

Vol. 12/ No. 48/Summer 2023

Research Article

# Designing a Low Power Low Noise Amplifier for Global Positioning System (GPS) Standard Based on Simulation and Mathematical Relationships

Mozhgan Javahernia, Assistant Professor<sup>1\*</sup>  | Sahel Javahernia, Assistant Professor<sup>2</sup> 

<sup>1</sup>Shabestar branch, Islamic Azad University, Shabestar, Iran  
[javahernia\\_math@yahoo.com](mailto:javahernia_math@yahoo.com)

<sup>2</sup>Department of Electrical Engineering, Sofian Branch, Islamic Azad University, Sofian, Iran  
[s\\_javaher@yahoo.com](mailto:s_javaher@yahoo.com)

**Correspondence**

Mozhgan Javahernia, Assistant Professor, Shabestar branch, Islamic Azad University, Shabestar, Iran  
[javahernia\\_math@yahoo.com](mailto:javahernia_math@yahoo.com)

**Received:** 26 February 2023

**Revised:** 15 April 2023

**Accepted:** 8 May 2023

## Abstract

Today, one of the most important issues in mobile communication systems is having a long battery life. Therefore, the problem of power consumption appears as one of the challenges in the field of designing high frequency circuits. In a high-frequency receiver, due to the placement of the low-noise amplifier in the first stage of the receiver, this amplifier is very important to determine the linearity and noise in the entire receiver. In this paper, a low noise amplifier has been designed for the GPS standard. Compared to previous works, the noise of the amplifier has been reduced somehow, and its power consumption has reached its minimum value. The working method is that in common source amplifiers, their source base is connected with an inductor, which results in improving circuit noise. But the used inductor occupies the surface of the chip. Therefore, in this article, the existence of the inductor in wire-bond is used, and the noise of the amplifier is reduced, and the occupied area of the chip is not increased. Gain, NF, input impedance of the proposed amplifier have been calculated in the best case and the worst case in the corners of FF and SS, and it can be seen that in this article, compared to the previous works, very favorable results have been obtained.

**Keywords:** Low Noise Amplifier, Wire-Bond Inductor, Capacitive-Resistor Feedback, Source Degeneration, Common Source.

## Highlights

- Designing Design of a low noise amplifier for GPS standard.
- The use of inductors in wire-band to reduce noise and occupied area of the chip.
- Obtaining very favorable results in terms of gain, noise level, linearity and input impedance.

**Citation:** M. Javahernia and S. Javahernia, "Designing a Low Power Low Noise Amplifier for Global Positioning System (GPS) Standard Based on Simulation and Mathematical Relationships," *Journal of Southern Communication Engineering*, vol. 12, no. 48, pp. 71–84, 2023, doi: 10.30495/jce.2023.1981190.1194, (in Persian).

## مقاله پژوهشی

## طراحی یک تقویت کننده کم نویز و توان پایین برای استاندارد سیستم موقعیت یاب جهانی بر مبنای شبیه سازی و روابط ریاضی

مژگان جواهرنیا\*<sup>۱</sup> | ساحل جواهرنیا<sup>۲</sup> ID

## چکیده:

امروزه یکی از مسائل مهم در سیستم های مخابرات سیار، داشتن عمر بالای باتری است. از این رو مسئله توان مصرفی، به عنوان یکی از چالش ها در عرصه طراحی مدارات فرکانس بالا نمایان است. در یک گیرنده فرکانس بالا به دلیل قرارگیری تقویت کننده کم نویز در طبقه اول گیرنده، این تقویت کننده اهمیت بسیار بالایی برای تعیین خطینگی و نویز در کل گیرنده دارد. در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز برای استاندارد سیستم موقعیت یاب جهانی (GPS) طراحی شده است که نسبت به کارهای گذشته نویز تقویت کننده به نحوی کاهش داده شده و همچنین توان مصرفی آن به حداقل مقدار خود رسیده است. روش کار به این صورت است که در تقویت کننده های سورس مشترک پایه سورس آن ها با یک سلف وصل شده که نتیجتاً منجر به بهبود نویز مدار می شود؛ اما سلف استفاده شده باعث اشغال سطح تراشه می شود. از این رو در این مقاله از وجود سلف در wire-bond استفاده شده و نویز تقویت کننده کاهش یافته و همچنین سطح اشغالی تراشه بزرگ نشده است. گین، عدد نویز و همچنین امپدانس ورودی تقویت کننده پیشنهادی در بهترین حالت و بدترین حالت در گوشه های FF و SS محاسبه شده اند که ملاحظه می شود در این مقاله در مقایسه با کارهای قبلی نتایج بسیار مطلوبی به دست آمده است.

کلید واژه ها: تقویت کننده کم نویز، سلف wire-bond، فیدبک خازنی -

مقاومتی، سورس دژنراسیون، سورس مشترک

<sup>۱</sup> گروه ریاضی، دانشکده علوم پایه، واحد شبستر، دانشگاه آزاد اسلامی، شبستر، ایران  
javahernia\_math@yahoo.com

<sup>۲</sup> گروه برق، دانشکده فنی مهندسی، واحد صوفیان، دانشگاه آزاد اسلامی، صوفیان، ایران  
s\_javaher@yahoo.com

نویسنده مسئول

\* مژگان جواهرنیا، استادیار، گروه ریاضی، دانشکده علوم پایه، واحد شبستر، دانشگاه آزاد اسلامی، شبستر، ایران  
javahernia\_math@yahoo.com

تاریخ دریافت: ۷ اسفند ۱۴۰۱

تاریخ بازنگری: ۲۶ فروردین ۱۴۰۲

تاریخ پذیرش: ۱۸ اردیبهشت ۱۴۰۲

<https://doi.org/10.30495/jce.2023.1981190.1194>

## ۱- مقدمه

تقویت کننده کم نویز<sup>۱</sup> (LNA) نوع خاصی از تقویت کننده های الکترونیکی است که در سیستم های مخابراتی برای تقویت سیگنال های گرفته شده از آنتن به کار می رود [۱].

استفاده از تقویت کننده کم نویز سبب می شود که نویز طبقات بعدی به وسیله بهره آن کاهش یابد ولی نویز خودش به طور مستقیم در سیگنال دریافتی تزریق می شود. لذا یک پیش شرط برای تقویت کننده کم نویز آن است که در حالی که سیگنال را تقویت می کند، نویز و اختلال بسیار کمی به آن بیفزاید تا بازیابی سیگنال در طبقات بعد به نحو مطلوب صورت گیرد.

رادپوهای باند فوق پهن یک تکنولوژی نسبتاً جدید است که هم برای اهداف تجاری و صنعتی و هم برای اهداف نظامی بکار گرفته می شود. دلیل استفاده از سیستم های باند فوق پهن به خاطر مزایای استثنایی این سیستم ها در فرکانس های خیلی پایین است [۱]. در نتیجه رسیدن به یک ترکیب مداری که هم از لحاظ دقت در انتخاب محدوده فرکانسی و زمانی خیلی خوب باشد،

<sup>۱</sup> Low Noise Amplifier

به‌وسیله عناصر چندمسیره می‌تواند قابل‌حل باشد. در سیستم‌های رادیویی با باند فوق پهن به‌وسیله انتشار انرژی امواج (سیگنال‌های) رادیویی خیلی باریک (محدود) فرکانس به‌طور خیلی زیادی محصور شده و این سیستم‌ها باید با طیف وسیعی از سیگنال‌های مزاحم مقابله کنند، اما نباید مزاحمتی برای سیستم‌های با باند محدود ایجاد کنند. این احتیاجات مستلزم استفاده از تکنیک‌های انتشار طیفی است. هدف از دریافت‌کننده‌های آنالوگ سرچلویی این است که شرایطی برای دریافت سیگنال آنالوگ به دیجیتال شدن مهیا شود تا بالاترین عملکرد بعد از دیکد شدن در دامنه دیجیتال قابل‌دستیابی باشد.

اولین و به‌احتمال‌زیاد حیاتی‌ترین جزء از سیستم‌های آنالوگ سرچلویی، تقویت‌کننده‌های کم‌نویز است که هدف از آن تقویت سیگنال‌های دریافتی از آنتن با مقدار کمی اعوجاج و نویز است و این به‌وسیله طراحی یک شبکه تطبیق مناسب دست‌یافتنی است. مکان این شبکه قبل از تقویت‌کننده است. اگرچه اخیراً پیشرفت زیادی در کاربرد مؤثر تقویت‌کننده‌های کم‌نویز با پهنای باند کم به وجود آمده، ولی ملزومات تقویت‌کننده کم‌نویز برای سیستم‌های باند فوق پهن اختلاف بنیادی با تقویت‌کننده‌های کم‌نویز برای سیستم‌هایی با پهنای باند باریک دارد.

برخلاف تقویت‌کننده‌های کم‌نویز با پهنای باند باریک، پهنای باند سیگنال یک رادیو با پهنای باند بالا از لحاظ دامنه چندین مرتبه بزرگ‌تر است. فرض بکار بردن چنین سیگنالی در تقویت‌کننده‌های کم‌نویز با پهنای باند باریک اساساً بی‌اعتبار و دارای اشکال است. همچنین ساخت بسیاری از سیستم‌های دارای پهنای باند باریک که طراحی آن‌ها مبتنی بر این فرض است نیز نامناسب است.

عبارت باند فوق پهن برای باندهای فرکانسی که وسیع‌تر از ۵۰۰ مگاهرتز است مورد استفاده قرار می‌گیرد. در سال‌های اخیر سیستم‌های باند فوق پهن، به یکی از موضوعات مهم تحقیقاتی در مخابرات رادیویی تبدیل شده‌اند. این سیستم‌ها توانایی ارسال کم سیگنال با پهنای باند بسیار بالا را، با نرخ داده بالا با توان پایین، دارا هستند [۲]. از جمله ویژگی‌های منحصربه‌فرد این سیستم‌ها می‌توان به قابلیت نفوذ بالا به محیط‌های مختلف، دقت بالا در مکان‌یابی اشیاء و مقاوم بودن در مقابل چندمسیره شدن سیگنال‌ها اشاره نمود [۲]. مهم‌ترین کاربرد سیستم‌های فوق در مخابرات بی‌سیم با نرخ داده بالا، رادارهای تشخیص محل دقیق اشیاء و تصویربرداری پزشکی است [۲].

با توجه به گسترش روزافزون سیستم‌های باند فوق پهن، بهینه‌سازی سیستم‌های فوق امری ضروری است. در حال حاضر، چالش‌های جدی در پیاده‌سازی اجزای مختلف گیرنده باند فوق پهن وجود دارد. یکی از مهم‌ترین چالش‌ها، مربوط به پیاده‌سازی تقویت‌کننده کم‌نویز باند فوق پهن است. این تقویت‌کننده باید در یک عرض باند وسیع، بهره توان بالا، تطبیق ورودی مناسب و عدد نویز کمی داشته باشد و توان مصرفی و سطح اشغالی آن بر روی تراشه نیز تا حد ممکن کم باشد [۳].

همچنین دقت شود که عدد نویز پایین مدار تقویت‌کننده کم‌نویز انتخاب توپولوژی مداری را محدود می‌کند و این نیز به معنای آن است که فقط یک ترانزیستور (معمولاً قطعه ورودی) می‌تواند به‌عنوان یک کمک‌کننده مهم به عدد نویز باشد؛ بنابراین، فقط ساختارهایی مانند سورس مشترک یا گیت مشترک انتظار می‌رود که طبقه ورودی مدارات تقویت‌کننده با نویز پایین باشند. عدد نویز معیاری از عملکرد نویز در مدار است و از مقدار ضریب نویز  $F$  مدار گرفته می‌شود. ضریب نویز توسط رابطه ۱ به‌دست‌آمده می‌آید،

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1)$$

به‌طور کلی ضریب نویز به‌صورت مقدار خرابی نسبت سیگنال به نویز ورودی به مقدار خرابی نسبت سیگنال به نویز خروجی تعریف شده و این مقدار هیچ‌گاه کمتر از یک نمی‌تواند باشد. عدد نویز همان ضریب نویز است که به‌صورت دسیبل برحسب رابطه ۲ بیان شده است.

$$NF = 10 \log(F) = 10 \log\left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}\right) = SNR_{in, dB} - SNR_{out, dB} \quad (2)$$

درواقع عدد نویز اختلاف برحسب دسیبل بین نویز خروجی مدار واقعی و مدار ایده‌آل بدون نویز است. معمولاً برای بهبود عدد نویز از تقویت‌کننده‌ی سورس مشترک که پایه سورس آن با یک سلف وصل شده، استفاده می‌شود؛ اما

سلف استفاده شده باعث اشغال سطح تراشه می شود. از این رو در این مقاله از وجود سلف در wire-bond استفاده شده و نویز تقویت کننده کاهش یافته و همچنین سطح اشغالی تراشه بزرگ نشده است.

در ادامه مقاله پس از توضیح مختصری از نحوه عملکرد تکنولوژی سیستم موقعیت یاب جهانی<sup>۱</sup> (GPS) و بررسی تقویت کننده ی سورس مشترک در ساختارهای مختلف، مدار تقویت کننده ی کم نویز پیشنهادی ارائه شده و در آخر نتایج شبیه سازی مدار پیشنهادی و مقایسه نتایج با کارهای قبلی برای بررسی بهتر آورده شده است.

## ۲- نحوه عملکرد تکنولوژی موقعیت یاب جهانی

ماهواره های سیستم موقعیت یابی جهانی به دستگاه های روی زمین سیگنال ارسال می کند. گیرنده های موقعیت یاب جهانی این سیگنال ها را دریافت می نمایند اما خود، سیگنالی ارسال نمی کنند. گیرنده های موقعیت یاب جهانی به دیدی باز از آسمان نیاز دارند. به همین دلیل از این دستگاه ها بیشتر در فضای باز استفاده شده و معمولاً در مناطق جنگلی و یا نزدیک ساختمان های بلند عملکرد خوبی ندارند. عملکرد موقعیت یاب جهانی به یک مرجع زمانی بسیار دقیق نیاز دارد که این مرجع زمانی دقیق توسط ساعت های اتمی تأمین می شود. هر ماهواره موقعیت یاب جهانی دارای یک ساعت اتمی است.

هر ماهواره موقعیت یاب جهانی داده های مکان و زمان را ارسال می نماید. تمامی ماهواره های موقعیت یاب جهانی عملیات خود را با یکدیگر هم زمان می سازند تا سیگنال های تکراری همگی در یک زمان ارسال شوند. این سیگنال های یکسان که با سرعت نور حرکت می نمایند، به اختلاف زمانی اندکی به گیرنده موقعیت یاب جهانی می رسند. این اختلاف ناشی از آن است که برخی ماهواره ها کمی دورتر از گیرنده موقعیت یاب جهانی و برخی دیگر کمی نزدیک تر به آن هستند. فاصله تا ماهواره های موقعیت یاب جهانی با تخمین زمانی که طول می کشد سیگنال به گیرنده برسد تعیین می گردد. هنگامی که گیرنده فاصله خود تا حداقل ۴ ماهواره را حساب کند، قادر خواهد بود مکان خود در سه بعد را تعیین نماید.

در هر زمان حداقل ۲۴ ماهواره موقعیت یاب جهانی فعال هستند. این ماهواره ها در هر ۱۲ ساعت یک دور به دور زمین می زنند. همچنین، ایستگاه هایی زمینی وجود دارند که مسیر هر یک از ماهواره ها را به صورت دقیق دنبال می نماید. این ۲۴ ماهواره در ارتفاع ۱۲۰۰۰ مایلی در جو در حال گردش بوده و پوششی ۲۴ ساعته را فراهم می آورند. همچنین، ۵ ایستگاه زمینی این مجموعه را مدیریت و نظارت می کند [۴].

بنابراین، سیستم موقعیت یابی جهانی مجموعه ای از ۲۴ ماهواره است که در هر روز زمین را دو بار دور زده و اطلاعات دقیق زمانی و مکانی دقیق را ارسال می نمایند. با استفاده از یک گیرنده موقعیت یاب جهانی کاربران قادر خواهند بود مکان خود را در هر کجای زمین که باشند تعیین نمایند. با استفاده از نرم افزارهای مسیریابی در کنار تکنولوژی موقعیت یاب جهانی می توان موقعیت و حرکت وسایل نقلیه و سایر دارایی های از این دست را دنبال نمود.

سیستم های موقعیت یابی که در وسایل نقلیه مورد استفاده قرار می گیرند از اینترنت به عنوان رابطی که به شما اجازه کنترل دستگاه موقعیت یاب جهانی را می دهد، استفاده می نمایند. همچنین می توان از شبکه های بی سیم و شبکه های موبایل برای ارسال و دریافت درخواست های موقعیت یاب جهانی و اطلاعات مکانی به وسیله نقلیه استفاده نمود.

## ۳- مدار تقویت کننده کم نویز پیشنهادی و نتایج شبیه سازی

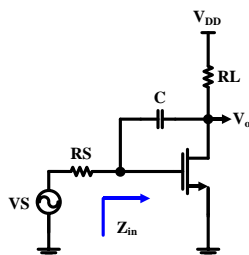
این بخش به معرفی مدار پیشنهاد شده و مراحل طراحی آن اختصاص دارد. انتظاراتی که از تقویت کننده کم نویز پیشنهادی می رود این است که تا حد امکان دارای عدد نویز کم در محدوده ۳ دسیبل و پهنای باند بالا در محدوده پهنای باند تعیین شده از سوی سازمان کمیسیون ارتباطات فدرال<sup>۲</sup> (FCC) باشد. همچنین انتظار می رود که تلفات کمی در محدوده چند میلی وات داشته و بهره توان بالاتر از ۲۰ دسیبل را به دست دهد. با این اهداف تعیین شده مدار مورد نظر طراحی و شبیه سازی شده است.

<sup>1</sup> Global Positioning System

<sup>2</sup> Federal Communications Commission

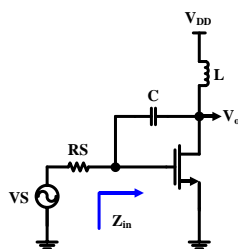
## ۳-۱- تقویت کننده سورس مشترک

در این قسمت به بررسی ساختار سورس مشترک در حالت های مختلف برای بررسی مقادیر گین و نویز پرداخته شده است [۵].



شکل ۱: سورس مشترک با فیدبک خازنی [۵]

Figure 1. Common source with capacitive feedback



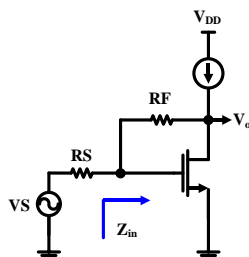
شکل ۲: سورس مشترک با فیدبک خازنی و بار سلفی [۵]

Figure 2. Common source with capacitive feedback and selfie load

## ۳-۱-۱- تقویت کننده ی سورس مشترک با فیدبک خازنی

شماتیک این نوع توپولوژی در شکل ۱ ارائه شده است. در این مدار اگر مقدار  $Z_{in}$  را محاسبه کنیم، می توان معادله را به نحوی استخراج کرد که قسمت حقیقی آن برابر با ۵۰ اهم بشود و مقدار موهومی آن صفر، ولی مشکلی که این نوع ساختارها دارند این است که به طور مناسب نمی توان به مقادیر عملی و درستی در انتهای طراحی دست پیدا کرد.

برای رسیدن به تطبیق امپدانس مناسبی در مدار شکل ۱ می توان بار مقاومتی را با یک بار سلفی جایگزین کرد، همان طور که در شکل ۲ ارائه شده است؛ اما همان طور که از ظاهر تقویت کننده شکل ۲ پیداست، مدار شبیه یک اسیلاتور کولپیتس عمل می کند که در این حالت نمی توان از مدار به عنوان تقویت کننده استفاده کرد [۶].



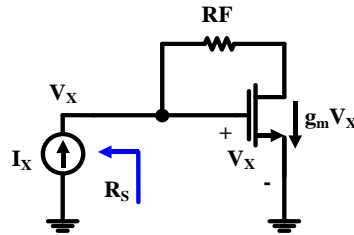
شکل ۳: سورس مشترک با فیدبک مقاومتی [۶]

Figure 3. Common source with resistive feedback

## ۳-۱-۲- تقویت کننده سورس مشترک با فیدبک مقاومتی

نوع دیگری از تقویت کننده سورس مشترک با فیدبک مقاومتی قابل طراحی است که در شکل ۳ ارائه شده است. برای طراحی این تقویت کننده ابتدا لازم است که تطبیق امپدانس را در مدار برقرار کنیم. از این رو مقاومت ورودی تقویت کننده شکل ۳ را به روال زیر محاسبه می کنیم؛

طبق شکل ۴، منابع مستقل را حذف می کنیم و با اعمال یک منبع تست در ورودی، مقاومت معادل ورودی را محاسبه می کنیم.



شکل ۴: نحوه محاسبه امپدانس ورودی سورس مشترک با فیدبک مقاومتی [۶]  
Figure 4. How to calculate common source input impedance with resistive feedback

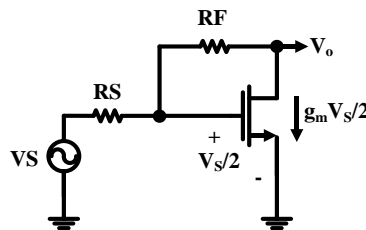
$$g_m V_x = I_x \Rightarrow Z_{in} = \frac{1}{g_m} \tag{۳}$$

بنابراین می توان شرط تطبیق امپدانس را به صورت زیر برای این تقویت کننده تعریف کرد؛

$$R_s = \frac{1}{g_m} \tag{۴}$$

از رابطه ۴، که شرط تطبیق امپدانس تقویت کننده پیشنهادی است، می توان گفت که برای برقراری تطبیق امپدانس باید عکس مقدار ترانسسانی ماسفت بکار برده شده برابر با RS باشد [۷].

حال برای محاسبه گین تقویت کننده از قانون KVL در مدار شکل ۵ استفاده می کنیم.

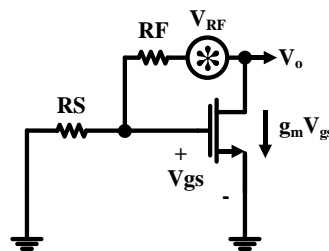


شکل ۵: نحوه محاسبه گین سورس مشترک با فیدبک مقاومتی [۷]  
Figure 5. How to calculate common source gain with resistive feedback

$$-\frac{V_s}{2} + R_F g_m \frac{V_s}{2} + V_o = 0 \tag{۵}$$

$$V_o = \frac{V_s}{2} - R_F g_m \frac{V_s}{2} = V_s \frac{1}{2} (1 - R_F g_m) \tag{۶}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = AV = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{R_F}{R_S} \right) = -\frac{R_F}{2R_S} \tag{۷}$$



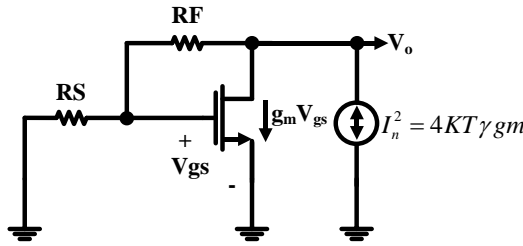
شکل ۶: نحوه محاسبه نویز مقاومت RF در توپولوژی سورس مشترک با فیدبک مقاومتی [۷]  
Figure 6. How to calculate RF resistance noise in common source topology with resistive feedback

همچنین برای محاسبه عدد نویز این توپولوژی تقویت کننده، ساختار مدار شکل ۶ مورد بررسی و تحلیل قرار می گیرد. نویز مقاومت RF به صورت زیر قابل محاسبه است؛

$$g_m V_{gs} R_S + V_{gs} = 0 \tag{۸}$$

$$V_{gs} = 0 \Rightarrow I = 0 \Rightarrow V_{n,RF}^2 = 4KTRF \tag{۹}$$

برای به دست آوردن نویز ماسفت مدار شکل ۷ را تحلیل می‌کنیم؛



شکل ۷: نحوه محاسبه نویز ماسفت در توپولوژی سورس مشترک با فیدبک مقاومتی [۷]

Figure 7. How to calculate MOSFET noise in common source topology with resistive feedback

$$V_{gs} = V_o \times \frac{R_S}{R_S + R_F} \tag{10}$$

$$KCL) I_n + g_m V_{gs} \frac{V_o}{R_S + R_F} = 0 \tag{11}$$

$$I_n + \frac{g_m R_S}{R_S + R_F} V_o + \frac{V_o}{R_S + R_F} = 0 \tag{12}$$

$$V_o = -I_n \left( \frac{R_S + R_F}{1 + g_m R_S} \right) \tag{13}$$

همچنین برای محاسبه نویز مقاومت RS می‌توان به صورت زیر نوشت،

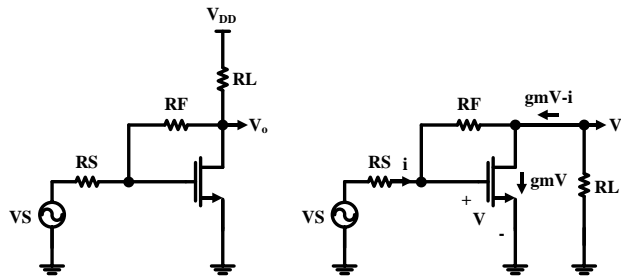
$$V_o^2 = 4KT \cdot R_S \cdot AV^2 \tag{14}$$

$$NF = \frac{\bar{V}_n^2 out}{Av^2} \times \frac{1}{4KTRS} \tag{15}$$

$$NF = 1 + \frac{R_F + \gamma g_m \left( \frac{R_S + R_F}{2} \right)^2}{\left( \frac{R_F}{2R_S} \right)^2 R_S} \tag{16}$$

$$NF = 1 + \frac{4R_S}{R_F} + \gamma g_m R_S = 1 + \gamma + \frac{4R_S}{R_F} \tag{17}$$

همان‌طور که در رابطه ۱۷ دیده می‌شود، این نوع ساختار در بهترین حالت عدد نویز بالای ۳ دسیبل خواهد داشت و همچنین توان مصرفی آن بالا است؛ اما در واقع چون که منبع جریان مدار شکل ۳ توسط یک ماسفت ساخته می‌شود، از این رو در خروجی تقویت‌کننده مطابق با مدار شکل ۸ یک مقدار مقاومتی وجود دارد که در مقدار گین و نویز مدار تأثیرگذار خواهد بود.



شکل ۸: مدل دقیق و واقعی مدار شکل ۳

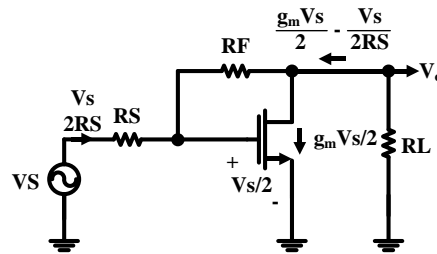
Figure 8. Accurate and real model of the circuit of Figure 3

$$KVL) -V + R_F i - R_L(g_m V - i) = 0 \tag{18}$$

$$\frac{V}{i} = \frac{RF + RL}{1 + gmRL} = RS \tag{19}$$

Beacuse)  $gmRL \gg 1$

$$\Rightarrow \frac{RF + RL}{gmRL} = RS \Rightarrow gm = \frac{RF + RL}{RL} \times \frac{1}{RS} \tag{20}$$



شکل ۹: مدل دقیق و واقعی مدار شکل ۳  
Figure 9. Accurate and real model of the circuit of Figure 3

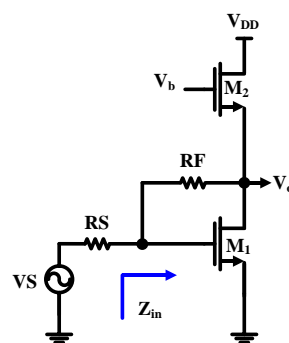
همان طور که مشاهده می شود (معادله ۲۰) در حالت واقعی مقدار  $gm$  بیشتر از حالت قبلی که منبع جریان ایده آل فرض شده بود است که این نشان دهنده این است که توان مصرفی مدار در حالت واقعی خیلی زیاد نیست. مدل سیگنال کوچک مدار شکل ۸ در شکل ۹ ترسیم شده است و گین مدار به صورت زیر قابل محاسبه است،

$$\begin{aligned} \frac{Vs}{2RS} &= \frac{gmVs}{2} + \frac{Vo}{RL} \Rightarrow \frac{Vo}{RL} = Vs \left( \frac{1}{2RS} - \frac{gm}{2} \right) \\ \Rightarrow \frac{Vo}{Vs} &= RL \left( \frac{1 - gmRS}{2RS} \right) \\ \Rightarrow \frac{Vo}{Vs} &= RL \frac{1 - 1 - RF/RL}{2RS} \Rightarrow Av = - \frac{RF}{2RS} \end{aligned} \tag{21}$$

و همین طور عدد نویز<sup>۱</sup> (NF) مدار،

$$NF = 1 + \frac{\gamma}{gmRS} < 3dB \tag{22}$$

به عبارتی می توان گفت که به علت بزرگ شدن  $gm$  در حالت واقعی، عدد نویز مدار نسبت به حالت ایده آل کمتر شده است. مشکلی که این مدار (شکل ۸) دارد این است که اگر جریان شاخه درین در حد ۵ میلی آمپر باشد، مقاومت  $RL$  در حدود ۲۰۰ تا ۳۰۰ اهم خواهد بود که این مسئله باعث افت شدید گین مدار می شود. برای جلوگیری از این مشکل می توان به جای مقاومت  $RL$  از یک ماسفت به شکل مدار ۱۰ استفاده کرد [۸].

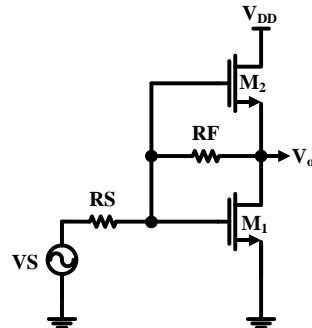


شکل ۱۰: مدار جایگزین به جای مدار شکل ۸ [۸]  
Figure 10. Alternative circuit instead of Figure 8 circuit

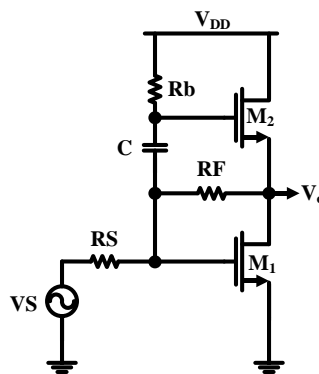
<sup>1</sup> Noise Figure



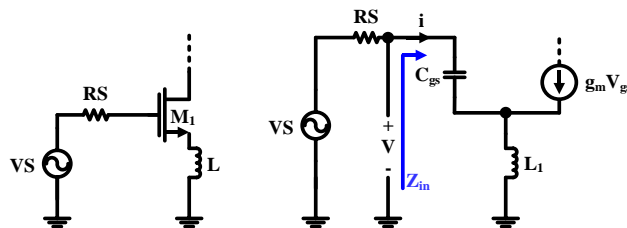
در مدار شکل ۱۰ می‌توان  $V_{DS2}$  را کوچک در نظر گرفت با این تفاوت که دیگر  $R_{load}$  کوچک نیست و گین مدار به اندازه کافی بزرگ است. همان‌طور که در رابطه ۲۰ بیان شد، عدد نویز مدار با عکس  $g_m$  رابطه دارد، به این معنی که با زیاد شدن  $g_m$  نویز تقویت‌کننده کاهش می‌یابد. از این رو با استفاده از تکنیک Current Reuse ترسیم‌شده در شکل ۱۱ می‌توان استفاده کرد تا نویز مدار به راحتی کاهش بیابد. برای تکمیل مدار و برقراری بایاس به مدار، مدار نهایی شکل ۱۲ پیشنهاد می‌شود [۹].



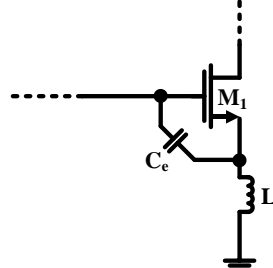
شکل ۱۱: تکنیک Current Reuse برای توپولوژی سورس مشترک [۹]  
Figure 11. Current Reuse technique for common source topology



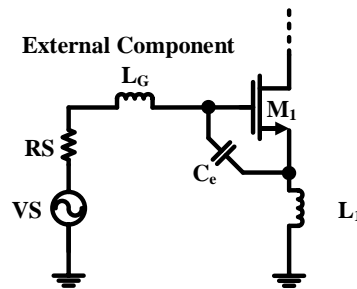
شکل ۱۲: تکنیک Current Reuse برای توپولوژی سورس مشترک به همراه بایاس [۹]  
Figure 12. Current Reuse technique for common source topology with bias



شکل ۱۳: سورس مشترک سورس دژنراسیون شده [۱۰]  
Figure 13. Common source degenerate source



شکل ۱۴: سورس مشترک سورس دژنراسیون شده، حالت خازن اضافه‌شده به ترمینال گیت-سورس [۱۰]  
Figure 14. Degenerate source common source, capacitor mode added to the gate-source terminal



شکل ۱۵: سورس مشترک سورس دژنراسیون شده، حالت خازن اضافه شده به ترمینال گیت-سورس و سلف در گیت [۱۰]  
Figure 15. Common source degenerate source, capacitor state added to the gate-source terminal and inductor in the gate

### ۳-۱-۳- تقویت کننده سورس مشترک، سورس دژنراسیون شده

در شکل ۱۳ مدل یک تقویت کننده سورس مشترک، سورس دژنراسیون شده ارائه شده است که با استفاده از یک سلف واقع در پایه سورس ماسفت تقویت کننده، توپولوژی سورس دژنراسیون شده شکل گرفته است [۱۰]. در ادامه شرایط تطبیق امپدانس در ورودی تقویت کننده محاسبه شده است. مدل سیگنال کوچک تقویت کننده در سمت راست شکل ۱۳ ترسیم شده است که مطابق آن قرار است امپدانس ورودی را محاسبه کنیم.

$$V_{gs} = i \frac{1}{C_{gs}S} \quad (23)$$

$$\Rightarrow -V + i \frac{1}{C_{gs}S} + L_1 S \left( i + g_m i \frac{1}{C_{gs}S} \right) = 0$$

$$\Rightarrow \frac{V}{i} = \frac{1}{C_{gs}S} + L_1 S + \frac{g_m L_1}{C_{gs}} = 0 \quad (24)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{gs} L_1}} \Rightarrow Rin = \frac{g_m L_1}{C_{gs}} \quad (25)$$

در رابطه ۲۴ برای برقراری تطبیق امپدانس باید قسمت موهومی برابر با صفر باشد و قسمت حقیقی برابر با  $R_s$  در ورودی تقویت کننده. از آنجائی که سلف  $L_1$  به صورت wire-bond از آن استفاده می شود، مقدار آن در حدود ۱ نانو هانری است. کم بودن مقدار سلف  $L_1$  به این معنی است که برای صفر شدن قسمت موهومی برای فرکانس حوالی ۱ گیگاهرتز مقدار خازن گیت-سورس حدود ۲۵ پیکوفاراد باشد؛ اما می دانیم که مقدار خازن گیت-سورس در حدود ۱۰۰ فمتو فاراد است. برای رفع این مشکل می توان مطابق شکل ۱۴ یک خازن به ترمینال گیت-سورس اضافه نمود. در این حالت مقدار امپدانس ورودی صورت زیر بیان می شود،

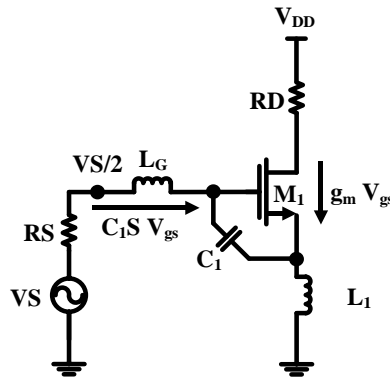
$$Rin, new = \frac{1}{C_1 S} + L_1 S + \frac{g_m L_1}{C_{gs}} \quad (26)$$

در رابطه ۲۶،  $C_1 = C_{gs} + C_e$  است.

در این حالت به راحتی می توان مقدار خازن  $C_e$  را بزرگ انتخاب کرد تا قسمت موهومی معادله (۲۶) صفر شود؛ اما مشکلی که در این حالت وجود دارد این است که قسمت حقیقی که در واقع باید ۵۰ اهم شود، لازمه آن داشتن ترانسایمی در حدود ۱۲۵۰ میلی موهومی باشد که عملاً در مدار مجتمع کاری نشدنی است. برای رفع این مسئله مدار شکل ۱۵ پیشنهاد می شود. در این حالت با استفاده از یک سلف خارجی و با ضریب کیفیت بالا می توان مسئله صفر شدن قسمت موهومی و منطبق کردن قسمت حقیقی به ۵۰ اهم را برقرار کرد. معادلات جدید برای تقویت کننده پیشنهادی به روال تعریف شده زیر قابل تعریف هستند [۱۱]. امپدانس ورودی تقویت کننده به صورت زیر است،

$$Rin = (L_1 + L_G)S + \frac{1}{C_1 S} + \frac{g_m L_1}{C_1} \quad (27)$$

محاسبه گین تقویت کننده به روال زیر و مطابق شکل ۱۶ به دست می آید.



شکل ۱۶: سورس مشترک سورس دژنراسیون شده، حالت خازن اضافه شده به ترمینال گیت-سورس و سلف در گیت [۱۱]  
Figure 16. common source degenerate source, capacitor mode added to the gate-source terminal and inductor in the gate

$$\Rightarrow \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{1}{2} \times \frac{RD}{L_1 \omega_0} \tag{28}$$

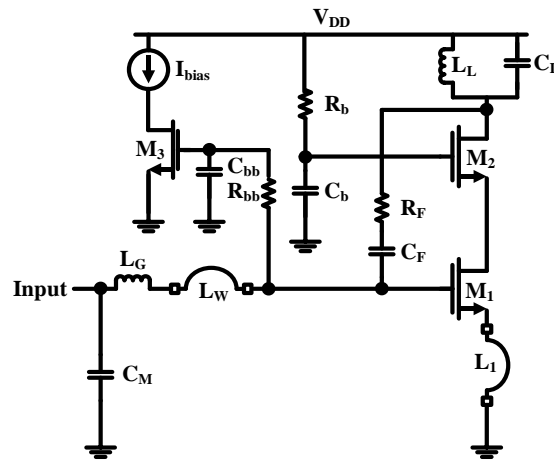
نویز مدار شکل ۱۶ را نیز می توان به صورت خلاصه شده زیر ارائه کرد،

$$NF = 1 + \gamma g_m RS \left( \frac{\omega_0}{\omega_{T1}} \right)^2 + \frac{4RS}{RD} \left( \frac{\omega_0}{\omega_{T1}} \right) \tag{29}$$

### ۳-۲- تقویت کننده سورس مشترک پیشنهاد شده برای باند موقعیت یاب جهانی

در شکل ۱۷ مدار تقویت کننده سورس مشترک پیشنهادی ارائه شده است. همان طور که در شکل دیده می شود، مدار به صورت دو طبقه طراحی شده است تا بتوان به گین بالای دست یافت. همچنین برای از دست ندادن سوئینگ بار خروجی را با استفاده از یک تانک LC پیاده سازی شده است. به جای استفاده از خازن در ترمینال گیت-سورس ماسفت  $M_1$  از یک خازن  $C_M$  در ورودی اصلی تقویت کننده استفاده شده است [۱۲].

در این طرح ارائه شده از یک فیدبک مقاومتی-خازنی از خروجی به گیت ماسفت ورودی برای افزایش خطینگی در تقویت کننده استفاده شده است که به نحو احسن ما را به این هدف نزدیک کرده است. بایاس  $M_2$  از طریق خود منبع تغذیه و بایاس  $M_1$  از طریق آیینه جریان  $M_3$  ساخته شده است. جزئیات دقیق مدار طراحی شده در جدول ۱ ارائه شده است.



شکل ۱۷: تقویت کننده پیشنهاد شده  
Figure 17. Proposed amplifier

جدول ۱: جزئیات پارامترهای دقیق مدار تقویت کننده کم نویز

Table 1. Detailed parameters of low noise amplifier circuit

$M_1$ & $M_2$	$۳۰ \times \mu\text{m} / ۱۸۰ \text{ nm}$	$R_f$	$۴/۵ \text{ K}\Omega$
$M_3$	$۴ \mu\text{m} / ۱۸۰ \text{ nm}$	$C_f$	$۱/۸ \text{ pF}$
$C_b$	$۱/۸ \text{ pF}$	$R_{bb}$	$۲۰ \text{ K}\Omega$
$C_M$	$۳ \text{ pF}$	$C_{bb}$	$۱/۸ \text{ pF}$
$L_G$	$۸ \text{ nH}$	$L_L$	$۱۱ \text{ nH}$
$R_b$	$۲۰ \text{ K}\Omega$	$C_L$	$۸۸۰ \text{ nF}$

جدول ۲: نتایج شبیه سازی شده از مدار تقویت کننده کم نویز

Table 2. Simulated results of low noise amplifier circuit

Corner	ss (circuit)	tt (circuit)	ff (circuit)
<b>Supply</b>	$۱/۶۵ \text{ V}$	$۱/۸ \text{ V}$	$۲ \text{ V}$
<b>Temperature</b>	$۸۰^\circ$	$۲۷^\circ$	$۰^\circ$
<b>I<sub>bias</sub></b>	$۳۰ \mu\text{A}$	$۲۵ \mu\text{A}$	$۱۵ \mu\text{A}$
<b>Power</b>	$۴۰/۸ \text{ mW}$	$۳ \text{ mW}$	$۳۴/۵ \text{ mW}$
<b>Gain</b>	$۲۶/۵ \text{ dB}$	$۳۰/۵ \text{ dB}$	$۳۰/۸ \text{ dB}$
<b>N.F</b>	$۲/۵ \text{ dB}$	$۱/۶۶ \text{ dB}$	$۱/۴۷ \text{ dB}$
<b>S11</b>	$-۹ \text{ dB}$	$-۱۳ \text{ dB}$	$-۱۷ \text{ dB}$
<b>C<sub>M</sub></b>	$۳ \text{ pF}$	$۱ \text{ pF}$	$۱ \text{ pF}$

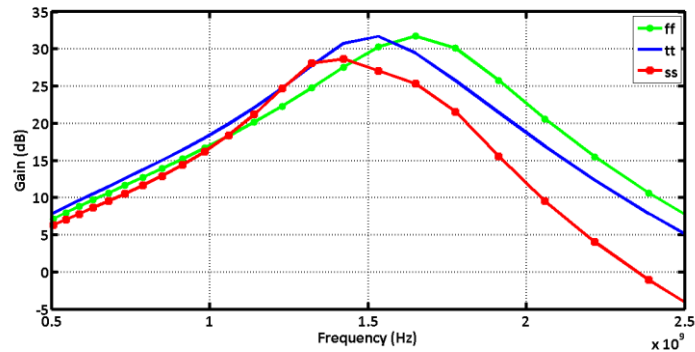
#### ۴- نتایج شبیه سازی

در این بخش به ارائه نتایج شبیه سازی از مدار پیشنهاد شده تقویت کننده کم نویز برای باند فرکانسی موقعیت یاب جهانی پرداخته شده است. جهت اطمینان در کارکرد مدار، مدار طراحی شده برای بدترین حالتها شبیه سازی و نتایج آن به طور کامل ارائه شده است. در شکل ۱۸ نمودار گین تقویت کننده پیشنهادی ارائه شده است که در بدترین حالت و برای گوشه SS در دمای  $+۸۰$  درجه برابر  $۲۶/۵$  دسیبل است و همچنین در بهترین حالت با دمای  $-۴۰$  درجه گین مدار برابر با  $۳۰/۸$  دسیبل است. در شکل ۱۹ نمودار عدد نویز مدار طراحی شده پیشنهادی ارائه شده است که در این نمودار همان طور که مشاهده می شود در بدترین حالت و برای گوشه SS در دمای  $+۸۰$  درجه برابر  $۲/۵$  دسیبل است و همچنین در بهترین حالت و برای گوشه FF با دمای  $-۴۰$  درجه عدد نویز مدار برابر با  $۱/۴۷$  دسیبل است.

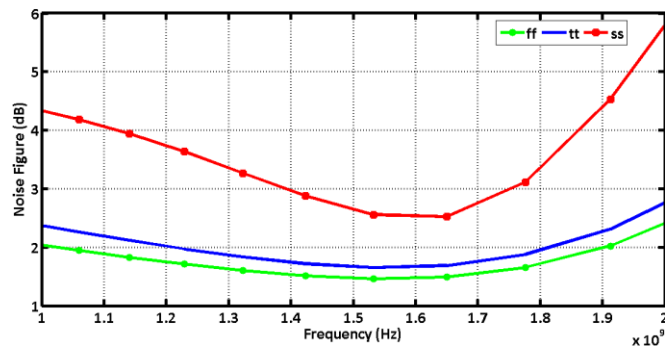
در شکل ۲۰ نمودار خطی تقویت کننده پیشنهادی ارائه شده است. در این نمودار همان طور که مشاهده می شود در بدترین حالت و برای گوشه FF در دمای -۴۰ درجه برابر ۱۷- دسیبل است و همچنین در بهترین حالت با دمای +۸۰ درجه S11 مدار برابر با ۹- دسیبل است.

همچنین در شکل ۲۱ نمودار امپدانس ورودی نمایش داده شده است که همان طور در شکل قابل رویت است بهترین حالت برای مدار گوشه FF با دمای -۴۰ درجه است که حدود ۴۷ اهم است. بدترین حالت نیز برای گوشه SS با دمای کاری +۸۰ درجه است که حدود ۲۷ اهم است.

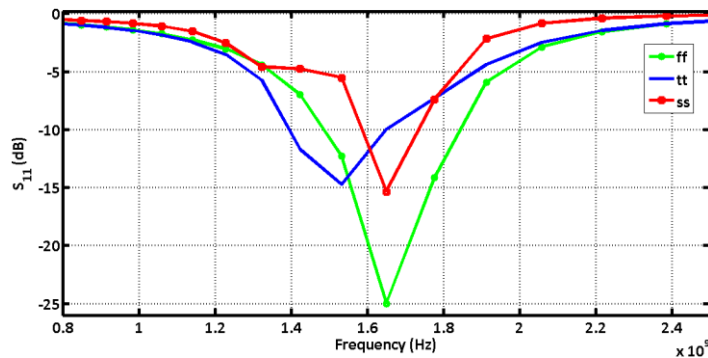
جزئیات دقیق مدار طراحی شده برای حالت های مختلف مدار از لحاظ دما، ولتاژ کاری و گوشه ساخته شده در جدول ۲ ارائه شده است.



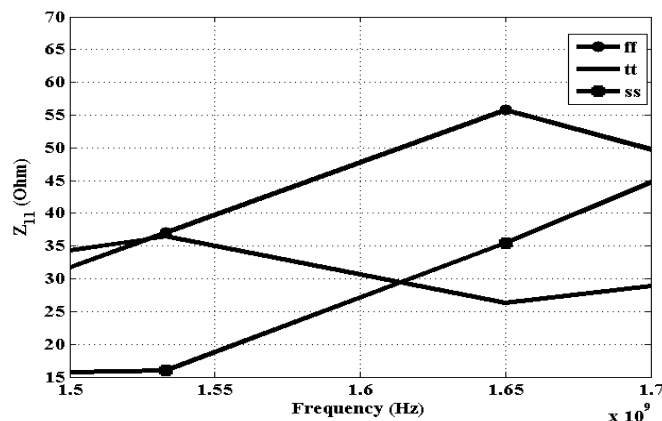
شکل ۱۸: گین تقویت کننده طراحی شده در گوشه های tt, ss, ff  
Figure 18. Amplifier gain designed in the corners of tt, ss, ff



شکل ۱۹: عدد نویز تقویت کننده طراحی شده در گوشه های tt, ss, ff  
Figure 19. NF of the designed amplifier in the corners tt, ss, ff



شکل ۲۰: S11 تقویت کننده طراحی شده در گوشه های tt, ss, ff  
Figure 20. S11 of the designed amplifier in the corners of tt, ss, ff



شکل ۲۱:  $Z_{11}$  تقویت کننده طراحی شده در گوشه‌های tt, ss, ff  
Figure 21.  $Z_{11}$  of the designed amplifier in the corners of tt, ss, ff

### ۵- نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز و توان پایین برای استاندارد موقعیت یاب جهانی بر مبنای شبیه سازی و روابط ریاضی ارائه شده است. مدار پیشنهاد شده از لحاظ پارامترهای مختلف و در گوشه‌های مختلف بر طبق روابط ریاضی موجود طراحی و شبیه سازی شده است. مطابق با نتایج نمایش داده شده مشخص است که ساختار پیشنهادی بسیار قابل قبول است و در مقایسه با کارهای ارائه شده قبلی طبق جدول شماره ۳، دارای نتایج خوبی است.

جدول ۳: مقایسه مدارات مختلف انجام شده با استفاده از تکنیک حذف نویز

Table 3. Comparison of different circuits performed using noise removal technique

مرجع	تکنولوژی	F(GHz)	NF	بهره (dB)	$S_{11}$ (dB) <	توان (mW)	IIP <sub>3</sub> (dBm)
[۱۳]	۰/۱۸μm	۰/۸۶۶	۸/۲۲۵	۱۷/۹۶	-۱۰/۰۴۳	-	-
[۱۴]	۰/۱۸μm	۲۷/۴۳-۵/۵	۵/۹-۳۳/۱	۲۷-۲۴	-۱۰	۱۱/۱۳	۷/۸۳
[۱۵]	۰/۱۸μm	۰/۸۵	۴/۴	۳۳/۸۵	-	۲۳/۵۸	۳۳/۱۶
[۱۶]	۰/۱۳μm	۲۴	۲/۷۱	۱۴/۸	-	۱/۵۴	۱/۷
[۱۷]	۰/۱۸μm	۲/۴	۱۴/۷۷	۴/۱۳	-	۷/۴	۱۱/۵
[۱۸]	۹۰nm	۲/۲-۱۸/۴۷	۴/۱۱	۵/۳۸	-۱۴	-	-
این مقاله	۰/۱۸μm	۲/۴	۱/۶۶	۳۰/۵	-۱۳	۳۸	-

### مراجع:

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*. Prentice Hall: Upper Saddle River, NJ, USA, 2011.
- [2] M. Ghavami, L. Michael, and R. Kohno, *Ultra wideband signals and systems in communication engineering*. John Wiley & Sons, 2007.
- [3] M. Edwall, *Low-noise amplifier design and optimization*. ed, 2008.
- [4] A. Kiraz, Y. Karadağ, and M. Muradoğlu, "Large spectral tuning of a water-glycerol microdroplet by a focused laser: characterization and modeling," *Physical Chemistry Chemical Physics*, vol. 10, pp. 6446-6454, 2008.
- [5] S.-Y. Lee, M.-F. Huang, and C. J. Kuo, "Analysis and implementation of a CMOS even harmonic mixer with current reuse for heterodyne/direct conversion receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, no. 9, pp. 1741-1751, doi: 10.1109/TCSI.2005.852487.
- [6] M. Khurram and S. R. Hasan, "Novel analysis and optimization of gm-booster common-gate UWB LNA," *Microelectronics Journal*, vol. 42, pp. 253-264, 2011, doi: 10.1016/j.mejo.2010.10.014.

- [7] W. M. Huang *et al.*, "Rf, analog and mixed signal technologies for communication ics-an itrs perspective," in *2006 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, 2006, pp. 1-7, doi: 10.1109/BIPOL.2006.311160.
- [8] M. Chen, C. Tang, T. Tanabe, and Y. Oyama, "Calculation of the Nonlinear Susceptibility in van der Waals Crystals," *Optics and Photonics Journal*, vol. 9, pp. 178-188, 2019, doi: 10.4236/opj.2019.911016.
- [9] T. H. Lee, *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*. Cambridge university press, 2003.
- [10] G. Knoblinger, P. Klein, and H. Tiebout, "A new model for thermal channel noise of deep-submicron MOSFETS and its application in RF-CMOS design," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 5, pp. 831-837, 2001, doi: 10.1109/4.918922.
- [11] S. Wolf, "Silicon processing for the VLSI era," in *LATTICE*, 1995, pp. 559-581.
- [12] R. Jindal, "Hot-electron effects on channel thermal noise in fine-line NMOS field-effect transistors," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 33, no. 9, pp. 1395-1397, 1986, doi: 10.1109/T-ED.1986.22680.
- [13] Y. K. Meena and A. Chaturvedi, "Design and Simulation of Down Conversion Mixer for LoRa Band IOT System," in *International Conference on Power Electronics & IoT Applications in Renewable Energy and its Control (PARC)*, 2020, pp. 553-556, doi: 10.1109/PARC49193.2020.236674.
- [14] T. Heidari and A. Nabavi, "Design and analysis of a wideband compact LNA-mixer in millimeter wave frequency," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 105, pp. 371-383, 2020, doi: 10.1007/s10470-020-01737-3.
- [15] D. Shukla, S. K. Gupta, V. Bhadauria, and R. Tripathi, "High Gain, Low Noise ,Low Voltage, and Low Power Current Mode Up-Conversion Mixer for 5G Application," *IETE Journal of Research*, pp. 1-13, 2022, doi: 10.1080/03772063.2022.2103039.
- [16] M. Kurbanov, M.-U. Sung, J.-I. Chun, Y.-J. Choi, K.-P. Kil, and S.-G. Kim, "A Low-Noise Low-Power Down-Conversion Mixer in 130nm RF CMOS Technology for 24GHz Application," in *Proceedings of the 2019 KSPSE Spring Conference*, 2019, pp. 82-83.
- [17] J. Chung and A. A. Iliadis, "Modeling a high linearity, low noise gilbert cell mixer using three optimization techniques," in *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2020, pp. 790-793. doi: 10.1109/MWSCAS48704.2020.9184485.
- [18] K. Nihar, S. Padiyar, P. Bali, D. Shilpa, and A. Mahesh, "Design of a Source Degenerated Cascode Stage Low Noise Amplifier for 5G Applications," *ECS Transactions*, vol. 107, p. 2531, 2022, doi: 10.1149/10701.2531ecst.

---

#### COPYRIGHTS

©2023 by the authors. Published by the Islamic Azad University Bushehr Branch. This article is an open-access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

---

