطه‌ی (۱۶) مشخص شد، نویز حرارتی ترانزیستور شبکه فیدبک ( $M_f$ ) به‌صورت مستقیم در ورودی تقویت‌کننده قرار گرفته و بر NF تأثیر گذار است.



شکل (۱۱): شبیه‌سازی تغییرات عدد نویز LNA پیشنهاد شده با ابعاد ترانزیستور شبکه فیدبک

لذا برای کاهش عدد نویز باید مقدار ترانسانایی ترانزیستور شبکه فیدبک ( $gm_f$ ) تا حد امکان کوچک انتخاب شود. اما با توجه به تأثیر آن بر امپدانس ورودی، مقدار  $gm_f$  طوری انتخاب می‌شود که میان امپدانس ورودی و عدد نویز مصالحه ایجاد شود.

جدول (۲): مقایسه عملکرد تقویت کننده پیشنهاد شده با دیگر تقویت کننده های کم نویز تفاضلی گزارش شده

مراجع	[۱۱]	[۱۷]	[۱۸]	[۱۹]	[۲۰]	مدار پیشنهاد شده
سال	۲۰۱۲	۲۰۱۳	۲۰۱۴	۲۰۰۸	۲۰۱۵	۲۰۱۸
فناوری	۰/۱۸ $\mu\text{m}$	۰/۱۸ $\mu\text{m}$	۰/۱۸ $\mu\text{m}$	۰/۱۸ $\mu\text{m}$	۰/۰۹ $\mu\text{m}$	۰/۱۸ $\mu\text{m}$
نوع ساختار	تفاضلی	تفاضلی	تفاضلی	تفاضلی	تفاضلی	تفاضلی
نحوه اندازه گیری	ساخت	ساخت	ساخت	ساخت	شبیه سازی	شبیه سازی
BW (GHz)	۰/۳-۰/۹۲	۲/۲-۱۲/۲	۲/۵-۱۱/۷	۱/۷-۱۲	۲/۴-۱۰/۴	۴-۷
NF(dB)	۳/۷	۲/۶	۶/۸	۴/۷	۳/۵	۲/۷
$S_{21}$ (dB)	۲۱	۱۲	۶/۵	۱۰/۷	۹/۵	۱۷
$S_{11}$ (dB)	<-۱۰	<-۱۰	<-۱۰	<-۱۰	<-۱۱/۲	<-۱۰
IIP3(dBm)	-۳/۲	۲/۱	-۱	-۵/۱	۱۳/۱	-۱
Power(mW)	۳/۶	۱۰/۸	۸	۸/۶	۱۴/۸	۸/۵
$V_{DD}$ (V)	۱/۸	۱/۸	۱/۸	۱/۸	۱/۲	۰/۷۵
FOM	۱۵/۶۲	۱۷/۸۸	۱/۳۸	۲/۲۲	۳/۸۸	۱۶/۲

#### ۴- نتیجه گیری

در این مقاله، یک تقویت کننده کم نویز تمام تفاضلی با استفاده از فناوری CMOS  $0.18 \mu\text{m}$  برای کاربرد در باند فرکانسی ۴-۷ GHz ارائه شده است. در LNA پیشنهاد شده از فیدبک منفی برای افزایش درجه آزادی ترانسپاریتاسی ترانزیستور ورودی و دستیابی هم زمان به توان پایین، بهره توان بالا و تطبیق ورودی مناسب استفاده شده است. همچنین استفاده از شبکه فیدبک ترانزیستوری PMOS، سبب عدم نیاز LNA پیشنهاد شده به سطح ولتاژ تغذیه بالا برای بایاس ترانزیستورها و نیز محدود نشدن ولتاژ اضافه تحریک ترانزیستور ورودی و در نتیجه بهبود وضعیت خطسانی آن شده است. توان مصرفی LNA پیشنهاد شده  $8.5 \text{ mW}$  از ولتاژ تغذیه پایین  $V_{DD}=0.75 \text{ V}$  است.

#### ۵- مراجع

- [4] A. Ismail and A. A. Abidi, "A 3-10-GHz low-noise amplifier with wideband LC-ladder matching network," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, no. 12, pp. 2269-2277, Dec. 2004.
- [5] J-H. C. Zhan and S. S. Taylor, "A 5GHz resistive-feedback CMOS LNA for low-cost multi-standard applications," 2006 IEEE International Solid State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, San Francisco, CA, 2006, pp. 721-730.
- [6] M. T. Reihha, J. R. Long and J. J. Pekarik, "A 1.2 V reactive-feedback 3.1-10.6 GHz ultrawideband low-noise amplifier in  $0.13 \mu\text{m}$  CMOS," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006, San Francisco, CA, 2006, pp. 4 pp. 1023-1033.
- [7] B. M. Ballweber, R. Gupta, and D. J. Allstot, "A fully integrated 0.5-5.5 GHz CMOS distributed amplifier," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 2, pp. 231-239, Feb. 2000.
- [8] Y.-J. Lin, S. 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 Components Letters, vol. 17, no. 3, pp. 232-234, Mar. 2007.
- [9] J. Lee, H. Park, H. Chang, and T. Yun, "Low-power UWB LNA with common-gate and current-reuse techniques," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 6, no. 7, pp. 793-799, 2012.
- [10] J. Y. Lee, J. H. Ham, Y. S. Lee, and T. Y. Yun, "CMOS LNA for full-band ultra-wideband systems using a simple wide input matching network," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 4, no. 12, pp. 2155-2159, 2010.
- [11] S. Woo, W. Kim, C.-H. Lee, H. Kim, and J. Laskar, "A Wideband low-power CMOS LNA with Positive-Negative feedback for noise, gain, and Linearity optimization," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 10, pp. 3169-3178, Oct. 2012.
- [12] J. Kim, S. Hoyos, and J. Silva-Martinez, "Wideband common-gate CMOS LNA employing dual negative
- [1] S. Ziabakhsh, H. Alavi-Rad, and M. C. E. Yagoub, "A high-gain low-power 2-14GHz ultra-wide-band CMOS LNA for wireless receivers," AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 66, no. 9, pp. 727-731, Sep. 2012.
- [2] K. Siwiak, P. Withington and S. Phelan, "Ultra-wide band radio: the emergence of an important new technology," IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202), Rhodes, 2001, pp. 1169-1172.
- [3] FCC, Washington D.C.20554, "First report and order, revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems," ET Docket 98-153, Apr. 2002.



- [17] R.-F. Ye, T.-S. Horng, and J.-M. Wu, "Two CMOS dual-feedback common-gate low-noise amplifiers with Wideband input and noise matching," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 10, pp. 3690–3699, Oct. 2013.
- [18] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5672–5680, Oct. 2014.
- [19] H. Zhang and G. Chen, "Design of a fully differential CMOS LNA for 3.1–10.6 GHz UWB communication systems," *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, vol. 15, no. 4, pp. 107–111, Dec. 2008.
- [20] B. Mazhab 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, Feb. 2015.
- feedback with simultaneous noise, gain, and bandwidth optimization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 9, pp. 2340–2351, Sep. 2010.
- [13] A. Liscidini, M. Brandolini, D. Sanzogni, and R. Castello, "A 0.13  $\mu\text{m}$  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, Apr. 2006.
- [14] A. Liscidini, G. Martini, D. Mastantuono, and R. Castello, "Analysis and design of Configurable LNAs in feedback common-gate Topologies," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, no. 8, pp. 733–737, Aug. 2008.
- [15] B. Razavi, *RF microelectronics*, 2nd ed. Boston, MA, United States: Prentice Hall, 2011.
- [16] Y. Lu, K. S. Yeo, A. Cabuk, Jianguo, M. A. Do, and Z. Lu, "A novel CMOS low-noise amplifier design for 3.1- to 10.6-GHz ultra-wide-band wireless receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 8, pp. 1683–1692, Aug. 2006.

