

Design and Simulation of a Distributed Amplifier for 24 GHz Band Applications in 5G and Automotive Radar Using Lumped Inductor model

J. Kazazi , A.H. Dehghani Firoozabadi, M. Kamarei *

*College of Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran

(Received: 2024/11/02, Revised: 2024/12/21, Accepted: 2025/06/08, Published: 2025/06/20)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1403.12.1.7.0>

ABSTRACT

This paper presents a novel design for a distributed amplifier operating in the GHz band, targeting applications in automotive radar and fifth-generation (5G) mobile communications. The GHz band is widely used in automotive radar and high-speed communication systems, necessitating amplifiers with low noise figure and wide bandwidth. The most suitable approach to achieve wide bandwidth with an acceptable noise figure is the use of a distributed amplifier architecture. This work proposes two distinct configurations for the distributed amplifier: a high-pass and a band-pass topology. In both designs, efforts are made to eliminate the drain and gate transmission line resistors. This removal aims to achieve higher efficiency and gain, concurrently yielding a lower noise figure and a more compact physical footprint. Furthermore, the design utilizes lumped model of inductors, implying components with a high-quality factor (more than 10). The implemented two-stage distributed amplifier demonstrates a 10% bandwidth centered at 24 GHz. Fabricated in TSMC 0.18 μm technology, both architectures achieve a noise figure below 2 dB, a gain of approximately 10 dB, and VSWR of less than 1.5.

Keywords: Highpass, Distributed amplifier, Low-noise amplifier (LNA), Bandpass.

Cite this article: J. Kazazi, A. H. Dehghani Firoozabadi, M. Kamarei, “Design and Simulation of a Distributed Amplifier for 24 GHz Band Applications in 5G and Automotive Radar Using Lumped Inductor model,” *Radar*, vol. 12, no. 1, pp. 113- 121, Sep. 2024.

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1403.12.1.7.0>



© The Author(s). retain the copyright and full publishing rights



Publisher: Imam Hossein University

Corresponding Author Email: jamal.kazazi@ut.ac.ir

طراحی و شبیه‌سازی تقویت‌کننده توزیع‌شده در باند ۲۴ گیگاهرتز برای کاربرد ۵G و رادار خودرو با استفاده مدل سلف فشرده

جمال کزازی^{۱*}، امیرحسین دهقانی فیروزآبادی^۲، محمود کمره‌ای^۳

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشجوی کارشناسی ارشد، ۳- استاد دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکده فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران.

(دریافت: ۱۴۰۳/۰۸/۱۲، بازنگری: ۱۴۰۳/۱۰/۰۱، پذیرش: ۱۴۰۳/۱۰/۱۹، انتشار: ۱۴۰۳/۱۱/۰۱)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1403.12.1.7.0>

چکیده

در این مقاله به بررسی طراحی جدید برای تقویت‌کننده توزیع‌شده در باند ۲۴ گیگاهرتز برای کاربرد رادار خودرو و نسل پنجم ارتباطات سیار پرداخته شده است. باند ۲۴ گیگاهرتز کاربرد گسترده‌ای در رادار خودرو و ارتباطات پرسرعت دارد. استفاده از یک تقویت‌کننده با عدد نویز کم و پهنای باند بالا در این باند فرکانسی موردنیاز است. بهترین روش، استفاده از تقویت‌کننده توزیع‌شده است تا بتوان به پهنای باند بالا با عدد نویز مناسب دست یافت. در این مقاله دو طرح بالاگذر و میان‌گذر برای تقویت‌کننده توزیع‌شده پیشنهاد می‌شود. همچنین سعی می‌شود در هر دو طرح با حذف مقاومت خط انتقال درین و گیت به بازدهی و بهره بالاتر و درعین‌حال عدد نویز کمتر و ابعاد کوچک‌تر دست یافت. همچنین طراحی انجام شده به کمک سلف‌های فشرده صورت گرفته است، به این معنی که سلف‌ها از ضریب کیفیت بالایی (بیشتر از ۱۲) برخوردار هستند. در این مقاله تقویت‌کننده توزیع‌شده دوطبقه با پهنای باند ۱۳ درصد در فرکانس ۲۴ گیگاهرتز طراحی شده است. فناوری طراحی تقویت‌کننده TSMC 0.18um است و عدد نویز به‌دست‌آمده در هر دو ساختار کمتر از ۶ دسی‌بل و بهره نزدیک به ۱۰ دسی‌بل و VSWR کمتر از ۲ است.

کلیدواژه‌ها: بالاگذر، تقویت‌کننده توزیع‌شده، تقویت‌کننده کم‌نویز، میان‌گذر.

۱. مقدمه

است. یکی دیگر از کاربردهای باند ۲۴ گیگاهرتز استفاده در نسل پنجم ارتباطات سیار است. پهنای باند بالا، کاهش تأخیر و پشتیبانی از بیم‌فورمینگ از جمله کاربردهای باند ۲۴ گیگاهرتز در نسل پنجم ارتباطات سیار (5G) است [۱۳-۱۶].
باتوجه به کاربرد گسترده باند ۲۴ گیگاهرتز، نیاز به گیرنده با حساسیت مناسب و پهنای باند بالا ضروری است. برای دستیابی به گیرنده‌ای که پهنای باند و حساسیت بالایی داشته باشد، نیاز به یک تقویت‌کننده با عدد نویز پایین و پهنای باند مناسب وجود دارد. همچنین باتوجه به محیط استفاده از این باند باید

امروز استفاده از رادار خودرو در سامانه‌های خودکار و خودروهای خودران بسیار رایج است. استفاده از باند ۲۴ گیگاهرتز برای کنترل سرعت [۳-۱]، تشخیص نقاط کور [۴-۸]، طراحی سامانه‌های کمکی برای تغییر مسیر [۹-۸]، تشخیص عابر پیاده و دوچرخه‌سوار [۱۰-۱۱] و تشخیص شرایط سطح جاده [۱۲] از جمله کاربردهای رادار خودرو در این باند است. از طرف دیگر تقاضا برای ارتباط گسترده بسیار افزایش یافته

استناد: کزازی، جمال، دهقانی فیروزآبادی، امیرحسین و کمره‌ای، محمود، "طراحی و شبیه‌سازی تقویت‌کننده توزیع‌شده در باند ۲۴ گیگاهرتز برای کاربرد 5G و رادار خودرو با استفاده از مدل سلف فشرده." رادار، ۱۱۲(۱)، ۱۱۳-۱۲۱، ۱۴۰۳.

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1403.12.1.7.0>

© نویسنده(گان) حق نشر و حقوق کامل انتشار را برای خود محفوظ می‌دارند.



ناشر: دانشگاه جامع امام حسین (ع).

OPEN ACCESS

رایانامه نویسنده مسئول: jamal.kazazi@ut.ac.ir

بین درین و سورس هر تقویت کننده وجود دارد که مانند یک خازن موازی با C_a عمل می کند. این خازن C_{ds} نامیده می شود. باتوجه به آنچه که گفته شد، می توان فهمید امپدانس ورودی تقویت کننده برابر با $\sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}}$ و امپدانس خروجی تقویت کننده برابر با $\sqrt{\frac{L_d}{C_{ds} + C_a}}$ است. از آنجایی که ورودی و خروجی تقویت کننده به امپدانس ۵۰ اهم تطبیق می شود؛ پس برای تطبیق کامل باید امپدانس دیده شده در ورودی و خروجی تقویت کننده برابر با ۵۰ اهم باشد [۱۷].

$$\sqrt{\frac{L_d}{C_{ds} + C_a}} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} = 50 \quad (1)$$

همان طور که پیش تر گفته شد باید تمام سیگنال ها به صورت هم فاز در خروجی با یکدیگر جمع شوند تا بیشترین بهره ممکن حاصل شود. این کار نیاز به یکسان سازی سرعت فاز در خط انتقال گیت و درین دارد. سرعت فاز خط انتقال گیت برابر با $\sqrt{L_g C_{gs}}$ و سرعت فاز خط انتقال درین برابر با $\sqrt{L_d (C_{ds} + C_a)}$ است. در نتیجه تساوی این دو چنین است:

$$\sqrt{L_d (C_{ds} + C_a)} = \sqrt{L_g C_{gs}} \quad (2)$$

از دو رابطه بالا نتیجه می شود که در تقویت کننده توزیع شده باید $L_d = L_g$ و $C_{ds} + C_a = C_{gs}$ باشد. در صورتی که عناصر استفاده شده در تقویت کننده ایدئال باشند، همواره با افزایش تعداد طبقه تقویت کننده بهره آن نیز افزایش پیدا می کند. اما در صورتی که عناصر استفاده شده ایدئال نباشند در صورت افزایش بیش از حد تعداد طبقات تقویت کننده، نه تنها بهره افزایش پیدا نمی کند، بلکه ممکن است کاهش نیز پیدا کند. در این حالت تعداد طبقه بهینه برای دستیابی به بیشینه بهره وجود دارد. تعداد طبقه بهینه از رابطه زیر به دست می آید [۱۷]. در معادله زیر α_d ضریب تضعیف درین و α_g ضریب تضعیف گیت است.

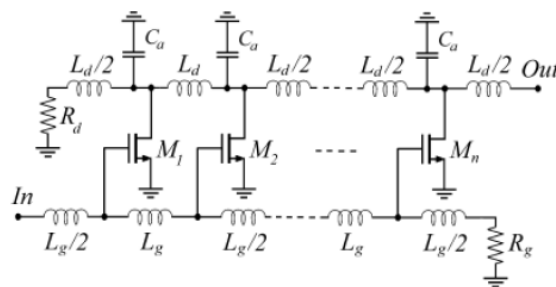
$$N_{opt} = \frac{\ln(\frac{\alpha_d}{\alpha_g})}{\alpha_d - \alpha_g} \quad (3)$$

باتوجه به این موضوع که ساختار تقویت کننده توزیع شده از سلف سری و خازن موازی تشکیل شده و این ساختار شبیه به فیلتر پایین گذر عمل می کند، ساختار این تقویت کننده توزیع شده شبیه به یک فیلتر پایین گذر است. سامانه های مخابراتی همواره یک پاسخ میان گذر دارند و لذا در اکثر آن ها نیاز به طراحی تقویت کننده هایی با پاسخ میان گذر وجود دارد. یک روش برای تبدیل پاسخ پایین گذر تقویت کننده توزیع شده به پاسخ میان گذر حذف عناصر تلفاتی (مقاومت استفاده شده در گیت و درین) و جایگزینی آن با مدار اتصال کوتاه است [۱۷].

تقویت کننده توان مصرفی کمی داشته باشد. گرچه استفاده از تکنیک تقویت کننده توزیع شده می تواند پهنای باند خوبی را بدهد؛ اما لزوماً نمی تواند عدد نویز پایین و بازدهی بالایی را به ارمغان آورد. استفاده از تکنیک حذف مقاومت ۵۰ اهم و جایگزینی آن با مدار اتصال کوتاه می تواند باعث افزایش بهره، کاهش عدد نویز و افزایش بازدهی شود [۱۷]. در این مقاله دو شیوه طراحی متفاوت بررسی و اجرا شده است. در طرح اول، با حذف مقاومت ۵۰ اهم و جایگزینی آن با مدار اتصال کوتاه، یک تقویت کننده توزیع شده میان گذر به دست خواهد آمد. در روش دوم علاوه بر حذف مقاومت ۵۰ اهم، با استفاده از سلف سری و خازن موازی بین عناصر تقویت کننده، مشابه ساختاری شبیه به یک فیلتر بالاگذر در تقویت کننده توزیع شده ایجاد می شود [۱۸].

۲. بررسی ساختارها و طراحی

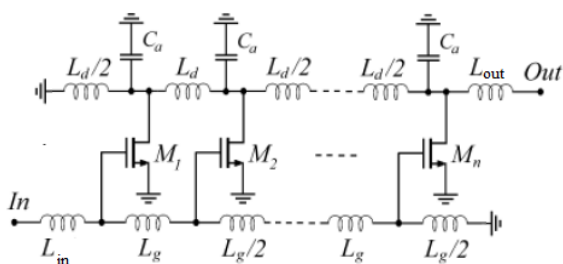
در ابتدا ساختار یک تقویت کننده توزیع شده معمولی معرفی می شود. در این تقویت کننده، از سلف سری و خازن موازی (که ساختاری مانند خط انتقال راست گرد دارد) در گیت و درین ترانزیستور ماسفت استفاده می شود. برای دستیابی به بیشترین بهره ممکن در این ساختار، می بایست سرعت فاز درین و گیت با هم برابر باشند تا سیگنال های خروجی از درین هر تقویت کننده به صورت هم فاز با یکدیگر جمع شوند. نکته دیگر که باید به آن توجه کرد تطبیق امپدانس در ورودی و خروجی تقویت کننده توزیع شده است. در صورتی که تطبیق امپدانس به خوبی انجام نشود می تواند باعث کاهش بهره تقویت کننده گردد. برای



شکل (۱): مدل مداری تقویت کننده توزیع شده

دستیابی به تطبیق مناسب باید امپدانس دیده شده در ورودی و خروجی تقویت کننده توزیع شده برابر با ۵۰ اهم باشد.

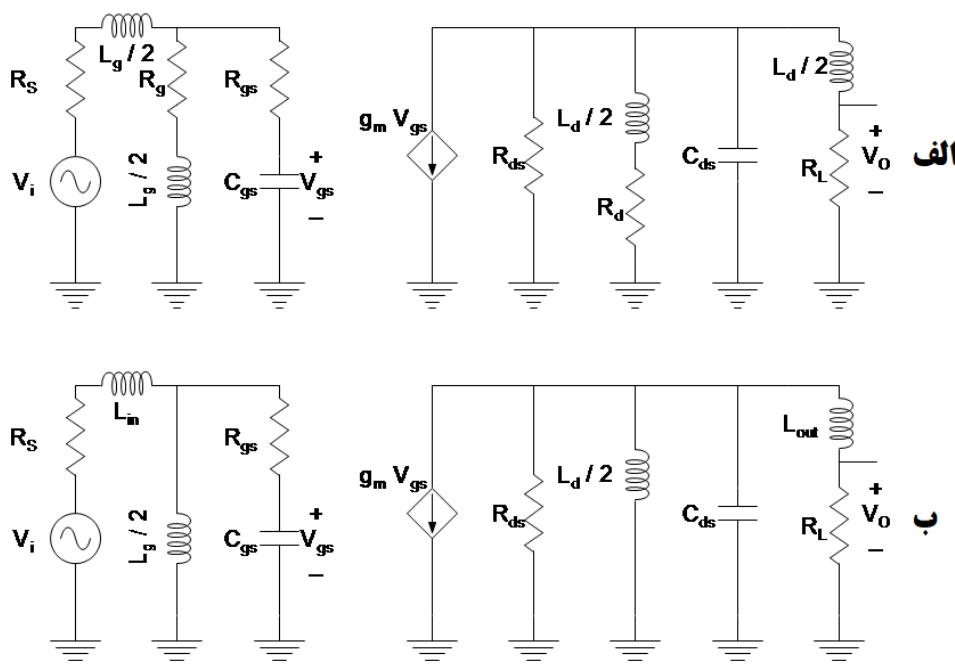
شکل (۱) مدل مداری یک تقویت کننده توزیع شده را نشان می دهد. همان طور که در شکل دیده می شود در ورودی تقویت کننده از سلف های سری L_g استفاده شده است. همچنین خازنی بین گیت و سورس هر تقویت کننده وجود دارد که در ورودی مانند یک خازن موازی با سلف عمل می کند. این خازن را C_{gs} می نامند. در خروجی تقویت کننده از سلف های سری L_d و خازن های موازی C_a استفاده شده است. همچنین خازن هایی



شکل (۲): مدار پیشنهادی برای تقویت کننده توزیع شده با پاسخ

فرکانسی میان‌گذر [۱۷]

برای بررسی پاسخ فرکانسی باید تابع تبدیل آن را بررسی کرد. شکل (۳) مدار معادل تقویت کننده توزیع شده تک طبقه معمولی با روش مطرح شده در [۱۷] را نشان می‌دهد.



شکل (۳): مدار معادل تقویت کننده توزیع شده معمولی و پیشنهادی در [۱۷]

فرکانسی بالاگذر را نشان می‌دهد. سلف موازی و خازن سری خاصیت فیلتر بالاگذر را دارند و استفاده از این تکنیک باعث می‌شود پاسخ فرکانسی مدار بالاگذر شود.

در [۱۸] علاوه بر استفاده از سلف موازی و خازن سری از خط انتقال ریز نوار هم استفاده کرده است. سلف موازی و خازن سری شبیه به خط انتقال چپ‌گرد عمل می‌کند و خط انتقال ریز نوار راست‌گرد است. همچنین ساختار راست‌گرد شبیه به فیلتر پایین‌گذر و ساختار چپ‌گرد شبیه به فیلتر بالاگذر است. استفاده از این دو ساختار در کنار هم باعث شده تقویت کننده توزیع شده ساختاری میان‌گذر داشته باشد [۱۸].

آروش دیگر استفاده از سلف موازی و خازن سری است. در صورت استفاده از سلف موازی و خازن سری یک پاسخ بالاگذر برای تقویت کننده ایجاد می‌شود و باتوجه به این نکته که ترانزیستورها در فرکانس‌های بالا رفتار مناسبی ندارند و خود به تنهایی یک رفتار پایین‌گذر دارند می‌توان به ساختاری میان‌گذر دست یافت. البته گرچه روش‌های دیگری مانند استفاده از فیلترهای میان‌گذر در ورودی و خروجی تقویت کننده می‌تواند پاسخ فرکانسی تقویت کننده را میان‌گذر کند؛ اما این روش‌ها به دلیل افزایش عدد نویز و کاهش بهره کارایی ندارند.

شکل (۲) مدار پیشنهادی تقویت کننده توزیع شده [۱۷] را نشان می‌دهد. این ساختار پاسخ فرکانسی میان‌گذر دارد.

با فرض اینکه $R_d = R_L$ و $R_g = R_s$ تابع تبدیل تقویت کننده توزیع شده معمولی به صورت زیر است:

$$G_{SSDA} = -g_m R_L F_1(s) F_2(s) \quad (4)$$

در معادله فوق $F_1(s)$ تابع تبدیل خروجی و $F_2(s)$ تابع تبدیل ورودی است. برای تقویت کننده پیشنهادی تابع تبدیل به صورت زیر است:

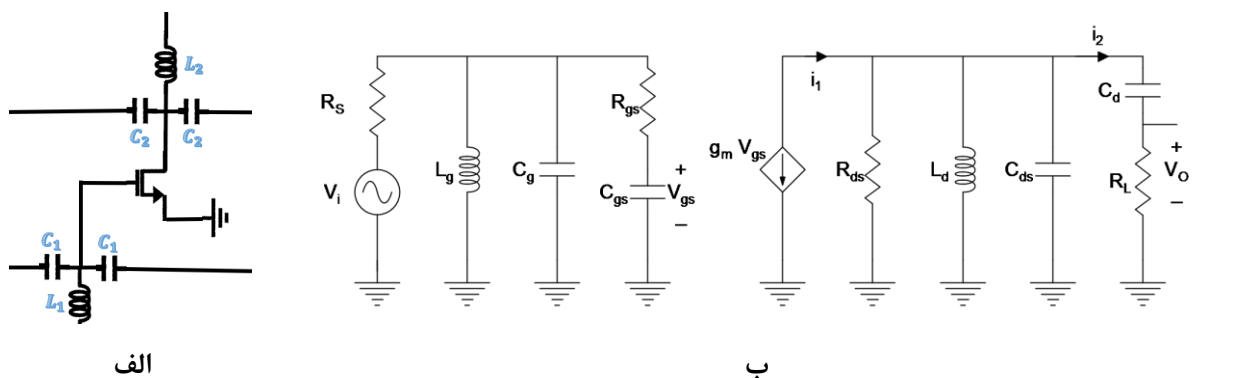
$$G_{SSDA} = -g_m R_L G_1(s) G_2(s) \quad (5)$$

در معادله فوق نیز $G_1(s)$ تابع تبدیل خروجی و $G_2(s)$ تابع تبدیل ورودی است. با بررسی تابع تبدیل ورودی و خروجی در هر دو حالت می‌توان فهمید که تقویت کننده توزیع شده معمولی دارای پاسخ فرکانسی پایین‌گذر و تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی [۱۷] دارای پاسخ فرکانسی میان‌گذر است.

شکل (۴) مدار پیشنهادی برای تقویت کننده با پاسخ

معمولی باید سرعت فاز درین و گیت با یکدیگر برابر باشند تا بیشترین بهره ممکن را به دست آید.

در این مقاله هر دو روش پیاده‌سازی شده است. با بررسی این ساختارها، دیده می‌شود که به دلیل حذف عناصر تلفاتی پاسخ فرکانسی آن پایین گذر نیست. همچنین به دلیل وجود خازن‌ها و مقاومت‌های پارازیت یکی درون ترانزیستور، تقویت‌کننده رفتار بالاگذر ندارد و ساختار تقویت‌کننده رفتاری میان‌گذر پیدا می‌کند. شکل (۶) مدل مداری تقویت‌کننده‌های میان‌گذر و بالاگذر پیشنهادی در فناوری ۱۸۰ نانومتر را نشان می‌دهد. برای بررسی دقیق‌تر باید ساختار تقویت‌کننده تک طبقه و مدار معادل سیگنال کوچک آن (شکل (۵)) بررسی شود.



شکل (۵): ساختار تقویت‌کننده تک طبقه پیشنهادی، (الف) مدار با عناصر فشرده، (ب) مدار معادل سیگنال کوچک

اگر به تابع تبدیل ورودی نگاه دقیق‌تری شود، می‌توان دریافت که به‌ازای فرکانس صفر و بی‌نهایت مقدار اندازه بهره صفر است و لذا پاسخ فرکانسی آن میان‌گذر است. همان‌طور که قبلاً گفته شد، ساختار ترانزیستور پاسخ فرکانسی پایین گذر دارد و اگر خازن گیت سورس حذف و خازن موجود در گیت با مقاومت گیت سری شود، پاسخ فرکانسی بالاگذر خواهد شد. در حقیقت با حذف مقاومت گیت در ورودی می‌توان پاسخ فرکانسی ورودی را میان‌گذر کرد. تابع تبدیل خروجی نیز میان‌گذر است. اگر خازن درین سورس وجود نداشت، ضریب S^3 حذف می‌شد و پاسخ فرکانسی خروجی بالاگذر می‌شد، اما به دلیل ساختار خود ترانزیستور تابع تبدیل خروجی میان‌گذر می‌شود.

برای محاسبه پهنای باند و فرکانس مرکزی تقویت‌کننده پیشنهادی به‌مانند [۱۷] عمل می‌شود. در این صورت می‌بایست فرکانس مرکزی توابع تبدیل ورودی و خروجی محاسبه شود. برای این کار باید قسمت موهومی تابع تبدیل برابر با صفر قرار داده شود تا فرکانس مرکزی آن به دست آید:

$$\begin{aligned} \text{Im}[A_1(j\omega_{01})] &= 0 \\ \text{Im}[A_2(j\omega_{02})] &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

برای تقویت‌کننده پیشنهادی با مدل مداری سیگنال کوچک (شکل (۵) - الف)، تابع تبدیل ورودی به خروجی به‌صورت زیر است:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -g_m * A_1(s) * A_2(s) * R_L \quad (6)$$

در این رابطه $A_1(s)$ تابع تبدیل ورودی تقویت‌کننده و $A_2(s)$ تابع تبدیل خروجی تقویت‌کننده است:

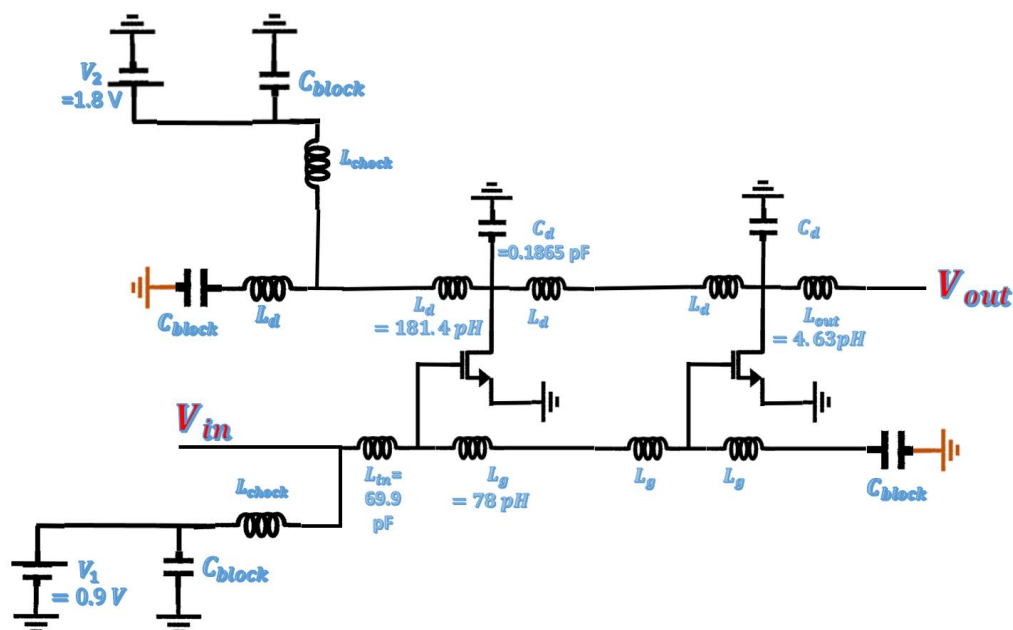
$$\begin{aligned} A_1(s) &= \frac{V_{gs}}{V_i} = \frac{sL_g}{R_s + Bs + Ds^2 + Es^3} \\ A_2(s) &= \frac{i_2}{i_1} = \frac{s^2 L_d C_d R_{ds}}{R_{ds} + Fs + Gs^2 + Hs^3} \end{aligned} \quad (7)$$

که در روابط موجود در (۷)، به جهت اختصار در نوشتار مقاله، ضرایب ثابت استفاده شده چنین است:

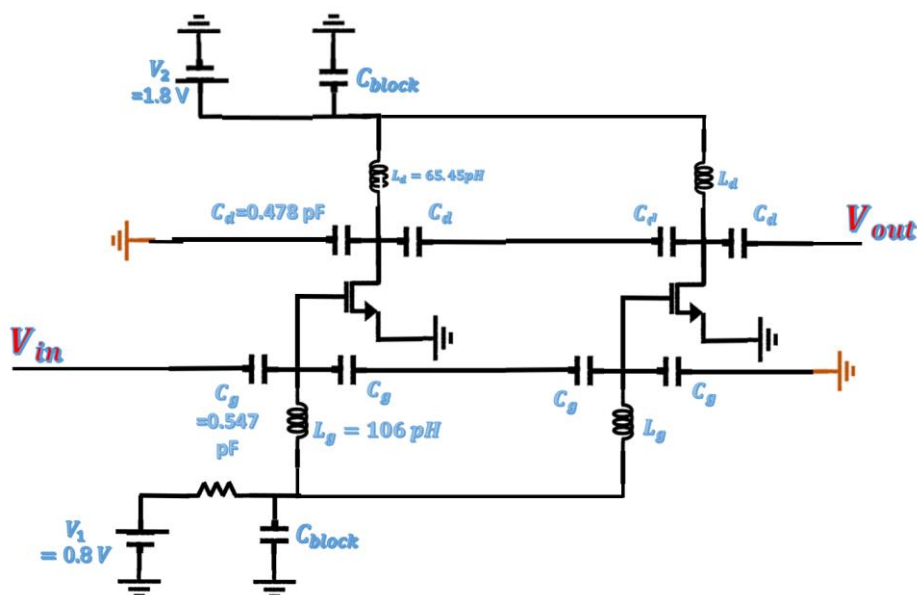
$$\begin{aligned} B &= L_g + C_{gs} R_{gs} R_s \\ D &= L_g (C_{gs} R_{gs} + R_s C_{gs} + R_s C_g) \\ E &= L_g C_g C_{gs} R_{gs} R_s \\ F &= L_d + R_L R_{ds} C_d \\ G &= L_d (C_d R_{ds} + C_{ds} R_{ds} + C_d) \\ H &= L_d C_{ds} R_{ds} C_d \end{aligned} \quad (8)$$

$$G = L_d (C_d R_{ds} + C_{ds} R_{ds} + C_d)$$

$$H = L_d C_{ds} R_{ds} C_d$$



الف



ب

شکل (۶): مدل مداری پیشنهادی تقویت کننده‌های توزیع شده و مقدار عناصر (الف) مدار میان‌گذر (ب) مدار بالاگذر

از رابطه $\Delta f = f_{02} - f_{01}$ و فرکانس مرکزی تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی از رابطه $f_0 = \frac{f_{02} + f_{01}}{2}$ به دست می‌آید.

۳. شبیه‌سازی

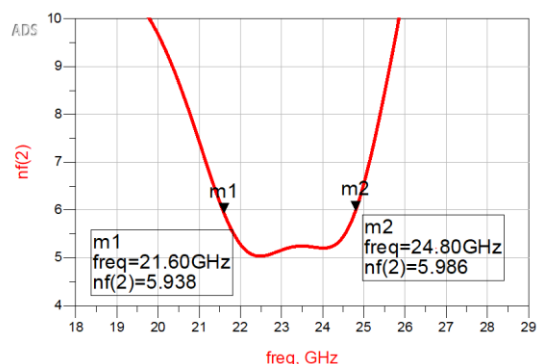
در شبیه‌سازی دو تقویت کننده پیشنهادی از نرم‌افزار ADS و فناوری ۱۸۰ نانومتر استفاده شده است. هر دو تقویت کننده پیشنهادی طراحی شده دارای دوطبقه هستند. شکل (۷) و شکل (۸) به ترتیب نتایج شبیه‌سازی عامل پراکندگی و عدد نویز تقویت کننده پیشنهادی میان‌گذر را نشان می‌دهند. شکل (۹) و

در معادله فوق f_{01} و f_{02} به ترتیب فرکانس مرکزی تابع تبدیل ورودی و خروجی تقویت کننده هستند. با حل معادله بالا روابط زیر نتیجه خواهد شد:

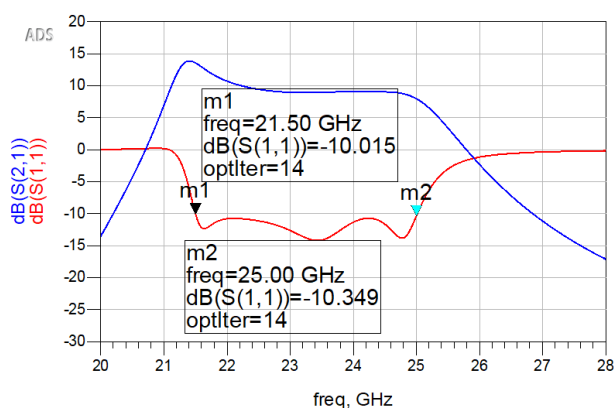
$$\omega_{01} = \sqrt{\frac{R_s}{L_g(C_{gs}R_{gs} + R_sC_{gs} + R_sC_g)}} \quad (10)$$

$$\omega_{02} = \sqrt{\frac{L_d + R_L R_{ds} C_d}{L_d C_{ds} R_{ds} C_d}}$$

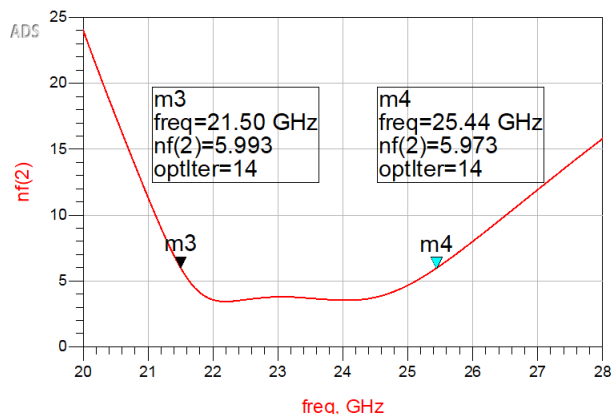
در این صورت، پهنای باند تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی



شکل (۸): عدد نویز تقویت کننده توزیع شده میان گذر پیشنهادی



شکل (۹): بهره و تلفات برگشتی تقویت کننده بالاگذر پیشنهادی

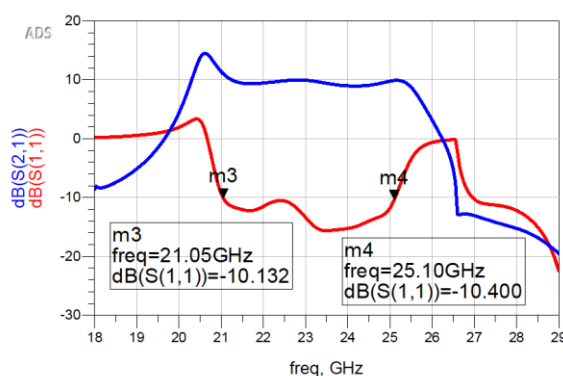


شکل (۱۰): عدد نویز تقویت کننده بالاگذر پیشنهادی

البته در پژوهش های دیگری نظیر [۲۶] نیز از سلف فعال استفاده شده که ضرایب کیفیت بالاتر از ۱۶۰۰ هم به دست آمده است، اما استفاده از سلف فعال چالش های دیگری در حوزه مصرف توان و نویز به مسئله اضافه خواهد کرد. طراحی یک سلف متناسب با فناوری ۱۸۰ نانومتری در این باند، خود یک پژوهش دیگر است که برای ادامه کار پیشنهاد می شود.

شکل (۱۰) نیز به ترتیب نتایج شبیه سازی عامل پراکندگی و عدد نویز تقویت کننده پیشنهادی بالاگذر را نشان می دهند.

جدول (۱) مشخصات تقویت کننده پیشنهادی را با سایر تقویت کننده ها مقایسه می کند. بادقت در جدول مشاهده می شود که تقویت کننده های پیشنهادی عملکرد خوبی در مقایسه با سایر تقویت کننده ها دارند. در این خصوص البته چالش هایی نیز وجود دارد. طراحی های صورت گرفته هر دو با مدل سلف فشرده انجام شده است و به همین دلیل گرچه شبیه سازی چندطبقه نیز انجام شده بود، اما به دلیل پیدانکردن سلف مجتمع با ضریب کیفیت مناسب، انجام طراحی Layout ممکن نبود. به همین علت مقدار مساحت اشغال شده نیز قابل محاسبه نبود. عملیات مشابهی در همین طراحی برای فناوری TSMC 65nm صورت گرفت که پاسخ اولیه داده شد، اما در گام بعدی پژوهش می بایست به طراحی سلف های مناسب برای این کار پرداخته شود. شایان ذکر است که در این طراحی ابتدا از سلف هایی بدون درج ضریب کیفیت یا مقدار مقاومت سری (موازی) استفاده شد تا طراحی صورت بگیرد و در ادامه در فرکانس کاری تأثیر اضافه کردن مقاومت بررسی شد. نتایج تا حدود ضریب کیفیت بارگذاری شده ۱۳، تقریباً بدون تغییر بود؛ لذا فرض اینکه بعداً بدون از دست رفتن خروجی طراحی، سلف ها با سلف های اختصاصی با ضرایب کیفیت بیشتر از ۱۵ جایگزین شود، مقدار معقولی است. همچنین به منظور بررسی سلف های اختصاصی طراحی شده، بررسی مقالات متعددی انجام شد. نویسندگان مرجع [۲۴] یک سلف با ضریب کیفیت حدود ۱۲ برای این فناوری و البته به صورت پیچشی طراحی کرده اند. در [۲۵] نیز، برای زیرباند هایی با پهنای باندی کوچک تر، سلف های غیر پیچشی ارائه داده اند که ضرایب کیفیتی بالاتر از ۳۰۰ دارد.



شکل (۱۱): بهره و تلفات بازگشتی تقویت کننده میان گذر پیشنهادی

جدول (۱): مقایسه مشخصات تقویت کننده پیشنهادی با سایر تقویت کننده‌ها

	This work Band pass	This work High pass	[17]	[20]	[18]	[21]	[22]	[23]
Gain (dB)	10.3 peak	13.5 peak	17 (peak)	15	6.4	9.2 (peak)	11.1	8.5
Noise Figure (dB)	4	3.44	7	6	6.5-9.0	4	3-5.2	4-10
Supply Voltage (V)	1.8	1.8	1.5	1.5	2.6	1	1.36	2.5
Current Consumption(mA)	35.4	24.2	-	16	-	-	-	55
Power Consumption(mW)	-	-	67	-	47	2.8	49.4	142
Area (mm ²)	-	-	0.15	0.2 * 0.25	0.5*0.56	0.59*0.46	-	2.5*0.8
Frequency Band (GHz)	19.2-25.2	21.5-25	64-71	21.5-22.5	22-31	22.2-25.9	1-23	1-52
Device	CMOS 0.18 um	CMOS 0.18 um	CMOS 0.13 um	CMOS 0.18 um	CMOS 0.18 um	CMOS 0.13 um	CMOS 0.18 um	CMOS 0.13 um
Design Specification	Band pass DA	High pass DA	Band pass DA	Frontend, CG Amp.	High Pass	Low Power	matrix	Ultra-Wide Band

- [5] Y. Zhang, X. Zhu, W. Ding, et al., "Blind spot detection system for trucks based on YOLO," *Electronic Technology and Software Engineering* 11, pp. 138-139, 2021.
- [6] I.B. LEE, J. H. YI, V. P. TUZLUKOV, "24 GHz FMCW radar systems for blind spot detection system," *In Proceedings of the International Conference of the Korean Society of Automotive Engineers (KSAE). Jeju (South Korea)*, pp. 1337 – 1342, May 2011.
- [7] M. Nor, Mz Hassan, N. Ab Wahab, S. M. Najib, Khairil Anwar Abu Kassim ; Development of Smart Vehicle Blind Spot Detection System Based on 24 GHz Radar Sensors. *International Journal of Engineering and Advanced Technology*. Volume-9 Issue-3, February 2020.
- [8] H. S. Lim, H. M. Park, J. E. Lee, Y. H. Kim, and S. Lee, "Lane-by-lane traffic monitoring using 24.1 ghz fmcw radar system," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 14677–14687, 2021.
- [9] J. Lee, Y. Jin, B. -S. Kim, S. Song and S. Kim, "Performance Evaluation of 24GHz FMCW Radar-based Blind-spot Detection and Lane-change Assistance under Dynamic Driving Conditions in a Vehicle Proving Ground," *2023 Fourteenth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, France, 2023, pp. 190-193.
- [10] H. Rohling, S. Heuel, and H. Ritter, "Pedestrian detection procedure integrated into an 24 GHz automotive radar," *in Proc. IEEE Radar Conf.*, May 2010, pp. 1229–1232.
- [11] Y.-S. Won, et al.: "24GHz FMCW radar module for pedestrian detection in crosswalks," *IEICE Trans. Electron. E102.C*, 2019.

۴. نتیجه‌گیری و جمع‌بندی

در این مقاله به بررسی ساختارهای طراحی تقویت‌کننده‌های توزیع‌شده میان‌گذر و بالاگذر پرداخته شد. به‌منظور استفاده در مخابرات نسل پنجم و رادار خودرو، دو طراحی در باند فرکانسی ۲۴ گیگاهرتز انجام شد که با دوطبقه و مدل سلف فشرده، بهره ۱۰ دسی‌بل و نویز فاز کمتر از ۶ دسی‌بل به دست آمد. همچنین در این مقاله سعی شد تا روابط پاسخ فرکانسی بر حسب عناصر مدار نیز ارائه شود تا پژوهشگران این حوزه به‌راحتی بتوانند، کار در این حوزه را ادامه دهند.

۵. مراجع

- [1] S. H. Jeong, J. E. Lee, S. U. Choi, and K. H. L. J. N. Oh, "Technology analysis and low-cost design of automotive radar for adaptive cruise control system," *Int. J. Automot. Technol.*, vol. 13, no. 7, pp. 363–373, 2013.
- [2] H. Zhang, J. Liang, and Z. Zhang, "Active fault tolerant control of adaptive cruise control system considering vehicle-borne millimeter wave radar sensor failure," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 11228–11240, 2020.
- [3] A. Abosekeen, T. B. Karamat, A. Noureldin, M. J. Korenberg, "Adaptive cruise control radar-based positioning in GNSS challenging environment," *IET Radar Sonar Navig.* 13, pp. 1666–1677, 2019.
- [4] E. Hyun, Y. S. Jin, J. H. Lee, "Design and development of automotive blind spot detection radar system based on ROI pre-processing scheme," *Int J Automot Technol* 18, pp. 165–77, 2019. doi: 10.1007/s12239-017-0017-5.

- BiCMOS” *IEEE MTT-S Int. Dig.* , Jun.2010, pp. 952955.
- [20] X. Guan, A. Hajimiri, "A 24-GHz CMOS Front-End," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 2, FEB. 2004.
- [21] W. Cho, S. Hsu, "An Ultra-Low-Power 24 GHz Low-Noise Amplifier Using 0.13 CMOS Technology," *IEEE Microw. And Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 12, DECEMBER 2010.
- [22] A. H. Mogheyse, H. Miar Naimi "Effective Design of a 3×4 Two-Dimensional Distributed Amplifier Based on Gate Line Considerations," *IJE TRANSACTIONS C: Aspects* Vol. 30, No. 6, pp. 830-838, June 2017.
- [23] M. Egels, J. Gaubert, p. Pannier, S. Bourdel, "A 52-ghz 8.5-db traveling-wave amplifier in 0.13 um standard cmos process", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 5, pp. 1226-1233, 2008.
- [24] H. H. Chen, Y. W. Hsu, "Analytic Design of on-Chip Spiral Inductor with Variable Line Width. Electronics," vol. 11, no. 13, p. 2029, 2022. doi : <https://doi.org/10.3390/electronics11132029>
- [25] I. Mansour et al., "70 % Improvement in Q-Factor of Spiral Inductor and its Application in Switched K-Band VCO Using 0.18 μ M CMOS Technology," 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Kyoto, Japan, 2018, pp. 1133-1135, doi: 10.23919/APMC.2018.8617138 .
- [26] H. A. A. A. Ali, S. A. Z. Murad, A. F. Hasan, F. A. Bakar and R. Sapawi, "Design of High-Quality Factor Active Indictor Using CMOS 0.18- μ m Technology for 5G Applications," 2022 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM), Kuala Lumpur, Malaysia, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/RFM56185.2022.10065300.
- [12] J. Hakli, J. Saily, P. Koivisto, I. Huhtinen, T. Dufva, A. Rautiainen, H. Toivanen, K. Nummila, "Road surface condition detection using 24 GHz automotive radar technology," *In Proceedings of the 14th International Radar Symposium (IRS 2013)*, Dresden, Germany, 19–21 June 2013; pp. 702–707.
- [13] R. Kumar, D. Sinwar, and V. Singh, "QoS aware resource allocation for coexistence mechanisms between eMBB and URLLC: Issues, challenges, and future directions in 5G," *Comput. Commun.*, vol. 213, pp. 208–235, Jan. 2024.
- [14] M. H. Adnan and Z. Ahmad Zukarnain, "Device-to-device communication in 5G environment: Issues, solutions, and challenges," *Symmetry*, vol. 12, no. 11, p. 1762, Oct. 2020.
- [15] M. Ide, A. Shirane, K. Yanagisawa, D. You, J. Pang, and K. Okada, "A 28-ghz phased-array relay transceiver for 5g network using vectorsumming backscatter with 24-ghz wireless power and lo transfer," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 57, no. 4, pp. 1211–1223, 2022.
- [16] R. Ford, M. Zhang, M. Mezzavilla, S. Dutta, S. Rangan, and M. Zorzi, "Achieving ultra-low latency in 5G millimeter wave cellular networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 3, pp. 196–203, Mar. 2017.
- [17] M. Mohammad-Taheri, " Band-Pass Distributed Amplifier Design for MIMIC Applications," *Electronics Industries*, Vol 13, No. 1, 2022. Available: https://ei.sinaweb.net/article_591623.html?lang=en [Accessed Aug 2024]
- [18] P. Chen, P.-C. Huang, J.-J. Kuo, and H. Wang,"A 22-31 GHz Distributed Amplifier Based on High-Pass Transmission Lines Using 0.18 μ m CMOS Technology," *IEEE Microw. And Wireless Components Letters*, vol. 21, no.3, pp.160-162, March 2011.
- [19] T. D. Gathman and J. F. Buckwalter, "A ka-band high-pass distributed amplifier in 120 nm SiGe