

طراحی یک تقویت کننده کم نویز چند باند برای کاربردهای SDR

رضا رضایی سیه رود^۱، جواد یاوند حسنی، عبدالرضا رحمتی^۳، مهران نظری^۴

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران، reza.rezaei.90@gmail.com

^۲ استادیار دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران، yavand@iust.ac.ir

^۳ دانشیار دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران، rahmati@iust.ac.ir

^۴ دانشجوی کارشناسی ارشد دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران، mehran.nazari1990@gmail.com

چکیده - در این مقاله طراحی و شبیه سازی یک LNA چهار باند برای کاربردهای SDR ارائه شده است. در حالت اول، LNA قادر به عملکرد همزمان بر روی دو باند مختلف در فرکانس های ۲/۵ و ۵/۵ گیگاهرتز است. در حالت دوم، با استفاده از یک خازن متغیر باند بالایی می تواند به ۴/۹ گیگاهرتز تغییر یابد، در حالی که باند پایین تقریباً ثابت باقی می ماند. اندازه بهره در فرکانس های ۲/۵، ۴/۹ و ۵/۵ گیگاهرتز به ترتیب ۱۳/۴، ۱۰/۰۶ و ۹/۴۴ دسی بل است. مقدار عدد نویز نیز برای این فرکانس ها به ترتیب ۰/۴۶، ۰/۸ و ۰/۹۹ دسی بل می باشد. این ساختار از منبع تغذیه ۱/۵ ولتی، به مقدار ۸/۸۵ میلی وات توان مصرف می کند و در تکنولوژی 0.18um CMOS طراحی و شبیه سازی شده است. ساختار پیشنهادی در مقایسه با کارهای پیشین، تعداد باند بیشتری را پشتیبانی کرده، عدد نویز بهتر و بهره و خطینگی قابل قبولی دارد.

کلید واژه - تقویت کننده کم نویز، چند باند، چند استاندارد، SDR.

۱- مقدمه

در دهه ی گذشته به دلیل رشد استفاده از وسایل ارتباطی نظیر تلفن های بی سیم، تلفن های همراه، سیستم موقعیت یاب جهانی (GPS)، شبکه دستیابی محلی (WLAN) و ... تقاضا برای فرستنده و گیرنده های بی سیم افزایش یافته است. از طرف دیگر تعداد استانداردهای و کاربردهای مخابراتی بی سیم نیز روز به روز در حال افزایش است. هر یک از این استانداردها نیز باندهای فرکانسی متفاوتی را اشغال می کنند. از این روتوجه محققان به سمت طراحی رادیوهای که توانایی پشتیبانی از چندین استاندارد مخابراتی و چندین باند را دارند جلب شده است. با توجه به اینکه طیف فرکانسی محدود است و قابلیت پاسخگویی به رشد فزاینده کاربردها و استانداردهای مختلف در آینده را نخواهد داشت، لذا باید در جهت استفاده صحیح از منابع طیفی نیز اقدامی انجام گیرد. این مفهوم در سال ۱۹۹۵ توسط جوزف میتولا مطرح شد [۱].

یک طرح رادیویی چند استاندارد که در سال های گذشته مورد توجه قرار گرفته است رادیوی مبتنی بر نرم افزار (SDR) می باشد [۲]. در حالت ایده آل یک گیرنده SDR باید به گونه ای طراحی شود تا بتواند هر کانال دلخواه از هر باند فرکانسی را دریافت کند. به عبارت دیگر باید بتواند با تغییر ساختار سیستم، بین باندهای فرکانسی مختلف سوئیچ کند. علاوه بر این، پیاده سازی موفق SDR باید قادر به دریافت دو یا چند فرکانس به صورت همزمان باشد. به هر حال، مشکلات عمده ای در تحقق گیرنده SDR

وجود دارد که یکی از آن ها پهنای باند محدود شبکه تطبیق تقویت کننده کم نویز (LNA) است.

از آنجا که LNA تعیین کننده محدوده فرکانسی کل زنجیره گیرنده است، لازم است تا به گونه ای طراحی شود که بتواند چندین باند فرکانسی را به صورت همزمان دریافت کند یا به صورت پویا قابلیت پیکربندی مجدد باشد تا روی باندهای فرکانسی مختلف عمل کند.

روش های مختلفی برای افزایش محدوده عملکردی LNA وجود دارد. یکی از این روش ها موازی کردن چندین LNA که هر کدام بر روی فرکانس خاصی تنظیم شده است می باشد [۳]. اما این روش مشکلات بسیاری از جمله توان مصرفی بالا و سطح مصرفی زیاد دارد. روش دیگر استفاده از LNA پهن باند است که تمام باندهای فرکانسی مورد نظر را پوشش می دهد [۴]. اما این موضوع منشا یک ضعف مهم می باشد، به طوری که تداخل گرهای خارج از باند فیلتر نشده و به همراه سیگنال مطلوب وارد گیرنده می شود. هم چنین در این حالت، الزامات خطینگی سخت گیرانه ای به میکسر و طبقات بعدی RF تحمیل می شود.

یک راه دیگر، استفاده از ساختار چند باند است. این ساختار ممکن است به صورت "قابل پیکربندی مجدد" در نظر گرفته شود [۵] و یا به نحوی طراحی شود که قابلیت عملکرد همزمان در دو یا چند باند را داشته باشد [۶]. دسته دیگری نیز وجود دارد که قادر به عملکرد همزمان در دو یا چند حالت مختلف است که اصطلاحاً شبه همزمان نامیده می شوند [۷].

در این مقاله یک LNA شبه همزمان ارائه شده است که قابلیت

عملکرد دو باند همزمان را در دو حالت دارد. در ساختار ارائه شده هیچ سوئیچی وجود ندارد. در بخش دوم شبکه تطبیق ورودی و عملکرد نویزی مدار پیشنهادی بررسی شده است. طراحی مدار و ملاحظات کلی آن در بخش سوم شرح داده شده است. بخش چهارم شامل نتایج شبیه سازی بوده و نتیجه گیری در بخش پنجم بیان شده است.

۲- مدار جدید شبکه تطبیق

۲-۱- طراحی و تحلیل شبکه تطبیق

برای دستیابی به LNA باند باریک معمولاً از ساختار سورس مشترک با سلف کاهنده در سورس استفاده می کنیم، همانطور که در شکل ۱ (الف) نشان داده شده است. سلف سری گیت L_g جهت تطبیق برای باند استفاده می شود. امپدانس ورودی این ساختار برابر است با:

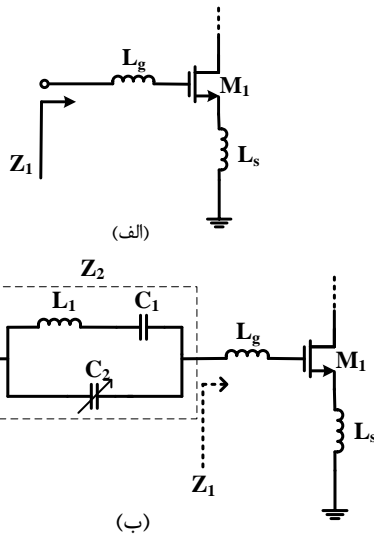
$$Z_1(\omega) = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s + j \left(\omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) \quad (1)$$

که g_m ترانسسانی ترانزیستور M_1 می باشد. از معادله (۱) فرکانس عملکردی به صورت زیر بدست می آید:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_{gs}(L_g + L_s)}} \quad (2)$$

همانطور که دیده می شود با کنترل مقادیر L_g ، L_s یا C_{gs} فرکانس عملکردی را می توان کنترل کرد که در واقع این ساختار را برای کاربردهای چند باند مناسب می سازد. اما باید توجه داشت تغییر L_s یا C_{gs} بر روی بخش حقیقی امپدانس ورودی اثر می گذارد و از آنجا که این قسمت جهت ایجاد تطبیق با آنتن باید برابر ۵۰ اهم در نظر گرفته شود تنها راه عملی تنظیم فرکانس عملکردی تغییر مقدار L_g می باشد.

راه های مختلفی برای تحقق L_g متغیر وجود دارد. در [۸] یک LNA با سلف قابل تنظیم ارائه شده است. این ساختار NF بزرگی دارد و مناسب برای کاربردهای حساس به نویز نیست. روش دیگر استفاده از سلف فعال قابل تنظیم است، اما متأسفانه ادوات فعال کاملاً نویزی هستند و مناسب قرار گرفتن در ورودی LNA نیستند [۹]. گزینه دیگر، استفاده از بانک سلفی یا سلف چندمسیره و قرار دادن انتخابی آن ها در مسیر سیگنال بر حسب کاربرد مورد نظر است [۱۰]. اما این روش نیز منجر به افزایش NF می شود و پیچیدگی مدار نیز به دلیل وجود کلیدهای مختلف افزایش می یابد. این راه کار برای قرار گرفتن در شبکه بار مناسب تر است.



شکل ۱: (الف) ساختار LNA معمولی با سلف کاهنده در سورس (ب) شبکه تطبیق پیشنهادی با خازن متغیر

با توجه به مشکلات یاد شده، در این مقاله روش دیگری برای تنظیم فرکانس عملکردی ارائه شده است. هدف دستیابی به تطبیق دو باند همزمان می باشد. با استفاده از ساختار سورس مشترک با سلف دیجنریشن، یکی از فرکانس ها از معادله (۲) بدست می آید. جهت ایجاد فرکانس دوم از یک فیلتر در ورودی LNA استفاده کنیم، همانطور که در شکل ۱ (ب) نشان داده شده است. برای اینکه بتوانیم فرکانس عملکردی را تغییر دهیم از یک خازن متغیر استفاده کرده ایم. امپدانس ورودی کل برابر است با:

$$Z_{IN}(\omega) = Z_1(\omega) + Z_2(\omega) \quad (3)$$

که در آن باید جهت ایجاد تطبیق کامل باید:

$$\text{Re}\{Z_{IN}\} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s = 50 \Omega \quad (4)$$

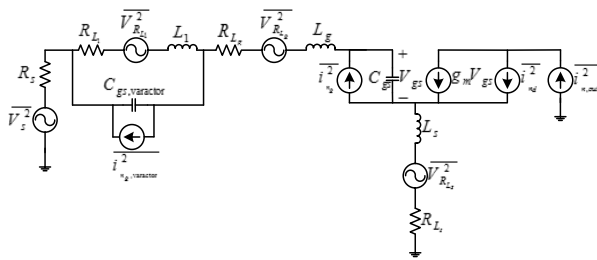
$$\text{Im}\{Z_{IN}\} = \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{1 - \omega^2 C_1 L_1}{\omega[(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2 L_1]} = 0 \quad (5)$$

از حل معادله (۵) علاوه بر رابطه (۲)، خواهیم داشت:

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} \quad (6)$$

C_2 در رابطه های (۲) و (۷) تاثیری ندارد، اما در واقع نقش اصلی C_2 در تعیین قطب امپدانس ورودی است. این فرکانس از رابطه زیر بدست می آید:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_1}} \quad (7)$$



شکل ۳: مدار معادل ورودی جهت تحلیل نویز

بخشهای مختلف رابطه (۹) با روش مشابه [۴] و [۱۰] قابل محاسبه است که به دلیل طولانی بودن روابط مربوطه، از ذکر آنها خودداری می شود.

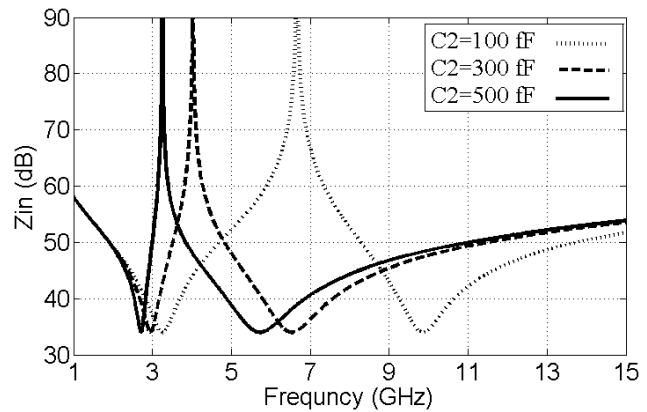
۳- طراحی مدار پیشنهادی

مدار پیشنهادی مبتنی بر ساختار سورس مشترک با سلف دی جنریت و مدار تطبیق پیشنهاد شده در بخش قبل است. برای داشتن ایزولاسیون معکوس مناسب ساختار کسکود استفاده شده است [۱۱]. از ساختار استفاده مجدد از جریان جهت کم کردن توان مصرفی و افزایش بهره از طریق ضرب ترانسانایی های طبقات کسکید شده بهره گرفته شده است. جهت فراهم کردن ولتاژ بایاس ورودی از ترانزیستور M_4 استفاده کرده ایم که با ترانزیستور M_1 یک آینه جریان را تشکیل می دهند. مقاومت های R_B و R_{ref} به دلیل اینکه در مسیر سیگنال قرار ندارند، هیچ تاثیری بر روی عدد نویز کل نمی گذارند.

مقدار خازن گیت سورس ترانزیستور در محدوده ولتاژهای ۰/۵ تا ۱ ولت به شدت با ولتاژ تغییر می کند. این مفهوم برای ترانزیستوری با نسبت عرض به طول واحد در شکل ۴ نشان داده شده است. لذا انتخاب مناسب ولتاژ بایاس M_1 هم از نظر تطبیق ورودی و تعیین فرکانس عملکردی بسیار مهم است. همچنین از نظر توان مصرفی به دلیل این که جریان درین مطابق رابطه (۱۰) نسبت مستقیم با مجذور ولتاژ گیت سورس دارد، انتخاب مناسب این ولتاژ تعیین کننده توان مصرفی خواهد بود.

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_{Th})^2 \quad (10)$$

در ورودی از شبکه تطبیق جدید ارائه شده استفاده کرده ایم. خازن متغیر استفاده شده در واقع یک ورکتور است که با استفاده از یک ترانزیستور PMOS پیاده سازی شده است، چرا که ترانزیستور PMOS نسبت به NMOS نویز کمتری دارد [۱۲]. درین و سورس ترانزیستور مورد استفاده به هم وصل شده است و تنها خازن گیت سورس آن محسوب می شود و اندازه این خازن با تغییر ولتاژ گیت، تغییر می کند.



شکل ۲: امپدانس ورودی برای مقادیر $C_2=100$ fF، $C_2=300$ fF و $C_2=500$ fF

شکل ۲ نمودار امپدانس ورودی را برای مقادیر مختلف خازن متغیر C_2 نشان می دهد. این شکل با فرض مقادیر $L_1=6$ nH، $g_m=33.3$ mS و $C_{gs}=200$ fF، $L_s=0.3$ nH، $L_g=5.7$ nH، $C_1=2$ pF بدست آمده است.

همانطور که از شکل ۲ مشاهده می شود دو فرکانس عملکردی به صورت همزمان بدست می آید که با تغییر مقدار C_2 با ثابت بودن تقریبی یکی از فرکانس ها می توان فرکانس دوم را تغییر داد.

۲-۲- تحلیل نویز

عدد نویز یکی از مهمترین پارامترها در طراحی LNA می باشد که تاثیرپذیری شدیدی از ادوات قرار گرفته در ورودی دارد. لذا باید تاثیر تمامی ادواتی را که در ورودی قرار می گیرند در نظر بگیریم. همین طور در پیاده سازی سلف های شبکه تطبیق باید دقت داشت تا اندازه مقاومت پارازیتیک سلف تا حد امکان کوچک باشد. شکل ۳ مدار معادل طبقه ورودی را برای تحلیل نویز نشان می دهد.

خازن متغیر C_2 که در واقع از یک ترانزیستور تشکیل یافته است، تنها نویز گیت را به مدار اضافه می کند. هم چنین اندازه سلف L_s نیز بسیار کوچک است و می توان از اثر آن صرف نظر کرد. به علاوه، اندازه بهره به اندازه کافی بزرگ فرض شده تا بتوان از نویز ناشی از شبکه بار و ترانزیستور کسکود M_2 صرف نظر کرد. لذا تنها عوامل مهم در فاکتور نویز عبارتند از نویز حرارتی درین و نویز ناشی از گیت ترانزیستور M_1 ، نویز ناشی از منبع و در نهایت نویز ناشی از مقاومت پارازیتیک سلف های L_g و L_1 .

فاکتور نویز LNA پیشنهادی به صورت رابطه (۹) است و عدد نویز به صورت $NF = 10 \log F$ محاسبه می شود.

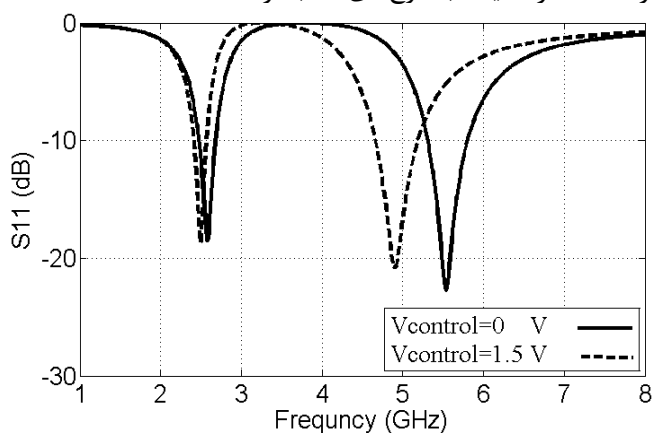
$$F = 1 + \frac{i_{sc,R_{Lg}}^2 + i_{sc,R_{L1}}^2 + i_{sc,C_{varactor}}^2 + (i_{sc,d}^2 + i_{sc,g}^2)}{i_{sc,s}^2} \quad (9)$$

افزار Advanced Device System (ADS) استفاده شده است. این LNA در باندهای ۲/۵ GHz برای استاندارد Bluetooth و ۴/۹ GHz، WLAN برای استاندارد WiMAX عمل می‌کند. توان مصرفی این LNA از منبع تغذیه ۱/۵ ولتی برابر ۸/۸۵ mW است.

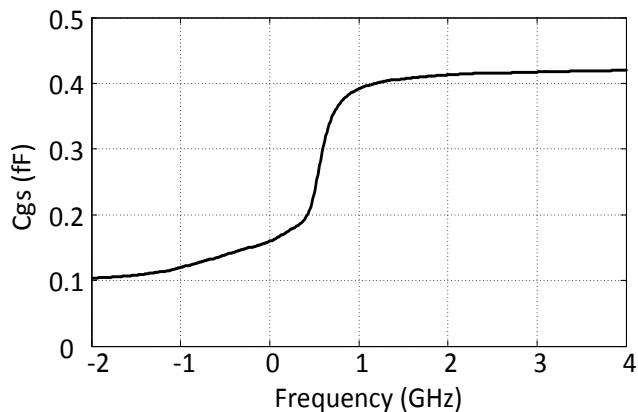
شکل‌های ۶ الی ۹ به ترتیب مقادیر S_{11} ، S_{12} ، S_{21} و S_{22} را برای دو حالت $V_{control}$ برابر صفر و ۱/۵ ولت نشان می‌دهد. در حالت اول و در فرکانس‌های مرکزی ۲/۵ GHz و ۵/۵ GHz اندازه بهره به ترتیب برابر ۱۳/۲۳ dB و ۹/۴۴ dB می‌باشد. در حالت دوم فرکانس پایین تقریباً ثابت است و فرکانس بالایی برابر ۴/۹ GHz می‌شود، مقدار بهره به ترتیب برابر ۱۳/۴۶ dB و ۱۰/۰۶ dB می‌باشد. در هر دو حالت عملکردی، مقدار S_{11} کمتر از ۱۲ dB- است. همچنین برای محدوده ۲ تا ۶ گیگاهرتز نیز مقدار S_{22} کمتر از ۱۰ dB- می‌باشد. حداکثر مقدار ایزولاسیون معکوس هم در محدوده یاد شده ۲۵ dB- است.

خطینگی مدار پیشنهادی در فرکانس ۲/۵ GHz برابر ۱۲ dBm-، در فرکانس ۴/۹ GHz برابر ۴/۹ dBm- و در فرکانس ۵/۵ GHz برابر ۴/۱ dBm- می‌باشد. در شکل ۱۰ نمودار IIP3 در فرکانس ۵/۵ GHz مشاهده می‌شود.

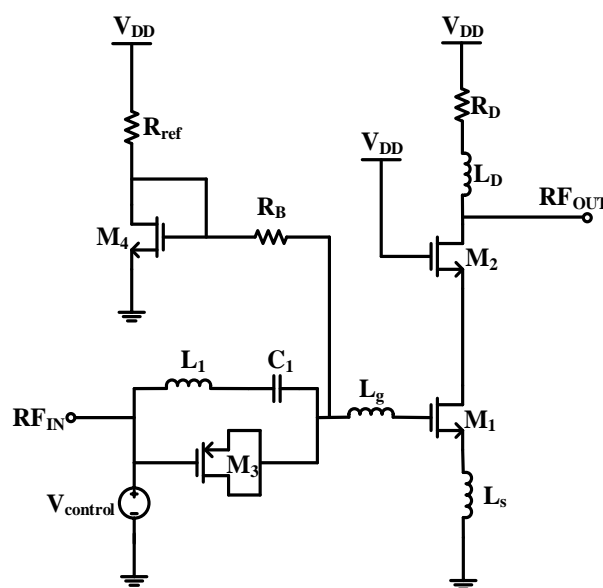
در شکل ۱۱ (الف) نمودار NF در کل باند نشان داده شده است. در شکل ۱۱ (ب) و ۱۱ (ج) نیز عدد نویز به ترتیب برای باندهای پایین و بالا در دو حالت عملکردی نشان داده شده است. نتایج نشان دهنده این است که با استفاده از این ساختار به NF بسیار مطلوبی دست یافته‌ایم. در فرکانس‌های ۲/۵، ۴/۹ و ۵/۵ گیگاهرتز مقدار عدد نویز حداقل به ترتیب برابر ۰/۸، ۰/۴۶ و ۰/۹۹ دسی‌بل می‌باشد. در جدول ۱ خلاصه مشخصات ساختار ارائه شده در مقایسه با طرح‌های مشابه ارائه شده است.



شکل ۶: S_{11} ساختار پیشنهادی



شکل ۴: مقدار خازن گیت سورس بر حسب ولتاژ گیت با نسبت (W/L) واحد



شکل ۵: ساختار LNA پیشنهادی

مقدار امپدانس شبکه ورودی برابر است با:

$$Z_2(\omega) = j \left\{ \frac{1 - \omega^2 C_1 L_1}{\omega [(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2 L_1]} \right\} \quad (9)$$

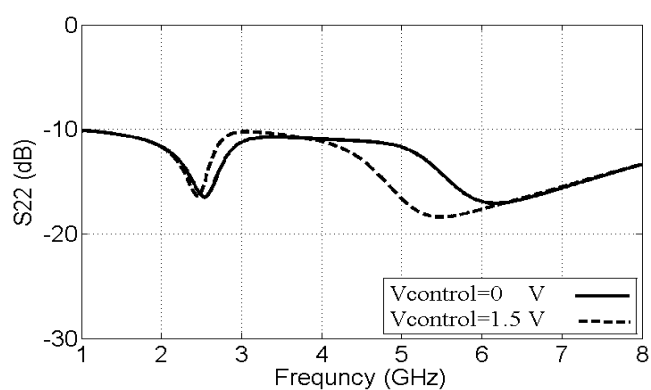
در شبکه خروجی از روش "شانت پیکینگ" جهت فراهم کردن تطبیق با طبقه بعدی که یک میکسر با امپدانس ورودی ۵۰ اهم در نظر گرفته شده است، استفاده می‌کنیم. در این حالت در واقع یک شبکه RLC متشکل از مقاومت R_D ، سلف L_D و خازن پارازیتیک درین گیت ترانزیستور M_2 تشکیل یافته است. ساختار پیشنهادی در شکل ۵ نشان داده شده است.

۴- نتایج شبیه‌سازی

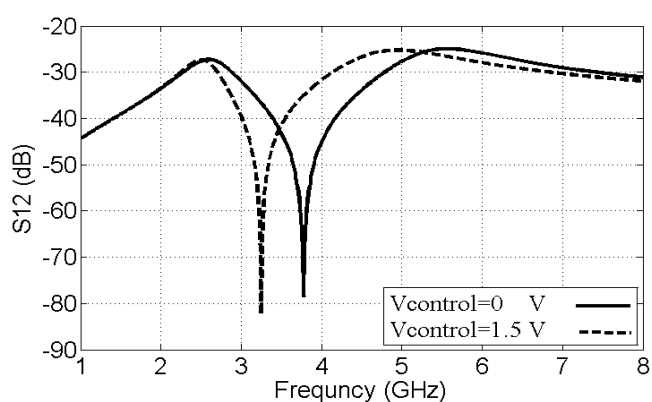
LNA پیشنهادی در تکنولوژی RF-CMOS 0.18um شرکت TSMC طراحی و شبیه‌سازی شده است. برای شبیه‌سازی از نرم-

جدول ۱: مشخصات ساختار ارائه شده و مقایسه با طرح‌های مشابه

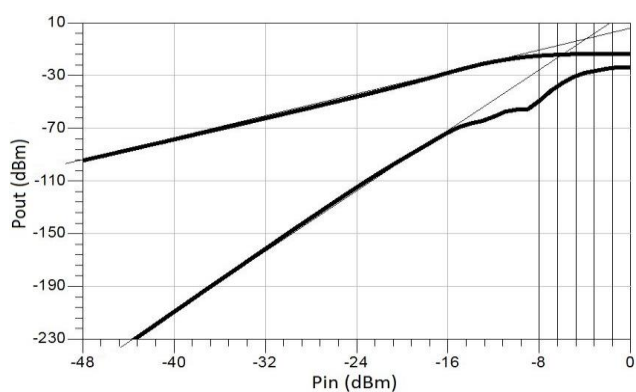
Ref.	Tech. (μm)	No. of Bands	Freq. (GHz)	S11 (dB)	S21 (dB)	NF (dB)	IIP3 (dBm)	Supply (V)	Power (mW)
This Work	0.18	4	2.5	-18.57	13.4	0.46	-12	1.5	8.85
			4.9	-20.8	10.06	0.8	-4.8		
			5.54	-21.3	9.44	0.99	-4.1		
[۴] (۲۰۱۲)	0.13	2	2.45	-12.62	9.4	2.8	-4.3	1.2	2.79
			6	-21	18.9	3.8	-5.6		
[۷] (۲۰۱۱)	0.13	4	0.9	-23.7	17.9	3.33	-4.9	1.2	12
			1.8	-23.68	16.14	3.73	-5.3		
			2.4	-17.85	27.34	3.32	-6.2		
[۸] (۲۰۰۵)	0.18	Tuning	1.7-3.2	-7.1	13.5	7.1	-1.9	1.8	13.32
[۱۰] (۲۰۱۳)	0.13	2	2.05	-8.6	14.9	4.0	-2.0	1.2	6.4
			5.65	-32.4	14.9	4.8	-4.2		
[۱۳] (۲۰۱۱)	0.18	2	2.4	-10	11.4	2.8	-8.6	0.7	2.89
			5.2	-16	12.2	3.3	-3.6		
[۱۴] (۲۰۱۲)	0.18	2	1.575	-15.28	10.47	3.21	1.62	1.8	33.23
			2.4	-16.06	11.17	2.99	1.16		
[۱۵] (۲۰۱۴)	0.18	2	2.4	<-10	10.4	3.2	-2.9	1	2.3
			5.2	<-10	11	3.5	-3.1		
[۱۶] (۲۰۱۲)	0.18	2	2.4	-12	18	3.6	N/A	1.8	16.2
			3.5	-19	20	3.7			



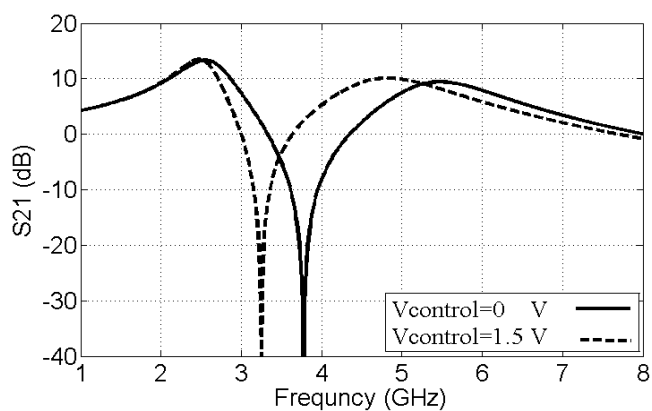
شکل ۹: S_{22} ساختار پیشنهادی



شکل ۷: S_{12} ساختار پیشنهادی



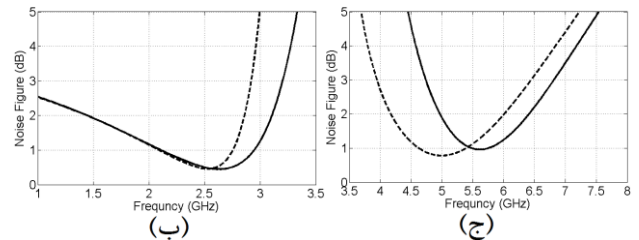
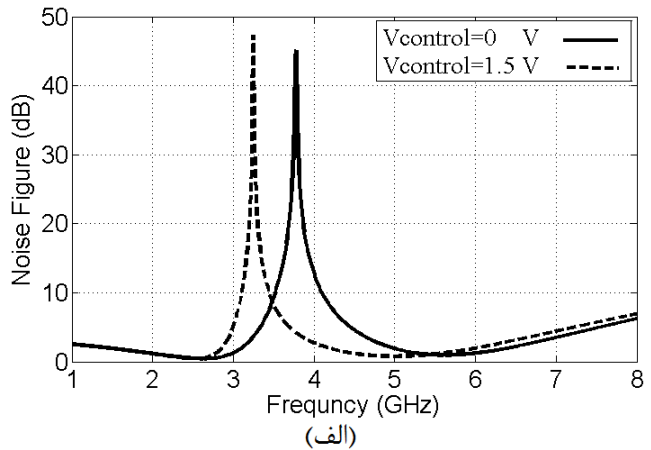
شکل ۱۰: نمودار IIP3 در فرکانس ۵/۵ گیگاهرتز



شکل ۸: S_{21} ساختار پیشنهادی

مراجع

- [1] J. Mitola. "The software radio architecture." *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 5, pp. 26-38, May 1995.
- [2] A.A. Abidi. "The path to the software-defined radio receiver." *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 5, pp. 954-966, 2007.
- [3] A. Geis, Y. Rolain, G. Vandersteen, J. Cranincky. "A 0.045 mm² 0.1-6GHz reconfigurable multi-band, multi-gain LNA for SDR." in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, pp. 123-126, May 2010.
- [4] N.M. Neihart, J. Brown, 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, no. 8, pp. 1743-1751, Aug. 2012.
- [5] M. El-Nozahi, E. Sánchez-Sinencio, K. Entesari. "A CMOS low-noise amplifier with reconfigurable input matching network." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1054-1062, May 2009.
- [6] G. Wibisono T.A. Kurniawan, P. Sulistyaningrum, P.S. Priambodo. "Design of concurrent multiband inductive degeneration low noise amplifier with LC resonator." *IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT)*, pp. 115-119, Dec. 2013.
- [7] S. Datta, A. Sutta, K. Datta, 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*, pp. 124-129, Jan. 2011.
- [8] H. Sugawara, Y. Yoshihara, K. Okada, K. Masu. "Reconfigurable CMOS LNA for software defined radio using variable inductor." *The European Conference on Wireless Technology*, pp. 547-550, Oct. 2005.
- [9] M. Moezzi, M. Sharif Bakhtiar. "Wideband LNA using active inductor with multiple feed-forward noise reduction paths." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 4 pp. 1069-1078, Apr. 2012.
- [10] X. Yu, 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 no. 3, pp. 1236-1246, March 2013.
- [11] Y.S. Lin, C.Z. Chen, H.Y. Yang, C.C. Chen, J.H. Lee. "Analysis and design of a CMOS UWB LNA with dual-branch wideband input matching network." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 2, pp. 287-296, Feb. 2010.
- [12] 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.
- [13] A.R. Dehqan, M. Kenarroodi, E. Kargaran, K. Mafinezhad. "Design of low-voltage low-power Dual-Band LNA with using DS method to improve linearity." *20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 88-91, May 2012.
- [14] L.L. Lian, N.M. Noh, M. T. Mustafa, A.B. Abdmanaf, O.B. Sidek. "A dual-band LNA with 0.18- μ m CMOS switches." *IEEE Regional Symposium on Micro and Nanoelectronics (RSM)*, pp. 172-176, Sept. 2011.
- [15] O. Eslamifar, R.S. Shirazi, "Design a dual-band low-power CMOS low noise amplifier for use in WLAN applications." *22nd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 101-105, May 2014.
- [16] V. Canosa, M. Pereira, P. Gomes, J.C. Vaz, J.C. Freire. "Fully integrated switched dual-band CMOS LNA for 802.11 b/g WLAN and WiMAX applications." *7th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pp. 397-400, Oct. 2012.



شکل ۱: NF ساختار پیشنهادی (الف) عملکرد نویز در سرتاسر باند فرکانسی (ب) NF در باند پایین (ج) NF در باند بالا

۵- نتیجه گیری

در این مقاله یک LNA چند باند برای کاربردهای SDR ارائه شده است. جهت تحقق الزامات SDR از یک شبکه تطبیق جدید که قابلیت عملکرد دو باند همزمان در دو حالت مختلف را دارد استفاده شده است. ساختار اصلی LNA به صورت طبقه کسکود سورس مشترک با سلف کاهنده در سورس می باشد که بهره زیاد، توان مصرفی کم و ایزولاسیون معکوس بالایی دارد. این LNA بهره و خطینگی قابل قبول دارد و نسبت به کارهای ارائه شده قبلی دارای عدد نویز کمتری است. این LNA با استفاده از تکنولوژی TSMC 0.18 μ m RF CMOS و نرم افزار ADS 2011 طراحی و شبیه سازی شده است. مدار پیشنهادی ۸/۸۵ میلی وات از منبع تغذیه ۱/۵ ولتی مصرف می کند.