

## طراحی یک تقویت کننده کم نویز چند باند با شبکه تطبیق قابل تنظیم و عدد نویز کم برای کاربردهای چند استاندارد

رضا رضایی سیه‌رود<sup>۱</sup>، جواد باوند حسینی<sup>۲</sup>، عبدالرضا رحمتی<sup>۳</sup>

<sup>۱</sup> کارشناسی ارشد برق الکترونیک، دانشگاه علم و صنعت ایران، reza.rezaei.90@gmail.com

<sup>۲</sup> استادیار دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

<sup>۳</sup> دانشیار دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۱۰/۱۹ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۰۷/۰۳

### چکیده

در این مقاله طراحی و شبیه‌سازی یک تقویت‌کننده کم نویز چند باند با شبکه ورودی قابل تنظیم برای کاربردهای چند استاندارد ارائه شده است. این LNA قادر به عملکرد تک باند و دو باند هم‌زمان می‌باشد. در مدار پیشنهادی از سه کلید برای تغییر ساختار و یک ولتاژ کنترل جهت تغییر باندهای عملکردی استفاده شده است. با این روش توانسته‌ایم تا ۵ باند فرکانسی را پوشش دهیم. این LNA در تکنولوژی 0.18 $\mu$ m CMOS شرکت TSMC طراحی و شبیه‌سازی شده است. ساختار ارائه شده جهت استفاده در گیرنده‌های چند استاندارد و کاربردهای SDR مناسب است. نتایج شبیه‌سازی عدد نویز کمتر از ۲/۲ dB،  $S_{11}$  کمتر از -۱۶ dB و  $S_{21}$  بالاتر از ۱۲/۳ dB را برای تمام باندهای فرکانسی ارائه می‌دهد. این ساختار از منبع تغذیه ۱/۵ ولتی، به مقدار ۸/۵۵ میلی‌وات توان مصرف می‌کند. ساختار پیشنهادی در مقایسه با کارهای پیشین، تعداد باند بیشتری را پشتیبانی کرده و عدد نویز بهتری دارد. بهره و خطیگی تقویت‌کننده پیشنهادی نیز در مقایسه با ساختارهای مشابه مقدار قابل قبولی دارد.

### کلیدواژه

تقویت کننده کم نویز، چند باند، چند استاندارد، دو باند هم‌زمان، SDR

### مقدمه

دریافت دو یا چند فرکانس به صورت هم‌زمان باشد. با این حال مشکلات عمده‌ای در تحقق گیرنده SDR وجود دارد که یکی از آن‌ها پهنای باند محدود شبکه تطبیق تقویت کننده کم نویز (LNA) است [۲].

LNA به عنوان کلیدی‌ترین قسمت یک گیرنده محسوب می‌شود و عمده‌ترین نقش را در تعیین عدد نویز و محدوده فرکانسی کل دارد. لذا باید تقویت‌کننده‌ای طراحی شود که بتواند چندین باند فرکانسی را به صورت هم‌زمان دریافت و یا به صورت پویا قابلیت پیکربندی مجدد داشته و روی باندهای فرکانسی مختلف عمل کند [۳].

به سه طریق می‌توان محدوده عملکردی LNA را افزایش داد. روش اول موازی کردن چندین LNA که هر کدام بر روی فرکانس خاصی تنظیم شده است می‌باشد. اما این روش به دلیل افزایش توان و سطح مصرفی کارآمد نیست [۴]. روش دوم استفاده از LNAهای پهن باند است که به طور هم‌زمان محدوده فرکانسی وسیعی را پوشش می‌دهند. با این حال، در این نوع LNAها تداخل‌گرهای خارج از باند فیلتر نشده و به همراه سیگنال اصلی وارد تقویت‌کننده می‌شوند و باعث تحمیل الزامات خطیگی سخت‌گیرانه‌ای به طبقات بعدی گیرنده

از اوایل سال ۱۹۹۰، استانداردهای مخابراتی بی‌سیم جدید و انتقال در محدوده گیگاهرتز مورد توجه قرار گرفتند. به دلیل این که هزینه ساخت یک افزاره و سیستم سازگار با هر استاندارد خاص بسیار بالاست، بیشتر استانداردهای مخابراتی با یکدیگر همکاری دارند. امروزه تقاضا برای تک سیستمی که قابلیت پشتیبانی از چندین استاندارد را در طول محدوده وسیعی از باندهای فرکانسی داشته باشد، افزایش یافته است. به همین دلیل، یافتن یک راه حل برای ساخت یک وسیله قابل حمل چند استاندارد کاملاً مجتمع و کم‌هزینه توجه محققان زیادی را به خود جلب کرده است.

یک طرح رادیویی چند استاندارد که می‌تواند راه حلی برای سیستم‌های چند استاندارد باشد، رادیوی مبتنی بر نرم‌افزار (SDR) است [۱]. در حالت ایده‌آل یک گیرنده SDR باید به گونه‌ای باشد که بتواند هر کانال دلخواه از هر باند فرکانسی را دریافت کند. علاوه بر این، پیاده‌سازی موفق SDR باید قادر به

<sup>۱</sup> Software Defined Radio

است، با این حال ادوات فعال کاملاً نویزی بوده و مناسب برای قرار گرفتن در ورودی LNA نیستند. در برخی کارهای دیگر از بانک سلفی یا سلف‌های چند مسیره و قرار دادن انتخابی آن در مسیر سیگنال [۸] استفاده شده است. اما این روش‌ها نیز به دلیل استفاده از سلف‌های متعدد سطح بزرگی را اشغال می‌کنند. معمولاً بهترین کاربرد بانک سلفی، استفاده از آن در شبکه بار است.

جهت رسیدن به تطبیق دو باند در این مقاله از یک فیلتر در ورودی طبقه سورس مشترک استفاده شده است که در شکل ۲ مشاهده می‌شود. امپدانس این فیلتر برابر است با:

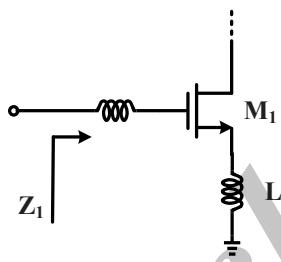
$$Z_2(s) = \frac{s^2 C_1 L_1 + 1}{s [s^2 C_1 C_2 L_1 + (C_1 + C_2)]} = \frac{(s^2 + \omega_s^2)}{s C_2 (s^2 + \omega_p^2)} \quad (3)$$

که در آن  $\omega_s$  و  $\omega_p$  به صورت زیر تعریف می‌شوند:

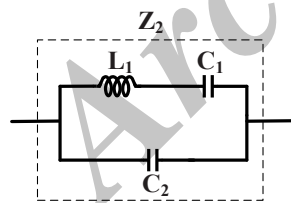
$$\omega_s^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \quad (4)$$

$$\omega_p^2 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_1} \quad (5)$$

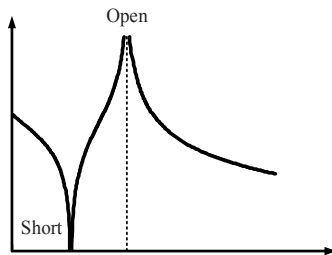
رفتار فیلتر اضافه شده بر حسب فرکانس به صورت نشان داده شده در شکل ۳ است و همانطور که مشاهده می‌شود  $\omega_s < \omega_p$  می‌باشد. ترکیب این فیلتر با ساختار سورس مشترک، عملکرد دوباند را محقق می‌سازد.



شکل ۱. طبقه سورس مشترک معمولی با سلف دیجنریشن



شکل ۲. فیلتر استفاده شده در ورودی



شکل ۳. رفتار امپدانس فیلتر ورودی نسبت به فرکانس

می‌گردند [۵]. در روش سوم، می‌توان از ساختارهای چند باند که قابلیت پشتیبانی از چندین باند فرکانسی را دارند استفاده کرد.

این LNAها ممکن است به صورت قابل پیکربندی مجدد در نظر گرفته شوند، و یا به نحوی طراحی شوند که بتوانند به صورت همزمان در دو یا چند باند فرکانسی عمل کنند و یا با استفاده از یک ولتاژ کنترل مقدار اجزای قرار گرفته در مدار را تغییر داده و منجر به تغییر عملکرد شوند. این گونه‌ها به ترتیب، غیر هم‌زمان، هم‌زمان و شبه هم‌زمان نامیده می‌شوند.

در این مقاله، یک تقویت‌کننده کم‌نویز با قابلیت عملکرد تک‌باند و دو باند هم‌زمان در دو حالت مختلف ارائه شده است. این ساختار با استفاده از یک ورکتور در شبکه تطبیق ورودی، شرایط لازم برای عملکرد دو باند هم‌زمان را در دو حالت مختلف برآورده می‌کند. هم‌چنین شبکه خروجی نیز به نحوی طراحی شده است که در هر حالت عملکردی مطابقت خوبی با شبکه تطبیق ورودی داشته باشد.

## طراحی تقویت کننده کم نویز پیشنهادی

در طراحی LNA باریک‌باند معمولاً از ساختار سورس مشترک با دیجنریشن سلفی استفاده می‌شود. این ساختار به صورت ذاتی عدد نویز کمی دارد. با اعمال تغییراتی در ورودی و خروجی این ساختار می‌توان به عملکردهای متنوع بسته به کاربرد مورد نظر دست یافت. در ادامه مراحل طراحی ساختار پیشنهادی را بیان می‌کنیم.

### طراحی و تحلیل شبکه تطبیق ورودی

شکل ۱ طبقه سورس مشترک معمولی را نشان می‌دهد. امپدانس ورودی این ساختار برابر است با:

$$Z(s) = g_m \frac{L_s}{C_{gs}} + s(L_g + L_s) + \frac{1}{sC_{gs}} \quad (1)$$

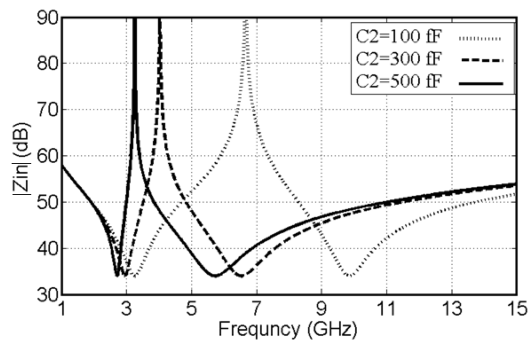
با محاسبه معادله‌ی مشخصه‌ی این ساختار، خواهیم داشت:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{gs}(L_s + L_g)}} \quad (2)$$

همانطور که مشاهده می‌شود، فرکانس عملکردی را می‌توان با تغییر  $L_s$ ،  $L_g$  و  $C_{gs}$  تغییر داد. اما به دلیل اینکه تغییر  $L_s$  و  $C_{gs}$  در بخش حقیقی امپدانس که باید جهت برقراری تطبیق همواره برابر امپدانس مشخصه‌ی آنتن باشد اثر می‌گذارد، تنها راه تنظیم فرکانس، تغییر  $L_g$  است.

در [۶] یک LNA با سلف قابل تنظیم ارائه شده است، اما مشکل این ساختار عدد نویز بالای آن است. در [۷] از یک سلف فعال قابل تنظیم جهت رسیدن به پهنای باند وسیع استفاده شده

سلف متغیر، در ساختار پیشنهادی از یک خازن متغیر با ولتاژ استفاده می‌کنیم. این خازن یک ورکتور است که با استفاده از یک ترانزیستور که درین سورس آن به هم وصل شده، پیاده‌سازی شده است. هدف ما این است که باند اول (باند پایین تر) ثابت بماند و باند بلایی متغیر باشد. به این منظور باید محل صفر ثابت باشد و محل قطب تغییر نماید. روابط (۴) و (۵) به وضوح نشان می‌دهند که این امر با تغییر  $C_2$  محقق می‌شود. شکل ۵ رفتار امپدانس ورودی شبکه حاصل را به ازای مقادیر مختلف  $C_2$  نشان می‌دهد.



شکل ۵. رفتار امپدانس ورودی کل نسبت به فرکانس با مقادیر مختلف  $C_2$  همانطور که مشاهده می‌شود، دو فرکانس عملکردی را به صورت همزمان بدست آورده‌ایم و با تغییر خازن فرکانس‌های عملکردی جابه‌جا می‌شوند.

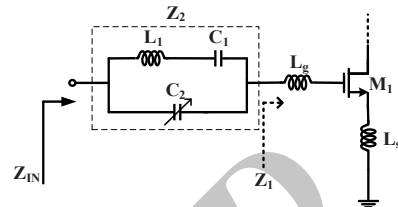
#### مدل ورکتور

خازن‌های کنترل شده با ولتاژ (ورکتورها) نقش مهمی را در ادوات غیر فعال RF بازی می‌کنند. برای پیاده‌سازی ورکتور با ترانزیستور MOS، درین و سورس آن به هم وصل شده و تنها خازن گیت سورس آن دیده می‌شود که اندازه این خازن با تغییر ولتاژ گیت، تغییر می‌کند. یک ورکتور را می‌توان به صورت مدار شکل ۶ مدل کرد.

در این مدل،  $C_s$  به اتصال سری پیوند خازن اکسید گیت و خازن ناحیه تخلیه در سلیکون زیر اکسید اشاره می‌کند.  $C_f$  نشان‌دهنده خازن‌های پراکنده است که به طور عمده با دیواره‌های کناری گیت وابسته می‌باشد.  $L_g$  و  $R_{poly}$  به ترتیب به ترتیب سلف و مقاومت پارازیتیکی الکتروود گیت می‌باشد.  $R_{well}$ ،  $R_{sub}$  و  $C_{sub1}$  اجزای مربوط به زیرلایه هستند.  $R_{sub}$  مقاومت عمودی چاه  $n$ ،  $C_{sub1}$  خازن تخلیه مابین چاه  $n$  و زیرلایه  $p$  و در نهایت ترکیب موازی  $R_{sub}$  و  $C_{sub2}$  زیرلایه سلیکون دارای تلفات را مدل می‌کند.  $R_{sd}$  نیز نشان‌دهنده مقاومت نواحی سورس و درین می‌باشد. معادلات مربوط به تمامی اجزای مدل ورکتور در [۹] بیان شده است.

در شکل ۷ تغییر خازن ورکتور را به ازای ولتاژهای گیت مختلف نشان می‌دهد [۱۰]. با توجه به این شکل مشاهده

قطب به وجود آمده باعث بینهایت شدن امپدانس ورودی و در نتیجه کاهش شدید بهره تقویت کننده می‌شود. برعکس، صفر این مدار به معنی انتقال حداکثر توان سیگنال به ورودی LNA است و باعث اوج بهره در فرکانس قطب می‌شود. ما در طرح خود دو باند مجزا داریم که قطب مذکور این دو باند را از هم جدا می‌کند، زیرا باعث کاهش شدید بهره در بین دو باند می‌شود.



شکل ۴. شبکه تطبیق پیشنهادی

در نهایت شبکه ورودی به صورت شکل ۴ بدست می‌آید. امپدانس ورودی کل با جای‌گذاری  $z\omega$  به جای  $s$  می‌توان آن را به صورت زیر نوشت:

$$Z_{IN}(\omega) = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right. \quad (6)$$

$$\left. + \frac{\omega^2 C_1 L_1 - 1}{\omega [(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2 L_1]} \right\}$$

جهت ایجاد تطبیق کامل باید شرایط زیر را برآورده کنیم:

$$\text{Re}\{Z_{IN}\} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s = 50 \Omega \quad (7)$$

$$\text{Im}\{Z_{IN}\} = \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{\omega^2 C_1 L_1 - 1}{\omega [(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2 L_1]} = 0 \quad (8)$$

از حل معادله (۸) می‌توانیم فرکانس‌های عملکردی به صورت زیر بدست می‌آوریم:

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{b \mp \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (9)$$

که در آن  $A$ ،  $B$  و  $C$  به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$a = C_1 C_2 C_{gs} L_1 (L_s + L_g) \quad (10)$$

$$b = C_1 C_2 L_1 + C_1 C_{gs} L_1 + C_{gs} (C_1 + C_2) (L_s + L_g) \quad (11)$$

$$c = C_1 + C_2 + C_{gs} \quad (12)$$

هم‌چنین قطب رابطه‌ی امپدانس ورودی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\omega_{pole} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_1}} \quad (13)$$

با تنظیم فرکانس قطب مابین فرکانس‌های عملکردی، یک معادله دیگر نیز برای طراحی خواهیم داشت.

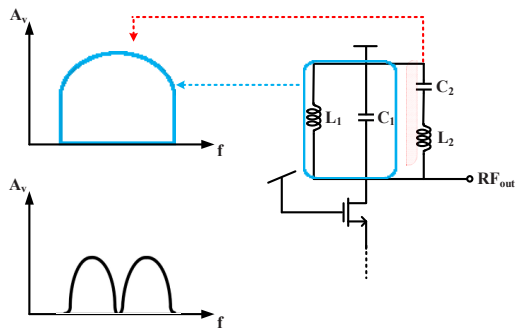
علاوه بر فیلتر اضافه شده که منجر به عملکرد دو باند می‌شود، می‌توان با تغییر یک از پارامترهای شبکه تطبیق، محل فرکانس‌های عملکردی را تغییر داد. با توجه به مشکلات تحقق

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{\left(\frac{C_1}{C_2}\right) + \left(\frac{L_2}{L_1}\right) + 1 \mp \sqrt{\left[\left(\frac{C_1}{C_2}\right) + \left(\frac{L_2}{L_1}\right) + 1\right]^2 - 4\frac{C_1 L_2}{C_2 L_1}}}{2C_1 L_2} \quad (15)$$

با داشتن  $\omega_1$  و  $\omega_2$  و نیز تعریف دو پارامتر X و Y به ترتیب به صورت جمع و ضرب ریشه‌ها، و در نهایت تعریف فرکانس بریدگی به صورت میانگین دو فرکانس عملکردی، بدست آوردن مقادیر طراحی آسان تر می‌گردد. فرکانس بریدگی را برابر با صفر امپدانس ورودی در نظر می‌گیریم، یعنی:

$$\omega_{notch}^2 = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (16)$$

اکنون با فرض مقداری دلخواه برای  $C_2$  می‌توان سایر پارامترها را از معادلات معرفی شده بدست آورد.



شکل ۸. نحوه ایجاد بهره دوبند

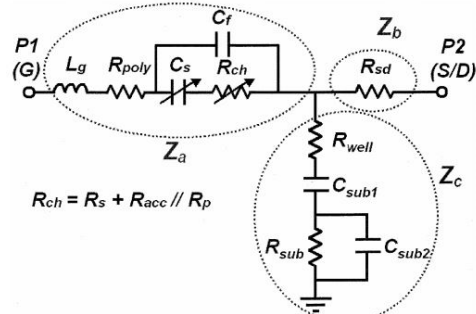
### تحلیل نویز

نویز یکی از مهمترین ملاحظات در طراحی LNA می‌باشد که تاثیرپذیری شدیدی از ادوات قرار گرفته در ورودی دارد. لذا باید دقت زیادی را هنگام اضافه کردن هر جزء جدید به مدار خرج کنیم و تاثیر تمامی ادواتی را که در ورودی قرار می‌گیرند در نظر بگیریم. شکل ۹ مدار معادل طبقه ورودی را برای تحلیل نویز نشان می‌دهد.

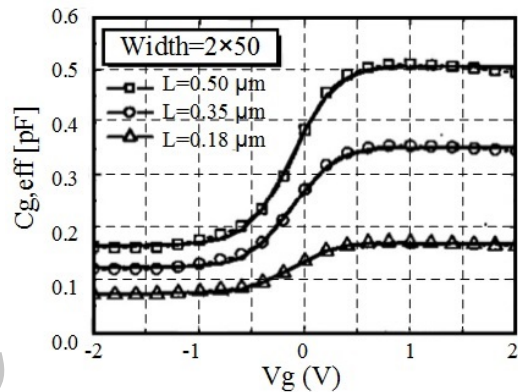
مقاومت‌های  $R_{L1}$  و  $R_{Lg}$  به ترتیب مقاومت‌های پارازیتیک سلف-های  $L_1$  و  $L_g$  می‌باشند. سلف  $L_s$  در عمل مقدار کوچکی دارد و معمولاً در نظر گرفته نمی‌شود [۲]. به منظور سادگی در تحلیل، تنها منابع نویز حرارتی کانال درین و نویز القایی گیت ترانزیستور در نظر گرفته شده است. همچنین بهره LNA به اندازه کافی بزرگ فرض شده است تا بتوان از نویز شبکه بار و ترانزیستور کسکود M2 صرف نظر کرد.

جهت تحلیل نویز از روش به کار گرفته شده در [۵] استفاده کرده‌ایم. در این روش اثر هر یک از منابع نویز را در جریان اتصال کوتاه خروجی محاسبه می‌کنیم.

می‌شود که با تغییر ولتاژ خازن مؤثر و رکتور افزایش یافته و می‌تواند فرکانس‌های عملکردی را تغییر دهد.



شکل ۶. مدار معادل یک و رکتور MOS [۹]



شکل ۷. نمودار خازن مؤثر و رکتور نسبت به ولتاژ با طول‌های مختلف [۱۰]

### شبکه تطبیق خروجی

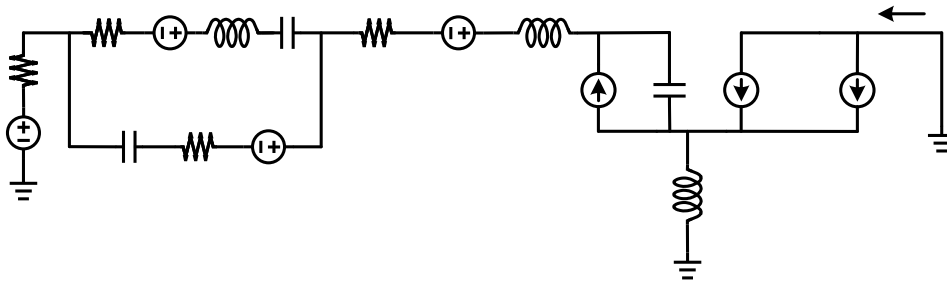
پاسخ کل خروجی LNA ترکیبی از شبکه تطبیق ورودی و نیز شبکه بار می‌باشد که جهت جلوگیری از تضعیف غیر ضروری سیگنال، پاسخ فرکانسی شبکه بار باید با شبکه ورودی مطابقت داشته باشد.

به منظور دستیابی به بهره‌ی چندباند شبکه بار درین باید امپدانس بالایی را تنها در باندهای فرکانس‌های مورد نظر از خود نشان دهد. اضافه کردن شاخه LC سری به صورت موازی با تانک LC موازی می‌تواند این نیاز را برآورده سازد. دو شبکه‌ی LC (سری و موازی) یک فرکانس بریدگی را تعیین می‌کنند که در واقع به منزله ایجاد دو باند فرکانسی است. این بریدگی به منظور افزایش رد تصویر گیرنده مورد استفاده قرار می‌گیرد. این مفهوم در شکل ۸ نشان داده شده است.

امپدانس حاصل از شبکه خروجی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$Z(j\omega) = \frac{j\omega L_1(1 - \omega^2 L_2 C_2)}{1 - \omega^2(L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_1 C_2) + \omega^4 L_1 C_1 L_2 C_2} \quad (14)$$

با حل معادله‌ی مشخصه، فرکانس‌های عملکردی برابر است با:



شکل ۹. مدار معادل ورودی جهت محاسبه نویز

خازن متغیر  $C_2$  تنها نویز ناشی از مقاومت مؤثر خود را به مدار اضافه می‌کند. با محاسبه این نویز داریم:

$$i_{sc, varactor} = \frac{g_m C_{var} (1 + C_1 R_{L1} s + C_1 L_1 s^2) v_{n, varactor}}{A + sB + s^2 C + s^3 D + s^4 E} \quad (31)$$

در نهایت فاکتور نویز LNA پیشنهادی به صورت رابطه (۳۲) می‌باشد و عدد نویز برابر  $20 \log(F)$  خواهد بود.

$$F = 1 + \frac{i_{sc, L1}^2 + i_{sc, Lg}^2 + (i_{sc, g} + i_{sc, d})^2 + i_{sc, varactor}^2}{i_{sc, S}^2} \quad (32)$$

جهت کاهش عدد نویز در پیاده‌سازی سلف‌های شبکه تطبیق باید دقت داشت تا اندازه مقاومت پارازیتیک سلف‌ها تا حد امکان کوچک باشد.

#### ساختار نهایی

LNA پیشنهادی مبتنی بر ساختار سورس مشترک معمولی با شبکه تطبیق چند حالت جدید می‌باشد. از ساختار کسکود جهت ایزولاسیون معکوس بهتر و افزایش بهره استفاده شده است. در شبکه تطبیق خروجی هم از یک تانک LC جهت داشتن پاسخ چند باند استفاده شده است. به منظور تغییر حالت عملکردی، کلیدهایی در ورودی اضافه شده است. اندازه ترانزیستورهای کلید SW0، SW1 و SW2 تا جایی حداکثر شده‌اند که مقاومت سری حالت روشن حداقل شود و در نتیجه

$$A = C_1 + C_2 + C_{gs} \quad (17)$$

$$B = C_{gs} \left[ R_{var} C_{var} \left( 1 + \frac{C_f}{C_{gs}} \right) + R_{L1} C_1 \left( 1 + \frac{C_{var}}{C_{gs}} \right) + (C_1 + C_{var}) \left( R_{Lg} + R_s + g_m \frac{L_s}{C_{gs}} \right) \right] \quad (18)$$

$$C = C_{gs} \left\{ C_1 C_{var} \left[ (R_{L1} + R_{var}) \left( R_{Lg} + R_s + g_m \frac{L_s}{C_{gs}} \right) + R_{L1} R_{var} + \frac{L_1}{C_{gs}} \right] + (C_1 + C_{var}) (L_s + L_g) + C_1 L_1 \right\} \quad (19)$$

$$D = C_{gs} C_1 C_{var} \left[ g_m \frac{L_s L_1}{C_{gs}} + R_{var} (L_1 + L_s + L_g) + R_{L1} (L_s + L_g) + L_1 (R_s + R_{Lg}) \right] \quad (20)$$

$$E = C_{gs} C_1 C_{var} L_1 (L_s + L_g) \quad (21)$$

$$F = C_1 (R_{L1} + R_s + R_{Lg}) + C_{var} (R_{var} + R_s + R_{Lg}) \quad (22)$$

$$G = (C_1 + C_{var}) (L_s + L_g) + C_1 C_{var} \left[ R_{L1} (R_s + R_{Lg} + R_{var}) + R_{var} (R_s + R_{Lg}) \right] + C_1 L_1 \quad (23)$$

$$H = C_1 C_{var} \left[ (R_{L1} + R_{var}) (L_s + L_g) + L_1 (R_s + R_{Lg} + R_{var}) \right] \quad (24)$$

$$I = g_m C_1 C_{var} L_1 (L_s + L_g) \quad (25)$$

به منظور تحلیل نویز، ابتدا پارامترهایی را به صورت روابط (۱۷) تا (۲۵) تعریف می‌کنیم.

برای نویز منبع داریم:

$$i_{sc, S} = \frac{g_m (C_1 + C_{var} + C_1 C_{var} (R_{L1} + R_{var}) s + C_1 C_{var} L_1 s^2) v_{n, S}}{A + sB + s^2 C + s^3 D + s^4 E} \quad (26)$$

نویز مقاومت پارازیتیک سلف  $L_1$  به صورت زیر است:

$$i_{sc, L1} = \frac{g_m (C_1 + C_1 C_{var} R_{var} s) v_{n, L1}}{A + sB + s^2 C + s^3 D + s^4 E} \quad (27)$$

نویز مقاومت پارازیتیک سلف  $L_g$  بدین صورت خواهد بود:

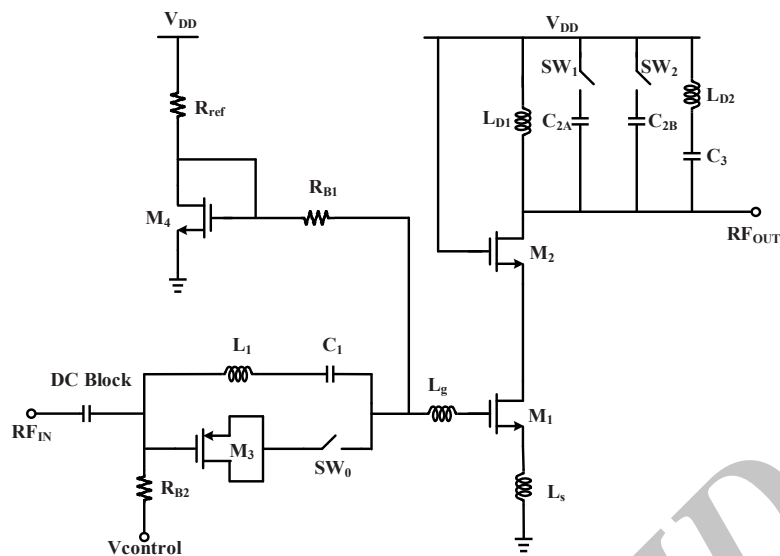
$$i_{sc, Lg} = \frac{g_m (C_1 + C_{var} + C_1 C_{var} (R_{L1} + R_{var}) s + C_1 C_{var} L_1 s^2) v_{n, Lg}}{A + sB + s^2 C + s^3 D + s^4 E} \quad (28)$$

نویز الفایی گیت به صورت زیر بدست می‌آید:

$$i_{sc, g} = \frac{g_m (1 + Fs + Gs^2 + Hs^3 + Is^4) i_{n, g}}{s [A + sB + s^2 C + s^3 D + s^4 E]} \quad (29)$$

برای نویز کانال حرارتی درین نیز خواهیم داشت:

$$i_{sc, d} = i_{n, d} - \frac{g_m L_s [(C_1 + C_{var}) s + C_1 C_{var} (R_{L1} + R_{var}) s^2 + L_1 s^3] i_{n, d}}{A + sB + s^2 C + s^3 D + s^4 E} \quad (30)$$



شکل ۱۰. ساختار کلی مدار پیشنهادی

با توجه به وضعیت کلیدهای موجود امکان دو حالت عملکردی در مدار وجود دارد که در جدول ۱ به همراه فرکانس‌های عملکردی نشان داده شده است.

تطبیق خروجی به وسیله مولفه اهمی امپدانس مدار LC درین به وجود آمده است. سلف های LD1 و LD2 به ترتیب دارای مقاومت اهمی سری به ترتیب ۶ و ۹ اهم است که منجر به امپدانس خروجی نزدیک به ۵۰ اهم در باند عملکرد تقویت کننده می‌شود. مقادیر سلفهای مدار در جدول ۲ ذکر شده است.

جدول ۱. حالت‌های عملکردی ساختار پیشنهادی

حالت	عملکرد	SW0	SW1	SW2	V <sub>control</sub>	f <sub>c</sub> (GHz)
۱	تک‌باند	0	0	0	-	3.17
۲	دو باند	1	1	1	0 V	2.4 / 5.3
		1	1	0	1.5 V	2.6 / 5.8

جدول ۲. اندازه سلفهای بکار رفته در مدار

سلف‌ها	شعاع (r) بر حسب μm	تعداد دور	مقدار بر حسب nH
L <sub>1</sub>	108	5.5	6
L <sub>g</sub>	97.93	5.5	5.45
L <sub>s</sub>	30	2	0.3
LD1	76.5	4	2.33
LD2	83.06	4.5	3.16

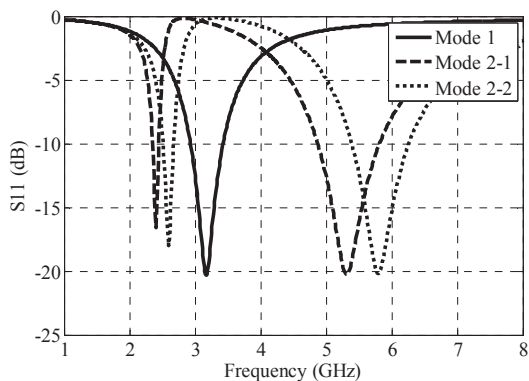
### نتایج شبیه‌سازی

LNA پیشنهادی با استفاده از تکنولوژی 0.18μm CMOS شرکت TSMC طراحی شده است. جهت اعتبارسنجی ساختار پیشنهادی از نرم‌افزار Advanced Device System برای شبیه‌سازی استفاده ده کرده‌ایم.

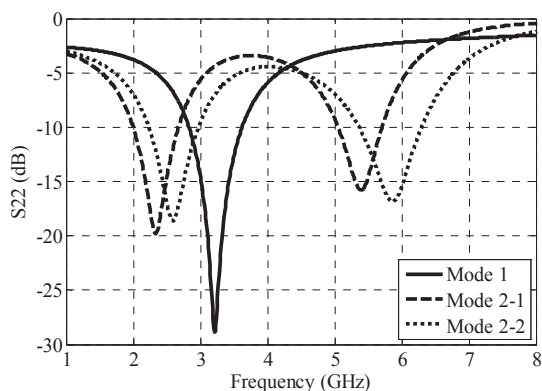
با توجه به جدول ۱ که وضعیت کلیدها و نحوه عملکرد مدار را بیان می‌کند، دو حالت عملکرد تک‌باند و دو باند همزمان در دو حالت مختلف داریم. در عملکرد دو باند همزمان، با تغییر ولتاژ

بهره بالا و عدد نویز کمی بدست آید. البته این افزایش اندازه با نیاز مدار به حداقل بودن خازن‌های مزاحم محدود می‌شود. خازن‌های مزاحم خیلی بزرگ می‌توانند منجر به جابه‌جایی فرکانسی قابل توجهی در حالت‌های عملکردی مختلف شوند. مدار نهایی ساختار پیشنهادی به صورت شکل ۱۰ می‌باشد. خازن متغیر با استفاده از یک ترانزیستور PMOS پیاده سازی شده است، چرا که ترانزیستور PMOS نسبت به NMOS نویز کمتری به مدار اضافه می‌نماید [۱۱].

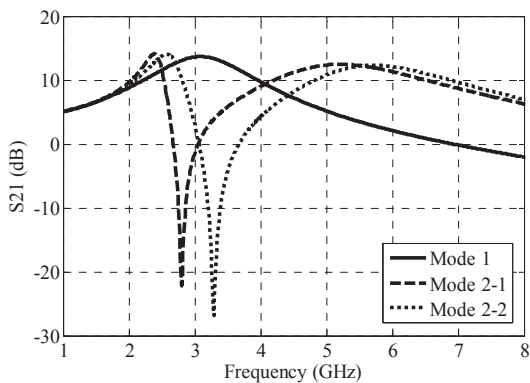
شبکه بایاس ترانزیستور نیز از مقاومت‌های RB1، Rref و ترانزیستور M4 تشکیل یافته است. از آنجا که ولتاژ گیت سورس ترانزیستور تاثیر زیادی در جریان درین و در نتیجه توان مصرفی دارد، باید تا جای ممکن ولتاژ پایدار و دقیقی برای ترانزیستور ورودی فراهم شود. لیکن در این مقاله تمرکز ما بر روی طراحی مدار بایاس نبوده است و لذا مدار بایاس ساده‌ای انتخاب شده است. اندازه ترانزیستور M4 معمولا چندین برابر کوچک‌تر از ترانزیستور اصلی انتخاب می‌شود. هم‌چنین اندازه RB2 باید تا حد ممکن بزرگ انتخاب شود تا مسیر DC به زمین را به منظور اعمال ولتاژ کنترل فراهم کند. اندازه RB1 و RB2 باید به اندازه کافی بزرگ باشند تا تاثیر منفی روی عدد نویز نگذارند.



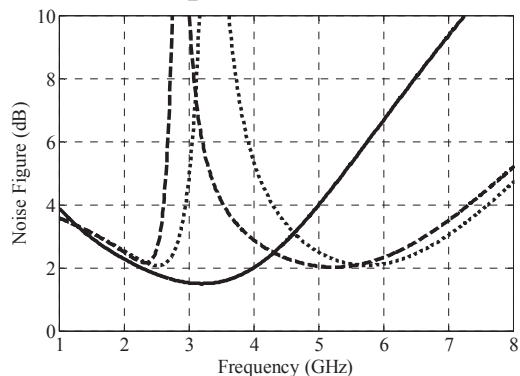
شکل ۱۱. ساختار پیشنهادی در حالت‌های مختلف عملکردی



شکل ۱۲. ساختار پیشنهادی در حالت‌های مختلف عملکردی



شکل ۱۳. ساختار پیشنهادی در حالت‌های مختلف عملکردی



شکل ۱۴. عدد نویز ساختار پیشنهادی در حالت‌های مختلف عملکردی

کنترل مقدار خازن و رکتور تغییر یافته و باندهای عملکردی نیز تغییر می‌کنند. ولتاژ کنترل دو مقدار صفر و  $1/5$  ولت را می‌تواند داشته باشد. شکل ۱۱،  $S_{11}$  مدار را برای حالت‌های عملکردی مختلف نشان می‌دهد. در تمامی شکل‌ها حالت ۱ بیان‌گر عملکرد تک‌باند، حالت ۲-۲ عملکرد دوباند هم‌زمان با ولتاژ کنترل صفر ولت و حالت ۲-۲ عملکرد دوباند هم‌زمان با ولتاژ کنترل  $1/5$  ولت می‌باشد.

همانطور که از شکل ۱۱ مشاهده می‌شود فرکانس عملکردی حالت تک‌باند برابر  $3.15$  GHz می‌باشد. در حالت دوباند نیز برای ولتاژ کنترل صفر ولت، تطبیق هم‌زمان در فرکانس‌های  $2/4$  و  $5/3$  گیگاهرتز بدست می‌آید. با ولتاژ کنترل  $1/5$  ولت نیز، عملکرد دوباند هم‌زمانی را در فرکانس‌های  $2/6$  و  $5/8$  گیگاهرتز مشاهده می‌کنیم.

شکل ۱۲ تطبیق خروجی را برای تمامی حالت‌های عملکردی نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود تطابق خوبی بین تطبیق ورودی و خروجی برقرار شده است.

شکل ۱۳، بهره‌ی مدار پیشنهادی را برای حالت‌های مختلف نشان می‌دهد. در حالت تک‌باند  $13.7$  dB بهره داریم. در حالت دوم با ولتاژ کنترل صفر ولت در باندهای پایین و بالا به ترتیب  $14/1$  و  $12/5$  دسی‌بل و با ولتاژ کنترل  $1/5$  ولت، مقدار بهره  $14/0$  و  $12/3$  دسی‌بل می‌باشد.

شکل ۱۴، نشان‌دهنده‌ی عدد نویز مدار پیشنهادی است. در حالت تک‌باند که ورکتور وارد مدار نشده است، عدد نویز برابر  $1/49$  dB می‌باشد. برای حالت دوباند با ولتاژ کنترل صفر ولت، عدد نویز در باند پایین  $2/2$  dB و در باند بالا  $2/0$  dB می‌باشد. با ولتاژ کنترل  $1/5$  ولت نیز در باندهای پایین و بالا عدد نویز به ترتیب برابر  $2/1$  و  $2/0$  دسی‌بل می‌باشد.

ایزولاسیون معکوس ( $S_{12}$ ) ساختار پیشنهادی نیز در تمامی باندهای عملکردی مقدار قابل قبولی دارد که مانع از نشت سیگنال از خروجی به ورودی شده و در نتیجه پایداری مدار تضمین می‌شود.

شکل ۱۵ خطینگی مدار پیشنهادی را برای باند پایین حالت هم‌زمان، وقتی که ولتاژ کنترل برابر صفر ولت است را نشان می‌دهد. جهت محاسبه خطینگی از آزمون دو تن با فرکانس‌های  $2/4$  و  $2/45$  گیگاهرتز استفاده کرده‌ایم. خطینگی مدار در این حالت برابر  $-7/1$  dBm بدست آمده است. در نهایت جانمایی مدار به صورت شکل ۱۶ می‌باشد.

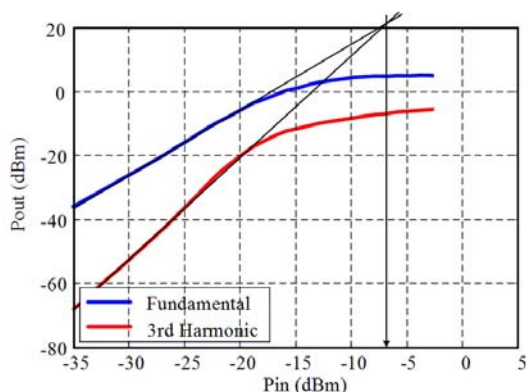
و توان مصرفی نیز مقدار قابل قبولی دارد. جهت درک بهتر از مقایسه نتایج، یک ضریب شایستگی به صورت زیر تعریف شده است.

$$FoM = \frac{S_{21}(dB).IIP3(mW)}{(NF-1)(dB).P_{DC}(mW)} \quad (33)$$

جدول ۴ مقایسه ساختار پیشنهادی را با ساختارهای مشابه ارائه شده در سال‌های اخیر نشان می‌دهد.

جدول ۳. خلاصه نتایج ساختار پیشنهادی

پارامترها	حالت ۲				
	حالت ۱	2.4	5.3	2.6	5.8
$F_c$ (GHz)	3.15	2.4	5.3	2.6	5.8
$S_{11}$ (dB)	-19.8	-16.5	-20.2	-17.9	-20.1
$S_{12}$ (dB)	-57	-60	-51	-59	-50
$S_{21}$ (dB)	13.7	14.1	12.5	14.0	12.3
$S_{22}$ (dB)	-28.8	-19.8	-15.0	-18.6	-16.7
NF (dB)	1.49	2.2	2.0	2.1	2.0
IIP3 (dBm)	-6.5	-7.1	-4.5	-6.8	-4.3
Tech. ( $\mu$ m)	0.18				
$P_{DC}$ (mW)	8.55				
$V_{DD}$ (V)	1.5				



شکل ۱۵. خطیگی ساختار پیشنهادی در باند پایین حالت دوم با ولتاژ کنترل صفر ولت به ازای دو تن ۲/۴ و ۲/۴۵ گیگاهرتز

### نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز چندباند با دو حالت عملکردی تک باند و دوباند ارائه شد. با استفاده از ساختار پیشنهادی می‌توان از ۵ باند فرکانسی مجزا پشتیبانی کرد که آن‌را برای کاربردهای SDR مناسب می‌سازد. طراحی مدار با استفاده از تکنولوژی 0.18  $\mu$ m CMOS شرکت TSMC انجام شده است و از منبع تغذیه ۱/۵ ولت، به اندازه‌ی ۸/۵۵ میلی‌وات توان مصرف می‌کند. مشخصات کلی ساختار پیشنهادی در جدول ۳ خلاصه شده است.

این LNA در مقایسه با ساختارهای مشابه، عدد نویز بهتری داشته و از باندهای بیشتری پشتیبانی می‌کند. بهره، خطیگی

جدول ۴. مقایسه‌ی نتایج ساختار پیشنهادی با کارهای مشابه

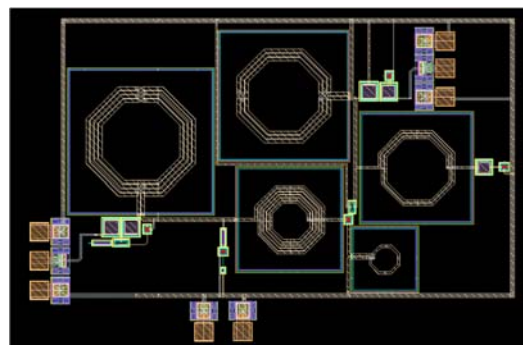
Ref.	Tech. ( $\mu$ m)	No. of Bands	$f_c$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)	NF (dB)	IIP3 (dBm)	Supply (V)	Power (mW)	FoM
[6]†	0.18	Tuning	1.7-3.2	-7.1	13.5	7.1	-1.9	1.8	13.32	0.11
[5]†	0.13	2	2.45	-12.6	9.4	2.8	-4.3	1.2	2.79	0.69
			6	-21	18.9	3.8	-5.6			0.66
[2]†	0.13	2	2.05	-8.6	14.9	4.0	-2.0	1.2	6.4	0.49
			5.65	-32.4	14.9	4.8	-4.2			0.23
[12]	0.13	4	0.9	-22.8	14.65	3.68	-4.9	1.2	12	0.21
			1.8	-23.7	16.14	3.73	-5.3			0.15
			0.9	-23.7	17.9	3.33	-5.7			0.17
			2.4	-17.8	27.34	3.32	-6.2			0.24
[13]	0.18	4	0.9	-18	10.1	2.4	N/A	1.8	3.84	N/A
			1.57	-17	8	3.7				
			0.9	-10	10	2.2				
			2.4	-22	6	4.1				
This Work	0.18	5	3.15	-19.8	13.7	1.49	-6.5	1.5	8.55	0.73
			2.4	-16.5	14.1	2.2	-7.1			0.30
			5.3	-20.2	12.5	2.0	-4.5			0.51
			2.6	-17.9	14.0	2.1	-6.9			0.31
			5.8	-20.1	12.3	2.0	-4.3			0.53

†نتایج ساخت



software defined radio using variable inductor," in *The European Conference on Wireless Technology*, 2005.

- [7] M. Moezzi and M. S. Bakhtiar, "Wideband LNA using active inductor with multiple feed-forward noise reduction paths," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, pp. 1069-1078, 2012.
- [8] W.-C. Li, C.-S. Wang, and C.-K. Wang, "A 2.4-GHz/3.5-GHz/5-GHz multi-band LNA with complementary switched capacitor multi-tap inductor in 0.18 $\mu$ m CMOS," in *International Symposium on VLSI Design, Automation and Test*, pp. 1-4, 2006.
- [9] S.-S. Song and H. Shin, "An RF model of the accumulation-mode MOS varactor valid in both accumulation and depletion regions," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 50, pp. 1997-1999, 2003.
- [10] S.-S. Song and H. Shin, "A new RF model for the accumulation-mode MOS varactor," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1023-1026, 2003.
- [11] B. Soltanian, H. Ainspan, W. Rhee, D. Friedman, P.R. Kinget. "An ultra compact differentially tuned 6 GHz CMOS LC VCO with dynamic common-mode feedback." in *Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pp. 671-674, Sept. 2006.
- [12] S. Datta, A. Dutta, K. Datta, and T. K. Bhattacharyya, "Pseudo concurrent quad-band LNA operating in 900 MHz/1.8 GHz and 900 MHz/2.4 GHz bands for multi-standard wireless receiver," in *24th International Conference on VLSI Design (VLSI Design)*, 2011, pp. 124-129.
- [13] M. Amiri, M. Jalali, "A pseudo-concurrent multiband LNA using double tuned transformer," *23rd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, May 2015, pp. 1312-1315.



شکل ۱۶. جانمایی مدار LNA طراحی شده با استفاده از بسته طراحی فناری TSMC CMOS 0.18  $\mu$ m

### مراجع

- [1] A. A. Abidi, "The Path to the Software-Defined Radio Receiver," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, No. 5, May 2007.
- [2] X. Yu and N. M. Neihart, "Analysis and design of a reconfigurable multimode low-noise amplifier utilizing a multitap transformer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, pp. 1236-1246, 2013.
- [3] H. Hashemi and A. Hajimiri, "Concurrent multiband low-noise amplifiers--theory, design, and applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 50, pp. 288-301, 2002.
- [4] A. Geis, Y. Rolain, G. Vandersteen, and J. Craninckx, "A 0.045 mm<sup>2</sup> 0.1–6GHz reconfigurable multi-band, multi-gain LNA for SDR," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp. 123-126, 2010.
- [5] N. M. Neihart, J. Brown, and X. Yu, "A dual-band 2.45/6 GHz CMOS LNA utilizing a dual-resonant transformer-based matching network," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, pp. 1743-1751, 2012.
- [6] H. Sugawara, Y. Yoshihara, K. Okada, and K. Masu, "Reconfigurable CMOS LNA for