Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers
Vol. 22 No. 4, 2025
DOI: 10.61882/jiaeee.22.4.94

Improving Performance and Efficiency of Transimpedance Amplifiers Using Fourth-Order Butterworth Filters

Mohsen Javadi[1], Mohammad Gholami[2], Nisreen Alasadi[3]

[1] Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Technology, University of Mazandaran, Babolsar, Iran
m.javadi@umz.ac.ir
[2] Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Technology, University of Mazandaran, Babolsar, Iran
m.gholami@umz.ac.ir
[3] PhD. Student, Department of Electrical Engineering, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Babol Noshirvani University of Technology, Babol, Iran
nisreen.alasadi100@gmail.com

Abstract:
This paper investigates the enhancement of gain limit and improvement of the efficiency of optical transimpedance amplifiers using fourth-order Butterworth filters for the regulated cascode with shunt feedback (RGC-SF) structure. Transimpedance amplifiers play a key role in optical receivers, and improving their performance can significantly affect the efficiency and accuracy of optical systems. In most previous studies, simultaneous optimization of gain and bandwidth in CMOS structures especially using higher-order filters has been limited due to the trade-off between these two characteristics in optical receivers. In this study, by employing fourth-order Butterworth filters, the gain is improved over a specific bandwidth. The results show that using these filters can enhance the gain limit and overall efficiency of optical receivers. In this paper, a transimpedance amplifier has been designed using 60nm CMOS TSMC technology and a fourth-order Butterworth filter, achieving a gain of 71 dB and a bandwidth of approximately 5.5 GHz. The power consumption is 4.7mW, while the equivalent input-referred noise is about 1.22 μA.

Keywords: Optical Receiver, Transimpedance Amplifier, Transimpedance Limit, Efficiency

Article Type: Research

Received: 13. 01. 2025

Revised: 26. 04. 2025

Accepted: 25. 05. 2025

Corresponding author: M. Javadi

Corresponding author's address: Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Technology, University of Mazandaran, Babolsar, Iran

Copyright © 2025 The Authors. Published by Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers.
This work is licensed under a Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International license (https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/). Non-commercial uses of the work are permitted, provided the original work is properly cited.

1. Motivation of the work

The main objective of this paper is to analyze and enhance the performance of transimpedance amplifiers (TIA) in optical and optoelectronic systems, which have gained importance due to their wide bandwidth for data transmission. A key challenge in TIA design is to reduce noise, increase gain, and maintain high bandwidth to improve the sensitivity of optical receivers. One common issue is the reduction in gain at high frequencies, as there is a linear relationship between gain and bandwidth, meaning that increasing bandwidth can lead to decreased gain. Previous studies have shown that transimpedance gain is inversely proportional to the square of the bandwidth, imposing a design limitation [1]. To address this, various methods have been explored, such as designing filters to achieve Bessel or Butterworth frequency responses [1].

This study employs a fourth-order Butterworth filter to improve transimpedance gain. By revising the parallel-feedback transimpedance amplifier (SF) structure and integrating it with a regulated cascode (RGC) input, the gain limitation in this structure has been significantly improved. This approach offers an effective solution for enhancing the efficiency of optical receivers operating with low input currents.

2. Contributions

This research contributes to the field of transimpedance amplifier (TIA) design by addressing the fundamental trade-off between gain and bandwidth. Unlike previous approaches that considered separate second-order Butterworth filter stages [1], this work integrates a fourth-order Butterworth filter directly into the TIA structure, leading to improved gain and bandwidth performance. A key advantage of this approach is the optimization of pole placement, ensuring maximum bandwidth by aligning the poles on a circular trajectory. By setting $\omega 01$ equal to $\omega 02$, the design reduces the degrees of freedom, simplifying implementation while still achieving significant performance gains. The quality factors of the two stages are strategically chosen—0.54 and 1.306—allowing for higher RF values and increased transimpedance gain without additional cost. Compared to the method in [1], this design increases the maximum transimpedance gain limitation (RT) by approximately 1.93 times, translating to a gain improvement of about 5.7 dB. Additionally, it effectively minimizes input-referred current noise, ensuring stable noise characteristics across different design conditions. Despite practical constraints on gain-bandwidth product in real amplifier implementations, the proposed fourth-order Butterworth filter structure significantly outperforms conventional second-order approaches by enhancing gain limits by approximately 4.8 dB.

3. Procedures

The main subjects of this study are different TIA configurations, particularly the proposed RGC-SF amplifier structure. Unlike previous designs using second-order Butterworth filters [1], this study integrates a fourth-order approach to improve bandwidth and gain. The circuit consists of a regulated cascode (RGC) stage followed by a shunt-feedback (SF) stage, each contributing to improved signal amplification.

Simulation Setup: The circuit is designed using TSMC 60nm CMOS technology with a 1.8V supply voltage in Cadence software. Simulations employ an ideal AC current source with a parallel 350 fF capacitor and 1 MΩ resistor as a photodiode model. A 1 pF capacitor is used at the output to simulate load capacitance.

Measured Parameters: Key performance metrics include:

- Frequency Response: Comparing current gain in the first stage, impedance gain in the second stage, and overall transimpedance gain.
- Noise Distribution: Evaluating noise contributions from the common-gate input stage, biasing transistors, and source follower configuration.
- Bandwidth Optimization: Investigating pole placement and quality factors (0.54 and 1.306) to maximize RF values and gain.

4. Findings

The proposed fourth-order Butterworth filter design increases transimpedance gain by 1.93 times (~5.7 dB improvement) compared to prior second-order implementations [1]. Bandwidth is significantly extended without additional complexity. Additionally, input-referred noise is reduced, as higher gain in the second stage compensates for noise limitations.

5. Conclusion

This paper examines conventional transimpedance amplifier (TIA) structures. Among these, the RGC-SF configuration is introduced as an optimized structure. By utilizing a fourth-order Butterworth filter instead of two second-order filter stages, it is demonstrated that higher efficiency can be achieved in these designs. Finally, based on the fourth-order Butterworth filter design, a TIA with the RGC-SF structure was developed and simulated using TSMC 60nm CMOS technology. In this design, a gain of 70.6 dB, a bandwidth of 5.5 GHz, and an input-referred noise of 16.4 $\mu A/\sqrt{Hz}$ were achieved.

This paper reviews common optical TIA structures, highlighting the RGC-SF configuration as one of the most optimized approaches. By replacing traditional second-order Butterworth filters with a fourth-order design, the study demonstrates that improved efficiency is attainable. The research designs and simulates an optical TIA with the RGC-SF structure in TSMC 60nm CMOS technology. Simulation results show that the proposed amplifier, with a gain of 70.6 dB and a bandwidth of 5.5 GHz, outperforms conventional structures. Furthermore, the input-referred noise averages 16.4 $\mu A/\sqrt{Hz}$, indicating the low-noise characteristics of this design.

Beyond demonstrating enhanced efficiency, this study emphasizes the importance of fourth-order Butterworth

filters in optical TIAs. The integration of these filters not only improves efficiency but also allows for noise reduction and signal quality enhancement, making them an essential component for high-performance optical communication systems.

نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران

نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال بیست و دوم، شماره چهارم، زمستان ۱۴۰۴، صفحات ۹۴-۱۰۰

DOI: 10.61882/jiaeee.22.4.94

بهبود عملکرد و بهره‌وری تقویت کننده ترا امپدانس با استفاده از فیلتر باتروورث مرتبه چهارم

محسن جوادی[۱]، محمد غلامی[۲]، نسرین الاسدی[۳]

۱- استادیار- گروه مهندسی برق- دانشکده مهندسی و فناوری- دانشگاه مازندران- بابلسر- ایران

m.javadi@umz.ac.ir

۲- دانشیار- گروه مهندسی برق- دانشکده مهندسی و فناوری - دانشگاه مازندران- بابلسر- ایران

m.gholami@umz.ac.ir

۳- دانشجوی دکتری- گروه مهندسی برق- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی نوشیروانی- بابل- ایران

nisreen.alasadi100@gmail.com

چکیده: این مقاله به بررسی افزایش حد بهره و بهبود بهره‌وری تقویت کننده‌های ترا امپدانس نوری با استفاده از فیلترهای باتروورث مرتبه چهارم برای ساختار فیدبک موازی با ورودی کاسکد کنترل شده (RGC-SF) می‌پردازد. تقویت کننده‌های ترا امپدانس نقش کلیدی در گیرنده‌های نوری ایفا می‌کنند و بهبود عملکرد آن‌ها می‌تواند تأثیر قابل توجهی بر کارایی و دقت سیستم‌های نوری داشته باشد. در بیشتر تحقیقات پیشین، بهینه‌سازی همزمان بهره و پهنای باند در ساختارهای CMOS به علت مصالحه بین این دو خصوصیت گیرنده نوری، به ویژه با استفاده از فیلترهای مرتبه بالا، به صورت محدود مورد بررسی قرار گرفته است. در این تحقیق، با استفاده از فیلترهای باتروورث مرتبه چهارم در یک پهنای باند مشخص بهره بهبود پیدا کرده است. نتایج نشان می‌دهد که استفاده از این فیلترها می‌تواند حد بهره و میزان بهره‌وری گیرنده‌های نوری را بهبود دهد. در این مقاله، یک تقویت کننده ترا امپدانس با استفاده از تکنولوژی 60 nm CMOS TSMC و فیلتر باتروورث مرتبه چهارم طراحی شده است که بهره‌ای معادل 71 dB و پهنای باندی حدود 5.5 GHz دارد و توان مصرفی آن 4.7 mW است در حالی که نویز مرجع ورودی موثر آن در حدود 1.22 µA است.

کلمات کلیدی: گیرنده نوری، تقویت‌کننده ترا امپدانس، حد ترا امپدانس، بهره‌وری

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۳/۱۰/۱۸

بازنگری: ۱۴۰۴/۰۲/۰۶

پذیرش: ۱۴۰۴/۰۳/۰۴

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محسن جوادی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – مازندران- بابلسر – دانشگاه مازندران – دانشکده‌ی فناوری و مهندسی– گروه مهندسی برق

حق انتشار این مستند، متعلق به نویسندگان آن است. ۱۴۰۴ ©. ناشر این مقاله، انجمن مهندسین برق و الکترونیک ایران است.

این مقاله تحت گواهی زیر منتشرشده و هر نوع استفاده غیرتجاری از آن مشروط بر استناد صحیح به مقاله و با رعایت شرایط مندرج در آدرس زیر مجاز است.

Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International license
(https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

۱- مقدمه

امروزه سیستم های نوری به علت ظرفیت انتقال داده با پهنای باند زیاد مورد توجه قرار گرفته است [۱]. این سیستم‌ها شامل ترکیب‌هایی از سنتز فرکانس نوری (OFS)، ارتباطات رادیویی-به-فیبر (RoF) و ارتباطات ماشین به ماشین در داخل مراکز داده می‌شوند [۲], [۳], [۴].

تقویت کننده‌های ترا امپدانس (TIAs) نقش مهمی در سیستم‌های اپتوالکترونیکی ایفا می‌کنند. تقویت کننده‌ی ترا امپدانس که جریان تولیدی توسط آشکارساز را به ولتاژ تبدیل می‌کند، لازم است که حساسیت کافی داشته باشد تا بتواند کمترین جریان تولیدی را تشخیص و تقویت نماید. این خود بیانگر آن است که سطح نویز TIA باید خیلی پایین باشد همچنین برای نداشتن اعوجاج لازم است از پهنای باند و سرعت زیادی برخوردار باشد. در کل میزان کارآیی یک گیرنده نوری بسیار زیاد به نویز و پهنای باند TIA وابسته است. علاوه بر پهنای باند زیاد، تقویت کننده ترا امپدانس باید دارای بهره ترا امپدانس بالا همراه با نویز مرجع ورودی کم باشد تا عملکردی با قابلیت اطمینان زیاد را به‌ازای مقادیر کم جریان دیود نوری برای گیرنده فراهم کند. بنابراین نویز کم، بهره و پهنای باند زیاد از چالش های طراحی یک TIA می‌باشد [۵], [۶].

یکی از چالش‌های متداول در طراحی تقویت کننده کاهش بهره در فرکانس‌های بالا می‌باشد [۷]. رابطه بهره با پهنای باند رابطه‌ای درجه یک و خطی است. بدین معنا که حاصلضرب بهره و پهنای باند همواره عددی ثابت در نظر گرفته می‌شود. به عنوان مثال برای یک ترانزیستور حاصلضرب بهره در پهنای باند برابر با f_T است. f_T فرکانس بهره واحد است و فرکانسی می‌باشد که در آن بهره جریان برابر با یک می‌گردد. اما همانطور که در [۸] بیان شده است بهره ترا امپدانس با عکس مجذور پهنای باند رابطه داشته و از این‌رو یک حد نهایی برای بهره‌ی تقویت کننده‌ی ترا امپدانس بر اساس این رابطه تعریف می‌شود. کارهای مختلفی برای افزایش بهره و پهنای باند صورت گرفته است. در بسیاری از کارها از روش طراحی فیلترها برای داشتن پاسخ فرکانسی بسل یا باتروورث استفاده شده است [۸], [۹].

در این پژوهش، روش فیلتر باتروورث به منظور بهبود حد ترا امپدانس مورد استفاده قرار گرفته است. با بازنگری رابطه تقویت کننده ترا امپدانس فیدبک-موازی (SF) با ورودی کاسکد کنترل شده (RGC)، بر اساس ساختار یک فیلتر باتروورث مرتبه چهارم، محدودیت بهره تقویت‌کننده ترا امپدانس در این ساختار به طور محسوسی افزایش یافته است.

ساختار مقاله در چند بخش به صورت نظام‌مند ارائه شده است. بخش دوم به مرور ساختارهای متداول تقویت کننده‌های ترا امپدانس می‌پردازد. در بخش سوم ضمن بررسی اولیه ساختار فیدبک-موازی با طبقه ورودی کنترل شده‌ی کاسکد اثر استفاده از فیلتر باتروث مرتبه چهارم در حد بهره ترا امپدانس بررسی خواهد شد. سپس در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی ساختار معرفی شده ارائه شده و با ساختارهای موجود مقایسه گردیده است.

۲- مروری بر برخی ساختارهای متداول تقویت کننده‌های ترا امپدانس

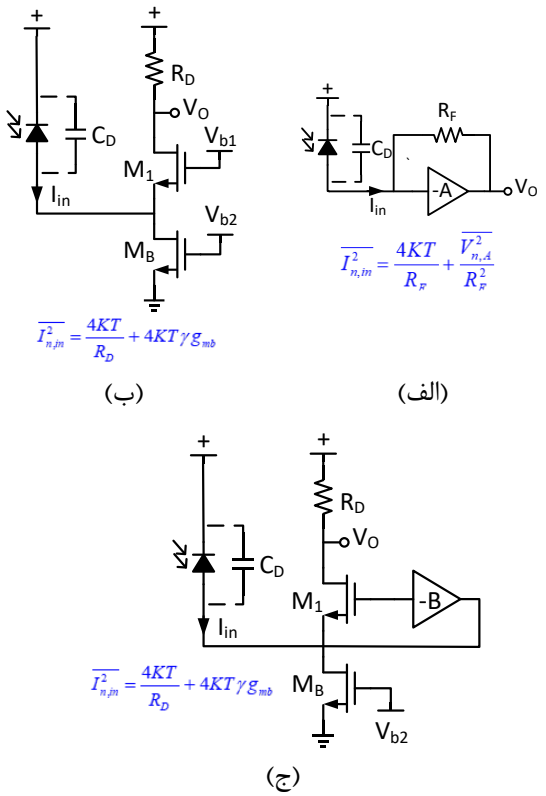
برای تقویت کننده‌های نوری، ساختارهای متنوعی وجود دارد که شمای کلی برخی از این ساختارها در شکل (۱) نمایش داده شده است. در بین این ساختارها، ساختارهای فیدبک-موازی به عنوان ساده‌ترین و در عین حال متداول‌ترین ساختارها شناخته می‌شوند که در شکل (۱)-الف نمایش داده شده‌اند. در مقایسه با سایر ساختارها، ساختار فیدبک-موازی برای داشتن بهره‌ای مشخص، پهنای باند کمتری دارند. با این‌حال، می‌توان با تکنیک‌هایی مانند استفاده از ساختارهای چند طبقه در داخل فیدبک یا پس از فیدبک، پهنای باند را افزایش داد. این امر البته مشکلات پایداری را به همراه خواهد داشت. [۹].

ساختار دیگر ساختار گیت مشترک است (شکل (۱)-ب) که اگرچه از لحاظ پهنای باند ورودی وضعیت به مراتب بهتری نسبت به ساختار فیدبک-موازی دارند ولی عموماً مشکل نویز دارند. اگرچه نویز ترانزیستور گیت مشترک (M_1) معمولاً سهم کمی از کل نویز را دارد، ولی ترانزیستور بایاس‌کننده جریان (M_B) در ورودی و همچنین نویز مقاومت بار خروجی (به صورت بار فعال یا غیرفعال) به علت بهره جریان واحد این ساختار، سهم زیادی از نویز را دارند. همچنین در این ساختار، قطب ورودی توسط مقاومت ورودی و خازن دیود نوری تعیین می‌شود. برای افزایش قطب ورودی و به تبع آن پهنای باند، یکی از راه‌ها کاهش مقاومت ورودی از طریق افزایش مقدار هدایت انتقالی ترانزیستور (gm) است. افزایش مقدار gm بدون افزایش جریان بایاس را می‌توان با کمک یک تقویت کننده انجام داد. این ساختار که در شکل (۱)-ج نشان داده شده است.

در ساختار طبقه کاسکد کنترل شده (RGC)، اگرچه نویز تقویت کننده در بازخورد به نویز ورودی اضافه می‌شود، اما در حالت ایده‌آل با در نظر گرفتن مقاومت بی نهایت برای ترانزیستور M_B، نویز این بلوک (تقویت کننده B) در خروجی انتشار نخواهد یافت. حتی در موارد عملی با توجه به کاهش جریان مورد نیاز برای بار فعال یا منبع جریان بایاس کننده (M_B)، مقاومت خروجی این ترانزیستور افزایش می یابد و سبب کاهش انتشار نویز این منبع در خروجی می شود. همچنین در مقایسه با ساختار CG با توجه به کاهش جریان این ترانزیستور نویز جریان ناشی از این ترانزیستور نیز کاهش می‌یابد. این امر سبب بهبود عملکرد نویزی کل تقویت کننده می‌شود [۱۰], [۱۱]. اما این ساختار نیز به علت بهره جریان واحد نویز طبقات بعدی بسیار اثر گذار خواهد بود و همچنین برای خازن بار بزرگ نیاز به جریان زیاد برای این طبقه می باشد که با افزایش نویز ترانزیستورهای بایاس سبب افزایش نویز نهایی نیز خواهد شد[۱۲], [۱۳].

یکی از ساختارهای دیگر، ساختار فیدبک موازی با طبقه ورودی کنترل شده‌ی کاسکاد (RGC-SF) است که در شکل (۲) نمایش داده شده است. این ساختار با داشتن طبقه ورودی RGC پهنای باند بالایی را تضمین می‌کند. همچنین، از آنجایی که طبقه SF ایجاد کننده بهره ترا امپدانس است و هم جریان برای خازن خروجی را تأمین می‌کند، این طبقه می‌تواند جریان کمتری را مصرف کند و در نتیجه، نویز کمتری در ورودی داشته باشد[۱۴], [۱۵].

با این حال، همان‌گونه که مورد بحث قرار خواهد گرفت، جریان کم این طبقه سبب کاهش پهنای باند می‌شود و در اینجا مصالحه‌ای بین نویز و پهنای باند ورودی شکل می‌گیرد. با این وجود، از نظر نویز، ساختار RGC-SF در مقایسه با ساختار RGC شرایط بهتری را ارائه می‌دهد. همچنین، از نظر پهنای باند، به علت جدا کردن خازن بزرگ پارازیت ورودی (ناشی از خازن دیود نوری و خازن پد) از طبقه SF، این ساختار پهنای باند بیشتری نسبت به ساختار SF دارد.

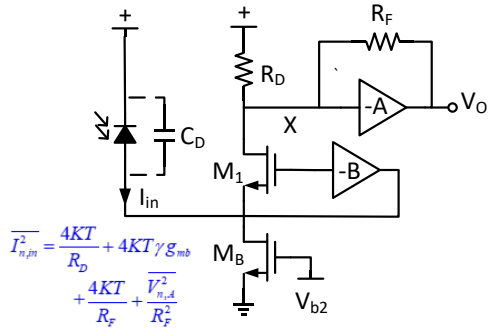


شکل (۱): تقویت کننده ترا امپدانس الف) فیدبک-موازی (SF) ب) گیت مشترک (CG) ج) کاسکد کنترل شده (RGC)

$$R_T=\frac{A_O}{A_0+1}\times R_F,\qquad \omega_{z1}=\frac{1+B_0}{T_B} \tag{۲}$$

$$\omega_{01}=\sqrt{\frac{g_m(1+B_0)}{C_TT_B}},\qquad Q_1=\frac{\sqrt{(B_0+1)C_TT_B/g_m}}{(C_T+B_0C_M)/g_m+T_B} \tag{۳}$$

$$\omega_{02}=\sqrt{\frac{1+A_0}{R_FC_XT_A}},\qquad Q_2=\frac{\sqrt{(A_0+1)R_FC_XT_A}}{R_FC_X+T_A} \tag{۴}$$



شکل (۲): تقویت کننده ترا امپدانس فیدبک موازی با طبقه ورودی کاسکد کنترل شده (RGC-SF)

۳- ساختار فیدبک-موازی با طبقه ورودی کنترل شده‌ی کاسکد به صورت فیلتر باتروث مرتبه چهارم

همانگونه که در [۸] بررسی شده است، تابع تبدیل ساختار تقویت کننده ترا امپدانس RGC-SF را می توان با فرض داشتن یک قطب غالب برای تقویت کننده‌های A و B نمایش داده شده در شکل (۲) بر اساس رابطه زیر نوشت:

$$z_T(s)=\frac{1+s/\omega_{z_1}}{1+s/Q_1\omega_{01}+s^2/\omega_{01}^2}\,\frac{-R_T}{1+s/Q_2\omega_{02}+s^2/\omega_{02}^2} \tag{۱}$$

در این رابطه ω_0 فرکانس تشدید هر طبقه و Q ضریب کیفیت آن طبقه را نشان می دهد. همچنین داریم:

در شکل (۲) تقویت کننده های A و B، تقویت کننده های مرتبه اول با عکس پهنای باند 3dB به ترتیب برابر با $T_A=1/2\pi f_A$ و $T_B=1/2\pi f_B$ و بهره DC به ترتیب برابر با A_0 و B_0 در نظر گرفته شده‌اند. در رابطه (۳)، g_m مقدار هدایت انتقالی ترانزیستور M_1 را نشان می دهد. همچنین در روابط (۳) و (۴) C_X خازن پارازیت در گره X و C_T برابر با مجموع خازن های پارازیت ورودی و خازن دیود نوری است ($C_T=C_D+Cp$).

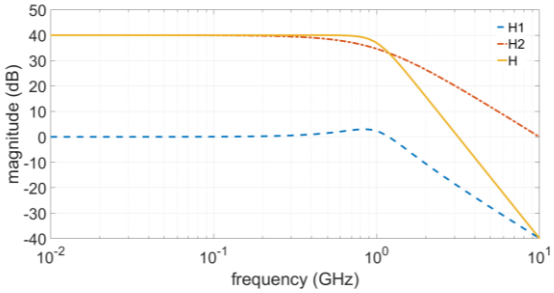
بر اساس رابطه (۱)، طبقه ابتدایی بهره معادل یک دارد و نقش بافر ایفا می‌کند، در حالی که طبقه دوم بهره نهایی تقویت کننده را ایجاد می‌کند. طراحی بر اساس فیلتر باتروث آغاز می‌شود، برای داشتن بیشترین پهنای باند، قطب‌ها باید بر روی یک دایره قرار گیرند. برخلاف مرجع [۸] که دو طبقه مجزا با فیلتر باتروث را در نظر گرفت، تابع تبدیل کلی به عنوان یک فیلتر باتروث مرتبه چهارم در نظر گرفته شده است که شرط آن برابری ω_{01} و ω_{02} است. برابر کردن ω_{01} و ω_{02} سبب کاهش درجه آزادی طراحی می گردد. برای داشتن بیشینه پهنای باند، ضریب کیفیت دو طبقه باید به صورت تقریبی برابر با ۰.۵۴ و ۱.۳۰۶ باشد. با اختصاص ضریب کیفیت کمتر به طبقه دوم، می‌توان به R_F بالاتر و بهره بیشتری برای تقویت کننده ترا امپدانس دست یافت. به عبارت دیگر با این نگاه به این ساختار بدون ایجاد هیچگونه هزینه ای، بیشینه محدودیت بهره حدود ۴.۸ dB افزایش یافته است. این افزایش بهره سبب خواهد شد تا نویز جریان ارجاع داده شده به ورودی نیز کم گردد. زیرا نویز نهایی خروجی در دو حالت طراحی که تقریبا ثابت باقی می ماند.

این بهبود را می‌توان از دیدگاه جامع‌تری نیز تحلیل کرد که دیدگاه جامع‌تری است. در شکل (۳)، پاسخ فرکانسی تابع تبدیل Z_T برای طبقه اول، طبقه دوم و کل تابع جهت داشتن بیشترین پهنای باند ترسیم شده است. همانگونه که بیان شد، در اینجا ω_{01} و ω_{02} برابر در نظر گرفته شده‌اند. در این حالت، اگرچه پهنای باند کلی تابع شبکه برابر با $\omega_0/2\pi$ است، اما طبقه دوم نیاز به پهنای باند کمتری دارد. پهنای باند یک سیستم مرتبه دوم از طریق رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$BW=\frac{\omega_0}{2\pi}\sqrt{\frac{2-\frac{1}{Q^2}+\sqrt{\left(2-\frac{1}{Q^2}\right)^2+4}}{2}} \qquad (۵)$$

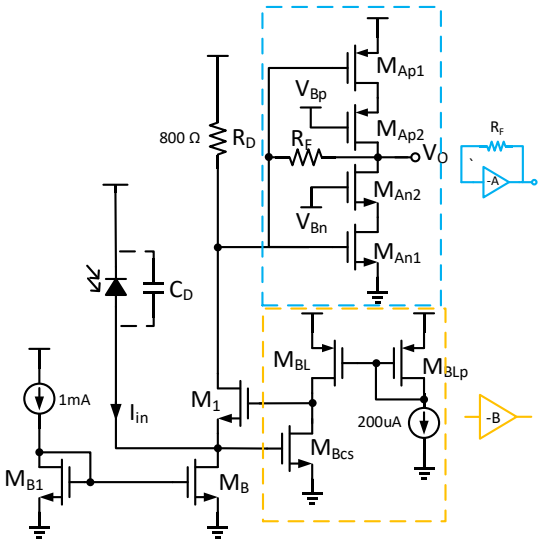
با قرار دادن $Q_2 = 0.54$ برای طبقه دوم (بر اساس جایگاه قطب‌ها برای داشتن بیشترین پهنای باند در فیلتر باتروث مرتبه چهارم)، پهنای باند طبقه دوم تقریباً برابر با $0.72\omega_0/2\pi$ خواهد شد که ۰.۷۲ پهنای باند کلی سیستم است. درصورتیکه بر اساس مرجع [۸] ، این مقدار برای طبقه دوم برابر $\omega_{02}/2\pi$ در نظر گرفته شده و با فرض کمینه پهنای باند هر طبقه محاسبه شده است. در حالت خاص، با فرض پهنای باند برابر در هر طبقه در سیستم پیشنهادی مرجع [۸] ، پهنای باند نهایی کمی کمتر از پهنای باند هر طبقه خواهد بود.

اما در نگرش پیشنهادی، برای طبقه اول، امکان در نظر گرفتن ضریب کیفیت بالاتر وجود دارد. طبقه اول به عنوان یک بافر عمل می‌کند و



شکل (۳): پاسخ فرکانسی کلی و هر طبقه فیلتر باتروث مرتبه چهارم طراحی شده برای Z_T

بهره آن یک است، بنابراین هیچ محدودیتی در انتخاب ضریب کیفیت در این طبقه نداریم. در مدارات عملی، به علت اینکه C_T مقدار بسیار بیشتری نسبت به C_X دارد، بر اساس روابط (۳) و (۴)، ω_{01} مقدار کمتری نسبت به ω_{02} دارد. در این شرایط، می‌توان با افزایش RF (که موجب کاهش مقدار ω_{02} می‌شود)، این مقدار را با ω_{01} برابر کرد که این خود یک مزیت برای این ساختار تقویت کننده ترا امپدانس است. از جهت پایداری، اگرچه این فیلتر از مرتبه چهارم است ولی از دو فیلتر مرتبه دوم متوالی تشکیل شده است که با توجه به نیاز فیلتر باتروث مرتبه چهارم به ضریب کیفیت برابر با ۰.۵۴ و ۱.۳۰۶ برای هر طبقه مرتبه دوم مشکلی از جهت پایداری نخواهد داشت.



شکل (۴): تقویت کننده ترا امپدانس RGC-SF طراحی شده

۳-۱- محاسبه حد بهره ترا امپدانس

در ادامه، بیشینه محدودیت بهره تقویت‌کننده ترا امپدانس محاسبه می‌شود. در این شرایط مقدار بیشینه بهره تقویت کننده در طبقه دوم بر اساس معادلات بیان شده در فصل گذشته برای یک TIA با فیدبک موازی به صورت زیر خواهد بود.

$$R_T \le \frac{2\pi A_0 f_A}{C_X \omega_{b2}^2} \qquad (۶)$$

جایی که ω_{b2} پهنای باند طبقه دوم بر حسب رادیان بر ثانیه است و بر اساس مطالب بیان شده با توجه به داشتن ضریب کیفیت کمتر مساوی با ۰.۵۴ مقدار آن کمتر مساوی با $0.72\omega_0$ خواهد شد. با توجه به رابطه (۶) و با توجه به اینکه هدف محاسبه حد بیشینه ترا امپدانس است باید مقدار $2\pi A_0 f_A$ مقدار بیشینه خود باشد. یعنی طراحی برای تقویت‌کننده به شکلی باشد که شرط $f_T=2\pi A_0 f_A$ برقرار شود. بر این اساس، نتیجه گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\frac{g_m}{C_X} \le f_T = 2\pi A_0 f_A \Rightarrow C_X \ge \frac{g_m}{2\pi A_0 f_A} \quad (۷)$$

همچنین بر اساس رابطه (۳) داریم:

$$g_m = \frac{C_T \omega_{01}^2}{2\pi (B_0+1) f_B} \approx \frac{C_T \omega_{01}^2}{2\pi A_0 f_A} \quad (۸)$$

با ترکیب روابط (۶)-(۸) مقدار حد ترا امپدانس به صورت رابطه (۹) محاسبه خواهد شد.

$$R_T \le \frac{(2\pi A_0 f_A)^3}{C_T \omega_{01}^2 \omega_{b1}^2} \le \frac{(2\pi A_0 f_A)^3}{C_T \omega_{01}^2 (0.72\omega_{01})} = \frac{1.93(2\pi A_0 f_A)^3}{2\pi C_T BW_{3dB}^4} \quad (۹)$$

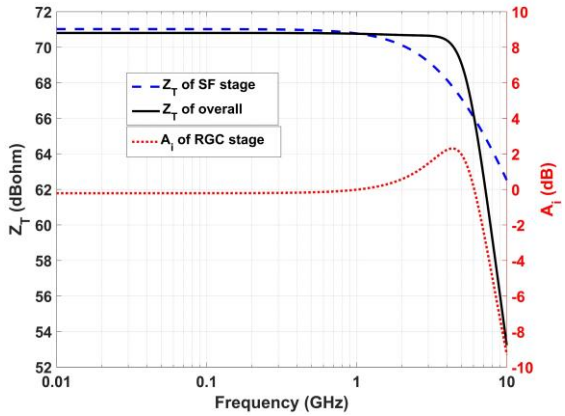
با مقایسه رابطه (۹) و رابطه بیان شده در مرجع [۸]، مقدار محدودیت بهره بیشینه ترا امپدانس، R_T، به اندازه ۱.۹۳ برابر بیشتر خواهد شد که بهره ای معادل با 5.7dB است. لازم به ذکر است که این حد بیشینه در این مقاله و در مقاله [۸] با فرض اینکه مقدار ضرب بهره در پهنای باند یک تقویت کننده در یک تکنولوژی مشخص برابر با f_T است محاسبه شده است. اما در عمل، از آنجا که در تقویت کننده‌ها ضرب بهره در پهنای باند مقدار کمتری دارد، بنابراین مقدار بهره ترا امپدانس به مقادیر کمتری محدود خواهد شد. به هر حال در شرایط یکسان، طراحی تقویت‌کننده ترا امپدانس ذکر شده به صورت فیلتر باتروورث مرتبه چهارم نسبت به طراحی آن به صورت دو طبقه فیلتر باتروورث مرتبه دوم، حد ترا امپدانس را بهبود خواهد داد.

۴- شبیه‌سازی تقویت‌کننده ترا امپدانس RGC-SF از نوع فیلتر باتروورث مرتبه چهارم

شکل (۴) مدار تقویت کننده RGC-SF طراحی‌شده را نمایش می‌دهد. در این شکل، MB ترانزیستور تأمین‌کننده بایاس جریان ترانزیستور گیت مشترک طبقه ورودی (M1) می‌باشد. ترانزیستور M1 توسط یک تقویت کننده سورس مشترک (MBcs) با بار فعال (MBL) تبدیل به یک تقویت کننده RGC می‌گردد. در خروجی این تقویت کننده، یک تقویت کننده ترا امپدانس قرار گرفته است که سازنده طبقه دوم از نوع ساختار SF است.

به طور کلی، طراحی این مدار همانگونه که بیان شد شامل استفاده از ترکیبی از تقویت کننده‌های RGC و SF می‌باشد که هر یک با ویژگی‌ها و مزایای خاص خود در بهبود کارایی مدار مشارکت دارند. تقویت کننده RGC با استفاده از یک تقویت کننده سورس مشترک با بار فعال، جریان بایاس مورد نیاز ترانزیستور گیت مشترک را تأمین می‌کند، در حالی که تقویت کننده ترا امپدانس، با بهره‌گیری از ساختار SF، سیگنال‌های تقویت شده را به خروجی مدار منتقل می‌نماید. این ترکیب منجر به بهبود پهنای باند، کاهش نویز و افزایش بهره نهایی مدار می‌شود.

این مدار در تکنولوژی 60nm CMOS TSMC با ولتاژ تغذیه 1.8 V در نرم افزار Cadence طراحی شده است. برای شبیه سازی به جای مدل سیگنال کوچک دیود یک منبع جریان AC ایده آل موازی با خازن 350 fF و مقاومت 1 MΩ در نظر گرفته شده است و در خروجی نیز یک خازن به اندازه 1 pF برای نشان دادن خازن بار در نظر گرفته شده است. شکل (۵) پاسخ فرکانسی این تقویت کننده را برای بهره جریان طبقه اول، بهره امپدانسی طبقه دوم و بهره امپدانسی کل دو طبقه نمایش می‌دهد. همانگونه که در بخش قبل نیز اشاره شده، برای رسیدن به پهنای باند بیشتر از طراحی فیلتر باتروورث مرتبه چهارم استفاده شده است. طبقه اول، بهره جریانی تقریباً معادل با ۰ dB دارد و پاسخ فرکانسی آن از نوع مرتبه دوم با ضریب کیفیتی حدود ۰.۵۴ است. در حالی که طبقه دوم، سازنده بهره ترا امپدانس کل است و پاسخ فرکانسی آن از نوع مرتبه دوم بوده و ضریب کیفیتی حدود ۱.۳ دارد.



شکل (۵): بهره جریان طبقه اول (Ai)، بهره امپدانس طبقه دوم و بهره امپدانس کل تقویت کننده ترا امپدانس RGC-SF طراحی شده



شکل (۶): توزیع نویز تقویت کننده ترا امپدانس RGC-SF طراحی شده

همانگونه که از شکل مشخص است، تلفیق دو طبقه با پاسخ فرکانسی مرتبه دوم به صورت یک تقویت کننده واحد با مرتبه چهارم سبب افزایش پهنای باند شده است. طراحی انجام شده منجر به بهبود عملکرد کلی مدار شده است. از لحاظ نویز، با توجه به بهره بیشتر در طبقه دوم، نویز جریان مرجع ورودی نیز کاهش می‌یابد.

شکل (۶) توزیع نویز در بخش‌های مختلف را نشان می‌دهد. در این شکل، بخش گیت مشترک شامل ترانزیستور گیت مشترک، منبع جریان بایاس کننده (M_B & M_{B1}) و مقاومت R_D است که در شکل (۴) نمایش داده شده است. همان‌طور که انتظار می‌رفت، طبقه ورودی بیشترین سهم را در توزیع نویز دارد. در طبقه ورودی، تقویت کننده B که نقش افزایش بهره هدایت انتقالی این طبقه را دارد، سهم بیشتری نسبت به بخش گیت مشترک طبقه ورودی دارد. این به این دلیل است که نویز ترانزیستور گیت مشترک در ورودی به علت مقاومت ورودی بالا سهم کمی در نویز خروجی دارد. همچنین، نویز ترانزیستورهای بایاس کننده جریان به علت نیاز به جریانی کمتر در این طبقه و در نتیجه نویز کمتر برای ترانزیستورهای بایاس کننده و امکان استفاده از مقاومت بزرگتر (R_D) در خروجی، کاهش یافته است.

در جدول (۱)، نتایج شبیه‌سازی تقویت کننده آورده شده و با سایر مقالات مقایسه شده است. در این جدول، ساختار RGC_SF با سایر ساختارهای متداول شامل RGC و SF مقایسه شده است. از نظر نویز، ساختار پیشنهادی در دسته طراحی‌های کم نویز قرار می‌گیرد. از لحاظ بهره و پهنای باند، ساختار پیشنهادی بهره بالاتری نسبت به سایر ساختارها دارد، اما پهنای باند کمتری نسبت به آن‌ها نشان می‌دهد. برای انجام مقایسه‌ای منصفانه، از شاخص ارزیابی مطابق رابطه (۱۰) استفاده شده است.

$$FoM = \frac{TIAGain(\Omega).BW(GHz).C_{PD}(pF)}{Power(mW).Inpout\,\mathrm{Re}\,ferredNoise(\mu A)} \qquad (۱۰)$$

در این رابطه *Input Referred Noise* مقدار نویز ورودی را نشان می‌دهد که از ضرب (میانگین نویز ورودی) IRN در $\sqrt{BW}$ به دست می‌آید [۱۴].

با توجه به جدول، در تکنولوژی‌های مشابه، ساختار RGC-SF شاخص ارزیابی بهتری نسبت به ساختار RGC دارد. همچنین، اگرچه ساختار SFدارای شاخص ارزیابی بهتری است، باید توجه داشت که در تکنولوژی پایین‌تری طراحی شده است که معمولاً رسیدن به f_0f_A بالاتر در آن‌ها راحت‌تر است. علاوه بر این، ساختار فیلتر باتروورث مرتبه چهارم پیشنهادی، در مقایسه با مرجع [۱۶]، با وجود طراحی در تکنولوژی‌های نزدیک به هم، شاخص ارزیابی به مراتب بالاتری دارد. در بین ساختارها ساختار مرجع [۱۷] بهترین شاخص ارزیابی را دارد اما باید توجه داشت که در این ساختار از ساختارخازن منفی با استفاده از فیدبک مثبت استفاده شده است که می تواند سبب ناپایداری در گوشه های فرآیند ساخت گردد.

جدول (۱): مقایسه مشخصات تقویت کننده ترا امپدانس

Reference	*[17]*	*[13]*	*[11]**	*[15]*	*[16]*	*[18]*	*[19]**	*This work**
TIA topology	RGC	RGC	RGC	RGC-SF	SF	SF	SF	RGC-SF
C_{PD} (fF)	450	250	250	300	250	65	250	350
Process (nm)	350	130	90	130	65	130	16	60
Power Supply (V)	3.3	1.5	1.2	1.2	2.7	3.3	1.8	1.8
Gain (dBΩ)	69	50.1	40	50	56.3	73	58	70.6
Bandwidth (GHz)	1.7	7	6.4	7.5	6.5	42	17.4	5.5
IRN (pA/√Hz)	6	31.3	25	18	15.1	12.5	17.4	16.4
Power (mW)	7.4	7.5	1.6	4.1	10.1	238	19	4.7
FoM	1214	28.5	50	241.5	111.3	22.4	331.8	1141

*Simulation results

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله ساختارهای متداول تقویت‌کننده‌های ترا امپدانس بررسی شده‌اند. در میان این ساختارها، ساختار RGC-SF به عنوان یکی از ساختارهای بهینه معرفی شد. با بهره گیری از طراحی فیلتر باتروورث مرتبه چهارم به جای دو طبقه فیلتر مرتبه دوم، نشان داده شد که بهره‌وری بالاتری در این ساختارها قابل دستیابی است. در نهایت بر اساس طراحی فیلتر باتروورث مرتبه چهارم یک TIA با ساختار RGC-SF در تکنولوژی 60nm CMOS TSMC طراحی و شبیه سازی شد. در این طراحی، بهره‌ای معادل 70.6dB و پهنای باند 5.5GHz با میانگین نویز مرجع ورودی 16.4μA/√Hz به دست آمده است.

در این مقاله، ساختارهای متداول تقویت کننده‌های ترا امپدانس نوری مورد بررسی قرار گرفتند. در میان این ساختارها، ساختار RGC-SF به عنوان یکی از ساختارهای بهینه معرفی شد. با استفاده از طراحی فیلتر باتروورث مرتبه چهارم به جای دو طبقه فیلتر مرتبه دوم، نشان داده شد که می‌توان به بهره‌وری بالاتری در این ساختارها دست یافت.

این پژوهش یک تقویت کننده ترا امپدانس نوری با ساختار RGC-SF را در تکنولوژی 60nm CMOS TSMC طراحی و شبیه‌سازی کرد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که تقویت کننده پیشنهادی با بهره 70.6dB و پهنای باند 5.5 GHz، عملکرد بهتری در مقایسه با ساختارهای متداول دارد. همچنین، در این طراحی میانگین نویز مرجع ورودی برابر با 16.4μA/√Hz است که نشان‌دهنده عملکرد کم نویز این ساختار است.

این مطالعه علاوه بر اثبات بهبود بهره‌وری، بر اهمیت استفاده از فیلترهای باتروورث مرتبه چهارم در تقویت کننده‌های ترا امپدانس نوری تأکید می‌کند. به‌کارگیری این فیلترها نه‌تنها بهره‌وری را افزایش می‌دهد، بلکه امکان کاهش نویز و بهبود کیفیت سیگنال را نیز فراهم می‌سازد.

تقدیر و تشکر

این اثر تحت حمایت بنیاد ملی علـم ایـران (INSF) برگرفتـه شـده از طرح ۴۰۳۳۷۱۸ انجام شده است.

مراجع

[1] F. Bahrami-Chenaghlou, A. Habibzadeh-Sharif, and A. Ahmadpour, “Design and full-wave analysis of a dual-purpose compact all-optical integrated circuit for ultra-fast signal processing”, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol. 20, no. 3, pp. 59–66, May 2023, doi: 10.52547/jiaeee.20.3.59.

[2] T. Takemoto, H. Yamashita, T. Yazaki, N. Chujo, Y. Lee, and Y. Matsuoka, “A 25-to-28 Gb/s high-sensitivity (-9.7 dBm) 65 nm CMOS optical receiver for board-to-board interconnects”, IEEE J Solid-State Circuits, vol. 49, no. 10, pp. 2259–2276, 2014, doi: 10.1109/JSSC.2014.2349976.

[3] J. Kim and J. F. Buckwalter, “A 40-Gb/s optical transceiver front-end in 45 nm SOI CMOS”, IEEE J Solid-State Circuits, vol. 47, no. 3, pp. 615–626, 2012, doi: 10.1109/JSSC.2011.2178723.

[4] R. Costanzo and S. M. Bowers, “A 10-GHz Bandwidth Transimpedance Amplifier with Input DC Photocurrent Compensation Loop”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 30, no. 7, pp. 673–676, 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2993726.

[5] Q. Pan, Y. Wang, and C. P. Yue, “A 42-dB \Omega~25 -Gb/s CMOS Transimpedance Amplifier with Multiple-Peaking Scheme for Optical Communications”, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 67, no. 1, pp. 72–76, 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2901601.

[6] A. Kari Dolatabadi and M. Jalali, “Power and Area Efficient Transimpedance Amplifier Driving Large Capacitive Loads Based on Modified RGC Structure”, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 67, no. 10, pp. 1740–1744, 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2947413.

[7] B. Babazadeh Daryan, H. Khalesi, V. Ghods, and A. Izadbakhsh, “Design of Four-Stage OTA CMOS with Low Area”, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol. 18, no. 4, pp. 1–7, Jul. 2021, doi: 10.52547/jiaeee.18.4.1.

[8] E. Sackinger, “The transimpedance limit”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 57, no. 8, pp. 1848–1856, 2010, doi: 10.1109/TCSI.2009.2037847.

[9] D. Li, L. Geng, F. Maloberti, and F. Svelto, “Overcoming the Transimpedance Limit: A Tutorial on Design of Low-Noise TIA”, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 69, no. 6, pp. 2648–2653, 2022, doi: 10.1109/TCSII.2022.3173155.

[10] A. Kari Dolatabadi and M. Jalali, “Power and Area Efficient Transimpedance Amplifier Driving Large Capacitive Loads Based on Modified RGC Structure”, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 67, no. 10, pp. 1740–1744, Oct. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2947413.

[11] S. A. Hosseinisharif, M. Pourahmadi, and M. R. Shayesteh, “Utilization of a cascoded-inverter in an RGC structure as a low-power, broadband TIA”, Microelectronics J, vol. 99, May 2020, doi: 10.1016/j.mejo.2020.104749.

[12] S. Zohoori, T. Shafiei, and M. Dolatshahi, “A 274μW, Inductor-less, Active RGC-Based Transimpedance Amplifier Operating at 5Gbps”, in 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), IEEE, Apr. 2019, pp. 1–4. doi: 10.1109/IranianCEE.2019.8786670.

[13] M. H. Taghavi, L. Belostotski, J. W. Haslett, and P. Ahmadi, “10-Gb/s 0.13-μm CMOS Inductorless Modified-RGC Transimpedance Amplifier”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 62, no. 8, pp. 1971–1980, Aug. 2015, doi: 10.1109/TCSI.2015.2440732.

[14] C. Li, S. Xie, G. Zhou, L. Mao, and B. Qiu, “A low noise transimpedance amplifier for optical receiver”, Review of Scientific Instruments, vol. 92, no. 3, Mar. 2021, doi: 10.1063/5.0031658.

[15] T. H. Ngo, T. W. Lee, and H. H. Park, “4.1 mW 50 dBΩ 10 Gbps transimpedance amplifier for optical receivers in 0.13 μm CMOS”, Microw Opt Technol Lett, vol. 53, no. 2, pp. 448–451, Feb. 2011, doi: 10.1002/mop.25741.

[16] H. Jung, K. S. Choi, J. Kim, and S. G. Lee, “Analysis and Design of Inductorless Transimpedance Amplifier Employing Nested Feedforward Noise-Canceling Amplifiers”, IEEE Trans Microw Theory Tech, vol. 70, no. 8, pp. 3923–3932, Aug. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3176872.

[17] B. Abdollahi, B. Mesgari, S. Saeedi, Z. Sohrabi, and H. Zimmermann, “Low-Noise Modified-RGC Transimpedance Amplifier With Bandwidth Enhancement Using an Intrinsic Negative-RC Network”, IEEE Access, vol. 13, pp. 33521–33531, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3543679.

[18] Z. Cao, X. Xiao, Z. Dang, and J. He, “A Low-Noise Linear TIA With 42-GHz Bandwidth for Single-Ended Coherent Optical Receivers”, IEEE Solid State Circuits Lett, vol. 7, pp. 239–242, 2024, doi: 10.1109/LSSC.2024.3451966.

[19] M. Haghi Kashani, H. Shakiba, and A. Sheikholeslami, “A Low-Noise High-Gain Broadband Transformer-Based Inverter-Based Transimpedance Amplifier”, IEEE Open Journal of Circuits and Systems, vol. 3, pp. 72–81, 2022, doi: 10.1109/OJCAS.2022.3164396.