

علمی- پژوهشی

طراحی یک تقویت کننده کم نویز یکپارچه در باند Ka با استفاده از

فناوری $0.15 \mu\text{m}$ InGaAs pHEMTامیر بینقی^۱، مجید بقائی نژاد^۲، مرتضی رضائی^{۳*}

۱- کارشناسی ارشد، ۲- دانشیار، ۳- استادیار، دانشگاه حکیم سبزواری

(دریافت: ۱۳۹۹/۰۱/۰۷، پذیرش: ۱۳۹۹/۰۵/۰۵)

چکیده

در این مقاله، یک تقویت کننده کم نویز در باند Ka به صورت یکپارچه با استفاده از فناوری $0.15 \mu\text{m}$ InGaAs pHEMT برای کاربرد در گیرنده های ماهواره ای ارائه می گردد. این تقویت کننده که متشکل از سه طبقه می باشد پس از طراحی و شبیه سازی، جانمایی شده و به صورت تمام موج شبیه سازی شده است. حداکثر عدد نویز تقویت کننده در بازه فرکانسی ۳۲ GHz تا ۳۷ GHz برابر با ۱/۸ dB و محدوده تغییرات بهره برابر 20.7 ± 0.4 dB به دست آمده است. میزان تلفات بازگشتی در ورودی و خروجی نیز بهتر از ۱۶ dB و نقطه فشردگی بهره ۱ dB در خروجی برابر با ۱۳ dBm حاصل شده است. مساحت کل اشغال شده طرح نهایی برابر با $1/3 \times 1/6$ mm² می باشد. تقویت کننده های طبقات مختلف از نوع سورس مشترک با پیکربندی source degenerated بوده و تلاش شده است تا حد امکان تطبیق امپدانس با استفاده از خط انتقال بجای سلف پیاده سازی شود. پایداری مدار نیز در بازه فرکانسی وسیع تا ۴۵ GHz برآورده شده که برای بهبود آن از یک مقاومت و مدار تشدید موازی در مسیر تغذیه کمک گرفته شده است.

کلید واژه ها: گیرنده ماهواره، تقویت کننده کم نویز، باند Ka، فناوری GaAs HEMT

۱. مقدمه

با توسعه روز افزون فناوری موج میلی متری و کاربردهای آن در مخابرات ماهواره ای، نیاز به مدارات یکپارچه مایکروویوی (MMIC) به دلیل مزایای ذاتی این فناوری مانند قابلیت اطمینان بالا، اثرات پارازیتیک پایین و تکرارپذیری خوب رو به افزایش است [۱] و [۲]. تقویت کننده کم نویز (LNA) به عنوان اولین طبقه در زنجیره گیرنده به عنوان یکی از مهم ترین طبقات گیرنده، می بایست دارای عدد نویز کم، بهره بالا، تطبیق ورودی و تطبیق خروجی مناسب، پایداری در باند فرکانسی وسیع، نقطه فشردگی بهره بالا و در عین حال سایز کوچک باشد که در رسیدن به این ویژگی ها فناوری مورد استفاده برای ترانزیستور و همچنین پیکربندی مدار تقویت کننده تأثیرگذارند [۳] و [۴].

یکی از بهترین فناوری ها برای پیاده سازی LNA در محدوده فرکانسی باند Ka برای رسیدن به عدد نویز کم و بهره بالا و هزینه نسبتاً پایین، ترانزیستورهای با سرعت تحرک الکترون بالا (pHEMT) است [۵] و [۶] و به طور معمول از InP یا GaAs نیز به عنوان نیمه هادی استفاده می شود [۷]. و در مقایسه با سایر فناوری ها، GaAs pHEMT دارای عدد نویز پایین تری در باند Ka

است [۶] و [۸]. پیکربندی های مختلفی برای پیاده سازی LNA پیشنهاد شده است که از جمله آن ها می توان به سورس مشترک با بار سلفی یا فیدبک مقاومتی، گیت مشترک و ساختارهای حذف نویز اشاره کرد [۹]. در میان پیکربندی های مختلفی که برای طراحی LNA وجود دارد، متداول ترین روش پیاده سازی، پیکربندی سورس مشترک با قرار دادن سلف در سورس (Source Degenerated: SD) به صورت چند طبقه است [۱۰]. از خطوط ریزنوری یا موج بر هم صفحه (CPW) نیز به عنوان خط انتقال و یا به عنوان عناصر تطبیق امپدانس استفاده می شود. همچنین به طور معمول بهره مورد نیاز برای LNA در کاربرد موج میلی متری برابر با ۲۰ dB و عدد نویز کمتر از ۲ dB است که معمولاً با استفاده از سه طبقه قابل تحقق است [۷]. در [۱۱] LNA سه طبقه با تغذیه تک قطبی پیشنهاد شده است و در آن از مقاومت جهت بهبود تطبیق امپدانس کمک گرفته شده است. در [۱۲] یک تقویت کننده کم نویز باند Ka با فناوری $0.1 \mu\text{m}$ GaAs متشکل از چهار طبقه تقویت کننده با پیکربندی سورس مشترک ارائه شده است که دارای عدد نویز ۱/۸ dB می باشد. در [۱۳] نیز از با استفاده از فناوری InGaAs pHEMT تقویت کننده کم نویز دو طبقه با پیکربندی سورس مشترک مورد بررسی قرار گرفته است که در آن از سلف و خط انتقال جهت تطبیق امپدانس و از منبع

* نویسنده پاسخگو: morteza.rezaee@hsu.ac.ir

جدول (۱): مشخصات مطلوب تقویت کننده کم نویز

پارامترهای تقویت کننده	مشخصه یا مقدار مطلوب
فناوری مورد استفاده	۰/۱۵ μm pHEMT GaAs
باند فرکانسی (GHz)	۳۷-۳۲
بهره (dB)	> ۱۸
امپدانس ورودی و خروجی (ohm)	۵۰
تطبیق امپدانس ورودی و خروجی (dB)	< -۱۵
عدد نویز (dB)	< ۱/۷
نقطه فشرده‌گی بهره (dBm) 1dB	> ۱۰
حداکثر جریان مصرفی در P _{1dB} (mA)	< ۸۰

برای رسیدن به بالاترین مقدار برای بهره و همچنین کمترین عدد نویز، ابعاد و بایاس ترانزیستور مورد بررسی قرار گرفت. نرم افزار مورد استفاده در شبیه سازی ها، نرم افزار تجاری ADS: Advanced Design System نسخه ۲۰۱۵ بوده که متعلق به شرکت Keysight Technologies می باشد [۱۷]. این نرم افزار قدرتمند محیط های مختلفی برای شبیه سازی را برای تمام مراحل طراحی مدار ارائه می نماید که تطابق بسیار خوبی با اندازه گیری ها دارد و در صنعت و تحقیقات آکادمیک بسیار پر کاربرد است. در این مقاله از محیط شماتیک این نرم افزار برای انجام تحلیل های مداری و از محیط Momentum برای رسم لیوت و انجام تحلیل های الکترومغناطیسی استفاده شده است. به منظور طراحی یک تقویت کننده کم نویز، ابعاد ترانزیستور و بایاس می-بایست به گونه ای باشد تا حداقل عدد نویز قابل دستیابی ترانزیستور حدود 0.5dB کمتر از عدد نویز مطلوب باشد [۱۸]. شکل (۱) مقادیر بهینه نمودار درین و ترانساینی ترانزیستور مورد استفاده را با فرض تعداد انگشتی (NOF) برابر با ۴ و عرض گیت واحد (Ugw) برابر با 25um نشان می دهد. همچنین مقادیر ولتاژ بایاس بهینه برای ترانزیستور $V_{GS} = -0.7V$ و $V_{DS} = 1V$ به دست آمده است. در این حالت، حداقل عدد نویز قابل دست-یابی در محدوده فرکانسی ۳۷-۳۲ GHz برابر با ۱/۲ dB و حداکثر بهره نیز برابر با ۵/۶ dB خواهد بود که با توجه به مقادیر جدول (۱)، نیاز است برای جبران کمبود بهره، از طبقات اضافه استفاده شود. شکل (۱)، جریان درین و رسانایی ترانزیستور را در بایاس و نقطه کار مورد نظر نشان می دهد.

نمودار اسمیت شکل (۲)، نقطه متناظر با ضریب انعکاس بهینه نویز (Γ_{opt}) و همچنین متناظر با ضریب انعکاس بهینه توان (S_{11}^*) را در ورودی تقویت کننده در فرکانس مرکزی باند فرکانسی نشان می دهد. همانطور که دیده می شود این دو نقطه منطبق با یکدیگر نبوده و در نتیجه، مدار تطبیق امپدانس ورودی نمی تواند به طور هم زمان شرایط مورد نیاز برای رسیدن به حداکثر بهره و حداقل عدد نویز را محیا نماید. با قرار دادن سلف در سورس ترانزیستور می توان این دو نقطه را به یکدیگر نزدیک نمود [۱۹] و [۲۰]. علاوه بر این با اینکار می توان وضعیت پایداری مدار

تغذیه تک قطبی جهت بایاس استفاده شده است. در [۱۴] و [۱۵] برای کاهش عدد نویز از روش سرد کردن محیط کاری تا حدود $15^{\circ}K$ برای کاربردهای ماهواره ای استفاده شده است. در [۱۵] تقویت کننده سه طبقه سورس مشترک با فناوری InP HEMT با شبکه تطبیق متشکل از خازن و مقاومت ارائه شده است. در [۱۶] نیز مبتنی بر همین فناوری، با استفاده از پیکربندی سورس مشترک با SD، عدد نویز ۱/۵ dB در باند Ka پیاده سازی شده است. در این مرجع، با استفاده از سه طبقه تقویت کننده و استفاده از خطوط انتقال ریزنوری به عنوان شبکه تطبیق امپدانس، بهره ۲۳ dB محقق شده است. در [۷] نیز مرور نسبتاً جامعی در مورد تقویت کننده های موج میلی متری در سال های اخیر ارائه شده است. در مرجع [۱۰] یک روش طراحی سیستماتیک برای طراحی LNA چند طبقه با استفاده از پیکربندی سورس مشترک ارائه شده است.

به طور معمول طبقه اول برای داشتن نویز حداقل و تطبیق امپدانس مناسب بهینه سازی می شود و تلاش می شود تا با بالا بردن بهره این طبقه، اثر نویز سایر طبقات به حداقل برسد. با ایجاد تطبیق امپدانس مزدوج بین طبقات و همچنین بالا بردن بهره طبقات دیگر نیز بهره مطلوب تحقق می یابد.

در این مقاله، یک تقویت کننده کم نویز برای باند Ka با استفاده از فناوری تجاری pHEMT InGaAs ۰/۱۵ μm طراحی و جانمایی می گردد. این تقویت کننده متشکل از سه طبقه تقویت کننده به صورت SD با قراردادن خط انتقال به عنوان سلف در سورس است تا بتوان به کمک آن به طور هم زمان تطبیق امپدانس برای انتقال حداکثر توان و رسیدن به امپدانس بهینه برای داشتن حداقل عدد نویز را تحقق بخشید و همچنین به بهبود پایداری نیز کمک کرد. برای رسیدن به پایداری در باند وسیع، از یک مقاومت به همراه مدار تانک در مسیر تغذیه استفاده شده است تا ضمن بهبود پایداری در خارج از باند کاری، بهره و عدد نویز در باند کاری تحت تأثیر قرار نگیرد. در ادامه این مقاله و در بخش دوم، روند طراحی مدار ارائه شده و در بخش سوم نیز نتایج شبیه سازی و جانمایی مورد بررسی قرار می گیرد.

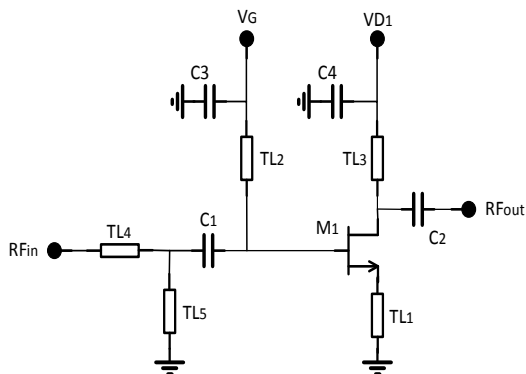
۲. طراحی مدار تقویت کننده کم نویز

۲-۱. ملاحظات کلی

مشخصات مورد نیاز برای تقویت کننده مطلوب در جدول (۱) لیست شده است. در طراحی تقویت کننده از یک فناوری ساخت و مشخصات پروسه (Process Design Kit: PDK) تجاری استفاده شده و الزامات مربوط به ادوات موجود در این فناوری در روند طراحی رعایت شده است. همچنین مدل غیرخطی ترانزیستور برای تحلیل ها به کار گرفته شده است.

۲-۲. طراحی طبقه اول تقویت کننده

شکل (۳) طبقه اول تقویت کننده پیشنهادی را نشان می دهد. مدار بایاس مورد استفاده در این تقویت کننده، به دلیل فراهم آوردن امکان رسیدن به بهره بالا، مستقل بودن جریان درین از المان های مدار بایاس، امکان بهره گیری از المان های مدار بایاس برای تطبیق امپدانس، عدم استفاده از مقاومت و در نتیجه پایین بودن نویز، برای تقویت کننده های کم نویز مناسب است [۱۱] و [۲۱]. با توجه به شکل (۳)، خط انتقال TL₂ (TL₃) دارای طول تقریبی ۱/۴ در فرکانس مرکزی بوده و در نتیجه با توجه به اتصال کوتاه بودن گره اتصال TL₂ و C₃ (گره اتصال TL₃ و C₄) از طرف گیت ترانزیستور (درین ترانزیستور) به صورت اتصال باز دیده می شود. در نتیجه در محدوده باند فرکانس کاری به عنوان خفه کن RF (یا RFC) عمل کرده و مدار بایاس را از مسیر سیگنال فرکانس بالا مجزا می کند. شبکه تطبیق امپدانس ورودی شامل C₁، TL₂، TL₄ و TL₅ به کمک نمودار اسمیت به گونه ای طراحی شده است که ضمن ایزوله کردن بایاس ترانزیستور از ورودی سیگنال به کمک C₁، ایزوله کردن مسیر RF از dc، تطبیق ورودی تقویت کننده به امپدانس ورودی ۵۰ اهم را نیز فراهم آورد. با شبیه سازی مدار نشان داده شده در شکل (۳) در محیط شماتیک نرم افزار ADS، حداکثر مقدار عدد نویز ۱/۴ dB، میزان تلفات بازگشتی ۱۹ dB و حداقل مقدار بهره ۵ dB به دست می آید.

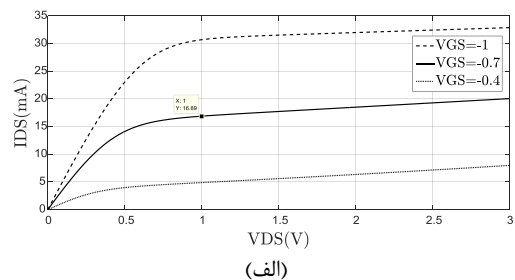


شکل (۳): طبقه اول تقویت کننده پیشنهادی.

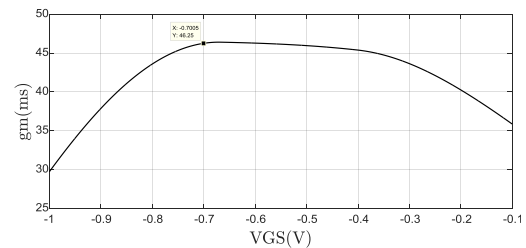
۲-۳. طراحی تقویت کننده نهایی

با توجه به اینکه تقویت کننده یک طبقه امکان تحقق بهره مورد نیاز را فراهم نمی کند لازم است برای جبران کمبود بهره از طبقات دیگر استفاده گردد. شکل (۴) تقویت کننده نهایی که شامل سه طبقه تقویت کننده با پیکربندی سورس مشترک با SD است را نشان می دهد. استفاده از این پیکربندی برای طبقات دوم و سوم با هدف بهبود پایداری انجام گرفته است. بایاس این طبقات نیز با هدف افزایش بهره با حداقل ریبیل در باند عبور بهینه سازی می شود. باید توجه داشت بر اساس رابطه فریس عدد

را بهبود بخشید [۱۸]. شکل (۲)، نقاط متناظر با امپدانس بهینه توان و نویز را پس از افزودن سلف ۴۰ nH به سورس ترانزیستور نشان می دهد و همانطور که دیده می شود این دو نقطه به یکدیگر نزدیک تر شده اند و امکان طراحی مدار تطبیق امپدانس در ورودی فراهم می شود. در ادامه این مقاله، در راستای کاهش ابعاد مدار نهایی و همچنین کم شدن نویز ناشی از وجود سلف، از یک خط انتقال ریزنواری کوتاه برای پیاده سازی سلف استفاده می شود. نکته دیگری که باید به آن توجه نمود آنست که اثرات مدار بایاس ترانزیستور روی تطبیق امپدانس، عدد نویز و پایداری در طراحی های فرکانس بالا نیز می بایست در نظر گرفته شود.

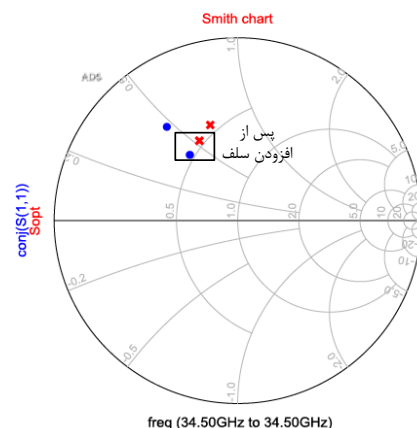


(الف)



(ب)

شکل (۱): (الف) نمودار جریان درین و (ب) نمودار ترانسسانیی ترانزیستور مورد استفاده با فرض بایاس ۱ V V_{DS} = و V_{GS} = -۰/۷ V



شکل (۲): مکان امپدانس ورودی بهینه توان (با علامت ●) و امپدانس ورودی بهینه نویز (با علامت ×) روی نمودار اسمیت در فرکانس مرکزی، قبل و بعد از افزودن سلف.

شکل (۵-ب) نمودار S_{11} را در محدوده وسیع فرکانسی پس از افزودن مقاومت R و مدار تانک نشان می‌دهد که نشان دهنده تطبیق مناسب در باند فرکانسی کاری و پایداری مدار در بازه وسیع فرکانسی است. شکل (۶-الف) و (۶-ب) نیز نمایانگر تأثیر افزودن مدار تانک روی بهبود عدد نویز و بهره مدار در بازه فرکانسی کاری است. چرا که با تشدید مدار تانک در فرکانس مرکزی باند کاری، مقاومت R که برای پایداری مدار در فرکانس ۳ GHz استفاده شده بود، در محدوده فرکانس کاری بی تأثیر خواهد شد.

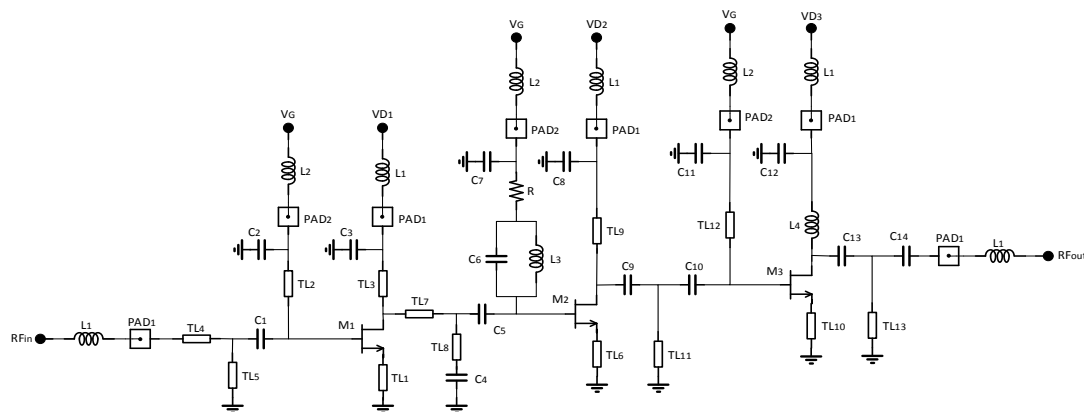
جدول (۲): مقادیر المان‌های تقویت‌کننده کم نویز پیشنهادی نشان داده شده در شکل (۴)

مشخصات المان		المان مدار	
۰/۱۵ μm pHEMT GaAs $4 \times 2.5 \mu\text{m}$		ترانزیستورهای M1، M2 و M3	
TL1: ۴۰ μm	TL2: ۲۶۸ μm	طول خطوط انتقال (با امپدانس مشخصه ۵۰ اهم)	
TL3: ۵۴۸/۸ μm	TL5: ۲۷۴/۶ μm		
TL4: ۵۴۶/۹ μm	TL6: ۲۰ μm		
TL7: ۱۹۵ μm	TL8: ۷۲ μm		
TL9: ۴۸۶/۵ μm	TL10: ۱۷ μm		
TL11: ۱۳۱ μm	TL12: ۴۷ μm		
TL13: ۳۵۷ μm			
$R = 79/5 \Omega$			مقاومت
C1 = ۱/۸۶ pF	C4 = ۲/۴۸ pF		خازن‌ها
C2 = C3 = C7 = C8 = C12 = ۳/۶۷ pF			
C5 = ۰/۹۵ pF	C6 = ۰/۰۳۵ pF		
C9 = ۱/۴۹ pF	C10 = ۰/۰۷۲ pF		
C11 = ۲/۱۱ pF	C13 = ۰/۴۹ pF		
C14 = ۰/۲ pF			
L1 = ۰/۲۵ nH	L2 = ۰/۵ nH		
L3: W = ۱۵ μm , D = ۳۵ μm , S = ۵ μm , T = ۱/۵		سلف‌ها	
L4: W = ۱۵ μm , D = ۳۰ μm , S = ۷ μm , T = ۲			
PAD1 = ۱۰۰ × ۲۰۰ μm^2 PAD1 = ۱۰۰ × ۱۰۰ μm^2		پدهای خازنی	
$V_G = -0.7 \text{ V}$, $V_{d1} = 1 \text{ V}$ $V_{d2} = 2 \text{ V}$, $V_{d3} = 3 \text{ V}$		ولتاژ منابع تغذیه	

نویز طبقات دوم به بعد به دلیل تقسیم شدن عدد نویز بر بهره طبقات قبل، از اهمیت کمتری برخوردار است.

شبکه تطبیق امپدانس بین طبقات بگونه‌ای طراحی شده است که در کنار تطبیق امپدانس مزدوج برای رسیدن به حداکثر بهره، الزامات مربوط به بایاس ترانزیستورهای مختلف برآورده گردد. بدین منظور خازن‌های C_5 و C_{10} برای ایزوله کردن بایاس طبقات مختلف در مدار تطبیق تعبیه شده است. خازن C_4 نیز برای بهم نخوردن بایاس V_{DS1} در نظر گرفته شده است. خازن‌های مربوط به پدها (PAD1 و PAD2) و همچنین رفتار سلفی سیم‌های رابط (L_1 و L_2) نیز مبتنی بر PDK فناوری مورد استفاده، در طراحی لحاظ شده است. در طبقه آخر به منظور کاهش ریپل بهره و با توجه به اینکه قرار دادن سلف در طبقه انتهایی تأثیر چندانی بر عدد نویز مدار ندارد، به جای خطوط $\lambda/4$ از سلف L_4 به عنوان بار ترانزیستور کمک گرفته شده است. جدول (۲) مقادیر نهایی المان‌های تقویت‌کننده پیشنهادی شکل (۴) لیست شده است.

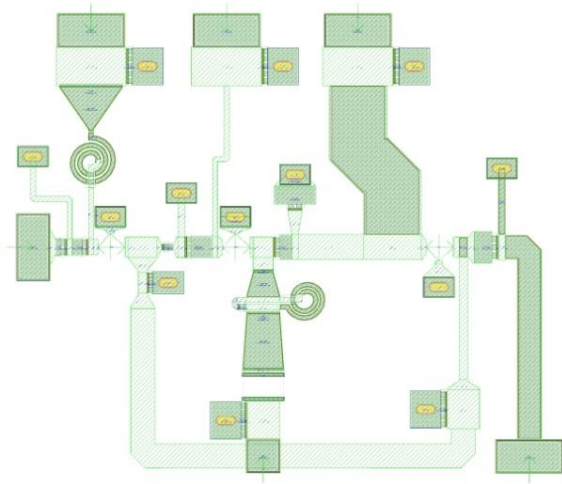
در جهت پایداری تقویت‌کننده در پهنای باند وسیع، در مدار بایاس گیت تقویت‌کننده طبقه دوم از مقاومت R استفاده شده است. در واقع با کاهش بهره طبقه دوم ناشی از حضور مقاومت، پایداری تقویت‌کننده بهبود خواهد یافت. با توجه به اینکه ناپایداری تقویت‌کننده در فرکانس‌های خارج از باند کاری تقویت‌کننده روی می‌دهد، برای جلوگیری از تأثیر منفی حضور مقاومت روی بهره و عدد نویز در پهنای باند کاری تقویت‌کننده، از مدار تانک L_3 و C_6 استفاده شده است تا با ایجاد تشدید در وسط باند کاری، حضور مقاومت بی تأثیر گردد. شکل (۵-الف) نمودار S_{11} مدار پیش از افزودن مقاومت R را در محدوده فرکانس ۳ GHz (خارج از باند کاری) نشان می‌دهد و همانگونه که مشاهده می‌شود، مدار در این بازه فرکانسی ناپایدار است ($|S_{11}| > 1$).



شکل (۴): شماتیک تقویت‌کننده پیشنهادی. مقادیر المان‌ها در جدول (۲) آمده است.

سازی در محیط شماتیک و محیط Momentum وجود داشته باشد. در پایان، این بخش‌ها به یکدیگر متصل شده و بهینه‌سازی نهایی در محیط Momentum انجام می‌گیرد [۲۲].

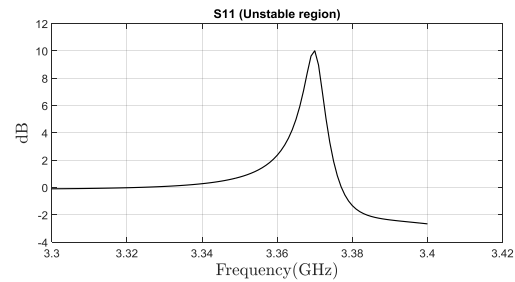
شکل (۷) جانمایی تقویت‌کننده پیشنهادی را در محیط ADS Momentum نشان می‌دهد. جانمایی بگونه‌ای انجام شده است که ضمن برآورده شدن مشخصات مطلوب برای تقویت‌کننده، حداقل مساحت ممکن اشغال گردد. مساحت لیوت طراحی شده برابر با $1/3 \times 1/6$ mm² می‌باشد. در این لیوت، از خطوط ریزنواری برای پیاده‌سازی خطوط انتقال استفاده شده است. همچنین taper شدگی‌های لازم برای اتصال ادوات مختلف در نظر گرفته شده است.



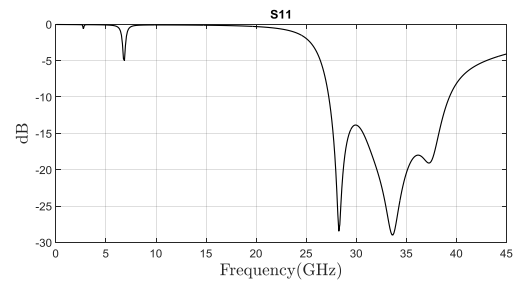
شکل (۷): لیوت تقویت‌کننده پیشنهادی

شکل (۸) نتایج شبیه‌سازی مدار در محیط Momentum را نشان می‌دهد. بدین ترتیب بر اساس نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج تقویت‌کننده کم نویز در محدوده باند فرکانسی ۳۲ GHz تا ۳۷ GHz، عدد نویز کمتر از ۱/۸ dB بهره در محدوده $20/4 \pm 0/7$ dB، تلفات بازگشتی ورودی و خروجی بهتر از ۱۶ dB، ضریب پایداری K بیشتر از ۴ می‌باشد. همچنین با استفاده از مدل غیرخطی ترانزیستور، نقطه فشردگی بهره ۱ dB در خروجی برابر ۱۳ dBm به‌دست آمده است.

در جدول (۳) مقایسه‌ی عملکرد تقویت‌کننده پیشنهادی با تقویت‌کننده‌های کم نویز با باند فرکانسی مشابه آمده است. طرح پیشنهادی در مقایسه با [۱۲] دارای بهره کمتری است که این مساله عمدتاً ناشی از تعداد طبقات بیشتر در تقویت‌کننده این مرجع است. مشابه مرجع [۱۳] و [۲۳]، دارای بهره کمتری نسبت به تقویت‌کننده پیشنهادی است که عمدتاً ناشی از تعداد طبقات کمتر آنهاست. استفاده از مقاومت در سورس تقویت‌کننده با هدف پایداری‌سازی تقویت‌کننده در باند فرکانسی وسیع منجر به

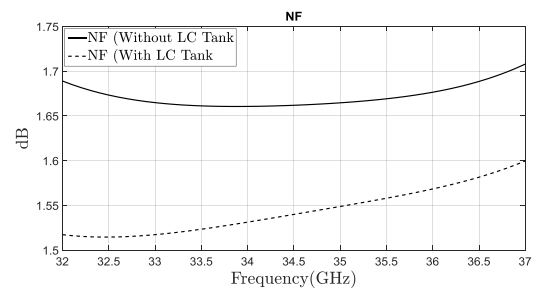


(الف)

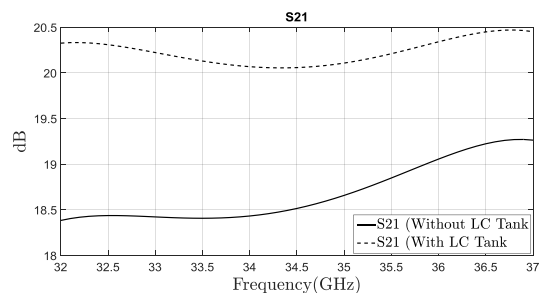


(ب)

شکل (۵): (الف) ضریب انعکاس بازگشتی مدار شکل (۴) قبل از افزودن مقاومت R در بازه فرکانسی که مدار ناپایدار است. (ب) ضریب انعکاس در بازه فرکانسی وسیع پس از افزودن مقاومت R.



(الف)



(ب)

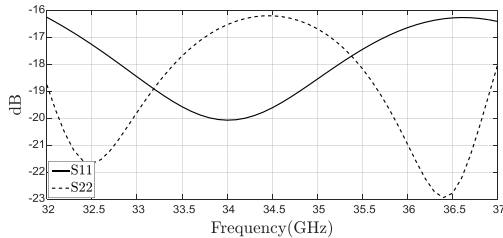
شکل (۶): (الف) عدد نویز و (ب) بهره مدار شکل (۴) قبل و بعد از افزودن مدار تانک.

۳. جانمایی و نتایج شبیه‌سازی

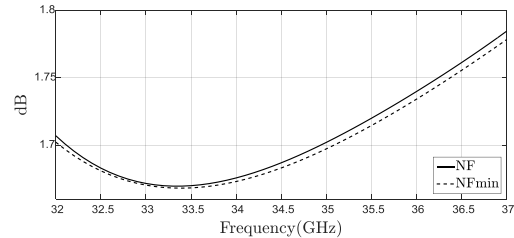
برای طراحی لیوت، با استفاده از شماتیک مدار، قوانین طراحی و مدل قطعات یک طرح اولیه از لیوت ایجاد شده و سپس این طرح به بخش‌های کوچک‌تری تقسیم می‌شود و هر واحد به‌صورت جداگانه بهینه‌سازی می‌شود تا حداقل تفاوت بین نتایج شبیه-

مشخصات مورد انتظار در جدول (۱)، دارای مشخصات مناسبی نسبت به سایر طرح‌های ارائه شده می‌باشد.

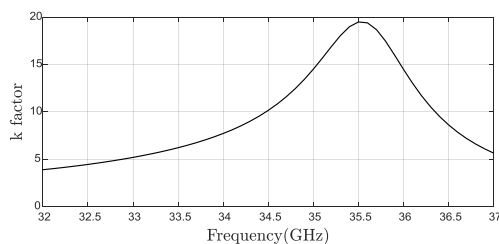
افزایش عدد نویز و کاهش بهره در طرح ارائه شده در [۲۴] شده است. در مجموع، تقویت‌کننده پیشنهادی ضمن برآورده سازی



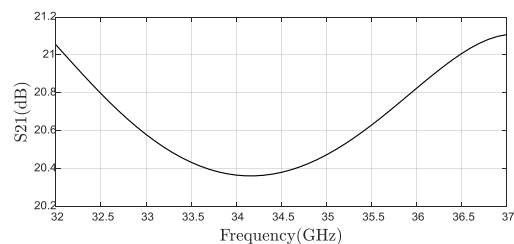
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل (۸): (الف) عدد نویز، (ب) ضریب انعکاس، (ج) بهره و (د) ضریب پایداری تقویت‌کننده شکل (۷)

جدول (۳): مقایسه عملکرد تقویت‌کننده پیشنهادی با سایر تقویت‌کننده‌های با فناوری و فرکانس کاری مشابه

شماره مرجع	فناوری مورد استفاده	تعداد طبقات و نوع پیکر بندی	فرکانس کاری (GHz)	عدد نویز (dB)	بهره (dB)	تلفات بازگشتی ورودی (dB)	تلفات بازگشتی خروجی (dB)
[۱۲]	۰/۱ μm HEMT	۴، سورس مشترک	۲۶-۳۶	۱/۸	۳۱/۶-۳۳	۱۲	۱۲
[۱۳]	۰/۱ μm pHEMT	۲، سورس مشترک با SD	۳۲/۵-۳۶/۵	۲/۳۵	۱۳/۱-۱۴/۵	۱۸	۱۸
[۱۱]	۰/۱۵ μm pHEMT	۳، سورس مشترک با SD	۳۲-۴۰	۲/۵	۲۰/۴-۲۲	۱۶	۱۴/۸
[۲۳]	۰/۱۸ μm pHEMT	۲، سورس مشترک با SD	۲۷-۳۳	۲	۱۱-۱۴/۵	۱۵	۹/۷
[۲۴]	۰/۱۸ μm pHEMT	۴، سورس مشترک با SD	۲۶-۴۰	۳/۸	۱۹-۲۵	۵	۷
تقویت‌کننده پیشنهادی	۰/۱۵ μm pHEMT	۳، سورس مشترک با SD	۳۲-۳۷	۱/۸	۲۰/۳۵-۲۱/۱۵	۱۶	۱۶

سپاسگزاری

نویسندگان از جناب آقای مهندس حفیظ حجازی به خاطر رهنمودهای ایشان صمیمانه سپاسگزاری می‌کنند.

۵. مراجع

- [1] Z. Yang, T. Yang, and Y. Liu, "A Ka-Band Four-Stage Self-Biased Monolithic Low Noise Amplifier", J. Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, vol. 30, no.5, pp. 417-422, 2009.
- [2] Bo Chen, W. Huang, G. Yanng, and Y. Guo, "A Broadband Low Noise Amplifier MMIC in 0.15μm GaAs pHEMT Technology", IEEE Pros. Elec. Power. App., vol. 152, no. 5, 2010.

۴. نتیجه‌گیری

در این مقاله یک تقویت‌کننده کم نویز موج میلی‌متری در فناوری یکپارچه در دو بخش شماتیک و لیوت طراحی و شبیه‌سازی شده است. این تقویت‌کننده متشکل از ۳ طبقه با پیکر بندی source degenerated بوده و در آن از یک مقاومت به همراه یک مدار تانک برای بهبود پایداری در بازه فرکانسی وسیع استفاده شده است. مهم‌ترین مشخصات این تقویت‌کننده بهره ۲۰/۷ dB با ریپل ۰/۴ dB، حداکثر عدد نویز ۱/۸ dB، حداکثر تلفات بازگشتی ۱۶ dB در ورودی و خروجی و P1dB برابر با ۱۳ dBm می‌باشد.

- [14] P. Å. Nilsson et al., "Cryogenic low noise amplifiers in an InP HEMT MMIC process," Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Nanjing, 2015, pp. 1-3.
- [15] J. Schlee, N. Wadefalk, P. Nilsson, J. P. Starski and J. Grahn, "Cryogenic Broadband Ultra-Low-Noise MMIC LNAs for Radio Astronomy Applications," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 2, pp. 871-877, Feb. 2013.
- [16] Y. Tang, N. Wadefalk, M. A. Morgan and S. Weinreb, "Full Ka-band High Performance InP MMIC LNA Module," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, 2006, pp. 81-84.
- [17] Advanced Design System (ADS). [online] Available: <https://www.keysight.com/en/pc-1375582/advanced-design-system-ads-simulation-elements?cc=IR&lc=eng.,> 2019.
- [18] Inder J. Bahl. Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers. 1st ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc; 2009.
- [19] P. Mahmoudidaryan and A. Medi, "Codesign of Ka-Band Integrated Limiter and Low Noise Amplifier," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 9, pp. 2843-2852, Sept. 2016.
- [20] H. Uchida et al., "Ka-band multistage MMIC low-noise amplifier using source inductors with different values for each stage," in IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, no. 2, pp. 71-72, Feb. 1999.
- [21] GAO Yuan, ZHANG Bao-jun, ZHANG Bo, "Design of on-chip 15~18 GHz ultra low noise amplifier", The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, vol. 21, no. 4, pp. 15-18, August 2014.
- [22] Fatima Saletto Corra and Eduardo Amato Tolezani, "Methodology for MMIC Layout Design", Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 6, No. 1, pp. 17-27, June 2007.
- [23] Ziqiang Yang, Tao Yang, Jun Xie and Ruimin Xu, "The design of a Ka-band two-stage monolithic low noise amplifier," Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Suzhou, 2005, pp. 3
- [24] Ziqiang Yang & Tao Yang & Yu Liu, "A Ka-band Four-stage Self-biased Monolithic Low Noise Amplifier", Journal of Infrared Millimeter Terahertz Waves, vol.30, pp. 417-422, Feb. 2009.
- [3] S. Fujimoto et al., "Ka-band ultra low noise MMIC amplifier using pseudomorphic HEMTs," 1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Denver, CO, USA, pp. 17-20 vol.1, 1997.
- [4] S. Zandian and A. Bijari, "Low Noise Figure and High Conversion Gain CMOS LNA-Mixer for WLAN Applications", Journal of Applied Electromagnetics, Vol. 1, No. 2, pp. 19-31, 2018 (In Persian).
- [5] Y. Kwon, D. Deakin, E. Sovero, and J. Higgins, "High-Performance Ka-B and Monolithic Low-Noise Amplifiers Using 0.2-µm Dry-R-cessed GaAs PHEMT's", IEEE Microw. and Guided wave Lett., vol. 6, no. 1, July 1996.
- [6] E. C. Niehenke., "The evolution of low noise devices and amplifiers," IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Montreal, QC, 2012, pp. 1-3.
- [7] P. Longhi, L. Pace, S. Colangeli, W. Ciccognani, E. Limiti, "Technologies, Design, and Applications of Low-Noise Amplifiers at Millimetre-Wave: State-of-the-Art and Perspectives" Electronics. Vol. 8, no. 11, pp. 1222, 2019.
- [8] G. Polli, M. Vittori, W. Ciccognani, S. Colangeli, F. Costanzo, A. Salvucci, E. Limiti, "Ka-/V-band self-biased LNAs in 70 nm GaAs/InGaAs Technology", Radio Frequency Circuits and Systems, PRIME 2018, Prague, Czech Republic.
- [9] B. Razavi, RF Microelectronics, 2nd ed., NJ, USA: Prentice-Hall, 2012.
- [10] A. Salvucci, P. E. Longhi, S. Colangeli, W. Ciccognani, A. Serino and E. Limiti, "A straightforward design technique for narrowband multi-stage low-noise amplifiers with I/O conjugate match", Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., vol. 29, no. 9, Sep. 2019.
- [11] Q. Wang and Y. Guo, "Ka-Band Self-Biased Monolithic GaAs pHEMT Low Noise Amplifier", IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics, pp. 261-263, May 2011.
- [12] D. Cuadrado-Calle, D. George and G. Fuller, "A GaAs Ka-band (26–36 GHz) LNA for radio astronomy," IEEE International Microwave and RF Conference (IMaRC), Bangalore, 2014, pp. 301-303.
- [13] H. Lin et al., "Design of a Ka-band monolithic low noise amplifier," IEEE Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), Chongqing, 2015, pp. 171-174 .

Design of a Low-Noise Amplifier MMIC Using the 0.15 μ m InGaAs pHEMT Technology for Ka-Band Application

A. Bionghy¹, M. Baghaei Nejad², M. Rezaee^{*3}

Hakim Sabzevari University

(Received: 26/03/2020; Accepted: 26/07/2020)

Abstract

In this paper, a Ka band low-noise amplifier realized in 0.15 μ m InGaAs pHEMT technology for satellite applications is presented. The proposed three stages amplifier is designed and simulated using the equivalent circuit model and its layout is studied by full-wave electromagnetic simulation. Full-wave simulation results in the frequency range of 32GHz to 37GHz show a maximum noise figure of 1.8 dB and gain of 20.7 dB with 0.4 dB ripple. Also, the input and output return loss is better than 16 dB and output 1dB gain compression point is equal to 13 dBm. The total area occupied by the final design is 1.6 \times 1.3 mm². All three amplifier stages have source-degenerated configuration and to realize the impedance matching network whilst reducing the size of LNA, transmission line is used instead of inductors. A parallel LC tank circuit in series with a resistor in biasing network is used to improve the stability in a wide frequency range up to 45GHz.

Keywords: Satellite Receiver, Low Noise Amplifier, Ka Band, GaAs HEMT Technology

* Corresponding author E-mail: morteza.rezaee@hsu.ac.ir