

طراحی پیش تقویت کننده RGC کم نویز مدار مجتمع CMOS با پهنای باند ۲۰ GHz و بهره ۶۰ dBΩ

پرویز امیری^۱، استادیار؛ محمود صیفوری^۲، استادیار؛ بابک آفرین^۳، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ آوا هدایتی پور^۴، دانشجوی کارشناسی ارشد

- ۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجائی - تهران - ایران - pamiri@srttu.edu
 ۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجائی - تهران - ایران - mahmood.seifouri@srttu.edu
 ۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجائی - تهران - ایران - afarin1595@gmail.com
 ۴- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجائی - تهران - ایران - ava.hedayati@srttu.edu

چکیده: در این مقاله یک مدار تقویت کننده امپدانس انتقالی در تکنولوژی CMOS ۰/۱۸ μm برای استفاده در سیستم‌های مخابرات نوری ارائه می‌شود. در این مدار یک پیش تقویت کننده RGC در ورودی استفاده شده است. ساختار RGC در ورودی برای افزایش هدایت انتقالی و کاهش امپدانس ورودی به کار برده شده است ساختار RGC به خاطر امپدانس ورودی کم باعث خنثی شدن اثر خازن پارازیتی فوتودیود در ورودی تقویت کننده امپدانس انتقالی می‌شود. در این مدار با استفاده از تکنیک‌های خازن دیژنراسیون و شبکه تطبیق مداری طراحی شده است که دارای پهنای باند ۲۰ GHz و بهره امپدانس انتقالی ۶۰ dBΩ و چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی، ۱۲ pA/sqrtHz در باند فرکانسی تقویت کننده است. همچنین عملکرد مدار، شامل بهره امپدانس انتقالی و چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی، پس از طراحی جانمایی، با شبیه‌سازی همراه با نظر گرفتن اثر خازن‌های پارازیتی تأیید شد.

واژه‌های کلیدی: سیستم‌های مخابرات نوری، تقویت کننده امپدانس انتقالی، خازن دیژنراسیون، شبکه تطبیق.

Design of RGC Preamplifier with Bandwidth 20GHz and Transimpedance 60 dBΩ for Telecommunication Systems

P. Amiri¹, Assistant Professor; M. Seifouri², Assistant Professor; B. Afarin³, MSc Student; A. Hedayati Pour⁴, MSc Student

1, 2, 3, 4- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Shahid Rajaee Teacher Training University, Tehran, Iran,
 Emails: pamiri@srttu.edu, mahmood.seifouri@srttu.edu, afarin1595@gmail.com, ava.hedayati@srttu.edu

Abstract: In this paper a transimpedance amplifier in 0.18 μm CMOS technology for optical communication networks is proposed. In this design an RGC preamplifier is used as input. The RGC structure is applied to input in order to increase trans conductance and reduce input impedance. This structure neutralizes the effect of the photodiode parasitic capacitors at input of transimpedance amplifier due to low input impedance. The circuit uses capacitive degeneration and broadband matching network techniques and is designed to have bandwidth of 20 GHz, transimpedance gain of 60dBΩ and input-referred noise current with spectral density of 12 pA/sqrtHz in the amplifier frequency band. Also results including input referred noise and transimpedance gain was confirmed after layout implementation in cadence, where post layout simulation was performed considering parasitic capacitors.

Keywords: Optical communication networks, transimpedance amplifier, capacitive degeneration, broadband matching network techniques.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۳/۰۷/۰۳

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۳/۰۹/۰۱ و ۱۳۹۴/۰۳/۰۶ و ۱۳۹۴/۰۴/۲۹

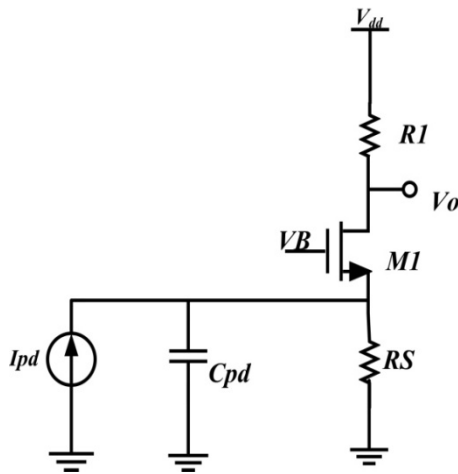
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۰۵/۱۱

نام نویسنده مسئول: پرویز امیری

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - لویزان - خیابان شهید شعبانلو - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجائی - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱- مقدمه

پیش تقویت کننده‌ها در گیرنده‌های نوری یک بخش حیاتی می‌باشند که بر عملکرد کل سیستم مانند حساسیت، سرعت و نسبت سیگنال به نویز تأثیر بسزایی دارند. تقویت کننده امیدانس انتقالی در گیرنده‌های نوری به‌عنوان پیش تقویت کننده استفاده می‌شود. متداول ترین نمونه در طراحی تقویت کننده‌های امیدانس انتقالی، استفاده از تکنولوژی CMOS است چون نسبت به تکنولوژی‌های دیگر هزینه ساخت کمتری دارد. توان مصرفی، پهنای باند، بهره و چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی از مهم ترین چالش‌ها در طراحی تقویت کننده‌های امیدانس انتقالی است. با توجه به رشد سرعت و حجم انتقال داده‌ها در فیبرهای نوری، ما نیاز به تقویت کننده‌هایی با پهنای باند بیشتر و چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی کمتری داریم [۱].



شکل ۱: مدار تقویت کننده گیت مشترک

همان طور که در رابطه (۲) مشخص است برای افزایش مقدار gm باید جریان درین (Id) افزایش یابد. چون gm با جریان درین رابطه رادیکالی دارد برای افزایش gm باید جریان درین چند برابر افزایش یابد. این مسئله باعث اتلاف بیش تر توان در تقویت کننده می‌شود. همچنین با افزایش جریان بایاس، افت ولتاژ دو سر مقاومت R1 بیش تر می‌شود و نقطه کار ترانزیستور به ناحیه مقاومتی نزدیک می‌شود و برای جلوگیری از چنین حالتی باید مقدار مقاومت R1 کاهش یابد اما با کاهش این مقاومت علاوه بر اینکه بهره مدار کاهش می‌یابد باعث افزایش چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی می‌شود. چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی در تقویت کننده گیت مشترک از رابطه (۳) به دست می‌آید [۵].

$$I_{n,in}^2 = \frac{4kT}{R_s} + \frac{4kT}{R_1} + \frac{4kT}{g_{m1}} \left(\Gamma + \frac{1}{g_{m1}R_1} \right) \left(\omega^2 C_{in}^2 + \frac{1}{R_s^2} \right) \quad (3)$$

در رابطه (۳)، k ثابت بولتزمن، T دما، Γ فاکتور نویز مسافت است. همچنین C_{in} ترکیب خازن‌های پارازیتی در ورودی است. رابطه (۳) نشان می‌دهد که کاهش مقاومت R1 باعث افزایش چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی می‌شود، پس برای کاهش جریان نویز ارجاع به ورودی، مقدار این مقاومت باید بزرگ انتخاب شود. البته این مقاومت نباید به اندازه‌ای بزرگ انتخاب شود که ترانزیستور وارد ناحیه مقاومتی شود. همچنین رابطه (۳) نشان می‌دهد که با افزایش فرکانس، جریان نویز ارجاع به ورودی بیشتر می‌شود.

برای کاهش امیدانس ورودی در تقویت کننده امیدانس انتقالی می‌توان از ساختار RGC استفاده کرد [۱، ۶]. همچنین با اصلاح طبقه ورودی گیت مشترک با ساختار feedforward، حاوی فیدبک منفی می‌توان امیدانس ورودی را کاهش داده و با کاهش ثابت زمانی در گره ورودی، پهنای باند را افزایش داد [۷]. همچنین می‌توان با استفاده از سلف سری در بین طبقات تقویت کننده، پهنای باند را افزایش داد [۸] که در این صورت سلف سری با خازن‌های پارازیتی در هر گره تشکیل شبکه LC داده و مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی تبدیل به یک فیلتر پایین گذر با مشخصات قابل کنترل باند گذر می‌شود.

خازن فوتودیود که ظرفیت آن ۰/۲۲ پیکوفاراد الی ۰/۳۵ پیکوفاراد است از مهم ترین چالش‌ها در طراحی پیش تقویت کننده‌ها برای استفاده در گیرنده‌های نوری است چون که ظرفیت پارازیتی بالای فوتودیود، باعث محدود شدن پهنای باند تقویت کننده‌های امیدانس انتقالی در لینک‌های نوری می‌شود [۲]. تقویت کننده‌های امیدانس انتقالی با پهنای باند چندین گیگاهرتز و بالاتر، از نیازهای اساسی استانداردهای فرستنده و گیرنده نوری مانند OC-۴۸ و OC-۱۹۲ است [۳]. پس برای برطرف کردن این نیاز، باید تقویت کننده‌های امیدانس انتقالی طوری طراحی شوند که دارای پهنای باند بالایی باشند ولی همان طور که گفته شد خازن پارازیتی فوتودیود در گیرنده‌های نوری باعث محدود شدن پهنای باند تقویت کننده‌ها می‌شود.

خازن بزرگ فوتودیود در ورودی گیرنده باعث ایجاد ثابت زمانی بزرگ و کاهش اندازه قطب در گره ورودی می‌شود و در نتیجه باعث محدود شدن پهنای باند تقویت کننده می‌شود. یکی از ساختارهایی که می‌توان برای افزایش پهنای باند تقویت کننده امیدانس انتقالی استفاده کرد مدار گیت مشترک است [۴].

مدار گیت مشترک در شکل ۱ نشان داده شده است. در مدار گیت مشترک مقدار امیدانس ورودی کم بوده و از رابطه (۱) به دست می‌آید.

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \quad (1)$$

امیدانس ورودی کم مدار گیت مشترک، باعث کاهش ثابت زمانی در گره ورودی شده و پهنای باند را افزایش می‌دهد. برای کاهش بیش تر امیدانس ورودی در مدار گیت مشترک و در نتیجه افزایش پهنای باند تقویت کننده، باید gm را افزایش داد. رابطه جریان درین با gm در ترانزیستورهای CMOS به صورت زیر است [۴]:

$$g_m = \sqrt{2\mu_{n,p} \frac{W}{L} I_D} \quad (2)$$

ورودی کم تر شده و اثر خازن فوتودیود، بیش تر خنثی شده و به دلیل انتقال قطب گره ورودی به فرکانس بالاتر، پهنای باند افزایش می یابد [۱].

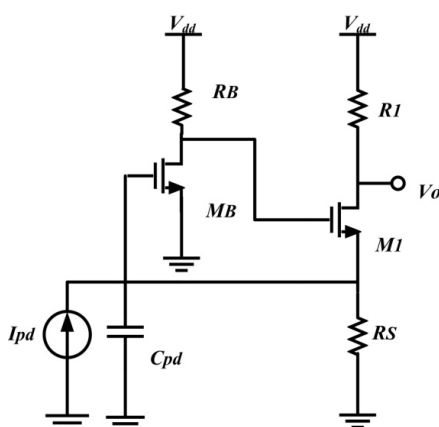
در ساختار RGC بهره امپدانس انتقالی فرکانس پایین برابر است با:

$$Z_{T,RGC}(0) \approx R_I \quad (7)$$

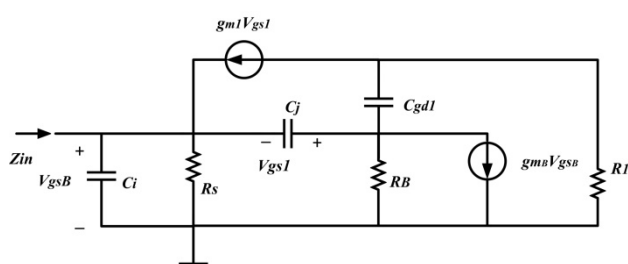
همچنین تابع انتقال طبقه RGC ورودی به صورت زیر است:

$$Z_{T,RGC}(s) = \frac{V_o}{I_{pd}} \approx \frac{R_I}{[1 + s \frac{C_{pd} + C_i}{g_{m1}(1 + g_{mB}R_B)] [1 + sR_I(C_L + C_O)]} \quad (8)$$

در رابطه (۸)، $C_0 = C_{gd1} + C_{db1}$ و $C_i = C_{sb1} + C_{gsB}$ و C_L بار خازنی طبقه بعدی است.



شکل ۲: مدار RGC [۱]



شکل ۳: مدار معادل سیگنال کوچک [۸]

با توجه به رابطه تابع انتقالی (۸)، مدار RGC دو قطب غالب به صورت زیر دارد:

$$\omega_{i,RGC} = \frac{g_{m1}(1 + g_{mB}R_B)}{C_{pd} + C_i} \quad (9)$$

$$\omega_{L,RGC} = \frac{1}{R_I(C_L + C_O)} \quad (10)$$

که قطب ω_i مربوط به گره ورودی و قطب ω_L مربوط به گره درین M_1 است. با توجه به امپدانس ورودی کم در ساختار RGC مقدار ثابت زمانی در گره ورودی کم تر است در نتیجه قطب در گره ورودی

همچنین با استفاده از تکنیک خازن دیژنراسیون، علاوه بر اضافه شدن یک صفر به مدار برای حذف قطب غالب، یک قطب اضافی کنترل شده ایجاد شده و پهنای باند مدار افزایش می یابد. در این مقاله به بررسی یک تکنیک افزایش پهنای باند تقویت کننده امپدانس انتقالی پرداخته می شود که در آن ترکیبی از طبقه ورودی RGC و شبکه تطبیق LC و خازن دیژنراسیون استفاده شده است که مزایای این روش پهنای باند بالا و جریان نویز ارجاع به ورودی کم است.

در این مقاله در بخش ۲ افزایش پهنای باند تقویت کننده با استفاده از تکنیک های طبقه RGC، شبکه تطبیق LC و خازن دیژنراسیون بررسی می شود. همچنین در بخش ۳ مدار بهبود یافته تقویت کننده امپدانس انتقالی که بر اساس ساختار RGC پیشنهاد شده است توضیح داده می شود و نتایج شبیه سازی پاسخ فرکانسی آن بررسی می شود و در بخش ۴ نیز چگالی جریان نویز ارجاع شده به ورودی تقویت کننده بررسی می شود و نتایج شبیه سازی مربوط به نویز تقویت کننده پیشنهادی مورد بررسی قرار می گیرد، در بخش ۵ نتایج مربوط به طراحی جانمایی و شبیه سازی های مربوط به این بخش و در نهایت در بخش ۶ نتیجه گیری ارائه شده است.

۲- طراحی تقویت کننده پهن باند

۲-۱- طبقه RGC

در این ساختار با استفاده از یک فیدبک محلی سورس مشترک امپدانس ورودی را کاهش می دهند. این ساختار در شکل ۲ نشان داده شده است. در این ساختار بهره طبقه فیدبک محلی تقریباً برابر است با:

$$A_{vf} = (1 + g_{mB}R_B) \quad (4)$$

همچنین مدار معادل سیگنال کوچک طبقه ورودی RGC به صورت شکل ۳ است [۸]؛ که در مدار معادل شکل ۳، $C_j \approx C_{gs1} + C_{gdB}$ و $C_i \approx C_{sb1} + C_{gsB}$ است. با توجه به مدار معادل سیگنال کوچک، امپدانس ورودی آن به صورت رابطه (۵) است.

$$Z_{in}(s) \approx \left(\frac{1}{R_B} + sC_j \right) \times \left[(g_{mB} + \frac{1}{R_B})(g_{m1} + sC_j) + \left(\frac{1}{R_B} + sC_j \right) \left(\frac{1}{R_S} + sC_j \right) \right]^{-1} \quad (5)$$

همچنین امپدانس ورودی فرکانس پایین مدار RGC تقریباً برابر است با:

$$Z_{in}(0) \approx \frac{1}{g_{m1}(1 + g_{mB}R_B)} \quad (6)$$

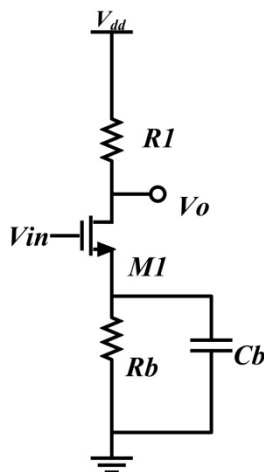
همان طور که از رابطه (۶) مشخص است امپدانس ورودی ساختار RGC به اندازه $(1 + g_{mB}R_B)$ برابر کوچک تر از مدار گیت مشترک است. در نتیجه در این ساختار به خاطر امپدانس ورودی کم، ثابت زمانی در گره

تشکیل شبکه تطبیق می دهند. اصل افزایش حاصل ضرب بهره در پهنای باند این است که مقدار بار در رنج فرکانسی وسیعی حفظ شود و این با استفاده از شبکه فیلتر نردبانی LC تحقق می یابد که در آن شبکه فیلتر نردبانی به همراه تقویت کننده به صورت یک فیلتر پایین گذر باترورت طراحی می شود.

همچنین اثبات شده است [۹] که بیشترین افزایش حاصل ضرب بهره در پهنای باند با یک شبکه تطبیق، چهار مرتبه است و پهنای باند بدون تغییر بهره چهار مرتبه بیش تر می شود.

۲-۳- خازن دیژنراسیون

در این تکنیک با استفاده از خازن موازی با مقاومت سورس، علاوه بر ایجاد یک صفر برای حذف قطب غالب، یک قطب در فرکانس های بالاتر ایجاد شده و پهنای باند تقویت کننده افزایش می یابد [۱۰]. در شکل ۴ یک طبقه بهره با خازن دیژنراسیون نشان داده شده است.



شکل ۴: طبقه بهره با خازن دیژنراسیون

بهره ولتاژ مدار شکل ۴ از رابطه (۱۲) به دست می آید.

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m R_1}{1 + g_m R_b} \frac{1 + s R_b C_b}{1 + s \frac{R_b C_b}{1 + g_m R_b}} \quad (12)$$

رابطه (۱۲) نشان می دهد که مدار شکل ۴ یک قطب در $(1 + g_m R_b) / (R_b C_b)$ و یک صفر در $1 / (R_b C_b)$ دارد. با استفاده از صفر ایجاد شده در این مدار، قطب غالب تقویت کننده حذف شده و قطب ایجاد شده پهنای باند تقویت کننده را تعیین می کند.

۳- طراحی مدار تقویت کننده امپدانس انتقالی با ساختار RGC بهبود یافته در ورودی

در این بخش مدار پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفته شده است. در این مدار برای افزایش پهنای باند از ترکیب سه تکنیک توضیح داده شده در بخش (۲) استفاده شده است. در این مدار، شبکه هماهنگ علاوه

مقدار بزرگتری داشته و قطب غالب ω_1 است. البته لازم به ذکر است که قطب ω_i نیز بر پهنای باند تأثیر می گذارد در نتیجه مقدار پهنای باند از مقدار قطب غالب کم تر خواهد شد. در مدار شکل ۲ چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی از رابطه (۱۱) به دست می آید [۱].

$$\begin{aligned} \bar{i}_{n,eq}^2 \approx & \frac{4kT(\Gamma k_{d0,1} + \frac{1}{R_I})\omega^2}{g_{m1}^2} \times [C_{gs1} + C_{gdB}]^2 \\ & + \frac{4kT(\Gamma k_{d0,B} + \frac{1}{R_B})}{(g_{mB} + \frac{1}{R_B})^2} \times [\frac{1}{R_S} + \omega^2(C_{pd} + C_i)]^2 \quad (11) \\ & + \frac{4kT}{R_S} + \frac{4kT}{R_I} \end{aligned}$$

در رابطه (۱۱)، K ثابت بولتزمن، T دما، Γ فاکتور نویز ماسفت، g_{d0} هدایت انتقالی بایاس صفر درین و C_i مجموع خازن های پارازیتی در سورس ترانزیستور M_1 است.

رابطه (۱۱) نشان می دهد که در مدار نشان داده شده در شکل ۲ برای جلوگیری از افزایش چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی، باید مقدار مقاومت R_B کوچک انتخاب شود و برای اینکه بهره طبقه فیدبک کاهش نیابد باید مساحت ترانزیستور M_B بزرگ در نظر گرفته شود که این امر خود باعث کاهش پهنای باند تقویت کننده می شود زیرا افزایش سطح ترانزیستور M_B ، سبب افزایش خازن پارازیتی گیت سورس این ترانزیستور شده و در نتیجه مقدار خازن پارازیتی در گره ورودی تقویت کننده افزایش یافته و قطب مربوط به گره ورودی کوچک تر شده و پهنای باند محدود می شود. همچنین برای کاهش نویز ناشی از ترانزیستور M_1 ، باید مساحت آن کوچک انتخاب شود ولی به دلیل اعمال فیدبک محلی، اثر خازن پارازیتی گیت سورس این ترانزیستور در گره ورودی افزایش یافته و این عامل نیز سبب محدود شدن پهنای باند در ساختار RGC می شود. بنابراین در این ساختار اثر خازن های پارازیتی کاملاً خنثی نشده و این خازن ها باعث کاهش پهنای باند تقویت کننده می شوند.

۲-۲- شبکه تطبیق LC

ساده ترین راه برای افزایش پهنای باند یک تقویت کننده، افزایش فرکانس قطع -3dB هر طبقه از تقویت کننده است که این کار با کاهش بار مقاومتی هر طبقه امکان پذیر است ولی کاهش مقاومت بار باعث کاهش بهره و افزایش جریان نویز ارجاع به ورودی می شود در نتیجه باید از تکنیک هایی استفاده شود که با افزایش فرکانس قطع، بهره همچنان ثابت بماند.

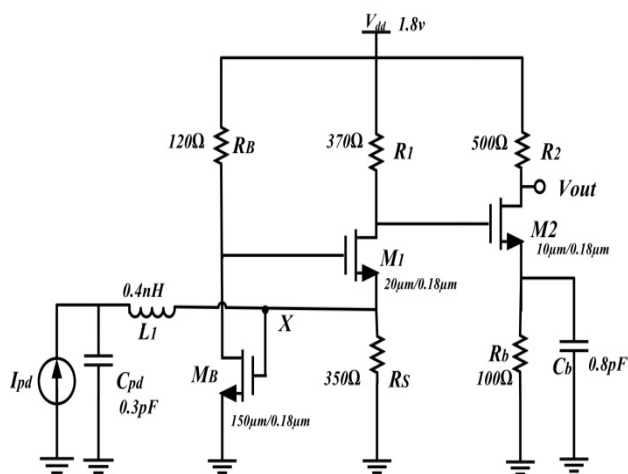
یکی از تکنیک های حذف اثر خازن های پارازیتی بر روی پهنای باند، استفاده از شبکه تطبیق در تقویت کننده است [۸]. در این روش با قرار دادن سلف در ورودی ساختار، این سلف ها همراه با خازن های پارازیتی

طبقه تقویت کننده سورس مشترک با خازن دیژنراسیون C_b ، یک صفر در $1/R_b C_b$ و یک قطب در $(1+g_{m2}R_b)/R_b C_b$ ایجاد می کند که صفر ایجاد شده برای جبران سازی قطب در درین ترانزیستور M_1 است و با جبران این قطب توسط صفر ایجاد شده با خازن دیژنراسیون، قطب غالب مدار برابر با قطب ایجاد شده توسط خازن دیژنراسیون خواهد شد و در نتیجه پهنای باند تقویت کننده توسط این قطب تعیین می شود.

در مدار شکل ۵ با قرار دادن سلف L_1 بین خازن پارازیتی فوتودیود و ورودی ساختار RGC، خازن های پارازیتی توسط سلف L_1 از یکدیگر جدا می شوند و این باعث می شود خازن های پارازیتی به صورت مجزا در زمان های مختلف شارژ شده و ثابت زمانی در گره ورودی کاهش پیدا کرده و قطب مربوط به گره ورودی در فرکانس بالاتری تشکیل می شود و در نتیجه پهنای باند افزایش می یابد.

در شکل ۶ مدار معادل سیگنال کوچک مربوط به طبقه RGC با شبکه تطبیق تقویت کننده امپدانس انتقالی شکل ۵ نشان داده شده است که در آن C_1 ترکیب خازن های پارازیتی در گره ورودی است که شامل خازن فوتودیود نیز است و خازن C_2 ترکیب خازن های پارازیتی در گیت ترانزیستور M_B است.

برافزایش پهنای باند چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی را نیز کاهش می دهد. شکل ۵ یک نمونه مدار تقویت کننده امپدانس انتقالی با طبقه ورودی RGC بهبود یافته را نشان می دهد.



شکل ۵: یک نمونه مدار تقویت کننده امپدانس انتقالی با ساختار RGC

مدار شکل ۵ شامل سه قسمت است: مدار هماهنگ در ورودی که شامل سلف L_1 است، طبقه RGC که شامل ترانزیستورهای M_1 و M_B و مقاومت های R_B و R_S و R_1 است همچنین مدار دارای یک طبقه تقویت کننده سورس مشترک با خازن دیژنراسیون است که این طبقه شامل ترانزیستور M_2 و مقاومت های R_2 و R_b و خازن C_b است. در این مدار امپدانس ورودی در فرکانس پایین، تقریباً برابر با ساختار RGC بوده و از رابطه (۶) به دست می آید.

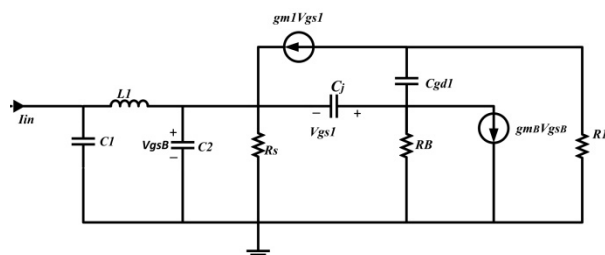
همچنین بهره امپدانس انتقالی مدار شکل ۵ در فرکانس پایین برابر است با:

$$Z_T(0) \approx \frac{g_{m2}R_2R_1}{1 + g_{m2}R_b} \quad (13)$$

رابطه (۱۳) نشان می دهد که بهره طبقه امپدانس انتقالی متناسب با R_1 است و با افزایش R_1 مقدار بهره افزایش می یابد البته افزایش R_1 باید به اندازه ای باشد که ترانزیستور M_1 وارد ناحیه مقاومتی نشده و در ناحیه اشباع باقی بماند. در ضمن این افزایش باید همراه با در نظر گرفتن نویز صورت گیرد.

بدون در نظر گرفتن شبکه تطبیق در مدار شکل ۵، طبقه RGC باعث کاهش مقاومت ورودی شده و ثابت زمانی در گره ورودی کاهش پیدا می کند و قطب گره ورودی به فرکانس های بالاتر انتقال می یابد و قطب با فرکانس پایین در درین ترانزیستور M_1 تشکیل می شود که مقدار آن از رابطه (۱۰) به دست می آید.

در این طراحی برای اجتناب از پیک در پاسخ فرکانسی به دلیل صفر تولید شده با فیدبک محلی طبقه RGC، مقدار مقاومت R_B را باید کوچک انتخاب کنیم [۱].



شکل ۶: مدار معادل سیگنال کوچک طبقه RGC با شبکه تطبیق

بر اساس آنالیز سیگنال کوچک، تابع انتقال طبقه RGC بهبود یافته همراه با طبقه شامل خازن دیژنراسیون به صورت زیر است:

$$Z_T(s) = \frac{Z_T(0)}{1 + \frac{s}{\omega_1}} \quad (14)$$

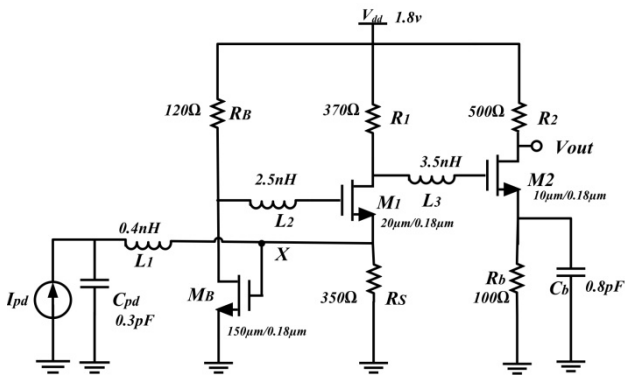
$$[1 + Z_i(C_1 + C_2)s + (L_1 C_1)s^2 + Z_i C_1 C_2 L_1 s^3]^{-1}$$

که در رابطه (۱۴)، Z_i از رابطه (۶) به دست می آید. همچنین در تابع انتقال (۱۴)، $Z_T(0)$ بهره امپدانس انتقالی مدار شکل ۵ در فرکانس پایین است که از رابطه (۱۳) به دست می آید. رابطه (۱۴) یک تابع انتقال درجه چهارم است. در این تابع ω_1 قطب ایجاد شده توسط خازن دیژنراسیون است که مقدار آن از رابطه (۱۵) به دست می آید.

$$\omega_1 = \frac{1 + g_{m2}R_b}{R_b C_b} \quad (15)$$

در این طراحی مقدار ω_1 روی ۵ GHz هدف گذاری شده است و پهنای باند تقویت کننده فقط با استفاده از تکنیک خازن دیژنراسیون تقریباً ۵GHz است و برای افزایش پهنای باند به بیش از این مقدار، از شبکه تطبیق استفاده شده است. به منظور داشتن تقویت کننده ای با پاسخ فرکانسی یکنواخت، تابع انتقال (۱۴) با پاسخ باترورت طراحی

تقویت کننده امیدانس انتقالی با ساختار RGC بهبودیافته پیشنهادی را نشان می دهد.

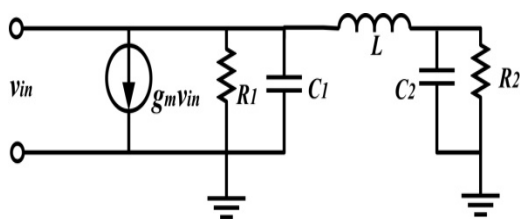


شکل ۸: مدار پیشنهادی تقویت کننده امیدانس انتقالی با ساختار RGC

در مدار شکل ۸ قرار دادن سلف L_2 باعث جدا شدن خازن های پارازیتی در درین ترانزیستور M_B و گیت ترانزیستور M_1 می شود و در نتیجه ثابت زمانی در گره های مربوط به درین ترانزیستور M_B و گیت ترانزیستور M_1 کاهش پیدا کرده و قطب مربوط به این گره ها نیز به فرکانس بالاتری انتقال پیدا می کند و این باعث افزایش پهنای باند تقویت کننده می شود.

در این حالت نیز سلف L_2 همراه خازن های پارازیتی تشکیل یک شبکه نردبانی LC مرتبه سوم می دهند. همچنین قرار دادن سلف L_3 طبقه آخر نیز باعث جدا شدن خازن های پارازیتی در درین ترانزیستور M_1 و گیت ترانزیستور M_2 شده و این امر نیز باعث افزایش پهنای باند تقویت کننده می شود.

شکل ۹ مدار معادل هر طبقه از تقویت کننده را به همراه خازن های پارازیتی و شبکه تطبیق نشان می دهد:



شکل ۹: مدار معادل طبقه ورودی تقویت کننده امیدانس انتقالی پیشنهادی

با استفاده از آنالیز سیگنال کوچک، تابع انتقال مربوط به مدار معادل شکل ۹ به صورت زیر به دست می آید:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m R_T \times [S^3 (C_1 C_2 L R_T) + S^2 (\frac{C_2 L R_T}{R_1} + \frac{C_1 L R_T}{R_2}) + S(C_T R_T + \frac{L}{R_1 + R_2}) + 1]^{-1} \quad (21)$$

می شود و ضرایب مخرج آن با ضرایب باترورت درجه چهارم به دست آورده می شود.

برای پیاده سازی تابع انتقال درجه چهارم (۱۴) ابتدا ضرایب پاسخ باترورت از رابطه (۱۶) محاسبه می شود [۱۱]:

$$\frac{a_{k+1}}{a_k} = \frac{\cos(\frac{k\pi}{2n})}{\sin[\frac{(k+1)\pi}{2n}]}, k = 0, 1, 2, \dots, n-1 \quad (16)$$

با استفاده از رابطه (۱۶) ضرایب باترورت برای تابع انتقال درجه چهارم به صورت زیر به دست می آید:

$$a_0=1, a_1=2.6131, a_2=3.4141, a_3=2.6131, a_4=1$$

حال با معادل قرار دادن ضرایب مخرج تابع انتقال (۱۴) با ضرایب باترورت داریم:

$$\omega_c [\frac{1}{\omega_1} + Z_i (C_1 + C_2)] = 2.6131 \quad (17)$$

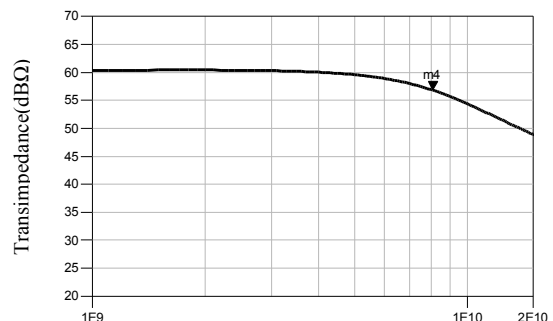
$$\omega_c^2 [L_1 C_1 + \frac{Z_i (C_1 + C_2)}{\omega_1}] = 3.4141 \quad (18)$$

$$\omega_c^3 [\frac{L_1 C_1}{\omega_1} + Z_i C_1 C_2 L_1] = 3.4141 \quad (19)$$

$$\omega_c^4 [\frac{Z_i C_1 C_2 L_1}{\omega_1}] = 1 \quad (20)$$

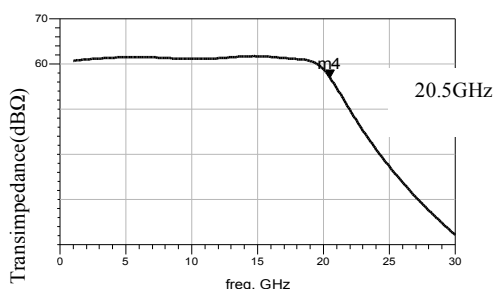
در روابط (۱۷-۲۰) فرکانس قطع فیلتر باترورت است. با استفاده از روابط (۱۷-۲۰) می توان پارامترهای طراحی را برای داشتن جواب باترورت برای تقویت کننده امیدانس انتقالی با طبقه ورودی RGC بهبودیافته شکل ۵ به دست آورد. البته لازم به ذکر است که جواب های به دست آمده بعد از شبیه سازی با نرم ADS بهینه سازی شده است.

مدار شکل ۵ با نرم افزار ADS و با تکنولوژی CMOS $0.18 \mu m$ شبیه سازی شده است. شکل ۷ نتایج شبیه سازی مدار شکل ۵ را نشان می دهد. در این شبیه سازی مقدار خازن پارازیتی دیود آشکارساز برابر با $0.3 pF$ پیکوفاراد در نظر گرفته شده است.



شکل ۷: نتایج شبیه سازی مدار شکل ۵

نتایج شبیه سازی نشان می دهد که پهنای باند تقویت کننده امیدانس انتقالی با طبقه RGC بهبودیافته شکل ۵، تقریباً برابر با ۷ GHz است. برای افزایش پهنای باند تقویت کننده امیدانس انتقالی شکل ۵ می توان از شبکه تطبیق در بین طبقات استفاده کرد. شکل ۸ مدار



شکل ۱۰: نتایج شبیه‌سازی مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی پیشنهادی

۴- تحلیل و بررسی نویز

جریان نویز معادل ورودی که جریان نویز ارجاع به ورودی نامیده می‌شود یکی از مهم‌ترین عوامل تأثیرگذار بر عملکرد پیش تقویت کننده گیرنده‌های نوری است. در صورتی که مقدار این کمیت در تقویت کننده زیاد شود سیگنال دریافتی از فوتودیود قابل تشخیص نبوده و حساسیت مدار کم‌تر می‌شود.

در این قسمت اثر شبکه تطبیق بر جریان نویز ارجاع به ورودی بررسی می‌شود.

بدون شبکه تطبیق می‌توان، چگالی طیفی جریان نویز ارجاع به ورودی تقویت کننده امیدانس انتقالی شکل ۸ را با استفاده از روش آنالیز شده در [۱] به صورت رابطه (۲۵) محاسبه کرد.

$$(25)$$

$$\bar{i}_{n,eq}^2 \approx \frac{4kT}{R_S} + \frac{4kT}{R_I} + \quad (A)$$

$$\frac{4kT(\Gamma k_{d0,1} + \frac{1}{R_I})\omega^2}{g_{m1}^2} \times [C_j + \frac{C_{pd}}{1 + g_{mB}R_B}]^2 \quad (B)$$

$$+ \frac{4kT(\Gamma k_{d0,B} + \frac{1}{R_B})}{(g_{mB} + \frac{1}{R_B})^2} \times [\frac{1}{R_S} + \omega^2(C_{pd} + C_i)]^2 \quad (C)$$

$$+ \frac{4kT\omega^2 C_y^2}{1 + \omega^2 C_b^2 R_b^2} \times [(\Gamma k_{d0,2} + \frac{1}{R_2})(\frac{1 + g_{m2}R_b}{g_{m2}})^2 + R_b] \quad (D)$$

در رابطه (۲۵) K ثابت بولتزمن، T دما، Γ فاکتور نویز مسافت، g_{d0} هدایت انتقالی بایاس صفر درین و C_y مجموع خازن‌های پارازیتی در درین ترانزیستور M_1 است همچنین داریم:

$$C_i \approx C_{sb1} + C_{gsB} \quad (26)$$

$$C_j \approx C_{gs1} + C_{gdB} \quad (27)$$

در رابطه (۲۵) بخش‌های A و B و C نویز حرارتی ناشی از ترانزیستورهای M_1 و M_B و مقاومت‌های R_1 و R_B و R_S است همچنین قسمت D رابطه (۲۵) مربوط به طبقه خازن دیژنراسیون است.

در تابع انتقال (۲۱)، $R_T = R_1 || R_2$ و $C_T = C_1 + C_2$ است. تابع انتقال (۲۱) نشان می‌دهد که مدار معادل شکل ۹ یک فیلتر پایین گذر درجه سه است. برای داشتن تقویت کننده‌ای با پاسخ فرکانسی یکنواخت، تابع انتقال (۲۱) نیز با پاسخ فیلتر باترورث درجه سوم طراحی می‌شود.

برای پیاده‌سازی تابع انتقال درجه سوم (۲۱) ابتدا ضرایب پاسخ باترورث از رابطه (۱۶) محاسبه می‌شود. با استفاده از رابطه (۱۶) ضرایب باترورث برای تابع انتقال درجه سوم به صورت زیر به دست می‌آید:

$$a_0=1, a_1=2, a_2=2, a_3=1$$

حال با مساوی قرار دادن مقادیر ضرایب باترورث به دست آمده با مخرج تابع انتقال (۲۱) داریم:

$$\omega_C^3 (C_1 C_2 L R_T) = 1 \quad (22)$$

$$\omega_C^2 (\frac{C_2 L R_T}{R_1} + \frac{C_1 L R_T}{R_2}) = 2 \quad (23)$$

$$\omega_C (C_T R_T + \frac{L}{R_1 + R_2}) = 2 \quad (24)$$

که در آن ω_c فرکانس قطع فیلتر پایین گذر با پاسخ باترورث است. با استفاده از روابط (۲۲-۲۴) می‌توان پارامترهای طراحی مربوط به هر طبقه را برای داشتن جواب باترورث برای تقویت کننده با شبکه نردبانی LC شکل ۸ محاسبه نمود.

در نتیجه با انتخاب ω_c مناسب می‌توان پارامترهای تقویت کننده را طوری طراحی کرد که دارای پهنای باندی برابر با فرکانس قطع فیلتر پایین گذر با پاسخ باترورث باشد و می‌توان با انتخاب مناسب مقادیر پارامترهای طراحی، پهنای باند تقویت کننده را گسترش داده و به مقدار بهینه و مطلوب از پهنای باند رسید. البته لازم به ذکر است که جواب‌های به دست آمده بعد از شبیه‌سازی بهینه‌سازی شده است.

مدار شکل ۸ با نرم افزار ADS و با تکنولوژی CMOS $0.18 \mu m$ شبیه‌سازی شده است. شکل ۱۰ نتایج شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی پیشنهادی را با در نظر گرفتن اثر سلف‌های L_1 و L_2 و L_3 نشان می‌دهد.

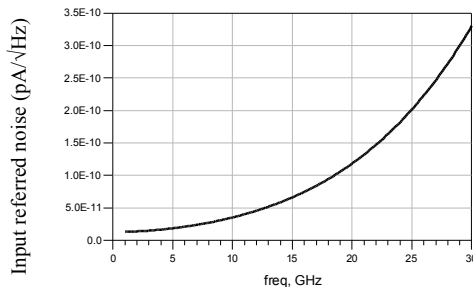
در این شبیه‌سازی مقدار خازن پارازیتی دیود آشکارساز برابر با 0.3 پیکوفاراد در نظر گرفته شده است.

نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد پهنای باند مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی پیشنهادی شکل ۸، با در نظر گرفتن شبکه‌های تطبیق تقریباً 20.5 GHz است. همچنین این نتایج نشان می‌دهد که بهره مدار تقویت کننده پیشنهادی تقریباً 60 dBΩ است. همچنین این نتایج نشان می‌دهد که پهنای باند مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی پیشنهادی نسبت به مدار شکل ۵ تقریباً ۳ برابر بهبود پیدا کرده است.

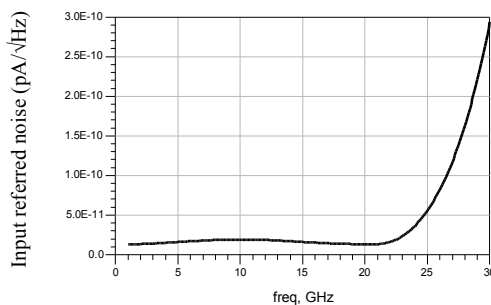
همان طور که در رابطه (۲۵) مشخص است نویز ناشی از طبقه خازن دیژنراسیون در فرکانس‌های بالا مستقل از فرکانس است و بنابراین می‌توان مقدار آن را با انتخاب مناسب المان‌ها به حداقل رساند در نتیجه در فرکانس‌های بالا، عوامل اصلی تعیین مقدار نویز، ترانزیستورهای M_1 و M_B و مقاومتهای R_1 و R_B و R_S است.

رابطه (۲۵) نشان می‌دهد که خازن‌های پارازیتی علاوه بر محدود کردن پهنای باند تقویت کننده، نقش مهمی در افزایش چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی تقویت کننده دارد و با افزایش فرکانس، جریان نویز ارجاع به ورودی تقویت کننده افزایش می‌یابد.

یکی از مزیت‌های دیگر استفاده از شبکه تطبیق در بین طبقات تقویت کننده، کاهش چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی تقویت کننده است. با در نظر گرفتن اثر شبکه‌های تطبیق، جریان نویز ارجاع به ورودی در مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی شکل ۸ تقریباً از رابطه (۲۸) به دست می‌آید [۸، ۱].



شکل ۱۱: چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی مدار پیشنهادی بدون شبکه تطبیق



شکل ۱۲: چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی مدار پیشنهادی با شبکه تطبیق

جدول ۱: مقایسه تقویت کننده پیشنهادی با طراحی‌های قبلی

طراحی	[۲]	[۴]	[۵]	در این مقاله
تکنولوژی	۰/۱۸μm CMOS	۰/۱۸μm CMOS	۰/۱۸μm CMOS	۰/۱۸μm CMOS
پهنای باند (GHz)	۷	۸	۹/۲	۲۰/۵
بهره (dBΩ)	۵۵	۵۳	۵۴	۶۰
توان مصرفی (mw)	۱۸/۶	۱۳/۵	۱۳۰	۱۱
نویز ارجاع به ورودی (pA/√Hz)	۱۷/۵	۱۸	۱۷	۱۲

۵- طراحی جانمایی

در جانمایی مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی پیشنهادی با تکنولوژی TSMC ۰/۱۸ و پروسه CMOS با نرم‌افزار Cadence پیاده‌سازی شده است. پس از قرار دادن سلف‌ها، برای جلوگیری از CMRR و کراس تاک ناخواسته، قسمت‌های باقی‌مانده مدار شامل ترانزیستورها، مقاومتهای و خازن‌ها به صورت کاملاً متقارن طراحی شده است. جانمایی این مدار در شکل ۱۳ نشان داده شده است.

در رابطه (۲۸) داریم:

همچنین در رابطه (۲۸)، $C_{in} \approx C_i + (1 + g_m R_B) C_j$ است که C_i و C_j به ترتیب از رابطه (۲۶) و (۲۷) به دست می‌آید. رابطه (۲۸) نشان می‌دهد که استفاده از شبکه تطبیق در مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی شکل ۸، علاوه بر افزایش پهنای باند تقویت کننده، سبب کاهش چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی تقویت کننده نیز می‌شود که این نیز یکی از مزایای استفاده از شبکه تطبیق در تقویت کننده امیدانس انتقالی بر اساس ساختار RGC است.

شکل‌های ۱۱ و ۱۲ نتایج شبیه‌سازی جریان نویز ارجاع به ورودی مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی را نشان می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که در مدار شکل ۸ بدون در نظر گرفتن اثر سلف‌های L_1 و L_2 و L_3 ، متوسط جریان نویز ارجاع به ورودی در پهنای باند مدار، تقریباً برابر با $۲۴ \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ است در حالی که با اعمال شبکه تطبیق متوسط جریان نویز ارجاع به ورودی مدار تقریباً به

$$\bar{i}_{n,eq}^2 \approx \omega^2 C_{pd}^2 \left[\frac{4kT(g_m d_{0,1} + \frac{1}{R_1})}{g_{m1}(1 + g_{mB} R_B)^2} + \frac{4kT(g_m d_{0,B} + \frac{1}{R_B})}{(g_{mB} + \frac{1}{R_B})^2} \right] + (1 - \omega^2 L_1 C_{pd})^2 \times \left[\frac{(1 - \omega^2 L_2 C_{in})^2}{(L_2 \omega)^2} \times \frac{4kT(g_m d_{0,1} + \frac{1}{R_1})}{g_{m1}^2} + \omega^2 C_i^2 \frac{4kT(g_m d_{0,B} + \frac{1}{R_B})}{(g_{mB} + \frac{1}{R_B})^2} + \frac{4kT}{R_S} + \frac{4kT}{R_1} + \frac{4kT(g_m d_{0,B} + \frac{1}{R_B})}{(g_{mB} + \frac{1}{R_B})^2} \times \frac{1}{R_S^2} \right] \quad (28)$$

که در رابطه (۲۸) داریم:

$$L_2' \approx \frac{L_2}{(1 + g_{mB} R_B)} \quad (29)$$

شکل‌های ۱۱ و ۱۲ نتایج شبیه‌سازی جریان نویز ارجاع به ورودی مدار تقویت کننده امیدانس انتقالی را نشان می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که در مدار شکل ۸ بدون در نظر گرفتن اثر سلف‌های L_1 و L_2 و L_3 ، متوسط جریان نویز ارجاع به ورودی در پهنای باند مدار، تقریباً برابر با $۲۴ \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ است در حالی که با اعمال شبکه تطبیق متوسط جریان نویز ارجاع به ورودی مدار تقریباً به

انتقالی ۵۸/۱dB و چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی ۱۵ pA/sqrtHz است که نتایج شبیه‌سازی اولیه را تأیید می‌کند.

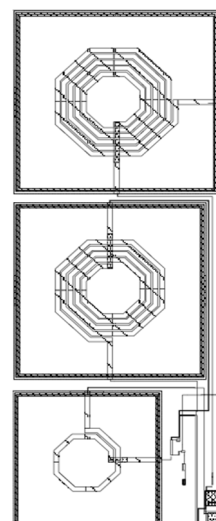
۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک پیش‌تقویت‌کننده بر اساس ساختار RGC مورد بررسی قرار گرفت. در این پیش‌تقویت‌کننده با استفاده از تکنیک‌های شبکه تطبیق و خازن دی‌انراسیون ساختار RGC را بهبود داده و با بهبود پیش‌تقویت‌کننده، پهنای باند تقویت‌کننده افزایش یافته و جریان نویز ارجاع به ورودی کاهش می‌یابد این مدار در تکنولوژی ۰/۱۸μm CMOS با نرم‌افزار ADS شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که تقویت‌کننده دارای بهره امیدانس انتقالی ۶۰dBΩ در پهنای باند ۲۰/۵ GHz است.

همچنین شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که متوسط جریان نویز ارجاع به ورودی تقریباً ۱۲pA/sqrtHz است و توان مصرفی تقویت‌کننده ۱۱ mW است.

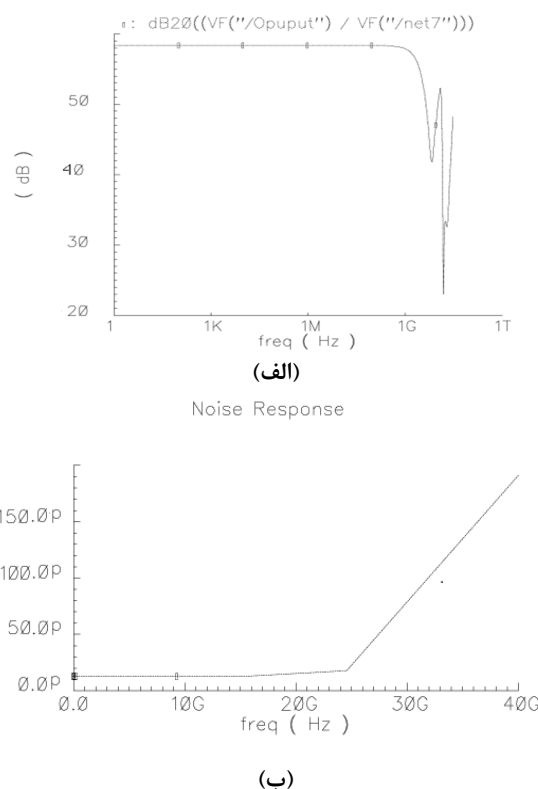
مراجع

- [1] S.M. Park, and H.J. Yoo, "1.25-Gb/s regulated cascode CMOS transimpedance amplifier for gigabit ethernet applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 1, pp. 112-121, 2004.
- [2] S.M. Rezaul Hasan, "A 0.8v 40 Gb/s novel CMOS regulated cascode trans-impedance amplifier for optical sensing applications," *Signal Processing Systems Journal*, vol. 72, no. 1, pp. 63-68, 2013.
- [3] S.M. Rezaul Hasan, "Design of a low-power 3.5-GHz broad-band CMOS transimpedance amplifier for optical transceivers," *IEEE Transaction Circuits System*, vol. 52, no. 6, pp. 1061-1072, 2005.
- [4] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits*, UCLA, McGraw-Hill, 2000.
- [5] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd Edition, New York, Prentice Hall, 2012.
- [6] Y.H. Kim, E.S. Jung, and S.S. Lee, "Bandwidth enhancement technique for CMOS RGC transimpedance amplifier," *Electronics Letters 5th*, vol. 50, no. 12, pp. 882-884, 2014.
- [7] Z. Lu, K.S. Yeo, W.M. Lim, M.A. Do, and C.C. Boon, "Design of a CMOS broadband transimpedance amplifier with active feedback," *IEEE Transaction Circuits System*, vol. 18, no. 3, pp. 461-472, 2010.
- [8] Z. Lu, K.S. Yeo, J.G. Ma, M.A. Do, W.M. Lim, and X. Chen, "Broadband design techniques for transimpedance amplifiers," *IEEE Transaction Circuits System*, vol. 54, no. 3, pp. 590-600, 2007.
- [9] B. Analui, and A. Hajimiri, "Bandwidth enhancement for transimpedance amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 8, pp. 1263-1270, 2004.
- [10] B. Razavi, *Design of Integrated Circuits for Optical Communications*, New York, McGraw-Hill, 2002.
- [11] W.K. Chen, *Theory and Design of Broadband Matching Networks*, New York, Pergamon, 1976.



شکل ۱۳: طراحی جانمایی در نرم‌افزار Cadence Virtuoso

برای به دست آوردن نتایج قابل قبول با توجه به اثر خازن‌های پارازیتی در شبیه‌سازی جانمایی، طراحی دقیق و فاصله کم المان‌ها باید مدنظر قرار گیرد. شبیه‌سازی بعد از طراحی جانمایی در اسپکتروم نشان می‌دهد که نتایج این شبیه‌سازی تقریباً به نتایج شبیه‌سازی‌های اولیه با نرم‌افزار ADS نزدیک است. در شکل ۱۴ نتایج شبیه‌سازی مقدار متوسط جریان نویز ارجاع به ورودی و بهره امیدانس انتقالی مدار قابل مشاهده است.



شکل ۱۴: شبیه‌سازی پس از جانمایی؛ (الف) بهره امیدانس انتقالی مدار، (ب) چگالی جریان نویز ارجاع به ورودی

همچنین پس از انجام شبیه‌سازی‌های جانمایی رسم شده، محاسبات بهره و پهنای باند و نویز با استفاده از قسمت virtuoso انجام شد که این محاسبات نشان می‌دهد مدار پیشنهادی دارای بهره امیدانس